

**ECOLE SUPERIEURE DE TECHNOLOGIE
FES**

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE

COURS D'ELECTRONIQUE

M.R BENBRAHIM

INTRODUCTION A LA

PHYSIQUE DES COMPOSANTS

R. BEN BRAHIM

INTRODUCTION.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.

A. LA JONCTION.

1. Équilibre sans générateur.
2. Avec un générateur en sens direct.
3. Avec un générateur en sens inverse.

B. CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES.

1. Caractéristique courant/tension.
 - Caractéristique globale.
 - Caractéristique directe ($V_d > 0$)
 - Autour de zéro.
 - Caractéristique inverse ($V_d < 0$). Phénomène de claquage.
 - Équation.
 - Effet de la température.
2. Résistance différentielle (ou dynamique).
3. Schéma équivalent.
 - Diode idéale.
 - Diode avec seuil.
 - Diode avec seuil et résistance.

UTILISATION.

- Paramètres essentiels des diodes.

A. DIODES DE REDRESSEMENT.

1. Caractéristiques physiques.
2. Redressement simple alternance.
3. Redressement double alternance.
 - Avec transfo double enroulement.
 - Avec pont de Gratz.
 - Quelle solution choisir ?
4. Filtrage.
 - Redressement simple alternance.
 - Redressement double alternance.
 - Fonctionnement des diodes et transfos.
5. Alimentations doubles symétriques.
6. Doubleur de tension.

B. DIODES À AVALANCHE CONTRÔLÉE.

1. Caractéristiques physiques.
2. Protection contre les surtensions.
3. Mise en série de diodes.

C. DIODES DE REDRESSEMENT RAPIDES.

1. Notions de charge recouvrée.
2. Utilisation.

D. DIODES DE SIGNAL.

1. Caractéristiques physiques.
2. Détecteur de crête.
3. Détection AM.
4. Thermomètres. Compensation thermique.

DIODES SPÉCIALES.

A. DIODES ZENER.

1. Caractéristique.
2. Schéma équivalent.
3. Régulation de tension.
4. Écrêtage des surtensions.

B. DIODES ÉLECTROLUMINESCENTES.

1. Caractéristique.
2. Utilisation.

C. AUTRES.

R. BENBRAHIM

I. INTRODUCTION.

La diode est le semi-conducteur de base : on ne peut pas combiner du silicium dopé plus simplement.

Son fonctionnement macroscopique est assimilable à celui d'un interrupteur commandé qui ne laisse passer le courant que dans un seul sens.

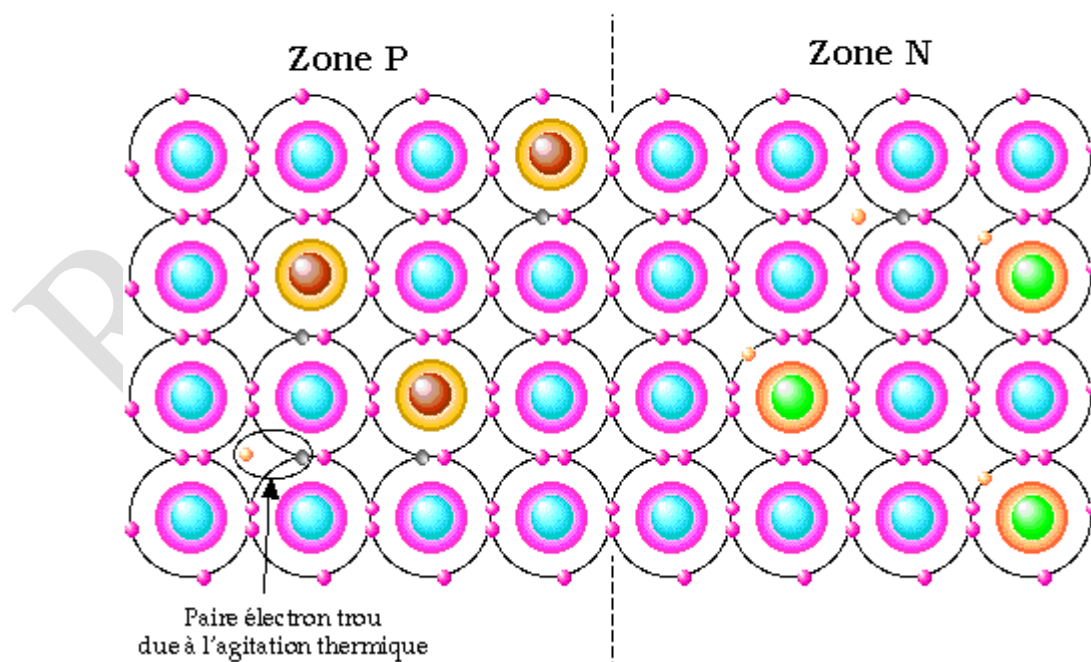
Cette propriété lui ouvre un champ d'applications assez vaste en électronique. C'est la diode qui va permettre de redresser le courant alternatif issu du secteur et autoriser la fabrication d'alimentations stabilisées qui sont obligatoires dans la plupart des montages électroniques. On conçoit donc que si ce composant est basique, ainsi que son fonctionnement, il n'en n'est pas moins fondamental !

Dans la catégorie des diodes, on trouve aussi des diodes de régulation, dites diodes zéner, qui ont un comportement de source de tension. Cette propriété va permettre d'élaborer autour de ce composant simple toute une série de montages délivrant une ou plusieurs tensions continues.

La fonction diode a existé bien avant l'arrivée du silicium : on utilisait alors des diodes à vide (les lampes) dont le fonctionnement était basé sur l'effet thermoélectronique. Le silicium a apporté les avantages suivants : coût, fiabilité, encombrement, simplicité d'utilisation

II. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.

Fonction PN



A. LA JONCTION

Si on dope une partie d'un semi conducteur intrinsèque avec des atomes à 5 électrons périphériques (le semi conducteur devient extrinsèque de type N) et l'autre avec des atomes à 3 électrons périphériques (extrinsèque de type P), on crée une jonction, qui est la limite de séparation entre les deux parties.

Nous avons fabriqué une diode à jonction.

