Electronique Fondamentale

A. Oumnad

aoumnad@menara.ma

WWW.DZPEN.COM | قلم الجزائر

SOMMAIRE

I. Notions générales....4
I.1 Loi d'Ohm....4
I.2 Puissance....4
I.3 Les résistances....5
I.3.1 Code de couleur à 4 bandes....5
I.3.2 Code de couleur à 5 bandes....5
I.4 Association de résistances....6
I.5 La masse....6
I.6 Les tensions s'ajoutent comme des vecteurs....7
I.7 Diviseur de tension....7
I.8 Les condensateurs....8
I.8.1 Charge et décharge d'un condensateur....8
I.8.2 Association de Condensateur....9
II. Les Conducteurs et les semi-conducteurs....10
II.1 Les semi-conducteurs....10
II.2 Agitation thermique....11
II.3 Bande de Valence....11
II.4 Bande de conduction....11
II.5 Les conducteurs....11
II.6 Les Isolants....11
II.7 Les semi-conducteurs intrinsèques....12
II.8 semi-conducteurs extrinsèques....12
II.8.1 Semi-conducteurs extrinsèques de type N....12
II.8.2 Semi-conducteurs extrinsèques de type P....13
III. La jonction PN....13
III.1 Polarisation de la jonction PN....14
III.2 Caractéristique de la diode....14
III.3 Diode Zener....15
III.3.1 Stabilisation par diode Zener....16
III.4 Redressement des tensions (courants) alternatifs....17
III.4.1 Redressement simple (mono) alternance....17
III.4.2 Redressement double alternance....18
III.4.3 Filtrage par condensateur en tête....19
IV. Transistor à jonction ou transistor bipolaire....22
IV.1 Principe de fonctionnement : effet transistor....22
IV.2 Réseau de caractéristique du transistor....23
IV.3 Polarisation du transistor....24
IV.3.1 Polarisation par une résistance de base....24

WWW.DZPEN.COM | قلم الجزائر

IV.3.2 Polarisation par pont 25
IV.4 L'opération d'amplification 27
IV.4.1 Grandeurs caractéristiques d'un amplificateur 27
IV.5 Transistor bipolaire en amplification 28
IV.5.1 Schéma équivalent du transistor pour les petits signaux 29
IV.5.2 Schéma équivalent simplifié 30
IV.6 Montage émetteur commun (EC) 31
IV.6.2 Impédance d'entrée 33
IV.6.3 Impédance de sortie 33
IV.7 Montage collecteur commun (CC) 33
IV.7.1 Gain en tension 33
IV.7.2 Impédance d'entrée 34
IV.7.3 Impédance de sortie 34
V. L'Amplificateur Opérationnel 36
V.1 Définition 36
V.2 Approximation 36
V.3 Montage INVERSUR 37
V.4 Montage NON-INVERSUR 37
V.5 Montage SUIVEUR 37
V.6 Montage SOMMATEUR - INVERSUR 38
V.7 Montage SOMMATEUR NON-INVERSUR 38
V.8 Amplificateur différentiel 38
V.9 Montage intégrateur 39
V.10 Montage dérivateur 39
V.11 Convertisseur courant tension 39

WWW.DZPEN.COM | قلم الجزائر

I. NOTIONS GENERALES

I.1 Loi d'Ohm

Si on applique une tension (pression) U aux bornes d'une résistance R, il en résulte la circulation d'un courant I lié aux deux grandeurs précédentes par la relation :

$$U = R\,I$$

U : en Volt (V)
R : en Ohm (Ω)
I : en Ampère (A)

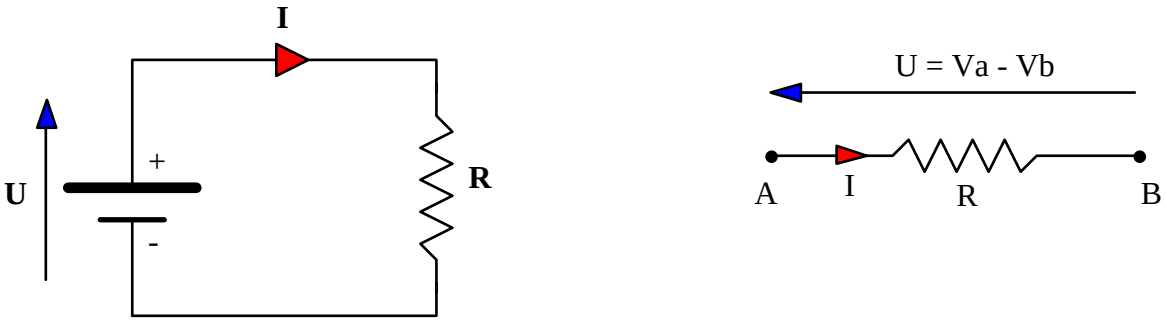


Fig. I-1 : convention de dessin

I.2 Puissance

Un composant ayant une tension **U** à ses bornes et qui est traversé par un courant **I** dissipe une puissance **P** (en général par effet joule = échauffement) telle que :

$$P = U\,I$$

P est la quantité d'énergie dissipée pendant l'unité de temps (joule/seconde), elle est exprimée en Watt (W)

Dans le cas d'une résistance, si on applique la loi d'ohm on obtient :

$$P = UI = RI^2 = \frac{U^2}{R}$$

I.3 Les résistances

Les résistances sont les éléments les plus utilisés en électronique. Leur fonction est de s'opposer au passage du courant, la loi d'ohm donne la relation entre la tension, la résistance du circuit et le courant. L'unité de mesure des résistances est l'Ohm.

Les résistances vendues dans le commerce sont marquées avec un code de couleur qui permet de reconnaître leurs valeurs. Les systèmes les plus utilisés sont le système à 4 anneaux et le système à 5 annaux.

I.3.1 Code de couleur à 4 bandes

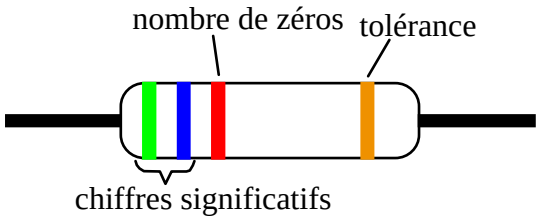


Fig. I-2 : code de couleur à 4 anneaux

	Noir	0
	Maron	1
	Rouge	2
	Orange	3
	jaune	4
	Vert	5
	Bleu	6
	Violet	7
	Gris	8
	Blanc	9

tab. I-1 : code de couleurs

La lecture se fait de gauche à droite à partir de l'extrémité ou sont groupés les anneaux. Les deux premiers anneaux indiquent la valeur des chiffres significatifs. Le troisième anneau indique le nombre de zéros. Le quatrième anneau indique la tolérance :
Or = 5%, Argent = 10 %

Ainsi une résistance marquée : V B R Or a une valeur de : 56 00 Ω ± 5% = 5.6 kΩ

I.3.2 Code de couleur à 5 bandes

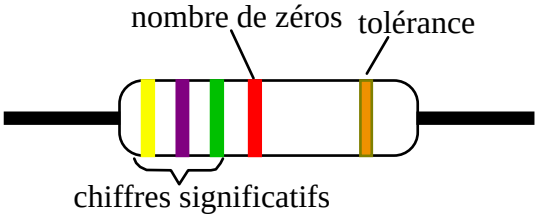


Fig. I-3 : code de couleur à 5 bandes

Les trois premiers anneaux indiquent la valeur des chiffres significatifs. Le quatrième anneau indique le nombre de zéros. Le cinquième anneau indique la tolérance :
Rouge = 2%, Or = 5%, Argent = 10 %

Ainsi une résistance marquée : J Vi Ve R Or a une valeur de : 47500 Ω ± 5%

I.4 Association de résistances

Les résistances peuvent être associées soit en série soit en parallèle

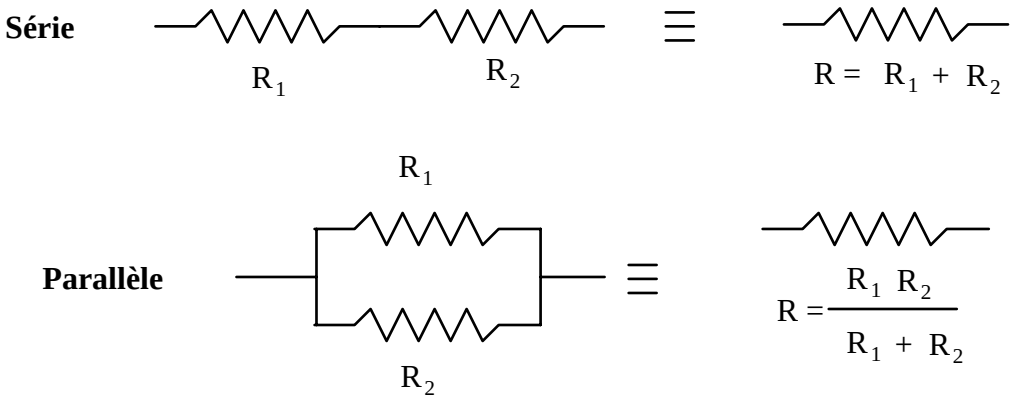


Fig. I-4 : association de résistances

I.5 La masse

Quand on parle de tension, il s'agit d'une différence de potentiel entre deux points d'un circuit. Ainsi, dans la figure ci-dessous, on a :

$V_1 = V_A - V_B$

$V_2 = V_B - V_C$

$V_3 = V_C - V_D$

$U = V_A - V_D$

En électronique, on a l'habitude de considérer un point du circuit comme référence de tension (tension zéro) qu'on appèle la masse. Les tensions aux différent point du circuit seront calculées par rapport à ce point. En général, on prend pour masse la borne négative de l'alimentation. Ainsi sur la figure ci-dessous, c'est le point D qui constitue la masse, on a donc $V_D = 0$ zt on a :

- Tension au point A = $V_A - V_D = V_A$
- Tension au point B = $V_B - V_D = V_B$
- Tension au point C = $V_C - V_D = V_C$
- . . .

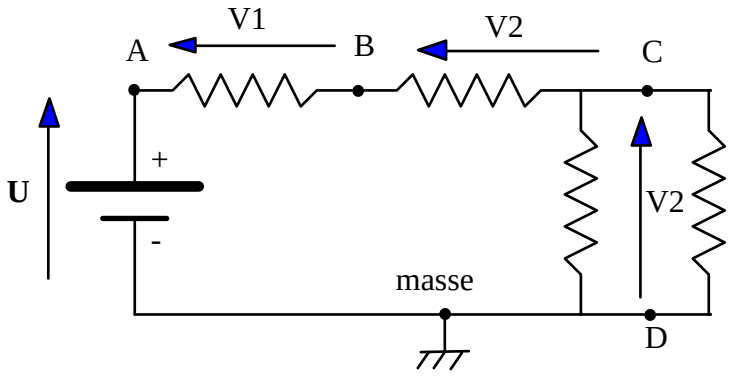


Fig. I-5 : répartition des tensions dans un circuit

I.6 Les tensions s'ajoutent comme des vecteurs

Le schéma de la figure (Fig. I-5) peut être redessiné comme suit et on constate d'une manière visuelle simple que $U = V_1 + V_2 + V_3$

Or :

$V_1 = R_1 I_1$

$V_2 = R_2 I_1$

$V_3 = R_3 I_2 = R_4 I_3$

Il en résulte que :

$U = R_1 I_1 + R_2 I_1 + R_3 I_2$

ou

$U = R_1 I_1 + R_2 I_1 + R_4 I_3$

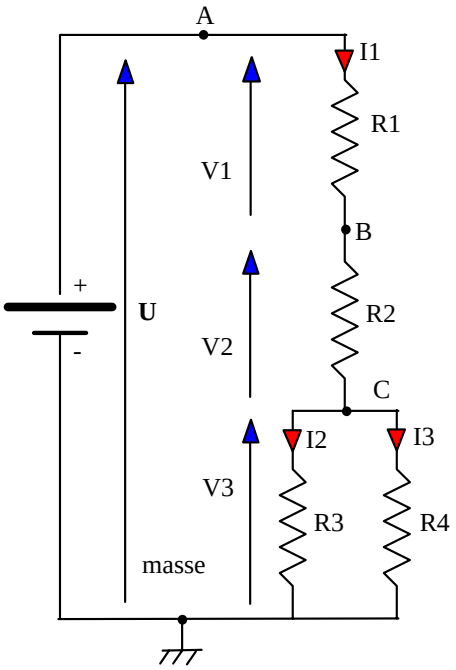
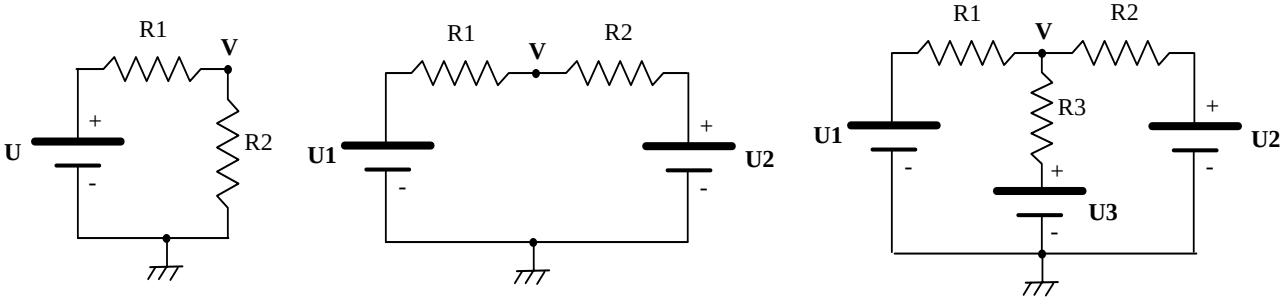


Fig. I-6 : répartition des tensions

I.7 Diviseur de tension

Il est toujours possible de calculer la tension en un point d'un circuit en utilisant correctement la loi d'Ohm et les règles d'association des résistances. Mais l'utilisation de quelques règle simples peut faciliter les calculs.



$$V = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U \qquad V = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_2 \qquad V = \frac{\frac{1}{R_1} U_1 + \frac{1}{R_2} U_2 + \frac{1}{R_3} U_3}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}$$

Fig. I-7 : Diviseurs de potentiel

I.8 Les condensateurs

Un condensateur est un composant constitué de deux armatures métalliques séparées par un isolant appelé diélectrique. Pour simplifier, on peut considérer le condensateur comme un réservoir qui peut emmagasiner des électrons. Comme tout réservoir, il a un volume d'emmagasinage qu'on appelle CAPACITE qu'on désigne par la lettre C et qui se mesure en Farad. Les valeurs qu'on trouve dans le commerce vont de quelques picofarads *(pF : pico = 10^{-12})* à quelques milliers de microfarad *(µF : micro = 10^{-6}).* A partir de quelques µF, la technologie de fabrication devient électrochimique, les condensateurs sont alors polarisés, ils ont une borne (+) et une borne (-) et se comporte un peur comme une pile rechargeable qu'il ne faut surtout pas charger dans le sens inverse.

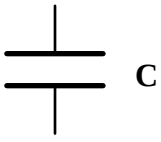


Fig. I-8 : condensateur

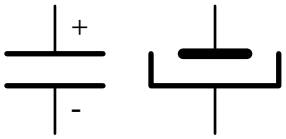


Fig. I-9 : condensateurs polarisés

Les condensateurs jouent des rôles très divers dans les montages électroniques. Une configuration très souvent rencontrée est la charge et décharge à travers une résistance sous l'effet d'un générateur de tension constante.