1. Équilibre sans générateur

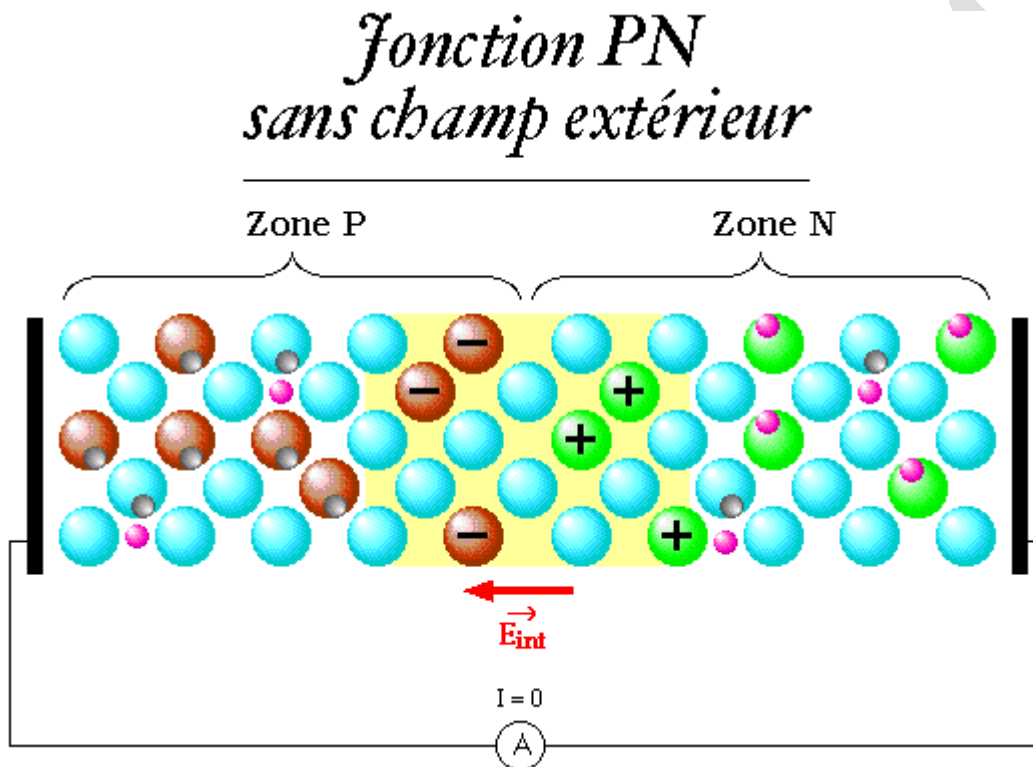


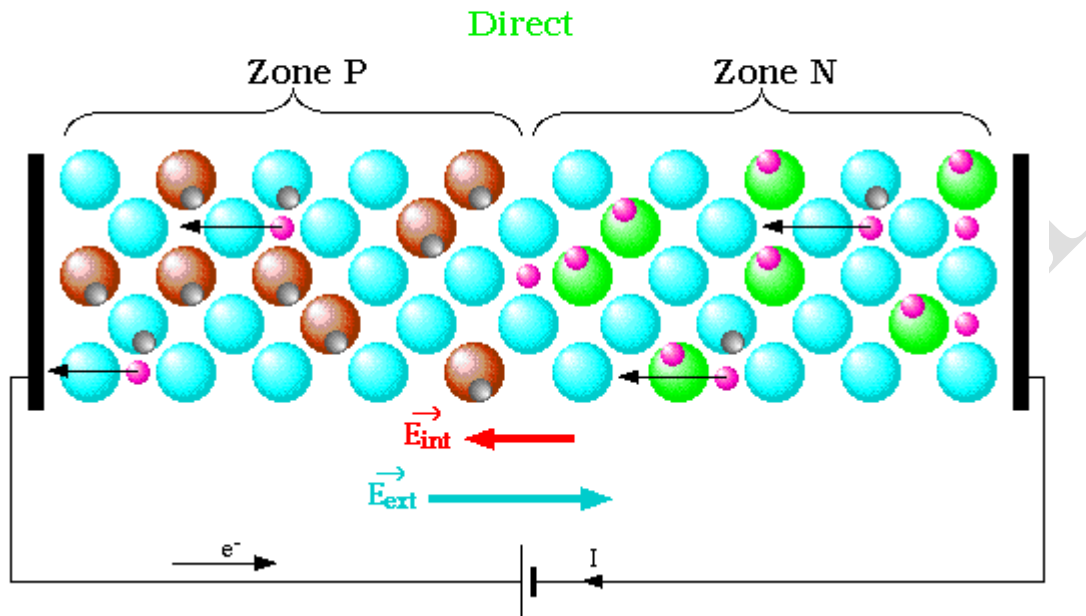
Fig. 1. Équilibre au niveau de la jonction.

Au voisinage de la jonction, les trous de la zone P vont neutraliser les électrons libres de la zone N (il y a diffusion des charges). Ce phénomène va s'arrêter quand le champ électrique E_{int} créé par les atomes donneurs ou accepteurs (qui vont devenir respectivement des charges + et -) va être suffisant pour contrarier le mouvement des charges mobiles. Ceci constitue une barrière de potentiel pour les porteurs majoritaires. Par contre, cette barrière de potentiel va favoriser le passage des porteurs minoritaires (conduction électrique).

Les deux courants antagonistes (diffusion des majoritaires et conduction des minoritaires) s'équilibrent et leur somme est nulle en régime permanent et en l'absence de champ électrique extérieur.

2. Avec un générateur en sens direct

Fonction PN avec champ extérieur



La barrière de potentiel interne empêche donc toute circulation de courant. Si on applique un champ externe à l'aide d'un générateur en branchant le pôle + sur la zone P et le pôle - sur la zone N, on peut annuler les effets du champ interne et permettre au courant de circuler : le phénomène d'attraction des électrons libres de la partie N par les trous de la partie P (diffusion) n'est plus contrarié, et le générateur va pouvoir injecter des électrons dans la zone N et les repomper par la zone P.

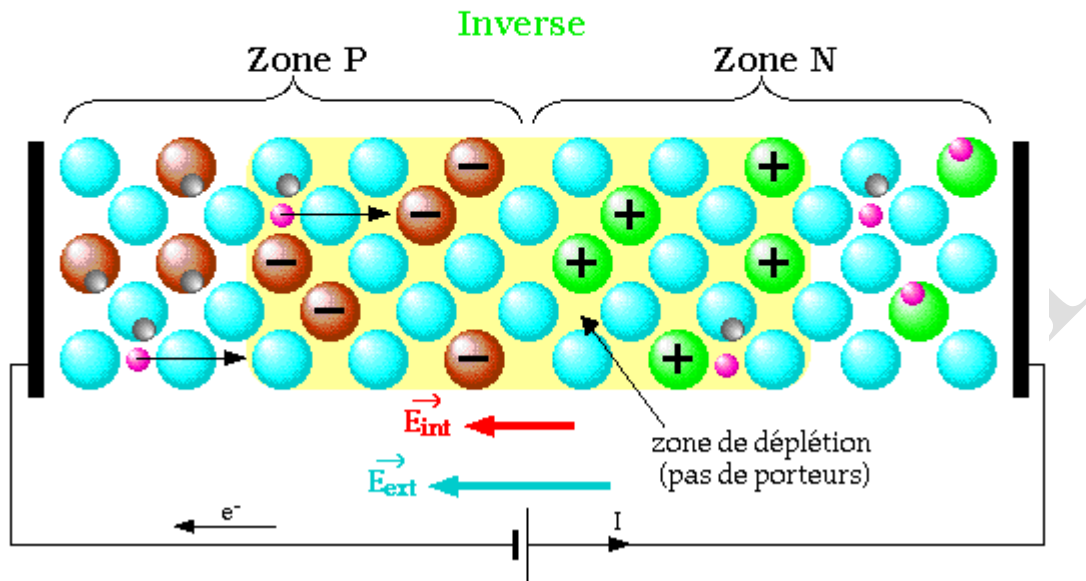
Le courant de conduction constitué par les porteurs minoritaires prend une valeur I_f indépendante du champ extérieur.

Le courant total est la somme des deux courants, soit pratiquement le courant direct dû aux porteurs majoritaires dès que la tension atteint la centaine de mV.

La diode est alors polarisée dans le sens direct, et un courant relativement intense peut circuler : de quelques dizaines de milliampères pour des diodes de signal à quelques ampères pour des diodes de redressement standard, voire à des centaines d'ampères pour des diodes industrielles de très forte puissance.

3. Avec un générateur en sens inverse

Fonction PN avec champ extérieur



Si on branche le générateur dans le sens inverse du cas précédent, on renforce le champ électrique interne, et on empêche le passage des porteurs majoritaires : les électrons libres sont repoussés dans la zone N et les trous dans la zone P ; on accentue la séparation des charges (zone de **déplétion**).

Par contre, les porteurs minoritaires (trous pour la zone N et électrons libres pour la zone P) peuvent traverser la jonction et reboucler par le générateur : ils forment le courant inverse I_f qui dépend essentiellement de la température.

Le champ extérieur repousse les charges qui vont se trouver à une distance sensiblement proportionnelle à $|V|$, créant ainsi une capacité proportionnelle à cette distance, donc à $|V|$.

Cette capacité est inhérente à toute jonction de semi conducteurs, et va constituer la principale limitation (en régime linéaire tout du moins) au fonctionnement à haute fréquence des composants électroniques (diodes, transistors et circuits intégrés les employant).

B. CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES.

1. Caractéristique courant/tension.
 - Caractéristique globale.

On a vu précédemment que le courant était négligeable pour une tension $V_d = V_p - V_n$ négative (ceci est vrai jusqu'à une tension V_c dite tension de claquage). Au dessus d'un certain seuil V_o de tension V_d positive, le courant direct croit très rapidement avec V_d .

Le seuil V_o (barrière de potentiel) dépend du semi conducteur intrinsèque de base utilisé. Il est d'environ 0,2V pour le germanium et 0,6V pour le silicium.

La caractéristique a la forme suivante :

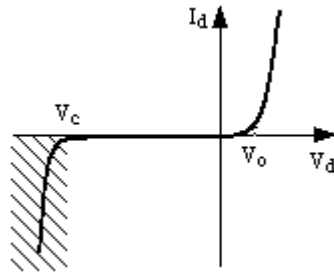


Fig. 2. Caractéristique complète.

- **Caractéristique directe ($V_d > 0$)**

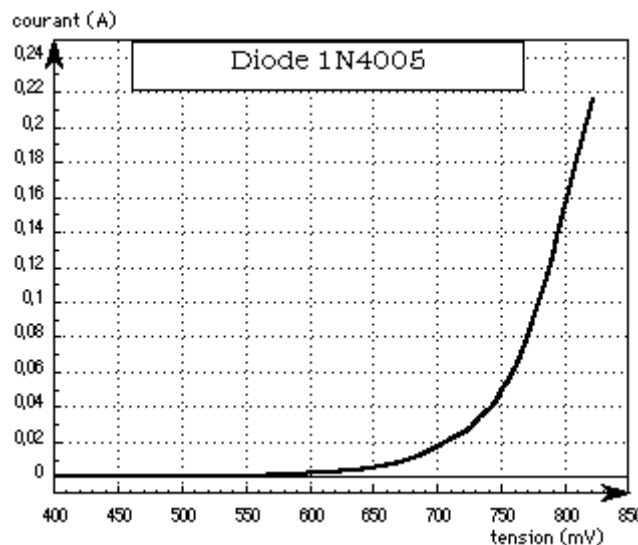


Fig. 3 . Caractéristique directe d'une diode.