I.8.1 Charge et décharge d'un condensateur

Considérons le montage de Fig. I-10, dès qu'on ferme l'interrupteur K1, la capacité commence à se charger. Le courant de charge est d'abord très fort, puis il décroît rapidement, en même temps la tension Vc aux bornes du condensateur croit rapidement au début et ralentit ensuite. Quand la tension Vc est égale à la tension E du générateur, la charge s'arrête, Vc n'augmente plus et le courant de charge s'annule, on obtient les variations illustrées sur Fig. I-11. L'expression de la tension aux bornes du condensateur est donnée par :

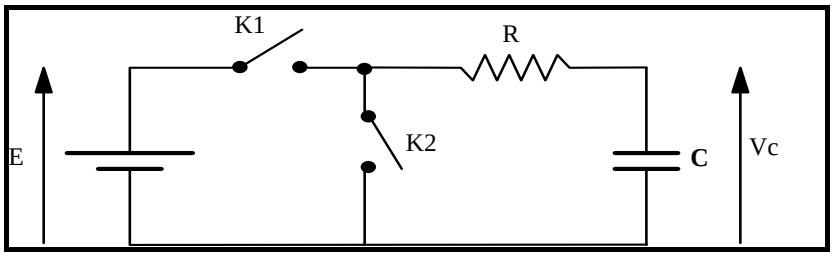


Fig. I-10 : charge et décharge d'un condensateur

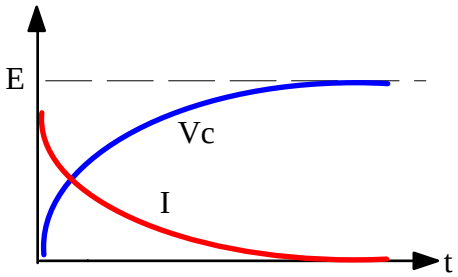


Fig. I-11 : charge d'un condensateur

$$V_C = E\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right)$$

On ouvre maintenant l'interrupteur K1, Le condensateur conserve sa charge et la tension à ses bornes reste constante.

Si maintenant on ferme l'interrupteur K2, Le condensateur se décharge à travers R d'une façon similaire à sa charge, au début la décharge est rapide, ensuite elle ralentit jusqu'à ce que le condensateur soit complètement déchargé

c.à.d Vc = 0. L'allure de la tension Vc est illustrée sur Fig. I-12. L'équation de sa variation est donnée par :

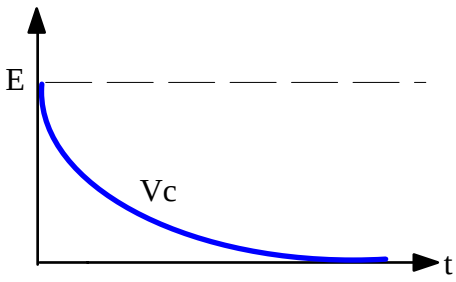


Fig. I-12 : décharge d'un condensateur

$$V_C = E\, e^{-\frac{t}{RC}}$$

D'une manière générale, l'équation d'une charge ou d'une décharge d'une capacité C à travers une résistance R est donnée par l'expression :

$$V(t) = V_\infty - (V_\infty - V_0)\, e^{-\frac{t}{RC}}$$

I.8.2 Association de Condensateur

Les Condensateurs peuvent être associées soit en série soit en parallèle

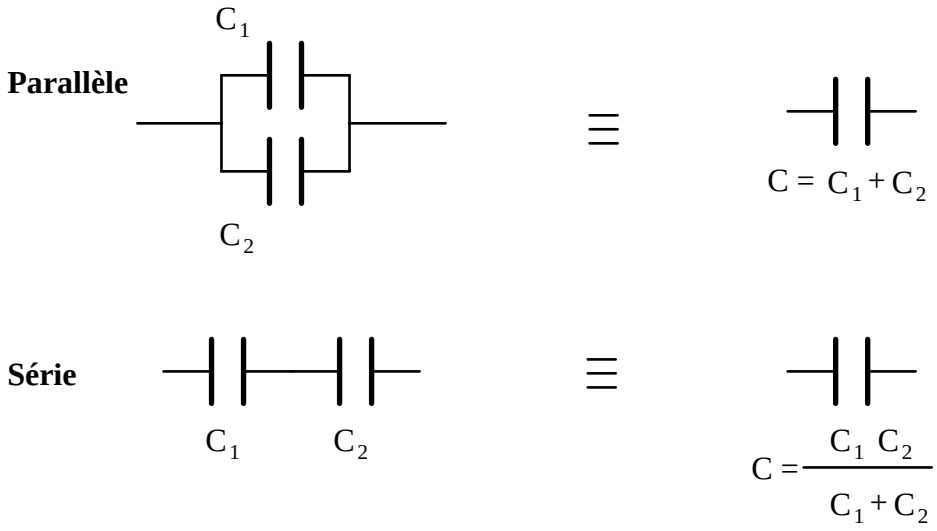


Fig. I-13 : association de condensateurs

II. LES CONDUCTEURS ET LES SEMI-CONDUCTEURS

Il n'est pas nécessaire de connaître en détail le principe de fonctionnement (interne) des composants comme la diode et le transistor pour savoir s'en servir correctement. Nous allons quand même donner (pour ceux qui désirent en savoir un peu plus) quelques principes sans nous aventurer à aligner les équations trop complexes de la physique du solide.

II.1 Les semi-conducteurs

Les semi-conducteurs doivent leur nom au fait que leur conductivité (résistivité) est intermédiaire entre celle des conducteurs comme les métaux et celle des isolants. En fait, la différence la plus caractéristique réside dans le sens de la variation de la conductivité avec la température. Alors que la résistance d'un fil métallique augmente avec la température, celle d'un semi-conducteur diminue.

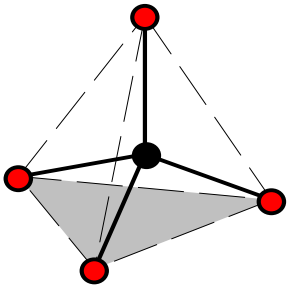


Fig. II-1 : structure d'un SC

Les semi-conducteurs les plus utilisés sont le silicium et le germanium qui sont des éléments tetravalents qui appartiennent à la quatrième colonne de la classification périodique des éléments. Leurs atomes comportent **quatre** électrons (de valence) sur la couche périphérique (couche de valence). Ces éléments cristallisent dans un système cubique, avec sur chaque cube élémentaire, un atome à chaque sommet, un atome au centre de chaque face et 6 atomes à l'intérieur. Avec cette structure, chaque atome se trouve au centre d'un tétraèdre régulier dans les quatre atomes voisins occupent les sommets (Fig. II-1).

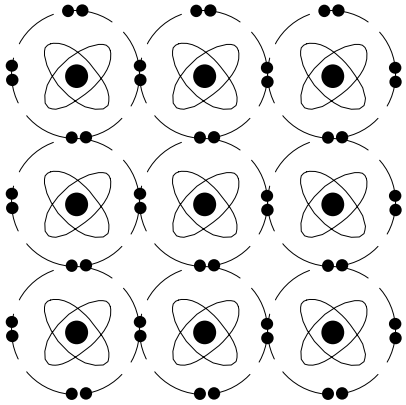


Fig. II-2 : représentation des liaisons de valence dans un cristal de SC

On sait qu'une couche électronique est particulièrement stable quand elle a 8 électrons; les semi-conducteurs réalisent cette situation en mettant en commun chaque électron de la couche de valence par deux atomes voisins, la figure Fig. II-2 illustre un exemple simplifié de ce cette situation. Cette figure n'est qu'une représentation commode, car, en réalité, un atome et ses 4 voisins ne sont pas situés sur le même plan. Cette représentation n'est d'ailleurs pas très bonne bien qu'elle soit largement utilisée. En effet, les électrons gravitent autour du noyau atomique comme les satellites gravitent autour de la terre. La stabilité de leur orbite résulte de l'équilibre entre la force d'attraction électrostatique exercée par le noyau la force centrifuge due à leur rotation. Quand on dit que deux atomes voisins mettent en commun un électron chacun, cela signifie que ces deux électrons gravitent sur une orbite qui entoure les deux noyaux (Fig. II-3).

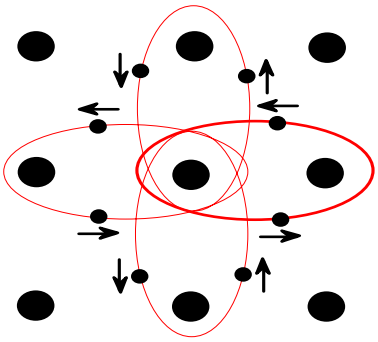


Fig. II-3 : représentation des orbites des électrons de valences

II.2 Agitation thermique

Les particules qui constituent la matière sont en perpétuel mouvement. Les électrons tournent autour des noyaux, et ceux-ci, bien que figés dans le cristal, vibrent autour de leurs positions moyennes. Ces mouvements s'appellent l'agitation thermique dont l'ampleur augmente avec la température, et sarrette complètement au zéro absolu (*-273 °C*).

II.3 Bande de Valence

Nous avons vu comment les électrons de la dernière couche étaient coupés à assurer la liaison de valence avec les atomes voisins, c'est pour ça qu'on les appelle les électrons de valence. Leur niveau d'énergie se situe entre des limites qui constituent une bande d'énergie dite bande de Valence.

II.4 Bande de conduction

Si un électron reçoit une énergie suffisante par échauffement ou par rayonnement, il peut quitter son orbite et devenir libre dans le réseau cristallin d'une façon analogue à un satellite auquel on communique une énergie suffisante pour le libérer de l'attraction terrestre. Les électrons libres ont leur énergie qui se situe dans une bande d'énergie dite bande de conduction, car, étants libres, ils peuvent participer à la conduction d'un courant électrique si un champ est appliqué au semi-conducteur.

II.5 Les conducteurs

Dans les conducteurs, la bande de valence et la bande de conduction se chevauchent, il n'a pas de gap entre les deux. Un électron n'a aucun mal de quitter son atome pour aller *"vagabonder"* dans le réseau cristallin, on dit qu'il passe dans la bande de conduction. L'énergie d'agitation thermique à la température ambiante fait que chaque atome libère au moins un électron qui voyage librement dans le cristal et on se retrouve avec un nombre extrêmement de porteurs libres qui, dès qu'on crée un champ électrique au sein du conducteur à l'aide d'un générateur, vont être attirés par la borne positive de ce dernier créant un courant électrique important.

II.6 Les Isolants

Les isolant sont caractérisés par une bande interdite très importante séparant la bande de valence de la bande de conduction. Ce qui veut dire qu'il faut beaucoup trop d'énergie pour arracher un électron de sa liaison de valence. Le résultat est qu'on ne trouve aucun électron libre dans le cristal et même si on applique un champ électrique, aucun courant n'en résulte.

II.7 Les semi-conducteurs intrinsèques

Dans ces semi-conducteurs **idéalement purs**, il y a autant de trous que d'électrons libres car les premiers apparaissent lors de la formation des seconds, on dit qu'il y a création d'une paire électron-trou. Le nombre d'électrons est noté n_i. Si on applique un champ au sein du semi-conducteur en connectant un générateur de tension à ses bornes, il circule un courant qui résulte du déplacement des deux type de conducteurs, les électrons libre vers le pôle (+) du générateur et les trous vers le pôle (-) du générateur. L'expression de la conductivité est : $\sigma_i = n_i\, e\, (\mu_n + \mu_p)$. μ_n est la mobilité des électrons libres et μ_p est la mobilité des trous. Pour le silicium $\mu_n = 0.13\ m^2/Vs$ et $\mu_p = 0.05\ m^2/Vs$ ce qui donne une conductivité $\sigma_i = 1.6\ 10^{16} \times 1.6\ 10^{19}(0.13 + 0.05) = 0.46\ 10^{-3}\ (\Omega m)^{-1}$ soit une résistivité $\rho_i = 1/\sigma_i = 2200\Omega m$.
Quand la température augmente, la croissance de n_i est très importante ce qui provoque une augmentation importante de la conductivité et donc du courant électrique.

II.8 semi-conducteurs extrinsèques

Ce sont des semi-conducteurs intrinsèques dans lesquels on a introduit des atomes étrangers qu'on appelle impuretés ce qui va modifier complètement leurs caractéristiques électriques. Cette opération d'injections d'impuretés s'appelle **dopage** d'un semi-conducteur.

II.8.1 Semi-conducteurs extrinsèques de type N

C'est le cas où les atomes étrangers sont pentavalents (antimoines, phosphore, arsenic) c.a.d. qu'il ont 5 électrons sur la couche périphérique (de valence). Parmi ces 5 électrons, 4 vont être mis en commun avec les atomes voisins pour assurer les liaisons de valence, le $5^{ème}$, resté libre, peut ce déplacer et participer à la conduction. On dit que les impuretés utilisés sont des **donneurs** (d'électrons). **Bien que l'électron devenu libre laisse un ion positif derrière lui, celui ci (constitué de l'atome donneur) a 8 électrons sur sa couche de valence, il n'a pas tendance à capter l'électron d'un atome voisin, ce n'est donc pas un trou (porteur) car il ne participera pas au courant de trous** (par le mécanisme de déplacement de trou qui à lieu à chaque fois qu'un atome ionisé comportant un trou capte un électron de l'atome voisin pour compléter sa dernière couche).

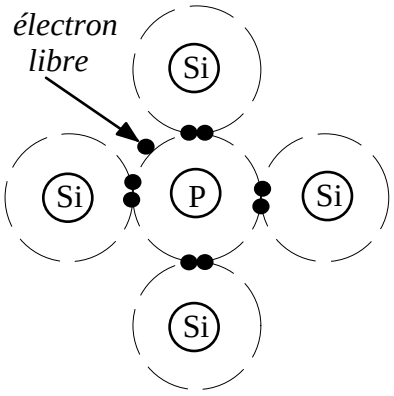


Fig. II-4 : dopage par atome donneur

Le dopage par des atomes donneurs va donc favoriser la conduction par électrons libres au détriment de la conduction par trous. **On dit que les électrons constituent les porteurs majoritaires**. Comme il sont porteurs de charge négatives, le semi-conducteur extrinsèque est dit de type N.

II.8.2 Semi-conducteurs extrinsèques de type P

Ici, les atomes d'impureté sont des accepteurs (bore, aluminium, gallium, indium), ils ont seulement trois électrons sur la couche de valence. Si on les introduit dans un cristal intrinsèque, ils mettent en commun leurs *3* électrons avec les *4* atomes du semi-conducteur qui les entourent pour former les liaisons de valence. Ils se trouvent à la fin avec *7* (*3+4*) électrons sur la couche de valence, cette configuration est instable et aura tendance à capter un électron d'un atome voisin pour compléter sa couche à *8* électrons. Dès que cet électron est capté, l'atome Accepteur devient un ion négatif et introduit un trou dans le cristal qui va participer à la conduction par trou. Aucun électron libre n'a été crée lors de la formation du trou, les trous sont donc beaucoup plus nombreux que les électrons, ils constituent les porteurs majoritaires et le semi-conducteur est de type P.