Sur ce type de diode au silicium, le courant croît assez rapidement au delà de 0,7V. C'est une diode de redressement supportant 1A en direct et 600V en tension inverse.

- **Autour de zéro.**

La caractéristique passe par l'origine. Pour V_d négatif, le courant tend rapidement vers la limite $-I_f$ (courant de fuite) , car le courant de diffusion dû aux porteurs majoritaires va s'annuler.

- **Caractéristique inverse ($V_d < 0$). Phénomène de claquage.**

Quand la tension appliquée dépasse la valeur spécifiée par le fabricant, le courant décroît (attention : il est déjà négatif !) très rapidement. S'il n'est pas limité par des éléments externes, il y a destruction rapide de la diode. Deux phénomènes sont à l'origine de ce résultat :

phénomène d'avalanche : quand le champ électrique au niveau de la jonction devient trop intense, les électrons accélérés peuvent ioniser les atomes par chocs, ce qui libère d'autres électrons qui sont à leur tour accélérés Il y a divergence du phénomène, et le courant devient important.

phénomène Zener : les électrons sont arrachés aux atomes directement par le champ électrique dans la zone de transition et créent un courant qui devient vite intense quand la tension V_d atteint une valeur V_z dite tension Zéner.

Si on construit la diode pour que le phénomène Zéner l'emporte sur le phénomène d'avalanche (en s'arrangeant pour que la zone de transition soit étroite), on obtient une diode Zéner.

On utilise alors cette diode en polarisation inverse. L'effet zéner n'est pas destructif dans ce cas. Ces diodes sont très utilisées pour la régulation de tension.

▪ **Équation.**

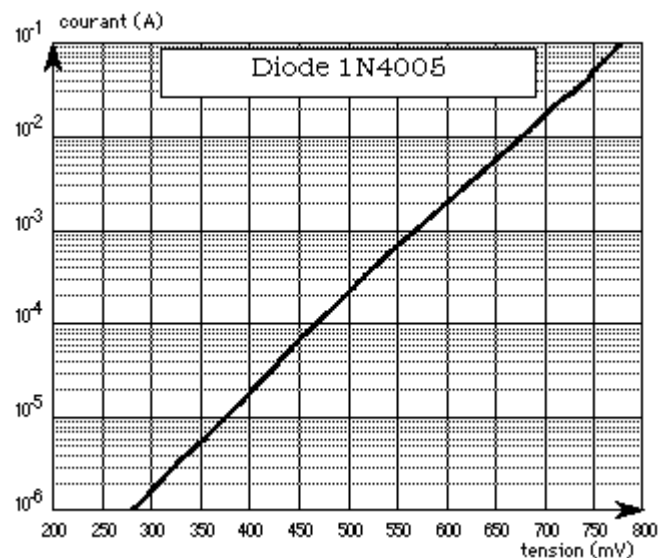


Fig. 4. Linéarité de Log (I) fonction de V.

la courbe Fig. 2. (à l'exception de la zone de claquage) répond assez bien à la formule suivante, expliquée par la thermodynamique statistique :

$$I_d = I_f \left(e^{\frac{qV_d}{kT}} - 1 \right) \quad [1]$$

où :

I_f est le courant de fuite

q la charge de l'électron = $1,6E-19C$

k constante de Boltzman = $1,38E-23 J/K$

T température absolue

La loi logarithmique [1] est bien illustrée par les figures 3 et 4. La courbe expérimentale s'éloigne toutefois de la théorie aux forts courants, où le modèle n'a pas tenu compte d'autres phénomènes dont les chutes de tension ohmiques dans le semi conducteur.

A noter que sur la figure 4, le courant maxi représenté est égal au 1/10ème admissible par cette diode.

- **Effet de la température.**

Pour V_d positif, la diode a un coefficient de température négatif égal à -2mV/K . Cette dérive en température est suffisamment stable pour qu'on puisse utiliser des diodes comme thermomètres.

Pour V_d négatif, le courant de fuite I_f varie très rapidement avec la température. Il est plus important pour le germanium que pour le silicium, et croît plus vite, ce qui devient rapidement gênant. Dans le silicium, ce courant double tous les 6°C .

2. **Résistance différentielle (ou dynamique).**

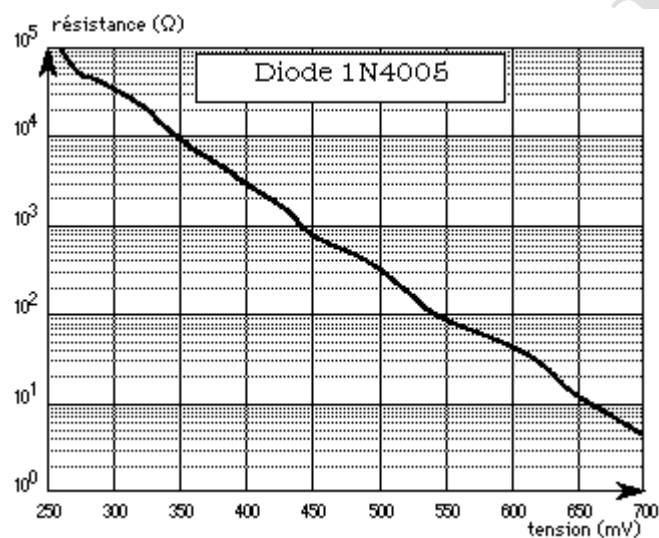


Fig. 5. Résistance dynamique.

La **résistance dynamique** étant l'inverse de la pente de la caractéristique en un point donné, on peut la déduire par dérivation de la formule [1] :

$$r_d = \frac{kT}{qI_d} \quad [2]$$

C'est la résistance dynamique au point de fonctionnement (V_d , I_d). Elle est fonction du courant de polarisation I_d au point étudié.

La figure 5 donne la valeur de r_d en fonction de la tension de la diode : les variations sont très importantes.

3. **Schéma équivalent.**

La représentation de la diode par sa loi logarithmique est un peu complexe pour l'emploi de tous les jours. Plusieurs schémas équivalents simplifiés sont proposés :

- **Diode idéale.**

Dans ce cas, on néglige la tension de seuil et la résistance interne de la diode. La caractéristique est alors celle de la figure 6.

Ce schéma est utile pour des pré calculs, surtout si les diodes sont employées dans des circuits où les tensions sont élevées (plusieurs dizaines de volts) : la tension de coude est alors négligeable.

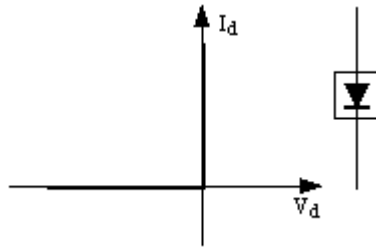


Fig. 6. Caractéristique idéale.

- **Diode avec seuil.**

On peut continuer à négliger la résistance interne, mais tenir compte du seuil de la diode. La caractéristique devient :

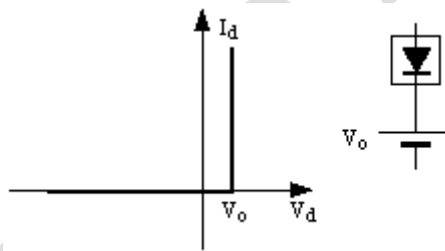


Fig. 7. Caractéristique avec seuil.

Ce schéma est le plus utilisé pour les calculs.

- **Diode avec seuil et résistance.**

Ici, on prend en compte la résistance de la diode. Ceci peut être utile si on utilise la diode en petits signaux alternatifs et qu'on a besoin de sa résistance dynamique.

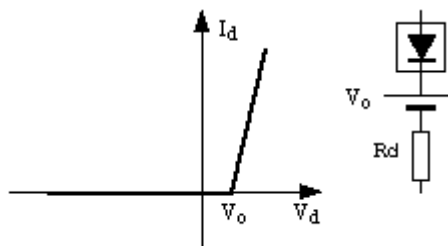


Fig. 8. Caractéristique avec seuil et résistance.

Attention : dans ce cas, on considère que la résistance dynamique est constante, ce qui n'est vrai que si la variation du signal alternatif est très petite autour du point de polarisation en continu.

III. UTILISATION.

Il existe divers types de diodes correspondant à des technologies différentes. Chaque technologie présente le meilleur compromis pour une utilisation donnée.

Nous allons balayer les applications des diodes en les classifiant par groupe technologique.

- **Paramètres essentiels des diodes.**

En fonction de l'application considérée, on s'intéressera à certains paramètres des diodes plutôt qu'à d'autres. Certains paramètres ne sont pas spécifiés pour tous les types de diodes, sauf les suivants qui sont incontournables :

V_F : tension de coude de la diode spécifiée à un courant direct donné.

I_F : courant direct permanent admissible par la diode à la température maxi de fonctionnement.

I_{FSM} : courant temporaire de surcharge (régime impulsionnel). En général, pour un courant de surcharge donné, le constructeur spécifie l'amplitude des impulsions, leur durée, le rapport cyclique, et dans certains cas, le nombre maxi d'impulsions qu'on peut appliquer.

V_R : c'est la tension inverse maxi admissible par la diode (avant l'avalanche).

I_R : c'est le courant inverse de la diode. Il est spécifié à une tension inverse donnée, et pour plusieurs températures (généralement 25°C et Tmax). Ce courant n'est pas seulement celui dû aux porteurs minoritaires. Il provient aussi des courants parasites à la surface de la puce (le silicium est passivé par oxydation, et il peut subsister des impuretés qui vont permettre le passage de faibles courants). Le boîtier d'encapsulation de la puce de silicium est aussi source de fuites.

Ces symboles sont ceux généralement employés par les différents constructeurs, mais il peut y avoir des variantes, et il est toujours sage de se reporter à la documentation du constructeur pour savoir comment sont spécifiés les paramètres, et à quoi ils correspondent exactement.

B. DIODES DE REDRESSEMENT.

Une des principales applications de la diode est le redressement de la tension alternative du secteur pour faire des générateurs de tension continue destinés à alimenter les montages électroniques (entre autres).

Il y a deux types principaux de diodes de redressement : les diodes standard pour le redressement secteur classique, et les diodes rapides pour les alimentations à découpage. Nous étudierons ces dernières ultérieurement.

1. Caractéristiques physiques.

Les diodes de redressement standard sont les moins sophistiquées, et ne font l'objet d'aucun traitement particulier, les conditions d'utilisations étant peu contraignantes.

Elles ont des tensions V_R comprises entre 50 et 1000V environ, et les courants I_F vont de 1A à plusieurs centaines d'ampères.

Avant le système de redressement, on a presque toujours un transformateur qui sert à abaisser la tension secteur (les montages électroniques fonctionnent souvent sous des tensions de polarisation allant de quelques volts à quelques dizaines de volts), et qui sert aussi à isoler les montages du secteur (220V, ça peut faire très mal !).

2. Redressement simple alternance.

C'est le redressement le plus simple qui soit : quand la tension aux bornes du transformateur V_t dépasse la tension de seuil de la diode, celle-ci conduit, laissant passer le courant direct dans la charge. La tension aux bornes de la charge V_r est alors égale à la tension aux bornes du transformateur moins la tension directe V_F de la diode.

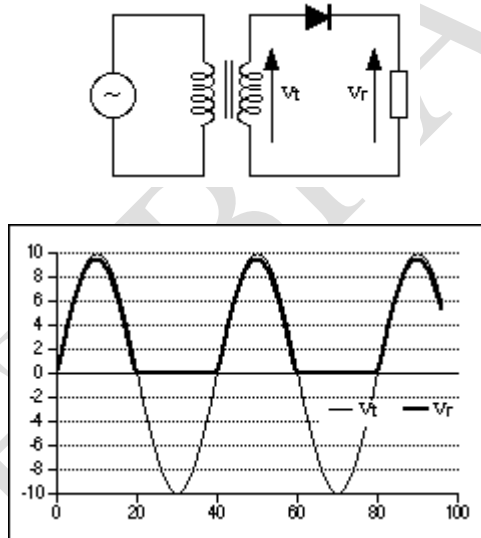


Fig. 9. Redressement avec une diode.

Quand la tension aux bornes du transformateur devient inférieure à la tension de seuil, la diode est bloquée ; il ne subsiste que le courant de fuite, qui est négligeable en comparaison du courant direct.

La tension aux bornes de la diode est alors égale à celle aux bornes du transformateur : il faudra choisir une diode avec une tension V_R au minimum égale à la tension crête du secondaire du transformateur.

3. Redressement double alternance.

- Avec transfo double enroulement.

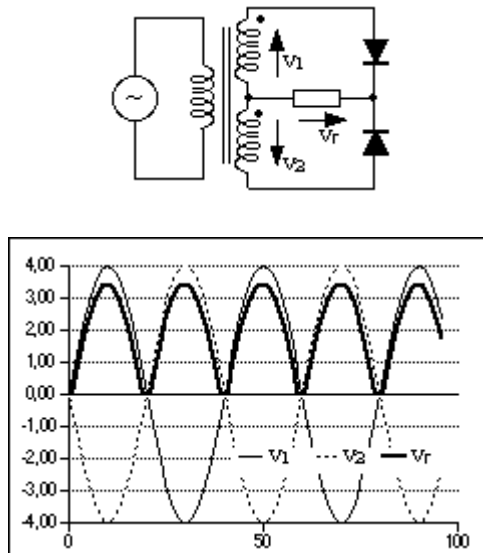


Fig. 10. Redressement avec transfo double sortie.

Le montage précédent présente l'inconvénient de ne laisser passer que la moitié du courant que peut délivrer le transformateur. Pour remédier à cela, on utilise un transformateur avec deux enroulements secondaires que l'on câble de manière à ce qu'ils délivrent des tensions en opposition de phase sur les diodes.

On notera la chute de tension dans les diodes : elle devient non négligeable quand les tensions alternatives sont faibles (4V crête dans l'exemple ci-dessus).

Dans ce cas, tout se passe comme si on avait deux montages identiques à celui de la Fig. 9 qui fonctionnent l'un pour l'alternance positive, l'autre pour l'alternance négative. On vérifie bien (Fig. 11 et 12) que le courant dans la charge est toujours orienté dans le même sens.

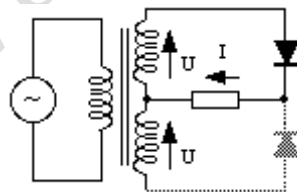


Fig. 11. Alternance positive.

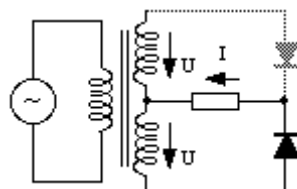


Fig. 12. Alternance négative.

Les diodes sont plus sollicitées que pour le montage simple alternance : en effet, la diode qui ne conduit pas devra supporter en plus la tension aux bornes de son secondaire de

transformateur, la tension aux bornes de la résistance. Au total, elle devra supporter une tension V_R double de celle requise dans le montage à simple alternance, soit deux fois la tension crête présente sur chacun des secondaires.

- Avec pont de Grætz.

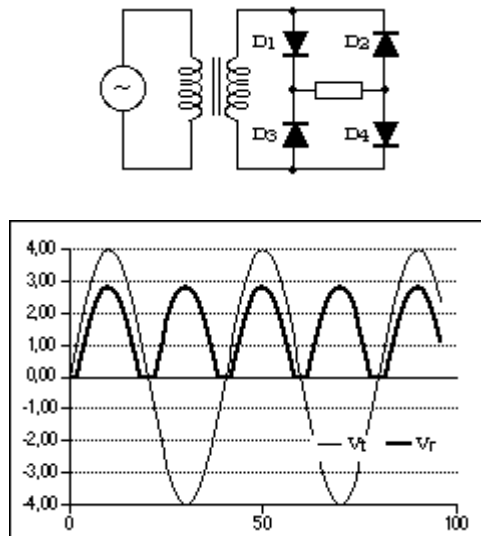


Fig.13. Redressement avec pont de diodes.

Il existe une autre manière de faire du redressement double alternance, ne nécessitant pas un transformateur à double enroulement : on utilise 4 diodes montées en pont. Des ponts tous faits sont disponibles dans le commerce, permettant de réduire le nombre de composants du montage.

Lorsque la tension aux bornes du transformateur est positive, D1 et D4 conduisent, et quand elle est négative, D2 et D3 conduisent (Fig. 14 et 15).

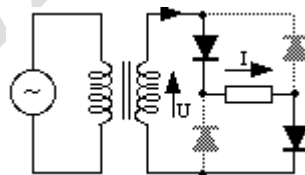


Fig. 14. Alternance positive.

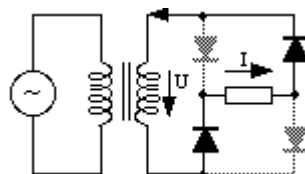


Fig.15. Alternance négative.

Chaque diode n'a à supporter qu'une fois la tension crête du secondaire du transformateur (contre deux fois pour le montage précédent), mais en revanche, on a deux tensions directes

de diode en série. La puissance totale dissipée dans les diodes est double par rapport à la solution précédente.

- **Quelle solution choisir ?**

Quand on en aura la possibilité, on préférera la solution à transfo à point milieu, pour plusieurs raisons :

le transfo n'est pas plus cher que celui à secondaire simple.

Avec un transfo à un seul secondaire, on ne peut pas faire d'alimentation double symétrique en redressement double alternance. Ce type de transfo est moins universel .