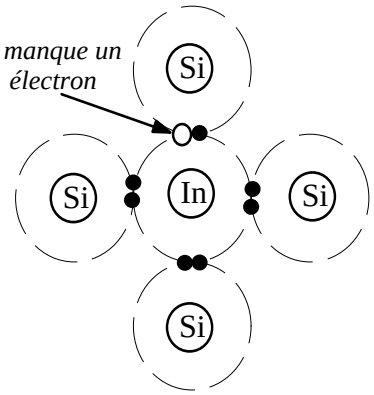


Fig. II-5 : dopage par atome accepteur

III. LA JONCTION PN

Si on place l'un contre l'autre deux cristaux semi-conducteurs, un de type P et l'autre de type N, au voisinage de la jonction ainsi effectuée, le électrons majoritaire du coté N vont diffuser vers le coté P et trous majoritaires du côté P vont diffuser vers le côté N. Les électrons passés du coté P vont se recombiner avec les trous abondants de ce côté, et les trous passés du côté N vont se recombiner avec les électrons abondants de ce coté. Il se crée alors une région sans porteurs où il n'y a plus que des ions positifs du coté N et des ions négatifs du coté P. Cette région dite, **zone de charge d'espace ou zone dépeuplée** n'est plus neutre électriquement. De part et d'autre de la jonction, il existe une double répartition des charges assez semblable à celle que l'on trouve sur les armatures d'un condensateur, les charges positifs d'un côté, les négatifs de l'autre. Il se crée alors un champ électrique interne E_i orienté de N vers P qui va s'opposer à la diffusion des porteurs de part et d'autre de la jonction. En effet, si un électron arrive dans la zone dépeuplée, il sera rappelé par le champ vers la zone d'où il vient. De la même façon, les trous qui arrivent dans cette zone sont renvoyés par le champ dans la zone P d'où ils sont venus. Si on reprend le phénomène depuis le début, au fur et à mesure que les porteurs diffusent de part et d'autre de la jonction, les charges d'espace (+) et (-) augmentent et le champ augmente avec elles. Plus le champ augmente, plus la diffusion des porteurs est freinée, on dit qu'il y a création d'une barrière de potentiel qui empêche les

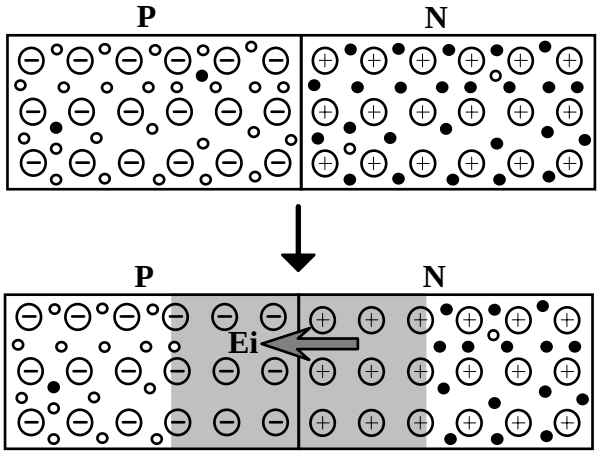


Fig. III-1 : Jonction PN

porteurs de traverser la jonction. Il arrive un moment où il s'établit un équilibre statistique, tout se passe comme si aucun électron n'arrive à diffuser du coté P et aucun trou n'arrive à diffuser du coté N, les charge (+) et (-) de chaque côté de la jonction cessent d'augmenter et le champ aussi.

III.1 Polarisation de la jonction PN

On dit qu'une jonction PN est polarisée en **directe** lorsqu'on relie l'extrémité P au pôle (+) et l'extrémité N au pôle (-) d'un générateur de tension *(*Fig. III-2*)*. Le champs externe E_{ext} crée par ce générateur au sein de la jonction s'oppose au champ interne *Ei*. Tant que la tension U du générateur reste inférieure à un certain seuil, E_{ext} reste inférieur à Ei, et les porteur ne peuvent toujours pas traverser la jonction, il n'y a donc pas de courant. Si la tension du générateur devient supérieure au seuil, E_{ext} devient supérieur à E_i, le champ résultant dans la jonction est maintenant orienté de P cers N et va donc favoriser la diffusion des électron de N vers P et des trous de P vers N. Il se crée alors un courant électrique important de P vers N au sein de la jonction (de N vers P dans le circuit extérieur). On dit que la diode est **passante**. Le seuil de tension à partir duquel la diode devient passante est d'environ *0.2V* pour le germanium et *0.65V* pour le silicium.

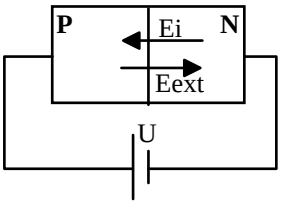


Fig. III-2 : jonction PN polarisée en directe

On dit qu'une jonction est polarisée en sens **inverse** Lorsque le potentiel de son extrémité N est supérieur à celui de son extrémité P *(*Fig. III-3*)*. L'action du champ E_{ext} créés par le générateur externe d'ajoute à celle de champ interne E_i , les porteurs majoritaire sont repoussés encore un peu plus loin de la jonction ce qui augmente la largeur de la zone dépeuplée. Aucun courant important ne circule dans la jonction, on dit qu'elle est **bloquée**. Le seul courant qui arrive a passer est celui créé par les porteur minoritaires dont la diffusion est encouragée par le champ. Ce courant reste cependant très faible, si bien qu'on peut considérer qu'une jonction PN polarisée en inverse correspond à une résistance très élevée ou même à un circuit ouvert.

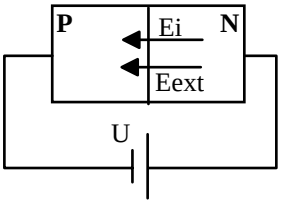


Fig. III-3 : jonction PN polarisée en inverse

III.2 Caractéristique de la diode

Une diode est un composant électronique obtenu en recouvrant une jonction PN par une couche protectrice en plastique afin d'en faciliter sa manipulation. (Fig. III-4)

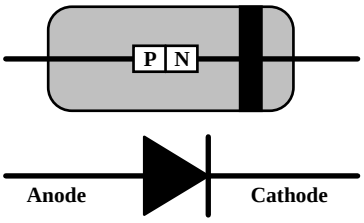


Fig. III-4 : diode

Quand la diode est polarisée en direct, si on note V_D la tension appliquée à ses bornes, alors elle est traversée par un courant I_D t.q:

$$I_D = I_o\left(e^{\frac{V_D}{\psi}} - 1\right) \quad avec\ \psi = \frac{kT}{q}$$

k est la constante de Boltzmann, ***T*** est la température absolue et ***q*** est la charge de l'électron. A la température ambiante *(T=300 °K)*, ψ = *26 mV*.

Io est le courant inverse de la diode, il ne dépend pas de la tension de polarisation, mais dépend fortement de la température. A la température ambiante *(25 °C)*, sa valeur ne dépasse guère le nA, à *125 °C*, sa valeur est multipliée par *16000*. Sur la figure (Fig. III-5) l'échelle de la tension et du courant n'est pas la même dans le sens directe et le sens inverse.

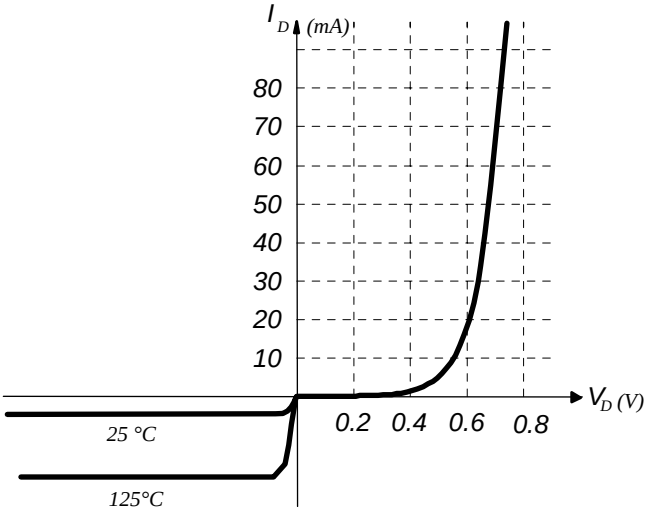


Fig. III-5 : caractéristique de la diode

III.3 Diode Zener

Lorsque la diode est polarisée en inverse, le courant inverse qui la traverse est quasiment nul. On ne peut cependant pas augmenter indéfiniment la tension inverse aux bornes d'une diode. Lorsque cette tension atteint une certaine valeur, le champ électrique qui règne dans la jonction devient suffisamment élevé pour ioniser les atomes en leur arrachant les électrons de valence qui deviennent libres et génèrent un courant inverse très important. On dit qu'il y a un effet d'avalanche ou qu'il y a **claquage de la diode**. La tension aux bornes de la diode reste **constante** quel que soit le courant inverse qui circule dans la diode. Cette tension dite tension de claquage V_B *(breakdown voltage)* reste importante pour les diodes à usage général (quelques *100*ène de Volts), sa valeur est précisée par les constructeurs pour chaque type de diode.

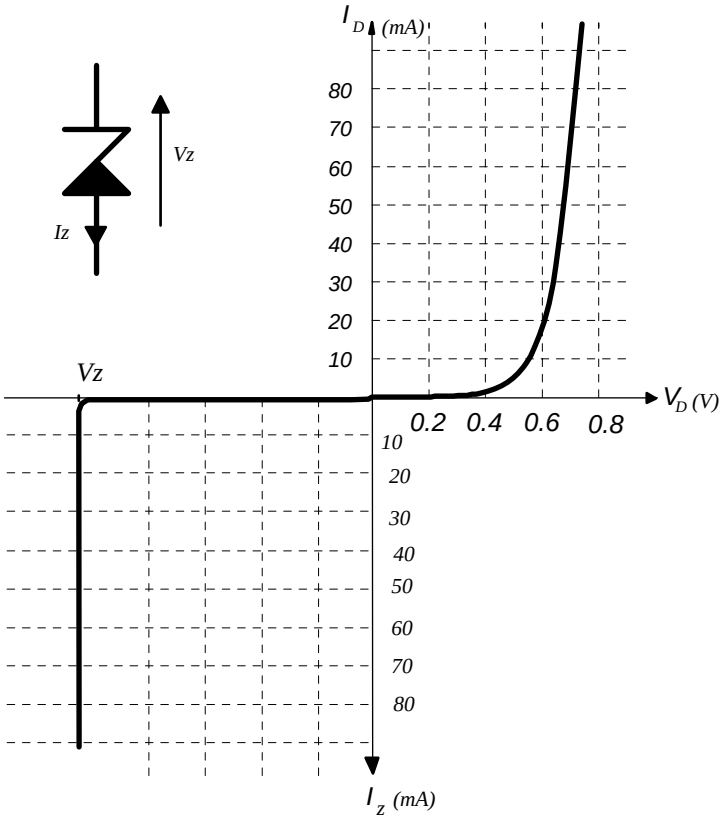


Fig. III-6 : caractéristique de la diode Zener

La diode **Zener** est une diode pour laquelle on a utilisé des semi-conducteurs N et P très fortement dopés ce qui a comme effet de réduire la tension de claquage

V_B qui sera appelée **tension Zener** V_Z. Durant la fabrication, on sait contrôler avec précision la valeur de V_Z. Les diodes Zener sont fabriqué pour être utilisés en inverse dans la zone d'avalanche. Dans ce cas, la tension à ses bornes reste égale à V_Z quelque soit le courant I_z qui la traverse. On l'appelle diode **stabilisatrice** de tension. Evidemment, une Zener polarisée en directe fonctionne comme une diode normale.

III.3.1 Stabilisation par diode Zener

Avec le montage de la figure Fig. III-7, on va essayer de stabiliser la tension aux bornes la charge R_L à l'aide d'une diode Zener (V_Z=5V).

Pour les faibles valeurs de E, la Zener reste bloquée, la tension V_L aux bornes de R_L sera calculée comme si la Zener était absente. Dès que V_L dépasse V_Z, la Zener conduit et V_L reste égale à V_Z.

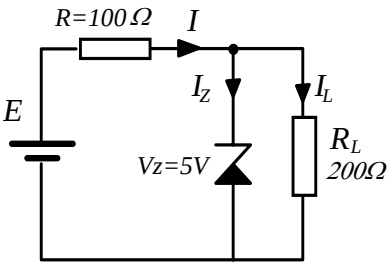


Fig. III-7 : stabilisation par zener

a) E = 3V

On suppose que la Zener est bloquée, Iz = 0,

$$V_L = \frac{R_L}{R_L + R} E = \frac{200}{300} \times 3 = 2\ V$$

$V_L < V_Z$, donc la Zener est bien bloquée, tout le courant I passe de la charge,

$$I_L = I = \frac{E}{R_L + R} = \frac{3V}{0.3K} = 10\,mA$$

$$V_L = 2\ V\ ,\quad I_L = 10\ mA$$

b) E = 6V

On suppose que la Zener est bloquée, Iz = 0,

$$V_L = \frac{R_L}{R_L + R} E = \frac{200}{300} \times 6 = 4\ V$$

$V_L < V_Z$, donc la Zener est encore bloquée, tout le courant I passe de la charge,

$$I_L = I = \frac{E}{R_L + R} = \frac{6V}{0.3K} = 20\,mA$$

$$V_L = 4\ V\ ,\quad I_L = 20\ mA$$

c) E = 9V

On suppose que la Zener est bloquée, Iz = 0,

$$V_L = \frac{R_L}{R_L + R} E = \frac{200}{300} \times 9 = 6\ V$$

$V_L > V_Z$, donc la Zener conduit et impose $V_L = V_Z = 5$ V, le courant I se partage entre I_z et I_L

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{5V}{0.2K} = 25\ mA\quad ,\quad I = \frac{E - V_Z}{R} = \frac{9V - 5V}{0.1K} = 40\ mA,\ I_Z = I - I_L = 15\ mA$$

$$V_L = 5\ V\ ,\quad I_L = 25\ mA$$

d) E = 12V

Il est évident que la Zener va conduire ici aussi et imposer $V_L = V_Z = 5$ V

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{5V}{0.2K} = 25\ mA \quad , \quad I = \frac{E - V_Z}{R} = \frac{12V - 5V}{0.1K} = 70\ mA ,$$

$$I_Z = I - I_L = 35\ mA$$

$$V_L = 5\ V\ ,\ I_L = 25\ mA$$

En conclusion, on remarque que tant que la Zener est bloquée, la tension V_L aux bornes de la charge n'est pas stabilisée. Tout se passe comme si la Zener n'était pas là.

Dès que la Zener conduit, la tension aux bornes de la charge est stabilisée à la valeur V_Z, le courant dans la charge R_L reste égal à V_Z/R_L , et c'est le courant I_z qui circule dans la Zener qui varie pour compenser les variations de I.

III.4 Redressement des tensions (courants) alternatifs

Le but du redressement est la transformation des tensions alternatives en tensions continues pour alimenter les charges qui doivent être alimentées toujours dans le même sens.