Le fait que les diodes aient à tenir une tension double n'est pas un problème dans la plupart des cas, car les tensions redressées sont très souvent bien inférieures aux tensions V_R minimum des diodes disponibles dans le commerce.

Dans le montage en pont, la charge est flottante par rapport au transformateur, ce qui peut être gênant dans certains cas.

4. Filtrage.

Les montages précédents délivrent des tensions redressées mais non continues.

Pour obtenir une tension (quasi) continue, il suffit de mettre un gros condensateur en parallèle avec la charge.

- **Redressement simple alternance.**

Ici, la charge est absolument quelconque, et peut être un montage électronique complexe ayant une consommation en courant aléatoire.

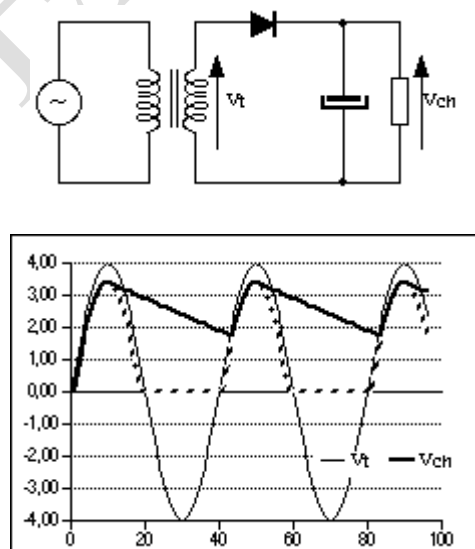


Fig. 16. Redressement simple alternance et filtrage.

Sur le graphique du bas de la Fig. 16, on voit en pointillé la tension redressée telle qu'elle serait sans condensateur. En traits pleins épais, on voit la tension filtrée.

Sur ce graphe, le courant de décharge du condensateur est linéaire : il correspond à l'hypothèse de décharge à courant constant.

Le fonctionnement est simple : quand la tension aux bornes du transformateur est supérieure à la tension aux bornes du condensateur additionnée de la tension directe de la diode, la diode conduit. Le transformateur doit alors fournir le courant qui va alimenter la charge et le courant de recharge du condensateur.

Quand la tension du transformateur devient inférieure à celle du condensateur plus la tension de coupe de la diode, la diode se bloque. L'ensemble condensateur / charge forme alors une boucle isolée du transformateur.

Le condensateur se comporte comme un générateur de tension, et il restitue l'énergie accumulée dans la phase précédente.

A noter que la tension aux bornes du condensateur étant en permanence voisine de la tension crête positive du transformateur, lorsque celui-ci fournit la tension de crête négative, la diode doit supporter deux fois la tension crête délivrée par le transformateur : on perd le seul avantage (hormis la simplicité) du montage à redressement simple alternance.

Calcul du condensateur : dans la littérature, on trouve classiquement le calcul du condensateur pour une charge résistive. La décharge est alors exponentielle et le calcul inutilement compliqué.

Ce calcul est assez éloigné des besoins réels : en général, on ne fait pas des alimentations continues pour les faire débiter dans des résistances !

Très souvent, ces alimentations redressées et filtrées sont suivies d'un régulateur de tension. La charge est fréquemment un montage complexe ayant une consommation variable au cours du temps.

Pour faire le calcul du condensateur, on prendra donc une décharge à courant constant, le courant servant au calcul étant le maximum (moyenné sur une période du secteur) consommé par la charge.

Le critère de choix ne sera pas un taux d'ondulation qui n'a souvent aucune utilité pratique, mais une chute de tension maxi autorisée sur le condensateur pour que le montage connecté en aval fonctionne correctement.

Avec ces hypothèses, le calcul du condensateur devient très simple : On considère que le condensateur C se décharge à courant I_{\max} constant pendant un temps ΔT et que la chute de sa tension est inférieure à ΔV .

On a alors la relation :

$$C \Delta V = I_{\max} \Delta T \quad [3]$$

Le temps ΔT choisi va être approximé à la période du secteur. En pratique, le condensateur va se décharger moins longtemps (Fig. 16), on va donc le surdimensionner légèrement.

L'erreur commise est en fait très faible comparée à la dispersion que l'on aura sur le résultat de par les tolérances des composants, et notamment des condensateurs de filtrage : on utilise des condensateurs chimiques qui ont des tolérances très larges (-20% / +80% en général) et qui n'existent souvent que dans la série E6 (1 ; 1,5 ; 2,2 ; 3,3 ; 4,7 ; 6,8). Les transformateurs sont eux aussi assez dispersés, ce qui fait qu'au final, mieux vaut prévoir large pour éviter les mauvaises surprises !

Pour un redressement simple alternance, on aura un ΔT de 20ms, qui correspond à l'inverse de la fréquence secteur 50Hz. La valeur du condensateur est alors :

$$C = \frac{I_{\max}}{F \Delta V} \quad [4]$$

Il faudra veiller à choisir un condensateur supportant au moins la tension crête du transformateur à vide (la tension sera plus faible en charge du fait des chutes de tensions diverses (résistance du transfo, diode)).

- **Redressement double alternance.**

Les hypothèses seront les mêmes que précédemment. La seule différence viendra du temps

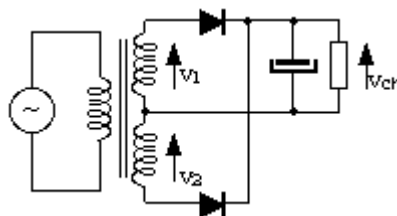
T ; vu qu'on a un redressement double alternance, la fréquence du courant redressé est double de celle du secteur. La formule de calcul du condensateur devient donc :

$$C = \frac{I_{\max}}{2 F \Delta V} \quad [5]$$

Comme dans la formule [4], F est la fréquence secteur (50Hz en France).

A chute de tension égale, le condensateur sera donc deux fois plus petit que pour le redressement simple alternance, ce qui est intéressant, vu la taille importante de ces composants.

La diode aura à tenir deux fois la tension crête délivrée par chaque enroulement du transformateur.



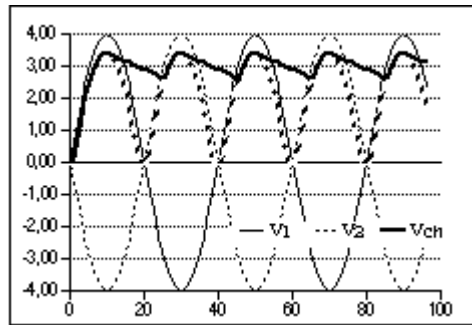


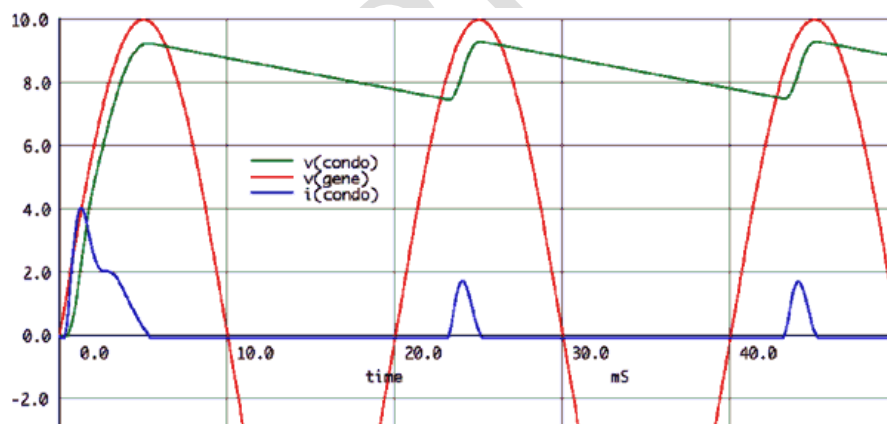
Fig. 17. Redressement double alternance et filtrage.

▪ **Fonctionnement des diodes et transfos.**

On peut remarquer Fig. 16 et 17 que les diodes ne conduisent pas pendant toute l'alternance du secteur, mais seulement pendant un temps très court vis à vis de cette alternance. L'énergie qui est restituée par le condensateur dans la phase de roue libre doit être au préalable stockée pendant ce court temps de conduction des diodes.

La conséquence de ceci, c'est que pour assurer un certain courant moyen dans la charge, l'ensemble transfo plus diode devra débiter un courant de crête beaucoup plus intense que le courant moyen lors des phases de conduction des diodes (environ 15 fois le courant moyen).

(Voir chronogramme)



Ici, on voit nettement le courant de charge du condensateur (on a des pointes à presque 2A, 4A au démarrage), qui prend des valeurs élevées pendant un court temps. Le courant de décharge, ici négatif, vaut 0,1A : il y a un rapport 15 à 20 avec le courant crête de charge

La chute de tension dans les diodes sera alors importante (plus près d'1V que de 0,6V) ainsi que la chute de tension dans les résistances du transformateur.