III.4.1 Redressement simple (mono) alternance

Pour simplifier on va considérer la diode comme un interrupteur parfait ($V_i = 0$ et $r_i = 0$) :

- Ve > 0 ➔ Diode passante ➔ interrupteur fermé ➔ V_L = Ve
- Ve < 0 ➔ Diode bloquée ➔ interrupteur ouvert➔ $V_L = 0$

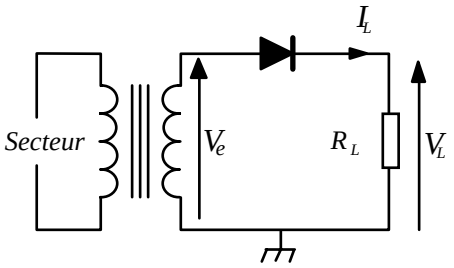


Fig. III-8 : redressement mono-alternance

On constate sur Fig. III-9 que la tension redressée est toujours positive mais elle est encore loin d'être continue. Calculons sa composante continue qui n'est rient d'autre que sa valeur moyenne :

$$\overline{V_L} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} V_L(t)dt = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} E\sin(\theta)d\theta$$

$$= \frac{E}{\pi}\int_0^{\frac{\pi}{2}} \sin(\theta)dt = \left[\cos(\theta)\right]_{\pi}^{0}$$

$$\overline{V_L} = \frac{E}{\pi}$$

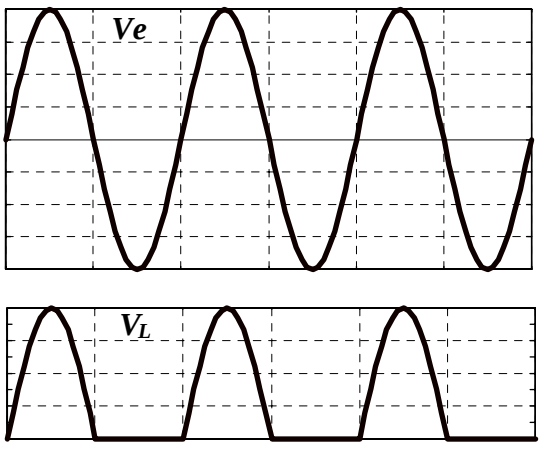


Fig. III-9 : signaux d'un redresseur mono-alternance

III.4.1.1 Tension inverse maximale

A l'instant $\theta = 3\pi/2$, la tension inverse aux bornes de la diode atteint sa valeur maximale :

$$V_D = V_e - V_L = -E - 0 = -E$$

III.4.2 Redressement double alternance

Pour que V_L s'approche un peu plus d'une tension continue, on va redresser les deux alternances.

III.4.2.1 Montage à base de transformateur à point milieu

Si on prend le point milieu du transformateur comme référence, les tensions de sortie du transformateur V_1 et V_2 sont en opposition de phase (Fig. III-10).
Pendant l'alternance positive de V_1, (négative de V_2), la diode D_1 conduit et alimente la charge alors que la diode D_2 est bloquée (Fig. III-12) ➔ $V_L = V_1$.
Pendant l'alternance négative de V_1, (positive de V_2), la diode D_1 est bloquée alors que la diode D_2 conductrice, alimente la charge (Fig. III-12) ➔ $V_L = V_2$. La charge se trouve ainsi alimentée pendant les deux alternances. La tension V_L est représentée sur Fig. III-10.

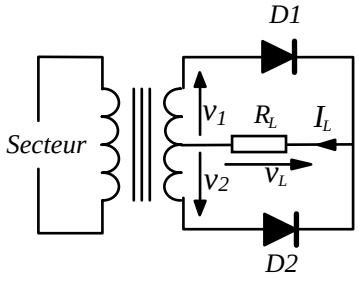


Fig. III-11 : redresseur double alternance à point milieu

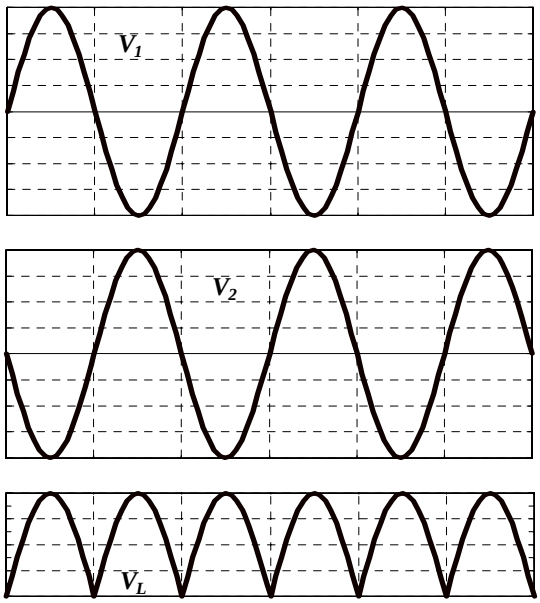


Fig. III-10 : signaux d'un redresseur double alternance

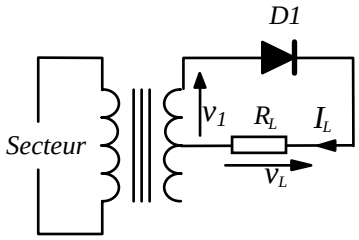


Fig. III-12 : première alternance

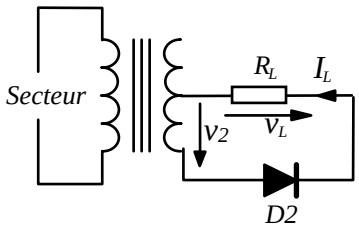


Fig. III-13 : deuxième alternance

III.4.2.2 Montage à pont

Le redressement double alternance est obtenu à l'aide d'un pont redresseur à 4 diodes (Fig. III-14).

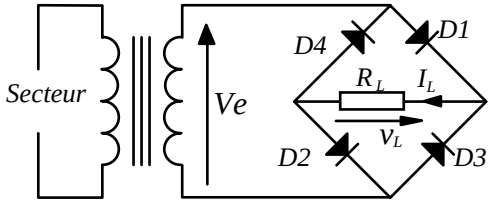


Fig. III-14 : redresseur double alternance à pont

Pendant l'alternance positive de V_e , les diodes D_1 et D_2 sont conductrice et alimentent la charge ($V_L = V_e$), les diodes D_3 et D_4 sont bloquée (Fig. III-15). Pendant l'alternance négative de V_e, les diodes D_3 et D_4 sont conductrice et alimentent la charge, ($V_L = -V_e$) les diodes D_1 et D_2 sont bloquée (Fig. III-15). Le

résultat est que la charge est alimentée toujours dans le même sens, la tension V_L est la même que celle de Fig. III-10.

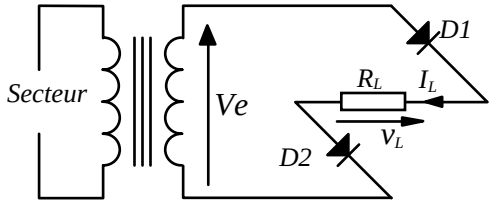


Fig. III-15 : alternance positive

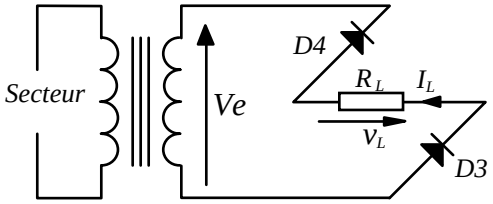


Fig. III-16 : alternance négative

La composante continue de la tension V_L a doublé par rapport au redressement simple alternance :

$$\overline{V_L} = \frac{2E}{\pi}$$

III.4.2.3 Tension inverse maximale

- **Montage à point milieu** : Pendant la première alternance, la diode D_2 est bloquée, la tension inverse à ses bornes atteint sa valeur max à l'instant $\theta = \pi/2$, $V_D = V_2 - V_1 = -E - E = -2E$. Pour la diode D_1, cette valeur est atteinte à l'instant $\theta = 3\pi/2$.
- **Montage à pont** : Pendant l'alternance positive de V_e, les diodes D_3 et D_4 sont bloquées, la tension inverse à leurs bornes atteint sa valeur max à l'instant $\theta = \pi/2$, $V_{D3} = V_{D4} = 0 - V_e = 0 - E = -E$.

III.4.3 Filtrage par condensateur en tête

Le filtrage est réalisé à l'aide d'un condensateur de forte valeur placé en parallèle de la charge R_L comme cela est indiqué sur Fig. III-17. L'allure de la tension V_L obtenue est illustrée sur Fig. III-18 pour C=2200 µF et sur Fig. III-19 pour différentes valeurs de C. La diode conduit pendant l'intervalle [a, b], la tension $V_C = V_L$ suit alors la valeur de V_e. A l'instant b, V_e diminue rapidement, la capacité ne peut se décharger dans le transformateur à cause de la diode, elle va donc se décharger (alimenter) dans la charge R_L avec la constante de temps $\tau = R_L C$. Si la valeur de C est importante, cette décharge est lente et V_e devient très vite inférieure à V_L ce qui provoque le blocage de la diode. On constate donc que pendant la quasi

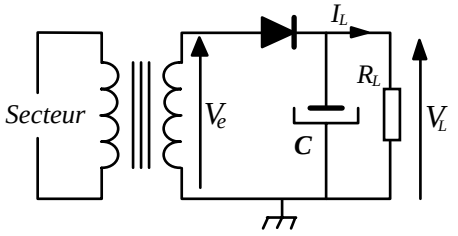


Fig. III-17 : redressement et filtrage

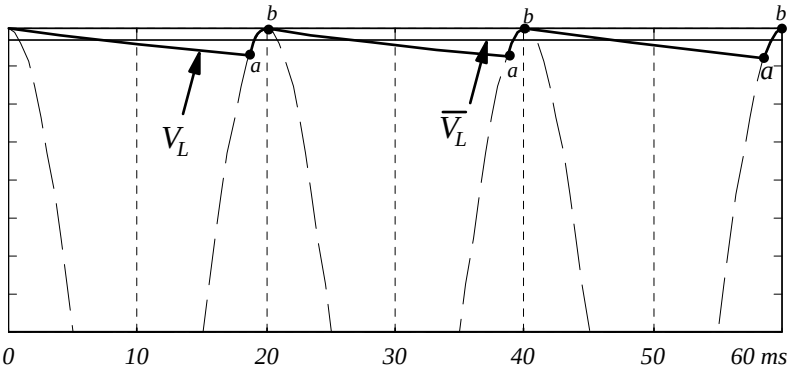


Fig. III-18 : Tension V_L avec R=100 Ω et C=2200 µF

totalité du temps, la charge R_L est alimentée par le condensateur qui est rechargé à chaque période pendant l'intervalle de temps [a,b].

La tension V_L aux bornes de la charge n'est pas tout à fait continue, mais comporte une ondulation d'amplitude ΔV qui est d'autant plus faible que la valeur de C est élevée (Fig. III-19).

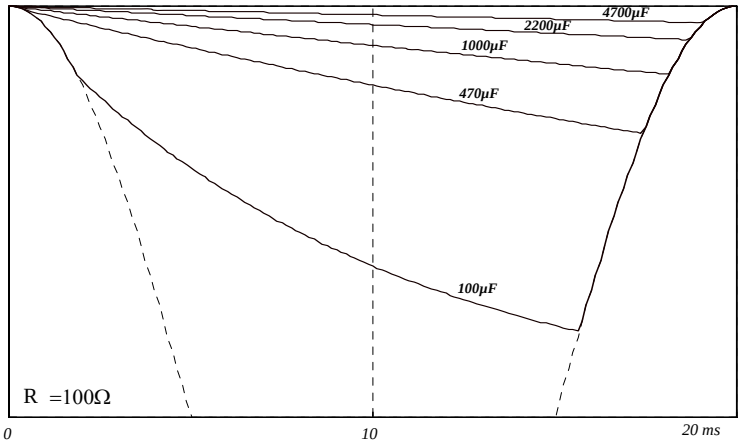


Fig. III-19 : Tension V_L avec R=100 Ω et différentes valeurs de C

Essayons de déterminer l'expression de l'ondulation ΔV et de la valeur moyenne $\overline{V_L}$.

L'équation de V_L pendant la décharge est $V_L = Ee^{-\frac{t}{R_L C}}$. Si on note E' la valeur de V_L à l'instant t = a, on aura $2\Delta V = E - E'$. Si la valeur de C est importante, la décharge dure quasiment toute la période T et on aura :

$$2\Delta V = E - E' = E - Ee^{-\frac{T}{R_L C}} = E\left(1 - e^{-\frac{T}{R_L C}}\right)$$

Le terme $-\frac{T}{R_L C}$ est faible devant l'unité, on peut donc faire un développement au premier ordre de l'exponentielle et utiliser l'approximation $e^x = 1 + x$, ce qui donne :

$$2\Delta V = E\left(1 - \left(1 - \frac{T}{R_L C}\right)\right) \qquad \text{soit} \qquad \Delta V = \frac{ET}{2R_L C} = \frac{E}{2R_L Cf}$$

La valeur moyenne de la tension obtenue est : $\overline{V_L} = E - \Delta V = E\left(1 - \frac{1}{2R_L Cf}\right)$

En général la résistance R_L n'est pas connue et c'est plutôt le courant moyen I_L fourni par l'alimentation ainsi obtenue qui permet de la caractériser. Sachant que $\overline{V_L}$ est voisine de E, on peut écrire E = R_L I_L à la place de $\overline{V_L}$ = R_L I_L ce qui donne R_L = E / I_L d'où : $\Delta V = \frac{I_L}{2Cf}$ et $\overline{V_L} = E - \frac{I_L}{2Cf}$

Application numérique :

E = 9V, f = 50 Hz , C = 4700 µF ➔ $\Delta V = I_L / 0.47$

I_L	50 mA	100 mA	500 mA	1 A
ΔV	0.106 V	0.21 V	1.06 V	2.13 V
$\overline{V_L}$	8.89 V	8.79 V	7.94 V	6.87 V

Dans le cas du redressement double alternance, l'amplitude de l'ondulation est divisée par 2, en effet,

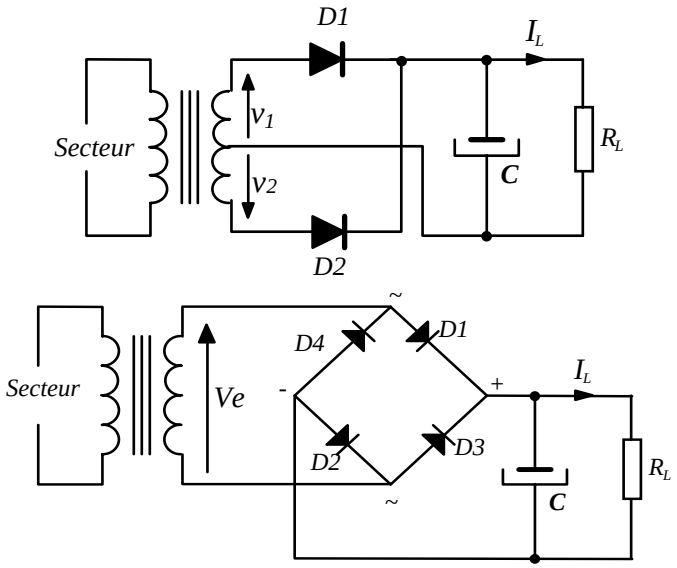


Fig. III-20 : redresseurs double alternance avec filtrage

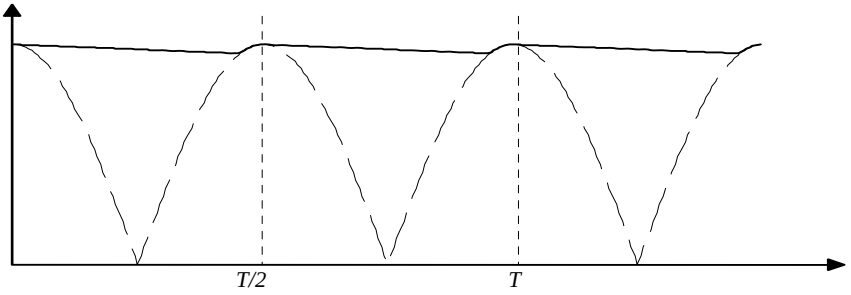


Fig. III-21 : redressement double alternance et filtrage

La décharge se fait pendant une demi-période de V_e (ou de V_1) d'où :

$$2\Delta V = E - E' = E - Ee^{-\frac{T}{2R_LC}} = E\left(1 - e^{-\frac{T}{2R_LC}}\right)$$

En utilisant la même approximation pour l'exponentielle, on obtient :

$$\Delta V = \frac{E}{4R_LCf} = \frac{I_L}{4Cf}$$

IV. TRANSISTOR A JONCTION OU TRANSISTOR BIPOLAIRE

Il est constitué de trois couches de semi-conducteurs extrinsèques (Fig. IV-1). On distingue deux types de transistors **bipolaires**, les transistors **NPN** et les transistors **PNP**.

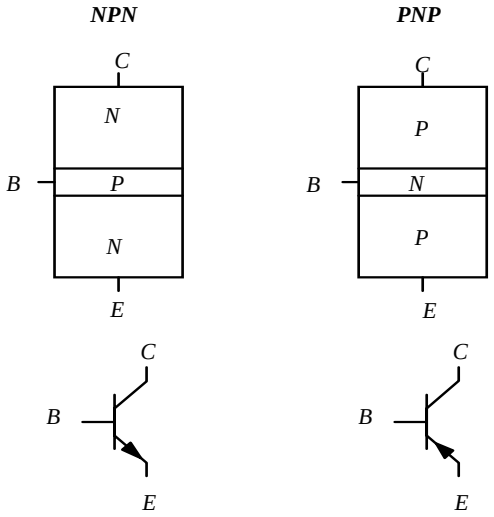


Fig. IV-1 : transistors bipolaires

Le transistor **NPN** est constitué par :
- Une couche N fortement dopée constituant **l'émetteur**.
- Une couche P très mince et faiblement dopée constituant la **base**.
- Une couche N faiblement dopée constituant le **collecteur**.

Le transistor **PNP** est constitué par :
- Une couche P fortement dopée constituant **l'émetteur**.
- Une couche N très mince et faiblement dopée constituant la **base**.
- Une couche P faiblement dopée constituant le **collecteur**.

IV.1 Principe de fonctionnement : effet transistor.

En l'absence de polarisation (Fig. IV-2), les porteurs majoritaires diffusent de part et d'autres des deux jonctions PN, provoquant la création de deux zones dépeuplées (de déplétion) où règnent deux champs E_i qui s'opposent à la diffusion et engendrent une situation d'équilibre..

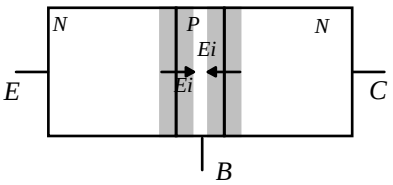


Fig. IV-2 : NPN non polarisé

Si on applique un générateur externe entre le collecteur et l'émetteur (Fig. IV-3), la jonction collecteur-base est polarisée en inverse, sa zone dépeuplée devient plus large, aucun courant ne circule entre le collecteur et l'émetteur.

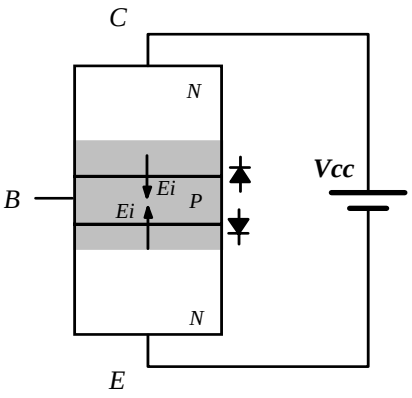


Fig. IV-3 : alimentation du collecteur

Si on applique un deuxième générateur entre la base et l'émetteur (**Erreur ! Source du renvoi introuvable.**), la jonction base - émetteur se trouve polarisée en direct, la zone de déplétion qui l'entourait disparaît et un courant directe circule entre la base et l'émetteur, on l'appelle le courant de base I_B .

La polarisation de la jonction B-E en direct va être à l'origine d'un deuxième courant dans le transistor, en effet, l'émetteur fortement dopé N injecte un grand nombre d'électrons dans la base (diffusion des porteurs majoritaires), ces

électrons ne vont pas tous être récupérés par le circuit extérieur, car, comme la base est très mince, un grand nombre d'entre eux va se trouver au voisinage de la jonction base - collecteur. Pour cette jonction, les électrons du côté de la base constituent les porteurs minoritaires dont le passage côté collecteur est fortement encouragé par le champ important qui règne autour de cette jonction. Il en résulte la circulation d'un courant important entre le collecteur et l'émetteur à travers la base (Fig. IV-4), ce phénomène est appelé **effet transistor**. Le courant le l'émetteur est noté I_E , celui de la base est noté I_B et celui du collecteur est noté I_C . Ces trois courants obéissent aux relations suivantes :

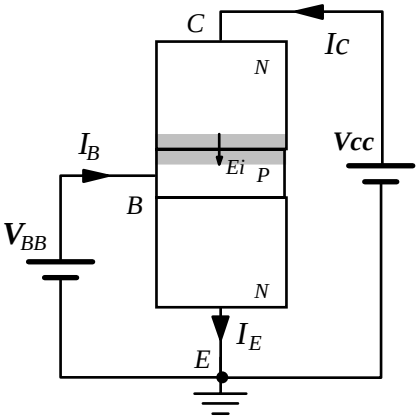


fig. IV-1 : NPN polarisé

$$I_E = I_B + I_C$$
$$I_C = \alpha I_E$$
$$I_C = \beta I_B$$

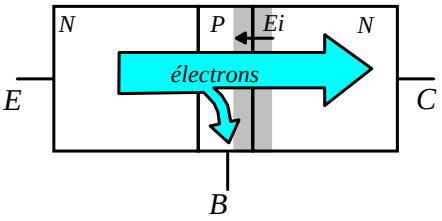


Fig. IV-4 : effet transistor

α est voisin de l'unité (0.95 à 0.99) ce qui permet souvent de considérer I_C = I_E, par contre, le rapport β entre le courant du collecteur et celui de la base est important, il varie entre quelques dizaines à quelques centaines, c'est le **gain en courant** du transistor. Dans les ouvrages anglophones, β est souvent noté h_{21} ou h_{fe}

En résumé, le transistor est un composant électronique géré par la relation $\boldsymbol{I_C = \beta I_B}$. Cette relation traduit la possibilité de contrôler un courant important (I_C) à l'aide d'un courant beaucoup plus faible (I_B) d'où son utilisation à grande échelle en amplification.

En réalité, le fonctionnement du transistor est légèrement plus complexe, il faut tenir compte des courants inverses des jonctions. Si la base n'est pas polarisée (Fig. IV-3), le courant entre le collecteur et l'émetteur n'est pas tout à fait nul mais il a une faible valeur, on le note I_{CEO}. De la même façon si on laisse l'émetteur ouvert et on polarise la jonction C-B en inverse, elle est traversée par un courant inverse qui sera noté I_{CBO}. La relation $I_C = \beta I_B$ devient $I_C = \beta I_B + I_{CEO}$, avec $I_{CEO} = \beta I_{CBO}$.

IV.2 Réseau de caractéristique du transistor

C'est un réseau de courbes qui décrit l'évolution du courant du collecteur I_C en fonction de la tension V_{CE} et ceci pour différentes valeurs du courant de base I_B.

$$I_C = f(V_{CE})_{I_B = C^{te}}$$

En observant le réseau de caractéristiques de Fig. IV-5, on peut faire deux observations :

pour les mêmes variations du courant I_B, Les courbes sont plus espacées pour les valeur importante de I_C, ce qui veut dire que β n'est pas réellement une constante mais augmente avec I_C. La variation de β avec le courant I_C n'est pas très importante, dans la suite de ce cours nous considérerons que β **est une Constante qui ne dépend que du type du transistor**.

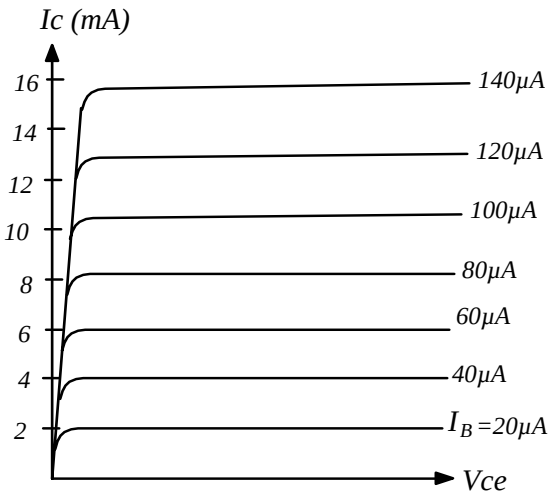


Fig. IV-5 : caractéristiques d'un transistor bipolaire

1) Pour les valeurs importantes de I_C, les courbes ne sont plus tout à fait horizontales mais légèrement inclinées. Dans ce cas la relation $I_C = \beta I_B$ devrait être remplacée par $I_C = \beta I_B + 1/\rho V_{CE}$. ρ est la résistance interne de sortie du transistor, elle varie d'un transistor à l'autre. D'une manière générale sa valeur est suffisamment importante pour puisse négliger le terme $1/\rho V_{CE}$ devant βI_B . Dans les ouvrages anglophones, $1/\rho$ est souvent noté h_{22} ou h_{oe}

IV.3 Polarisation du transistor

Pour fonctionner correctement, le transistor doit avoir sa jonction base-émetteur polarisée en direct ce qui engendre un courant I_B dans la base et un courant $I_C = \beta I_B$ dans le collecteur. L'état du transistor est caractérisé par ce qu'on appelle le point de fonctionnement correspondant au couple (V_{CE} , I_C) qui sont la tension entre le collecteur et l'émetteur ainsi que le courant du collecteur I_C.

IV.3.1 Polarisation par une résistance de base

- On détermine le courant I_B en écrivant la loi d'Ohm dans la maille d'entré :

$$Vcc = R_B I_B + 0.7 + R_E (I_B + I_C)$$

En remplaçant I_C par βI_B , on obtient :

$$I_B = \frac{V_{CC} - 0.7}{R_B + (\beta + 1) R_E}$$

- Le courant du collecteur est $I_C = \beta I_B$

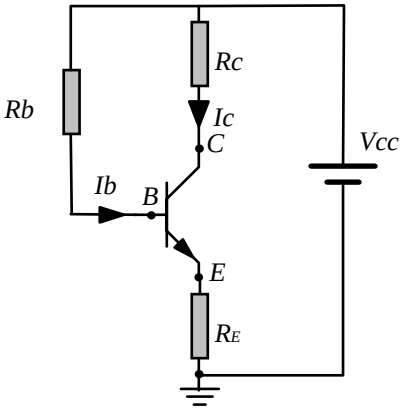


Fig. IV-6 : polarisation par une résistance

- La tension V_{CE} est obtenue en écrivant la loi d'Ohm dans la maille de sortie :

$$Vcc = R_C I_C + V_{CE} + R_E (I_B + I_C)$$

soit

$$V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E) I_C - R_E I_B$$

Application numérique :

Vcc=12V, β=100, R_B =750KΩ, R_E =1KΩ, R_C =4KΩ.

Calculer le point de fonctionnement.

$$I_B = \frac{12 - 0.7}{750K + 101k} = 13.3\mu A$$

$$I_C = 100 \times 13.3\mu A = 1.33mA$$

$$V_{CE} = 12 - (4K + 1K) \times 1.33m - 1k \times 13.3\mu A = 5.35V$$

Il arrive que le problème soit posé à l'envers, c'est à dire qu'on se donne un point de fonctionnement et qu'on cherche les valeur des résistances qui permettent d'obtenir ce point de fonctionnement.

Exemple :

Soit un transistor de gain β=100, polarisé à l'aide d'une alimentation Vcc=12V, Calculer R_B, R_E, et R_C pour obtenir le point de fonctionnement {V_{CE} =5V, I_C=1mA}

Si on écrit la loi d'Ohm dans les deux mailles d'entrée et de sortie, on s'aperçoit que nous n'avons pas suffisamment de donnée pour calculer les trois résistances. Il faut fixer une donnée supplémentaire, fixons la tension de l'émetteur à V_e = 2V.

$I_B = I_C / \beta$ = 1mA / 100 = 0.01 mA

$$V_B = V_e + 0.7 = 2.7V$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_B}{I_B} = \frac{12 - 2.7}{0.01mA} = 930K\Omega \qquad R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{V_E}{I_C + I_B} = \frac{2}{1.01mA} = 1.98K\Omega$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_E}{I_C} = \frac{12 - 5 - 2}{1mA} = 5K\Omega$$

IV.3.2 Polarisation par pont

La base est polarisée par un "pont" constitué de deux résistance R_{B1} et R_{B2} (Fig. IV-7). Pour faciliter la calcul, on applique le théorème de Thévenin au circuit d'entrée et on obtient le schéma de Fig. IV-8 ce qui permet de ramener le problème à une polarisation par une résistance de base.

- $V_{eq} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC}$

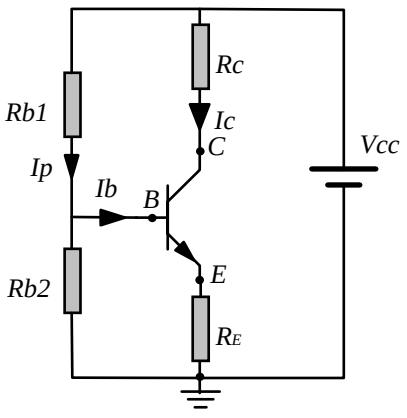


Fig. IV-7 : polarisation par pont

- $R_{eq} = R_{B1} \;//\; R_{B2} = \dfrac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}}$
- Le courant I_B est déterminé à partir de :

$$V_{eq} = R_{eq}I_B + 0.7 + R_E(I_B + I_C)$$

En remplaçant I_C par $\beta\, I_B$, on obtient :

$$I_B = \frac{V_{eq} - 0.7}{R_{eq} + (\beta+1)R_E}$$

- Le courant du collecteur est $I_C = \beta I_B$
- La tension V_{CE} est obtenue en écrivant la loi d'Ohm dans la maille de sortie :

$$Vcc = R_C I_C + V_{CE} + R_E(I_B + I_C)$$

soit $$V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E)I_C - R_E I_B$$

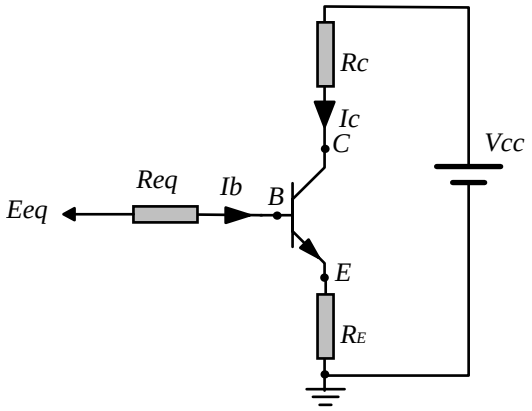


Fig. IV-8

Application numérique :

Vcc=12V, β=100, R_{B1} =56KΩ, R_{B2} =10KΩ,R_E =2KΩ, R_C =10KΩ.

Calculer le point de fonctionnement.