Il ne faudra pas perdre ces considérations de vue quand on voudra calculer l'alimentation au plus juste !

L'autre conséquence est le démarrage de l'alimentation : lorsqu'on branche le transformateur sur le secteur, on peut se trouver au maximum de tension de l'alternance secteur. La charge du transformateur, principalement constituée du condensateur de filtrage, sera l'équivalent d'un court-circuit. Le courant d'appel sera alors uniquement limité par la résistance interne du

transformateur (quelques dixièmes d'ohms à quelques ohms), et il sera très intense : les diodes devront supporter ce courant (paramètre I_{FSM})

5. Alimentations doubles symétriques.

Si on analyse le fonctionnement du redresseur double alternance à transformateur à point milieu, on s'aperçoit que chaque secondaire débite du courant seulement pendant une alternance. L'autre alternance serait susceptible de fournir un courant négatif.

Partant de cette constatation, on peut imaginer facilement une alimentation double symétrique, avec 4 diodes disposée en pont : deux diodes vont conduire les alternances positives des secondaires du transformateur, et les deux autres les alternances négatives.

Le point milieu du transformateur sera le potentiel commun des deux alimentations.

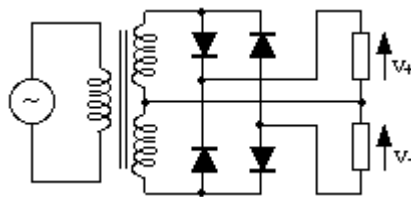


Fig. 18. Alimentation double positive et négative.

On peut bien évidemment mettre un condensateur aux bornes de chacune des charges pour filtrer les tensions redressées obtenues.

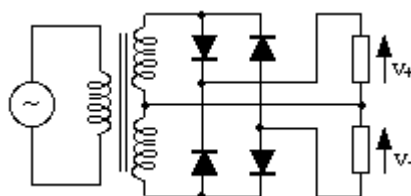
Ces alimentations sont incontournables dans les montages symétriques où il est nécessaire d'amplifier des tensions continues, et notamment dans les montages à amplificateurs opérationnels

6. Doubleur de tension.

Dans certaines applications, on peut avoir besoin de tensions continues très élevées (quelques milliers de volts). On pourrait les obtenir avec un transformateur élévateur et un redressement / filtrage classique.

Il existe une solution moins onéreuse faisable avec des diodes et des condensateurs : c'est le doubleur de tension.

Le montage de la Fig. 19. se décompose en deux : redressement / filtrage par la cellule D1 / C1, puis détecteur de crête D2 / C2.



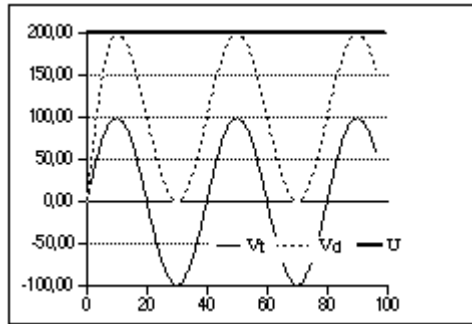


Fig. 19. Doubleur de tension de Schenkel.

Aux bornes du condensateur C1, si la charge est infinie, la tension V_c restera constante et égale à la tension crête du transformateur.

La diode D1 verra à ses bornes la tension $V_t + V_c$, dont la valeur crête est égale à deux fois la tension crête du transformateur. Tout se passe comme si la tension du transformateur avait été translatée d'une fois la valeur de la tension crête.

Il suffit alors de filtrer cette tension à sa valeur de crête avec D2 et C2 : on obtient une tension continue égale à deux fois la tension crête du transformateur.

Il est possible de continuer ce raisonnement, et en ajoutant d'autres cellules semblables à celle du doubleur, on peut tripler, quadrupler ou plus les tensions.

Ces montages sont utilisés entre autres pour générer les tensions d'accélération des tubes d'oscilloscopes (2 à 5 kV). On remarquera qu'ils ne peuvent pas débiter beaucoup de courant (les tensions mises en jeu ne permettent pas d'utiliser des condensateurs de forte valeur), et donc, ils sont plutôt destinés à des applications quasi statiques.

C. DIODES À AVALANCHE CONTRÔLÉE.

Les diodes de redressement standard ne sont pas garanties pour fonctionner au delà de la tension V_R spécifiée. Si on utilise des diodes standard dans des milieux parasités, il se peut qu'on dépasse momentanément la tension inverse maxi et qu'on détruise la diode.

Certaines applications ont besoin de diodes qui ne soient pas détruites par une entrée en avalanche.

1. Caractéristiques physiques.

Les diodes à avalanche contrôlées sont fabriquées dans du silicium de meilleure qualité que les diodes standard : meilleure homogénéité du cristal, traitement de surface poussé limitant les courants de fuite

La résistivité du silicium est ainsi plus homogène, et lorsque le phénomène d'avalanche se produit, c'est dans tout le volume du cristal qui peut alors supporter des puissances très élevées pendant quelques dizaines de μs .

Ces diodes sont sévèrement triées en fin de fabrication pour détecter les défauts éventuels.

On spécifie en plus des I_R et V_R standards une tension inverse maxi pour un courant inverse donné.

2. Protection contre les surtensions.

Une des applications est l'utilisation dans des milieux parasités : des surtensions brèves (quelques μs) d'une amplitude très supérieure à la tension V_R de la diode peuvent apparaître : la diode va partir en avalanche, et limiter la surtension parasite. Ce phénomène ne sera pas destructif car la diode est conçue pour fonctionner en avalanche sans casser.

Il y a une double fonction d'autoprotection (la diode n'est pas détruite), et de protection de l'environnement de cette diode (écrêtage de la surtension).

3. Mise en série de diodes.

Lorsqu'on veut bloquer des fortes tensions sans faire appel à des diodes spéciales haute tension (chères et difficiles à se procurer), on peut mettre en série plusieurs diodes dont la somme des V_R sera supérieure à la tension à bloquer.

Si on met en série des diodes ordinaires, les tensions ne vont pas se répartir de façon égale pour toutes les diodes comme le montre la Fig. 20.

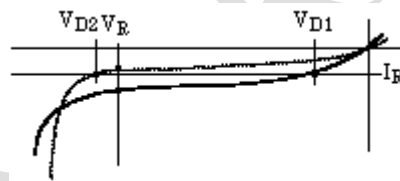


Fig. 20. Caractéristiques de deux diodes.

Si on met les deux diodes de cet exemple en série, sans autres composants en parallèle, le courant de fuite sera le même pour les deux diodes, et tel que $V_{D1} + V_{D2} = U$, tension totale à bloquer ; V_{D1} et V_{D2} sont les tensions aux bornes des diodes $D1$ et $D2$ pour le courant de fuite commun I_R .

La diode $D1$ qui fuit plus que l'autre à tension donnée va imposer un courant I_R entraînant une tension aux bornes de $D2$ supérieure à la tension de claquage V_R : $D2$ va être détruite par avalanche.

Dans le cas général où on met plusieurs diodes en série, la rupture de la première entraîne la destruction en chaîne de toutes les autres diodes.

La solution est dans les diodes à avalanche contrôlée : les courants de fuite (hors porteurs minoritaires) sont très réduits par construction, et une ou plusieurs diodes peuvent rentrer en avalanche sans problèmes. Le courant de fuite étant faible, la puissance dissipée restera dans les limites admissibles par le composant.

D. DIODES DE REDRESSEMENT RAPIDES.

1. Notions de charge recouvrée.

Nous avons déjà mentionné le phénomène de diffusion au travers de la jonction PN : les électrons majoritaires de la zone N franchissent la jonction et tendent à neutraliser les trous de la zone P et vice versa.

Quand la jonction est polarisée en direct, le champ électrique externe s'oppose au champ électrique interne créé par les ions dépossédés de leur électron (zone N) ou trou (zone P) libres, et permet ainsi une plus grande diffusion des porteurs majoritaires dans la région de type opposé où ils deviennent minoritaires. Ils se recombinaient alors avec une charge de signe opposé.

Ce phénomène de recombinaison n'est pas instantané : les porteurs ont une durée de vie t égale à environ 1ms dans le silicium. Il existe donc dans le cristal des charges en excès de part et d'autre de la jonction, à la manière de charges présentes sur les armatures d'un condensateur.

On associe d'ailleurs à cette charge, appelée **charge stockée**, une capacité appelée **capacité de diffusion**.

Si on inverse brusquement la polarité aux bornes de la diode pour la bloquer, ces porteurs vont se comporter de la même manière que les porteurs minoritaires en régime inverse établi : ils vont être attirés de l'autre côté de la jonction par le champ électrique externe et vont former un courant intense qui va s'ajouter au courant de fuite I_s , jusqu'à ce que la charge stockée disparaisse.