On touve : V_{eq} = 1.82 V, Req = 8 KΩ d'où

$$I_B = \frac{1.82 - 0.7}{8K + 101 \times 2k} = 5.3\mu A$$

$$I_C = 100 \times 5.3\mu A = 0.53mA$$

$$V_{CE} = 12 - (10K + 2K) \times 0.53mA - 2k \times 5.3\mu A = 5.6V$$

****

Vcc=12V, β=100, Calculer R_{B1}, R_{B2}, R_E, et R_C pour obtenir le point de fonctionnement : {V_{CE} = 5.5V, I_C = 1mA, V_e = 1V}.

Ces données ne suffisent pas pour calculer les deux résistances du pont, elle permettent seulement de calculer R_{eq} . Pour lever cette indétermination, on se donne une des deux résistances et on calcule l'autre. Une deuxième solution consiste à se donner le rapport entre le courant du pont I_P et le courant de base I_B . Si on note I_1 le courant dans R_1 et I_2 le courant dans R_2 , on a $I_1 = I_B + I_2$, si I_2 est grand devant I_B , on peut négliger I_B et on obtient $I_1 = I_2 = I_P$ = courant du pont. Prenons $I_P = 30\, I_B$.

$$I_B = I_C / \beta = 1mA / 100 = 0.01\ mA$$

$$V_B = V_e + 0.7 = 1.7V$$

$$R_{B1} = \frac{V_{CC} - V_B}{I_1} = \frac{12 - 1.7}{30 \times 0.01mA} = 34.3K\Omega \qquad R_{B2} = \frac{V_B}{I_2} = \frac{1.7}{29 \times 0.01mA} \approx 5.9K\Omega$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{V_E}{I_C + I_B} = \frac{1}{1.01mA} \approx 1K\Omega \qquad R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_E}{I_C} = \frac{12 - 5.5 - 1}{1mA} = 5.5K\Omega$$

IV.4 L'opération d'amplification

Un amplificateur est un montage qui fournit à sa sortie une tension égale à la tension d'entrée multipliée par une constante supérieure à l'unité. Cette constante s'appelle le gain en tension de l'amplificateur, on la note souvent A_V.

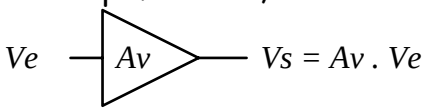


Fig. IV-9

IV.4.1 Grandeurs caractéristiques d'un amplificateur

Un amplificateur peut être représenté par le schéma de Fig. IV-10.

- Impédance d'entrée : $Z_e = \frac{v_e}{i_e}$
- Gain en tension : $A_v = \frac{v_s}{v_e}$
- Impédance de sortie : $Z_s = \frac{v_{s)co}}{i_{s)cc}}$

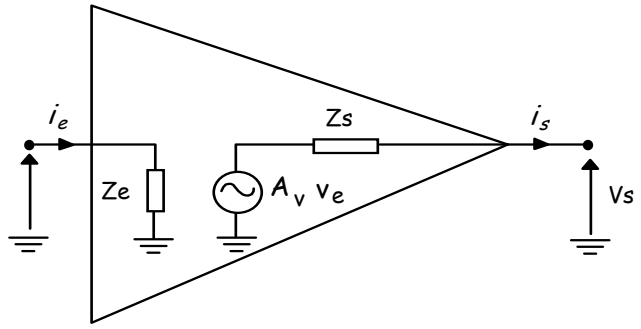


Fig. IV-10 : représentation de Thévenin d'un amplificateur

Vu de l'entrée, l'ampli se comporte comme une résistance qu'on appelle résistance ou impédance d'entrée. Vu de la sortie, il se comporte comme un générateur de tension interne $v_i = A_V v_e$ et de résistance de sortie Rs ou Zs.

IV.4.1.1 Mesure des grandeurs caractéristiques d'an amplificateur

- Pour mesurer Ze, on peut utiliser deux méthodes :
  a) On branche un générateur à l'entrée, on mesure v_e et i_e et on en déduit Ze = v_e / i_e
  b) On branche un générateur è travers une résistance connue R (Fig. IV-11), on mesure v_g et v_e et on en déduit Ze à l'aide de l'expression du diviseur de potentiel :

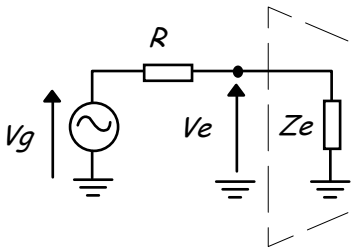


Fig. IV-11 : mesure de Ze

$$v_e = \frac{Z_e}{Z_e + R} v_g \quad \Rightarrow \quad Z_e = \frac{v_e}{v_g - v_e} R$$

- Pour mesurer A_V, on branche un générateur à l'entrée, et on mesure v_e et la tension de sortie a vide v_s. Le gain en tension est $A_V = v_s / v_e$.
- Pour mesurer l'impédance de sortie Zs, on procède en deux temps :
  a) on mesure la tension de sortie à vide $v_{s)co}$ ce qui permet de déterminer la tension interne v_i car, à vide, le courant de sortie i_s est nul, donc $v_i = v_{s)co}$

maintenant que v_i est connue, on court-circuite la sortie et on mesure le courant de sortie $i_{s)cc}$. La loi d'ohm $v_i = Zs\ i_{s)cc}$ donne $Zs = v_i / i_{s)cc}$

IV.5 Transistor bipolaire en amplification

Nous avons vu comment on calcule la polarisation c.a.d le point de fonctionnement continu (statique) du montage de Fig. IV-7. En utilisera un indice 'o' pour désigner les tensions et les courants correspondant au point de fonctionnement statique qu'on désigne aussi par position de repos. Nous allons voir maintenant ce qui se passe si (à partir d'un instant t_o) on fait varier légèrement le courant I_B autour de sa position de repos I_{BO}.

Si I_B augmente ➔ $I_C = \beta I_B$ augmente aussi (β fois plus vite).
Si I_B diminue ➔ $I_C = \beta I_B$ diminue aussi (β fois plus vite).
Si I_B varie sinusoïdalement autour de I_{BO} (Fig. IV-12) avec une amplitude ΔI_B, alors I_C varie sinusoïdalement autour de I_{CO} avec une amplitude $\Delta I_C = \beta \Delta I_B$, en effet :

$I_B = I_{BO} + \Delta I_B \sin(wt) = I_{BO} + i_b$ ➔ $I_c = \beta I_B = \beta I_{BO} + \beta \Delta I_B \sin(wt) = I_{CO} + \Delta I_C \sin(wt) = I_c + i_c$

Regardons maintenant comment varie la tension V_{CE}.
$V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E) I_C$, donc, si I_C augmente, V_{CE} va diminuer, et si I_C diminue, V_{CE} va augmenter, on dit que V_{CE} varie en opposition de phase avec I_C. (Fig. IV-12)

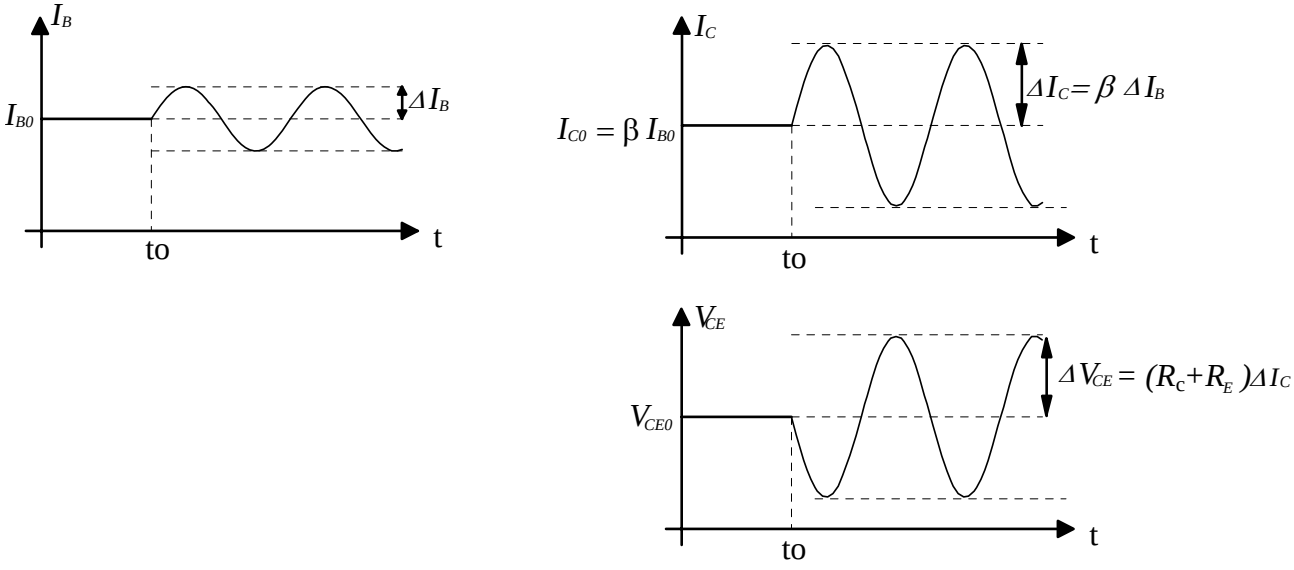


Fig. IV-12 : Variation de I_B, I_C, et V_C

Fig. IV-13 illustre graphiquement la relation entre les variations de I_B, I_C et V_{CE}. En effet, les courants et les tensions dans un montage à transistor sont gérées par la loi d'Ohm et la relation $I_C = \beta I_B$. La loi d'Ohm dans la maille de sortie { $V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_C$ } s'appelle la droite de charge, on l'écrit de sorte à ce qu'elle exprime I_C en fonction de V_{CE} : $I_c = -\frac{1}{R_C + R_E} V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$.

Sur Fig. IV-13, la droite $I_C = \beta\ I_B$ détermine les variations de I_C à partir des variations de I_B, et la droite de charge permet de déterminer graphiquement les variations de V_{CE} à partir des variations de I_C.

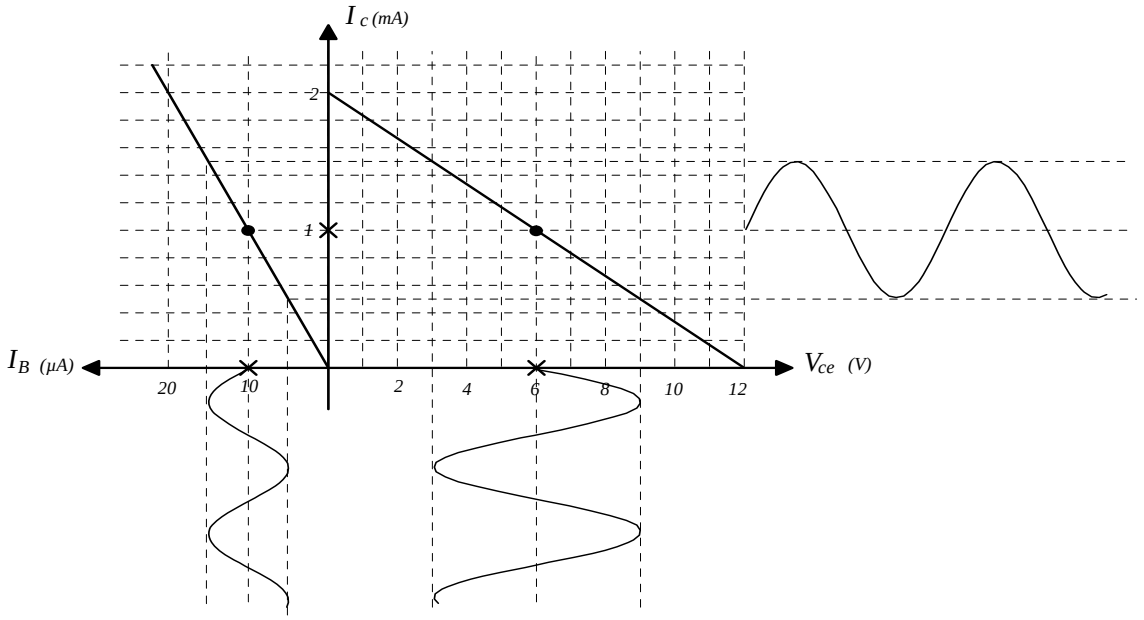


Fig. IV-13 : Amplification par transistor

Pour injecter la tension alternative v_e sans que cela n'altère la polarisation du transistor en modifiant le point de fonctionnement statique, on utilise des capacité de liaison (Fig. IV-14) qui seront considérées comme des courts-circuits parfaits pour les signaux alternatifs et comme des circuits ouverts pour les courants et les tensions continus. La tension sur la base du transistor est la somme de la tension continue V_B et de la tension d'entrée (variable) v_e. La variation de V_B provoque la variation du courant I_B, et par conséquent celle de I_C , V_{CE} et v_s. .

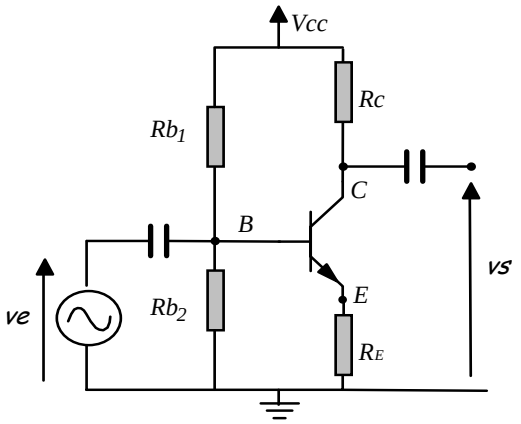


Fig. IV-14 : Amplificateur avec les capacités de liaison

Pour calculer la relation entre la varions de V_B ($=v_e$) et la variation de V_C ($=v_s$), on utilise un modèle du transistor plus adapté pour le calcul des signaux variable.

IV.5.1 Schéma équivalent du transistor pour les petits signaux

Autour d'un point de polarisation, les relation entre les faibles variations sont décrites par :

$$\begin{cases} V_{BE} = h_{11} i_B + h_{12} v_{CE} \\ i_C = h_{21} i_B + h_{22} v_{CE} \end{cases}$$

Ces relations décrivent les lois électriques du schéma ci dessous (Fig. IV-15) qu'on appelle schéma équivalent pour les variation ou schéma équivalent en dynamique du transistor.

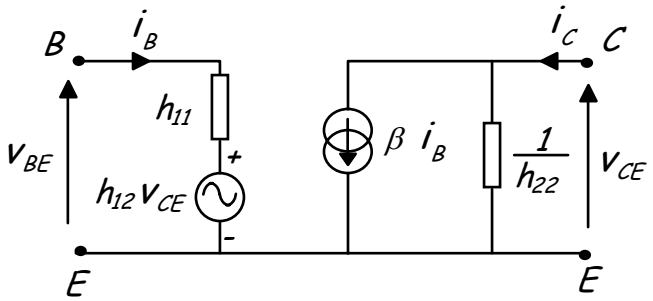


Fig. IV-15 : Schéma équivalent en dynamique du transistor

- h_{11} est **l'impédance d'entrée du transistor** : $h_{11} = \left.\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}\right|_{V_{CE}=C^{te}}$

Sa valeur dépend du transistor (β) et du point de fonctionnement statique (I_E) :

$$h_{11} = \frac{26\beta}{I_E)_{mA}}$$

- h_{21} est **le gain du transistor** : $h_{21} = \beta = \left.\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}\right|_{V_{CE}=C^{te}}$
- h_{12} est un terme de réaction interne, il donne la variation de V_{BE} en fonction de celle de V_{CE} : $h_{12} = \left.\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}}\right|_{I_B=C^{te}}$, sa valeur est très faible, il sera le plus souvent négligé.
- h_{22} est **l'impédance de sortie du transistor**, c'est la pente de la caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ à $I_B = C_{te}$.: $h_{22} = \left.\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}}\right|_{I_B=C^{te}}$. La caractéristique étant quasiment horizontale, h_{22} est faible et sera le plus souvent négligé.