Ce courant va décroître jusqu'à devenir nul pendant un temps t_{RR} appelé **temps de recouvrement inverse**.

La charge stockée est d'autant plus importante que le dopage est important. Le dopage intervenant directement dans la conductivité du cristal, il se pose le problème pour les diodes de puissance qui nécessitent une conductivité, et donc un dopage importants.

Pour diminuer la charge stockée dans ces composants, on utilise des pièges recombinants, qui sont souvent des atomes d'or. Ils diminuent la durée de vie des porteurs, ce qui induit une charge stockée plus faible.

2. Utilisation.

Ces diodes sont utilisées en électronique de puissance partout où l'on doit commuter très rapidement des courants importants. Elles sont le complément indispensable des transistors de puissance rapides.

Des diodes standard sont inutilisables dans ces cas là car elles sont trop lentes. Lors de la commutation des transistors, elles se comporteraient comme des court circuits (pendant le temps de recouvrement inverse), ce qui entraînerait des surcourants dans les transistors, et leur destruction plus ou moins rapide.

E. DIODES DE SIGNAL.

Les diodes précédemment étudiées font intervenir des courants et tensions non négligeables. Les diodes de signal sont utilisées dans des applications à bas niveaux de courants et tensions.

1. Caractéristiques physiques.

Les diodes de signal n'ont pas besoin de tenir des fortes tensions inverses : par construction, elles pourront avoir une capacité parasite faible, et donc fonctionner à des fréquences élevées.

Ces caractéristiques sont obtenues grâce à une surface de jonction réduite et un faible dopage (diminution des charges stockées).

2. Détecteur de crête.

Ce dispositif permet de mémoriser la valeur crête d'un signal. Il est très utilisé en instrumentation.

C'est en fait un redresseur simple alternance avec filtrage dont la charge est quasi nulle (aux courants de fuite près) : la constante de temps de décharge du condensateur est théoriquement infinie, (très grande en pratique).

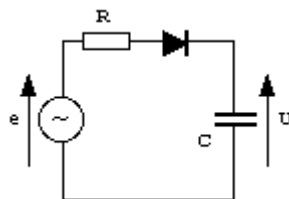
Il se charge donc à la valeur crête (moins la tension de seuil de la diode) et reste chargé à cette valeur.

La résistance R sert à limiter le courant de charge du condensateur à une valeur raisonnable pour le générateur d'attaque.

Lorsque la tension e est supérieure à la tension aux bornes du condensateur U plus la tension de seuil de la diode, celle-ci conduit et charge le condensateur à travers la résistance R .

A noter que tel quel, ce montage est inexploitable pour des petits signaux : la tension mémorisée par la diode et le condensateur est inférieure à la valeur crête du signal d'entrée de la tension de seuil de la diode.

Il existe une version améliorée avec amplificateur opérationnel qui pallie cet inconvénient. Il faut aussi adjoindre à ce montage un système permettant de décharger le condensateur pour faire une nouvelle mesure.



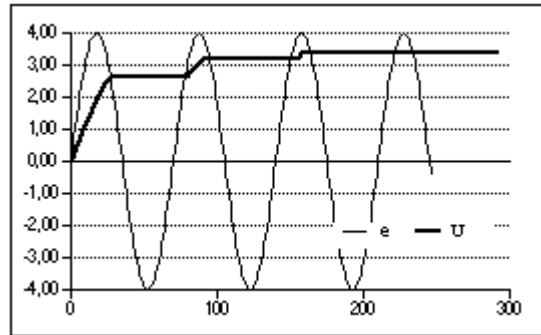


Fig. 21. Détecteur de crête.

3. Détection AM.

En radio diffusion, on ne peut pas émettre correctement un signal audible (20Hz-20kHz) directement sous forme d'une onde radio-électrique : il faut passer par un signal haute fréquence (Fig. 22.).

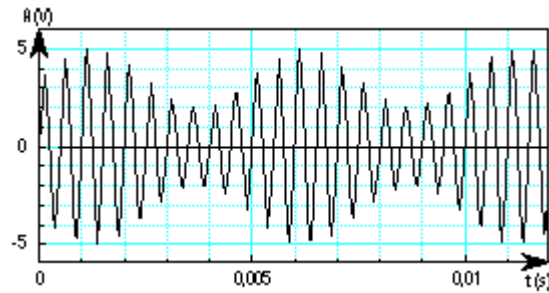


Fig. 22. Signal HF modulé en amplitude.

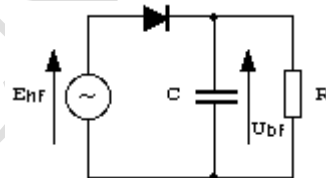


Fig. 23. Détecteur grandes ondes .

Le signal haute fréquence (quelques centaines de kHz), qu'on appelle la porteuse est modulé en amplitude par le signal audio (basse fréquence) à émettre. A l'arrivée (le poste à transistors!), on doit séparer les deux signaux. On le fait très simplement avec une diode et un condensateur (Fig. 23.).

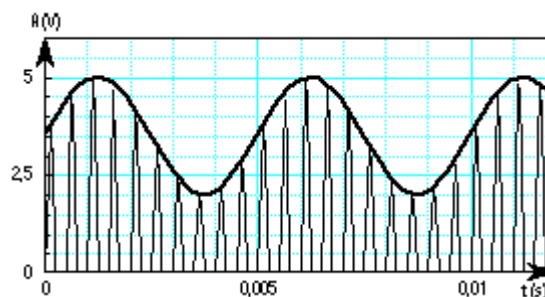


Fig. 24. Signal démodulé.

Sans la résistance R, on aurait un détecteur de crête comme précédemment. On détermine cette résistance de manière à ce que la constante de temps RC soit petite devant la période de la porteuse, et grande devant la période du signal à émettre : on arrive ainsi à reconstituer le signal basse fréquence (BF) : c'est la courbe en gras de la Fig. 24.

4. Thermomètres. Compensation thermique.

C'est une utilisation importante des diodes. La tension directe des jonctions PN en silicium est affectée d'un coefficient de température négatif (environ $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$).

Certains montages à transistors nécessitent une dérive minimum en température. On peut arriver à compenser cette dérive à l'aide d'une diode couplée thermiquement au transistor et placée judicieusement dans son circuit de base (voir chapitre sur les transistors).

Cette dérive en température peut aussi être utilisée comme thermomètre sur un montage. Lorsque la diode détecte des températures trop élevées, elle peut commander un circuit qui va (par exemple) couper certaines fonctions du montage (autoprotection). Cette fonction est très utilisée dans les composants intégrés.

IV. DIODES SPÉCIALES.

. DIODES ZENER.

1. Caractéristique.

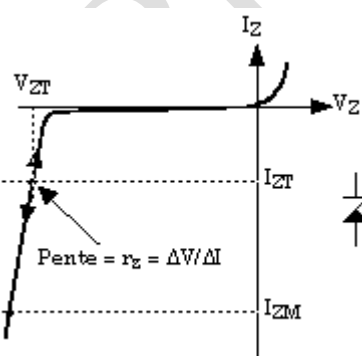


Fig. 25. Caractéristique d'une diode zéner.

Nous avons déjà parlé de l'effet zéner. Il concerne la caractéristique inverse de la diode.

En direct, une diode zéner se comporte comme une mauvaise diode normale.

En inverse, on fait en sorte que par construction l'effet zéner et / ou d'avalanche se produise à une tension bien déterminée, et ne soit pas destructif. La caractéristique inverse présente alors l'allure d'un générateur de tension à faible résistance interne.

En général, les constructeurs spécifient :

la tension d'avalanche V_{zt} pour un courant déterminé I_{zt} . (les valeurs de tension sont normalisées).

à ce point de fonctionnement V_{zt} / I_{zt} , on donne la résistance dynamique de la diode r_{zt} .

le courant I_{zm} pour lequel la puissance dissipée dans le composant sera le maximum admissible.

on indique aussi le coefficient de variation en température de la tension V_{zt} .

En dessous de $V_{zt} = 5V$, c'est l'effet zéner qui prédomine. Au dessus, c'est l'effet d'avalanche.

L'effet zéner est affecté d'un coefficient de température négatif (V_{zt} diminue quand la température augmente), et l'effet d'avalanche d'un coefficient positif. Les diodes ayant une tension V_{zt} d'environ 5V ont un coefficient de température nul, car les deux phénomènes se produisent de manière équilibrée, et leurs effets se compensent.

L'effet d'avalanche est plus franc que l'effet zéner, ce qui fait que le coude de tension inverse est plus arrondi pour les diodes zéner de faible tension.

Les diodes optimales en terme d'arrondi de coude et de résistance dynamique ont des tensions zéner voisines de 6 à 7V.