IV.5.2 Schéma équivalent simplifié

Les termes h_{12} et h_{22} étant très faibles, on les néglige pour obtenir le schéma équivalent simplifié ci-dessous (Fig. IV-16).

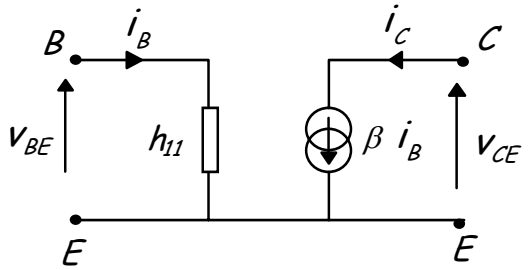


Fig. IV-16 : Schéma équivalent simplifié

IV.6 Montage émetteur commun (EC)

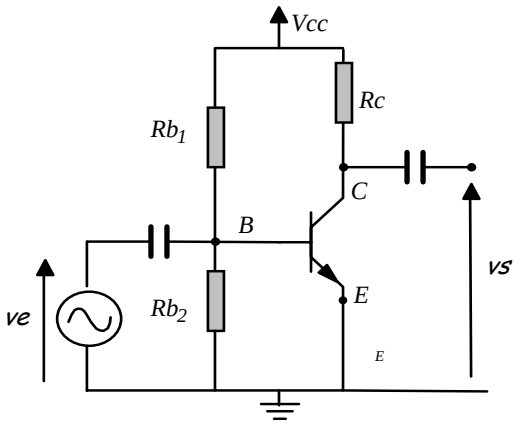


Fig. IV-17 : Montage émetteur commun

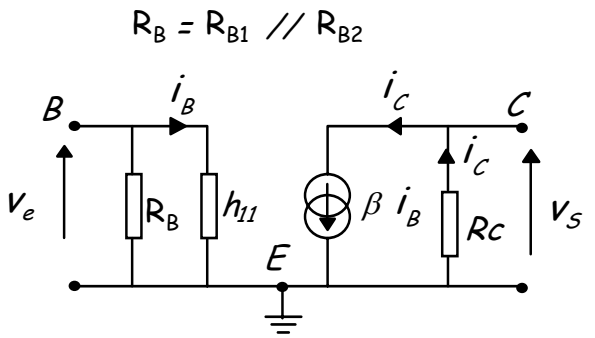


Fig. IV-18 : Schéma équivalent de l'émetteur commun

C'est le montage illustré sur Fig. IV-17. Son nom vient du fait que l'émetteur est relié à la masse (commun). C'est le montage amplificateur le plus utilisé. Le schéma équivalent global (Fig. IV-17) est obtenu comme suit :

- Le transistor est remplacé par son schéma équivalent en dynamique simplifié.
- Les condensateurs de liaisons sont remplacés par des courts-circuits?
- L'alimentation V_{CC} est remplacée par la masse, car ce montage est celui des variations et les variations de V_{CC} sont nulles car c'est une tension constante.

IV.6.1.1 Gain en tension

D'après le schéma de Fig. IV-17 on peut écrire :

$$v_e = h_{11} i_b \qquad v_s = -R_c i_c = -R_c \beta i_b$$

d'où l'expression du gain en tension du montage émetteur commun :

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = -\frac{\beta R_c}{h_{11}}$$

AN:

Avec V_{CC}=12V et β = 100

Calculer la résistance R_C pour avoir { V_{CE} = 6V, I_C = 1 mA } puis calculer le gain en tension A_V

R_C = 6V / 1 mA = 6 $K\Omega$, h_{11} = 26 * 100 / 1 = 2600 Ω , A_V = - 100 * 6000 / 2600 = 230

Le montage tel qu'il est présenté sur Fig. IV-17 présente l'inconvénient suivant: Sous l'effet du courant I_C qui traverse le transistor, la température de celui-ci augmente légèrement à cause la puissance dissipée par effet joule. Cette augmentation de température augmente le nombre de porteurs par le mécanisme de création de paires électrons trou. La conséquence directe de l'augmentation du nombre de porteur est l'augmentation du courant I_B qui engendre une augmentation du courant I_C qui à son tour va engendrer une augmentation supplémentaire de la température du transistor et provoquer ce qu'on appelle un emballement thermique.

Pour remédier à ce problème, on ajoute une résistance sur l'émetteur du transistor (Fig. IV-19). Cette résistance joue un rôle de stabilisation de la température car, si I_C augmente, alors la tension $V_E = R_E \ I_E$ augmente donc la tension V_{BE} diminue provoquant la diminution de I_B et donc de I_C.

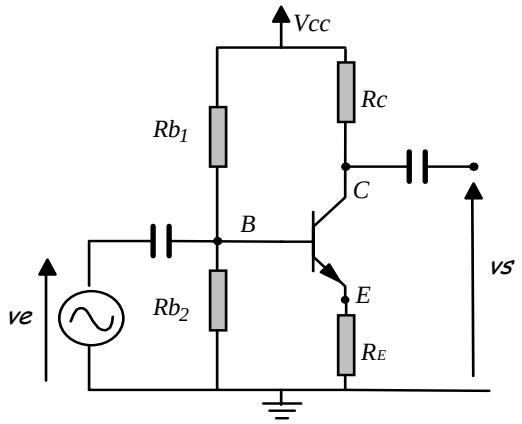


Fig. IV-19 : montage avec résistance de stabilisation de température R_E

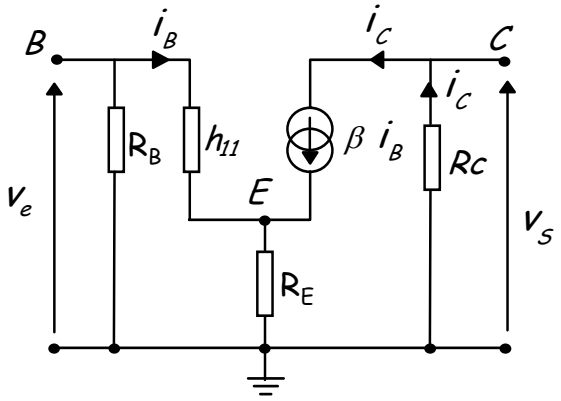


Fig. IV-20 : Schéma équivalent du montage avec résistance de stabilisation thermique

Le schéma équivalent en dynamique devient celui de Fig. IV-20. le gain en tension est donné par :

$$v_e = h_{11} i_b + R_E(\beta + 1) i_b = \left(h_{11} + (\beta + 1) R_E\right) i_b$$

$$v_s = -R_c i_c = -R_c \beta i_b$$

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = -\frac{\beta R_c}{h_{11} + (\beta + 1) R_E} \approx -\frac{R_C}{R_E} \qquad \text{car } (\beta + 1) >> h_{11}$$

AN: Avec le point de fonctionnement { V_{CE} = 5V, V_E = 1V, I_C = 1 mA }, on obtient R_C = 6 $K\Omega$, (même valeur que précédemment), et R_E = 1 $K\Omega$, ce qui donne un gain en tension de seulement :

A_V = - 6 $K\Omega$ / 1 $K\Omega$ = -6

On constate que la résistance d'émetteur R_E joue un rôle important pour la stabilisation de la température, mais elle a une influence néfaste sur le gain en tension A_V. Pour

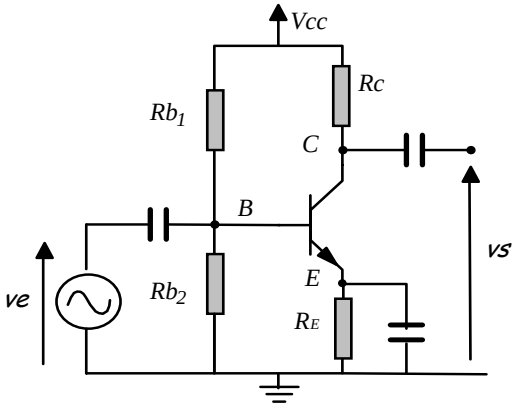


Fig. IV-21 : EC avec résistance d'émetteur découplée

remédier à ce problème, on place un condensateur (de **découplage**) en parallèle sur R_E (Fig. IV-21). Ce condensateur n'intervient pas en continue, donc la résistance R_E joue pleinement son rôle de stabilisation thermique, alors qu'en alternatif, le condensateur est remplacé par un court-circuit ce qui nous ramène au schéma équivalent de Fig. IV-17 qui, comme nous l'avons vu, procure un gain en tension important.

IV.6.2 Impédance d'entrée

Il paraît évident d'après le schéma équivalent (Fig. IV-17) que :

$$Z_e = R_B \;//\; h_{11} \;=\; \frac{R_B h_{11}}{R_B + h_{11}}$$

Pour s'en assurer il suffit d'écrire la loi d'Ohm dans la maille d'entrée, v_e = Ze ie = $(R_B // h_{11})\, i_e$

IV.6.3 Impédance de sortie

Là aussi, on voit bien sur le schéma équivalent que $Z_S = R_C$

Pour s'en assurer, $v_s)_{co} = -R_C \beta\, i_b$, $i_s)_{cc} = -\beta\, i_b$ ➔ $Z_S = v_s)_{co} / i_s)_{cc} = R_C$

IV.7 Montage collecteur commun (CC)

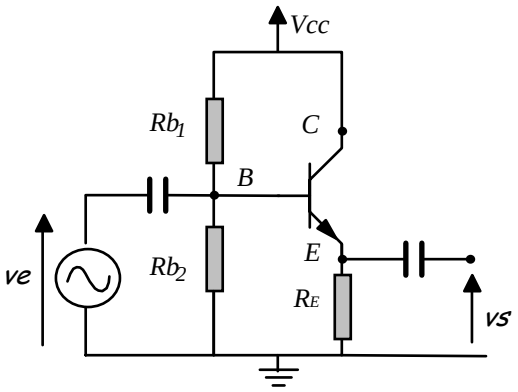


Fig. IV-23 : montage collecteur commun

Ce montage (Fig. IV-23) doit son nom au fait que le collecteur est relié à V_{CC} (commun pour les variation). Le signal de sortie est pris sur l'émetteur.Le schéma équivalent est illustré (sous deux version) sur Fig. IV-22.

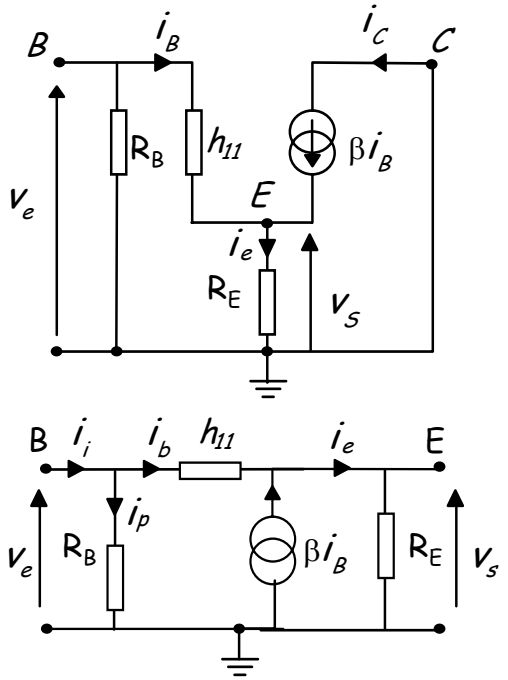


Fig. IV-22 : schéma équivalent du collecteur commun

IV.7.1 Gain en tension

$$\begin{aligned} v_e &= h_{11} i_b + R_E(\beta + 1) i_b \\ v_s &= R_E(\beta + 1) i_b \end{aligned} \quad \rightarrow \quad A_v = \frac{v_s}{v_e} = \frac{(\beta + 1)\, R_E}{h_{11} + (\beta + 1)\, R_E} \cong 1$$

On remarque que le montage collecteur commun a un gain en tension voisin de l'unité, pour cette raison, on l'appelle aussi, montage émetteur suiveur car la tension sur l'émetteur suit celle de la base.

Si le gain en tension est égal à 1, on peut se demander qu'elle est l'utilité de ce montage, c'est ce que nous verrons un peu plus loin dans ce cours.

IV.7.2 Impédance d'entrée

$$Z_e = \frac{v_e}{i_e} = \frac{v_e}{i_p + i_b} \quad \text{or} \quad \begin{cases} v_e = R_B i_p \\ v_e = h_{11} i_b + R_E(\beta + 1) i_b = \left[h_{11} + R_E(\beta + 1)\right] i_b = Z'_e\, i_b \end{cases}$$

Z'_e est l'impédance d'entrée sans la résistance R_B (vue à droite de R_B)

$$Z_e = \frac{v_e}{\frac{v_e}{R_B} + \frac{v_e}{Z'_e}} = \frac{R_B Z'_e}{R_B + Z'_e} = R_B \;//\; Z'_e$$

$$Z_e = R_B \;//\; Z'_e = R_B \;//\; \left(h_{11} + (\beta + 1) R_E\right)$$

AN: R_{B1} = 47 K, R_{B2} = 64 K, R_E = 6 K ==>
Veq ≈ 6.919 V, Req ≈ 27.1 K, I_E ≈ 1.014 mA
R_B ≈ 27 K, et h_{11} ≈ 5.13 K $\Rightarrow$ Ze ≈ 26.5 K

IV.7.3 Impédance de sortie

Le courant d'entrée sera noté i_i et le courant dans R_B sera noté i_p .

$$Z_s = \frac{v_{s)co}}{i_{s)cc}}$$

$v_{s)co} = R_E(\beta + 1) i_b$, or $v_e = h_{11} i_b + R_E(\beta + 1) i_b$, d'où

$$v_{s)co} = \frac{(\beta + 1) R_E}{h_{11} + (\beta + 1) R_E}\, v_e$$

$i_{s)cc} = (\beta + 1) i'_b$ or $v_e = h_{11} i'_b$ d'où

$$i_{s)cc} = \frac{\beta + 1}{h_{11}} v_e$$

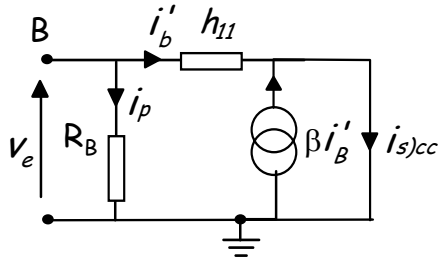


Fig. IV-24

$$Z_s = \frac{h_{11} R_E}{h_{11} + (\beta + 1) R_E} \approx \frac{h_{11}}{\beta}$$

Cette expression de Z_S ne correspond pas au cas le plus général car elle suppose que v_e est issue d'un générateur parfait de résistance interne R_g = 0.

Si le signal d'entrée v_e est issu d'un générateur réel (Fig. IV-25), on va vérifier que l'impédance d'entrée du montage CC dépend aussi de la résistance interne R_g du générateur

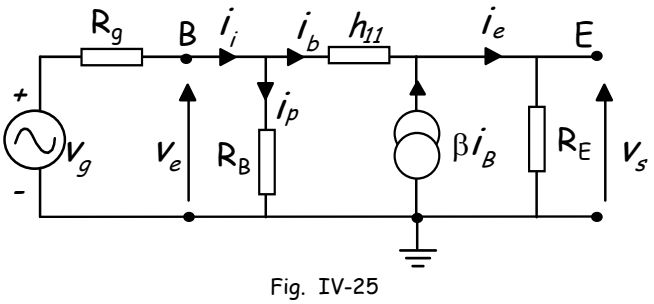


Fig. IV-25

d'attaque.

On peut simplifier le montage de Fig. IV-25 en utilisant le théorème de Thévenin au point B, on obtient le schéma de Fig. IV-26.

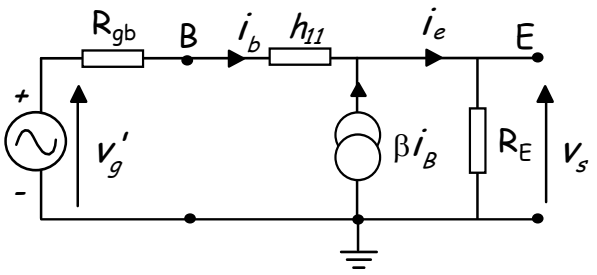


Fig. IV-26

$R_{gb} = R_g // R_b$, $v_g' = \frac{R_b}{R_b + R_g} v_g$

$$\begin{cases} v_{s)co} = \dfrac{(\beta+1)R_E}{R_{gb} + h_{11} + (\beta+1)R_E} v_g' \\ i_{s)cc} = \dfrac{(\beta+1)}{R_{gb} + h_{11}} v_g' \end{cases}$$

$$Z_s = \frac{R_E\left(R_{gb} + h_{11}\right)}{R_{gb} + h_{11} + (\beta+1)R_E} = R_E \;//\; \frac{R_g + h_{11}}{\beta+1} \approx \frac{R_g + h_{11}}{\beta}$$

AN : $Z_s \approx 28\ \Omega$

On remarque d'après ce qui précède que le montage collecteur commun n'est pas un bon amplificateur car il a un gain voisin de l'unité mais il a une impédance d'entrée élevée et une faible impédance de sortie. On s'en sert comme **adaptateur d'impédance**.

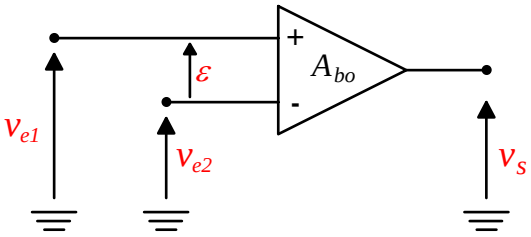
WWW.DZPEN.COM | قلم الجزائر

V. L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

V.1 Définition

L'amplificateur opérationnel est un amplificateur différentiel qui a les caractéristiques suivantes :

- Son gain en boucle ouverte A_{bo} est très élevé, au moins 10^5 et couramment 10^6.
- L'impédance d'entrée sur chacune de ces entrée est très élevée. Le plus souvent on la considère comme infinie, ce qui implique que les courants d'entrées sont nuls.
- L'impédance de sortie est quasiment nulle.



$$v_S = A_{bo}.\varepsilon = A_{bo}.(v_{e1} - v_{e2})$$

Fig. V-1 : Amplificateur opérationnel

V.2 Approximation

L'amplificateur opérationnel est en général alimenté par une alimentation symétrique $\{V_{CC}, Vee\}$ ne dépassant pas $\{+15V, -15V\}$. Dans la suite de ce cours, on prendra le plus souvent V_{CC} = +12V et Vee=-12V. Sachant que la tension de sortie d'un amplificateur ne peut jamais dépasser sa tension d'alimentation, V_S ne peut pas dépasser +12V pour les valeur positives et –12V pour les valeur négatives.

La valeur max. qu'on peut donner à la tension différentielle d'entrée sans qu'il y est distorsion de la tension de sortie est ε_{max} telle que $A_{bo} \times \varepsilon_{max}$ = 12V ce qui donne :

$$\varepsilon_{max} = \frac{12V}{10^6} = 12\,\mu V$$

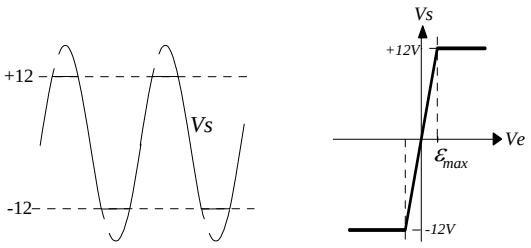


Fig. V-2 : tension de sortie et caractéristique de transfert d'un ampli-op

On s'aperçoit donc que les tensions sur l'entrée inverseuse (-) et sur l'entrée non inverseuse (+) restent toujours très voisines puisque la différence entre les deux ne dépasse guère quelques microvolts. Dans la pratique pour faciliter les calculs, on prendra :

$$\varepsilon = 0 \quad , \qquad v^+ = v^-$$

V.3 Montage INVERSUR

C'est le montage à amplificateur opérationnel le plus utilisé.

- L'entrée + est reliée à la masse, ➔ **$V^+ = 0$**
- Comme $V^+ = V^-$, on a aussi **$V^- = 0$** , on dit qu'on a une masse virtuelle sur l'entrée -, ce qui permet d'écrire :

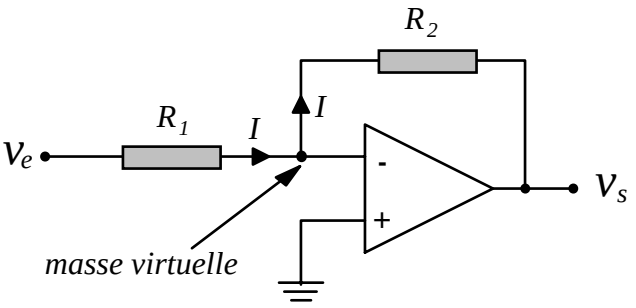


Fig. V-3 : Amplificateur inverseur

$V_e = R_1 I$, $V_S = -R_2 I$ D'où

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = -\frac{R_2}{R_1} \qquad v_s = -\frac{R_2}{R_1} v_e$$

V.4 Montage NON-INVERSUR

- Cette fois, l'entrée + est reliée à la tension d'entrée, ➔ **$V^+ = V_e$**
- Comme $V^+ = V^-$, on a aussi **$V^- = V_e$**, ce qui permet d'écrire :

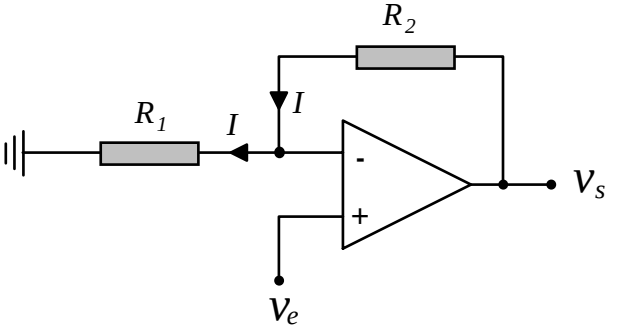


Fig. V-4 : Amplificateur non-inverseur

$V_e = R_1 I$

$V_S - V_e = R_2 I$ D'où

$$v_s - v_e = R_2 \frac{v_e}{R_1} \Rightarrow \quad v_s = v_e + \frac{R_2}{R_1} v_e = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_e \quad \Rightarrow \quad A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Cette fois, le gain est positif, il est toujours supérieur à *1*, on ne peut donc pas utiliser ce montage comme atténuateur.

V.5 Montage SUIVEUR

$$V_S = V_e \ .$$

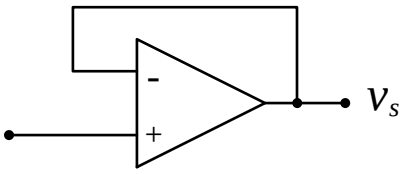


Fig. V-5 : Amplificateur suiveur

V.6 Montage SOMMATEUR - INVERSUR

$V_1 = R_1 I_1 \rightarrow I_1 = V_1 / R_1$
$V_2 = R_2 I_2 \rightarrow I_2 = V_2 / R_2$
$V_S = -R\ I = -R(I_1 + I_2) = -R(V_1/R_1 + V_2/R_2)$

$$V_s = -R_B\left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2}\right)$$

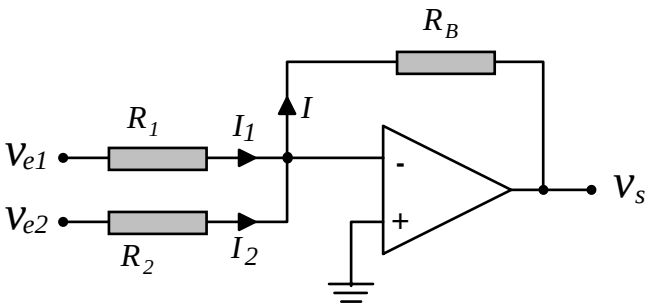


Fig. V-6 : Sommateur inverseur

Si $R_1 = R_2 = R_A$ $\Rightarrow$

$$\boxed{V_s = -\frac{R_B}{R_A}(V_1 + V_2)}$$

V.7 Montage SOMMATEUR NON-INVERSUR

$$v^+ = \frac{R_2 v_1 + R_1 v_2}{R_1 + R_2} \quad , \quad v^- = \frac{R_A}{R_A + R_B} v_s$$

$$\frac{R_2 v_1 + R_1 v_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_A}{R_A + R_B} v_s$$

$$\boxed{v_s = \frac{R_A + R_B}{R_A(R_1 + R_2)}(R_2 v_1 + R_1 v_2)}$$

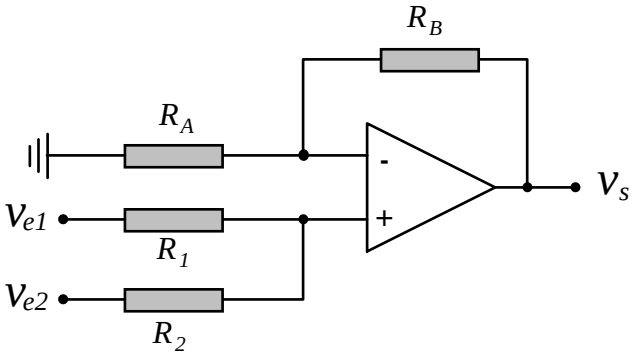


Fig. V-7 : Sommateur inverseur

- Si $R_1 = R_2$, L'expression devient :

$$\boxed{v_s = \frac{R_A + R_B}{2R_A}(v_1 + v_2)}$$

- Si en plus $R_A = R_B$ on obtient :

$$\boxed{v_s = v_1 + v_2}$$

V.8 Amplificateur différentiel

$$v^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_2 \quad , \quad v^- = \frac{R_B v_1 + R_A v_S}{R_A + R_B}$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} v_2 = \frac{R_B v_1}{R_A + R_B} + \frac{R_A v_S}{R_A + R_B}$$

$$\boxed{v_s = \frac{R_A + R_B}{R_A}\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} v_2 - \frac{R_B}{R_A + R_B} v_1\right)}$$

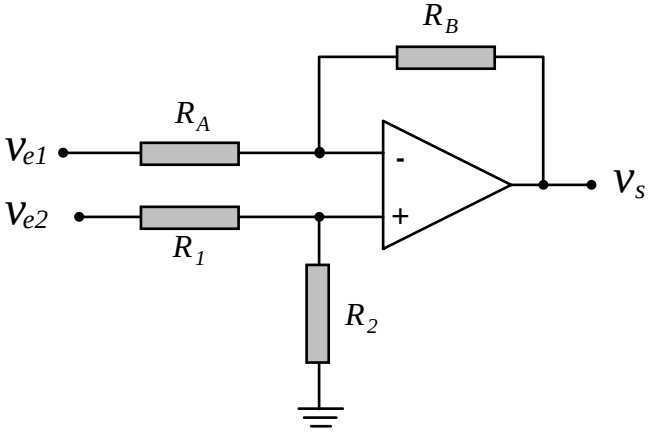


Fig. V-8 : amplificateur différentiel

ou encore :

$$v_s = \frac{R_A + R_B}{R_A}\left(\frac{v_2}{1+\frac{R_1}{R_2}} - \frac{v_1}{1+\frac{R_A}{R_B}}\right)$$

- Si $\frac{R_A}{R_B} = \frac{R_1}{R_2}$, L'expression devient : $\boxed{v_s = \frac{R_B}{R_A}(v_2 - v_1)}$
- Si en plus $R_A = R_B$ on obtient : $\boxed{v_s = v_2 - v_1}$

V.9 Montage intégrateur

- $v_e = Ri$ ➔ $i = \frac{v_e}{R}$
- $Q = CV_C$, $\frac{dQ}{dt} = C\frac{dV_C}{dt} = i$
- $V_c = \frac{1}{C}\int i(t)dt = -v_S$

$$\boxed{v_s = -\frac{1}{CR}\int v_e(t)dt}$$

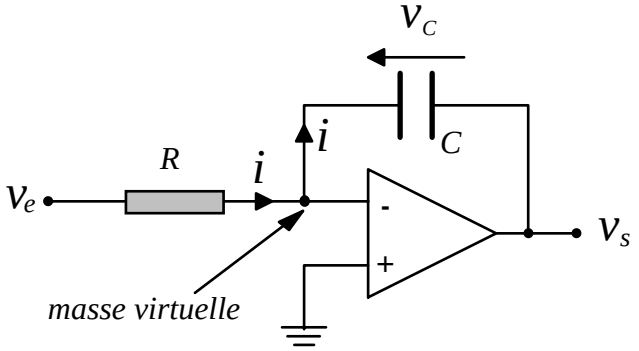


Fig. V-9 : montage intégrateur

V.10 Montage dérivateur

- $i = C\frac{dV_C}{dt} = C\frac{dv_e}{dt}$
- $v_s = -Ri$

$$\boxed{v_s = -RC\frac{dv_e}{dt}}$$

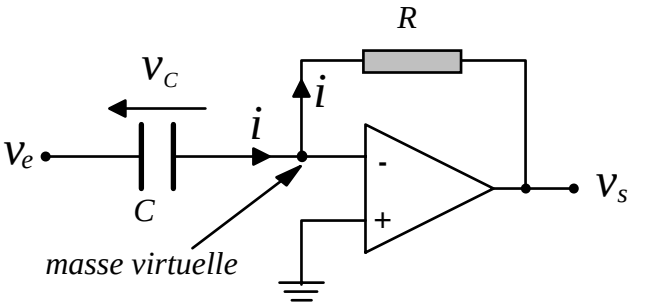


Fig. V-10 : montage dérivateur

V.11 Convertisseur courant tension

$$\boxed{v_S = -Ri}$$

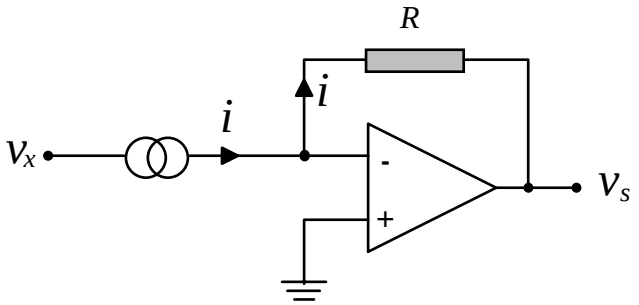


Fig. V-11 : convertisseur courant tension