2. Schéma équivalent.

Pour simplifier les calculs, et comme pour la diode, on va définir un schéma équivalent approchant la réalité.

Si on utilise le composant suffisamment loin du coude, le schéma suivant modélise bien le comportement d'une diode zéner :

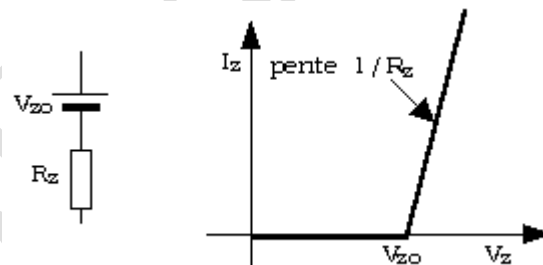


Fig. 26. Schéma équivalent de la diode zéner

On définit une tension de coude V_{z0} , et une résistance interne constante R_z .

Ce schéma sera à utiliser avec beaucoup de prudence sur des zéners de faible tension ($< 5V$) : leur coude est très arrondi, et la résistance dynamique varie beaucoup avec le courant. Pour des tensions supérieures à 5V, il n'y aura en général pas de problèmes.

3. Régulation de tension.

De par leurs caractéristiques de générateur de tension, ces diodes sont idéales pour réguler des tensions continues ayant une ondulation résiduelle non négligeable (cas des tensions redressées filtrées).

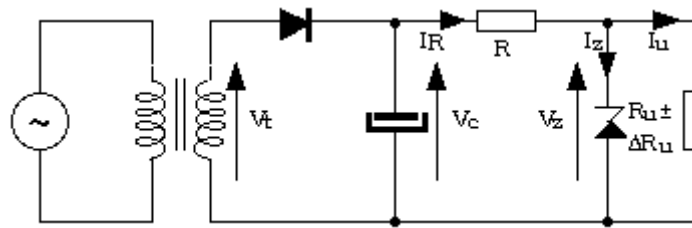


Fig. 27. Régulation de tension avec diode zéner.

Il est nécessaire d'intercaler une résistance (ou un générateur de courant) entre le générateur de tension filtrée et la zéner de régulation : ces deux éléments ayant des caractéristiques de générateurs de tension à faible résistance interne, on ne peut pas les brancher directement l'un sur l'autre sans les détruire.

Pour que la zéner fonctionne et assure son rôle de régulateur, il faut qu'un courant I_z non nul circule en permanence dans ce composant, et ce quelles que soient les variations de la tension d'entrée V_c et de la charge R_u .

La résistance R assure donc le rôle de **polarisation** de la zéner, et elle sera calculée pour que la condition énoncée ci-dessus soit remplie. Il faudra aussi veiller à ce que le courant I_z ne dépasse pas le courant I_{zm} , sous peine de détruire le régulateur.

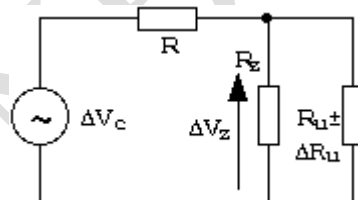


Fig. 28. Schéma équivalent du régulateur

Lorsque la polarisation est correcte, on peut faire le schéma équivalent du montage. La tension d'entrée du régulateur a été scindée en une tension continue (la tension moyenne aux bornes du condensateur), et une tension alternative (l'ondulation).

On peut définir deux coefficients de stabilisation pour caractériser ce montage. En effet, il est loin d'être parfait, et la tension de sortie va varier lorsque la tension d'entrée et / ou la charge vont varier. On distingue deux coefficients :

Stabilisation amont : ce coefficient est représentatif de la sensibilité du montage aux variations de la tension non régulée, et ceci à **charge constante** . Si on utilise les notations de la Fig. 27, c'est le rapport $(\Delta V_z / \Delta V_c) I_u = \text{cte}$.

Stabilisation aval : ce coefficient est représentatif de la variation de la tension de sortie quand le courant dans la charge varie (R_u varie de $\pm \Delta R_u$), et ceci à tension d'entrée constante.

C'est le rapport $(\Delta V_z / \Delta I_u) V_c = \text{cte}$, soit en fait, **l'impédance de sortie du montage**. Ce paramètre est très important dans tous les régulateurs de tension.

Il est plus simple pour calculer ces coefficients d'utiliser le schéma équivalent alternatif petits signaux. On retire alors toutes les sources de tension continues.

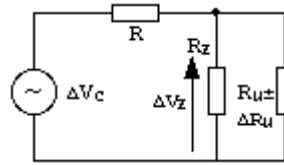


Fig. 29. Schéma équivalent petits signaux

Pour le coefficient de stabilisation amont, on a :

$$\frac{\Delta V_z}{\Delta V_c} = \frac{R_u // R_z}{R_u // R_z + R} \quad [6]$$

Comme en général $R_u \gg R_z$, cette formule devient :

$$\frac{\Delta V_z}{\Delta V_c} \approx \frac{R_z}{R_z + R} \quad [7]$$

On voit le dilemme : plus R est grand, plus la stabilisation amont est bonne, mais en contrepartie, quel gâchis ! Il faudrait prévoir des tensions filtrées très grandes par rapport aux tensions régulées pour avoir un bon coefficient de régulation. Cela ferait beaucoup d'énergie perdue dans R. Pour pallier cet inconvénient, on remplace R par un générateur de courant : la chute de tension à ses bornes pourra être petite, et par contre, sa résistance interne (celle qui va servir pour le calcul en remplacement de R) sera très grande : on a les deux avantages, une très bonne régulation et un bon rendement.

Le coefficient de stabilisation aval est égal à l'impédance de sortie du montage ; c'est la résistance du générateur de Thévenin équivalent, soit :

$$R_s = R // R_z \quad [8]$$

R étant souvent très supérieur à R_z , on obtient :

$$R_s \approx R_z \quad [9]$$

Dans ce cas, il n'y a pas grand chose à espérer d'un artifice quelconque pour améliorer cette valeur, sauf à rajouter d'autre composants actifs comme des transistors.

En général, on rajoute toutefois un condensateur en parallèle avec la zéner : son impédance vient diminuer celle du montage aux fréquences élevées. C'est avantageux si le montage alimenté a une consommation en courant avec des composantes à hautes fréquences. Ce condensateur diminue aussi le bruit interne de la zéner qui est assez important.

Ce type d'alimentation est appelé **régulateur shunt** , car le courant de régulation I_z est dérivé à la masse.

En pratique, ces régulateurs sont utilisés dans des montages simples nécessitant peu de puissance.

4. Écrêtage des surtensions.

De par leurs caractéristiques, les diodes zéner sont idéales pour écrêter des surtension (commutation de selfs ou autres) et sont donc toutes indiquées pour la protection d'autre semi-conducteurs sensibles a ces surtensions.

Certains composants comme les **transils** ont des caractéristiques similaires aux zéners, mais peuvent supporter des puissances crête considérables pendant de courts instants. Ils sont utilisés pour protéger les installations coûteuse contre la foudre et les parasites d'équipements industriels (gros moteurs, relais de puissance, commutateurs statiques).

A. DIODES ÉLECTROLUMINESCENTES.

1. Caractéristique.

Ces diodes spécifiques à base d'arseniure de gallium ont la propriété d'émettre de la lumière dans une bande de fréquence déterminée par les caractéristiques du matériau employé quand elles sont traversées par un courant direct.

Il en existe de diverses couleurs (jaune, orangé, rose, rouge, vert, infrarouges).

Leur rendement lumineux est assz faible. On les utilise avec un courant direct d'environ 10 à 20mA.

La tension de coude de ces composants est plus élevée que pour les diodes standard, et elle dépend de la couleur. Elle va de 1,2 à 2V environ.

2. Utilisation.

Les utilisations des Led sont de plus en plus nombreuses, car ces composants sont plus fiables que des lampes à incandescence, et leur rendement est un peu meilleur.

On les rencontre partout où on a besoin de témoins lumineux, et de plus en plus, associées en matrices pour remplacer des grosses lampes (feux tricolores de circulation par exemple), ou pour faire des panneaux d'affichage électroniques (heure, température, publicités diverses).

Les diodes à infrarouges servent beaucoup dans les télécommandes d'appareils TV / HIFI. On les utilise alors avec des forts courants pulsés.

B. AUTRES.

Il existe encore beaucoup d'autres variétés de diodes. Citons entres autres :

les diodes Schottky, à jonction métal / semi-conducteur : cette jonction hétérogène est caractérisée par l'absence de stockage des charges, elle est donc très rapide. Elle est très utilisée dans les circuits logiques rapides (TTL Schottky).

les diodes varicap : on utilise la variation de la capacité de jonction avec la polarisation inverse dans des oscillateurs ou des circuits d'accord. On fait alors facilement varier la tension d'oscillation ou d'accord en modifiant la tension de polarisation.

R. BENBRAHIM