

LA DIODE ET SES APPLICATIONS

À

1. Le redressement

1.1. Le redressement non commandé

La commutation (passage de la diode bloquée à la diode passante et inversement) est dite *naturelle* (elle se fait automatiquement).

Raisonnement à utiliser : le potentiel le plus élevé du montage détermine la diode passante, le potentiel le plus bas du montage détermine la diode bloquée.

a) montage à une diode :

Pendant l'alternance positive de v , le potentiel sur l'anode de la diode est le plus élevé du montage ; la diode conduit,

$$u = v = Ri = V\sqrt{2} \sin \omega t \text{ avec } \omega = 2\pi f, f = \frac{1}{T} \text{ étant la fréquence du}$$

secteur ($f = 50 \text{ Hz}$ et $T = 20 \text{ ms}$).

Pendant l'alternance négative de v , le potentiel sur l'anode de la diode est le plus faible ; la diode, polarisée en inverse est bloquée et $u = 0$.

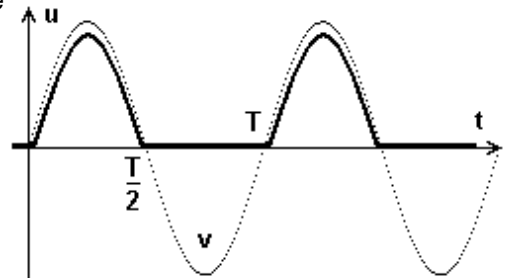
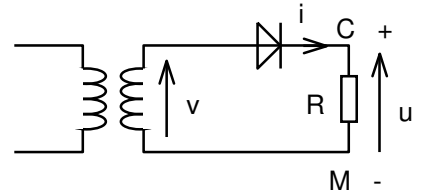
La **valeur moyenne** de u vaut

$$\langle u \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} u \cdot dt = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \text{ et } \langle i \rangle = \frac{V\sqrt{2}}{\pi R}$$

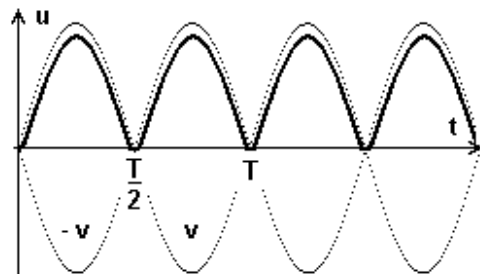
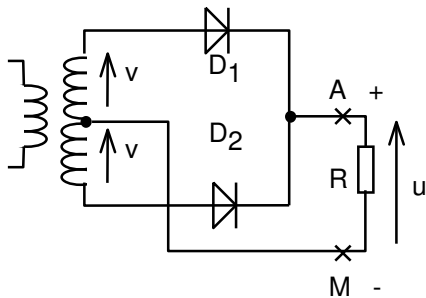
elle permet, par exemple, de calculer la durée de charge d'une batterie.

La **valeur efficace** de u vaut

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} u^2(t) \cdot dt} = \frac{V\sqrt{2}}{2}$$

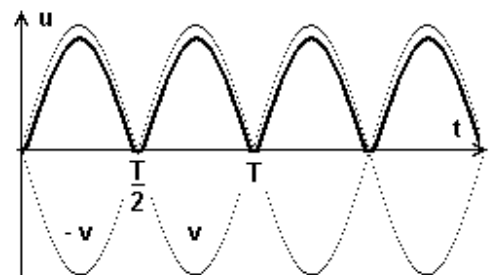
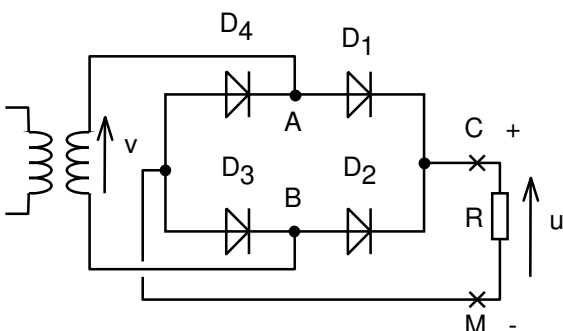


b) montage avec transformateur à point milieu :



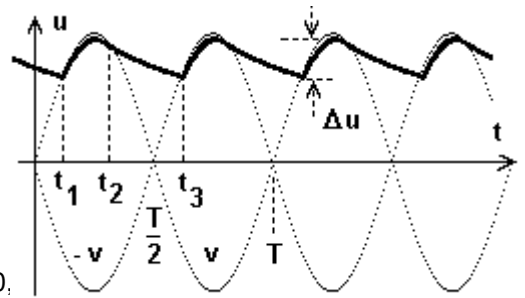
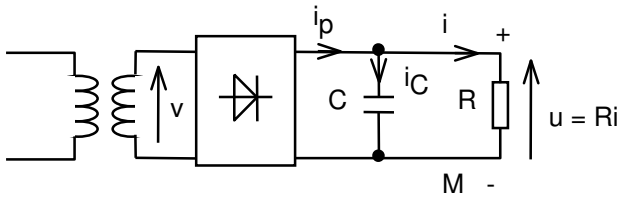
À
À
À
À

c) le pont de Graetz :



À
À
À
À

e) **filtrage par condensateur pour les courants faibles :**



- de t_1 à t_2 le pont débite un courant i_p :

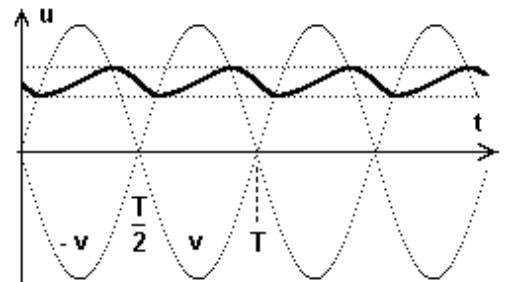
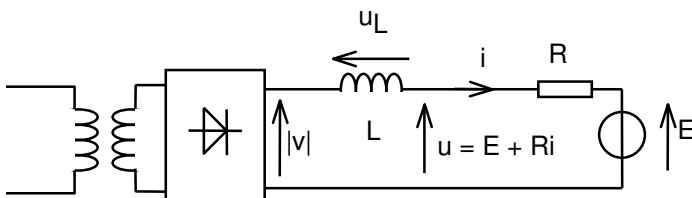
$i_p = i_C + i$ et $u = v = V\sqrt{2} \sin \omega t$, on calcule t_2 en écrivant que $i_p(t_2) = 0$.
le condensateur se charge d'une quantité d'électricité $Q_{12} = C \cdot \Delta u$

- de t_2 à t_3 la capacité se décharge exponentiellement dans la charge R : en supposant, le filtrage étant bien réalisé, que la durée de décharge s'étale sur une demi période, $Q_{23} = \langle i \rangle \cdot \frac{T}{2}$

- calcul approché de la capacité pour une ondulation crête à crête Δu :

comme $Q_{12} = Q_{23}$, il vient $C \cdot \Delta u = \langle i \rangle \cdot \frac{T}{2}$; $\langle i \rangle \cong \frac{V\sqrt{2}}{R}$ et $\frac{T}{2} = \frac{1}{2f}$ d'où $C = \frac{V\sqrt{2}}{2 \Delta u \cdot R \cdot f}$

f) **filtrage avec une bobine de lissage pour les courants forts :**



L'inductance de lissage est utilisée lorsque le courant i débité est important (donc R faible) ; la capacité de filtrage prend une valeur trop grande irréalisable. La source de tension E représente la f.é.m. d'un **moteur à courant continu**. R est la résistance de la bobine et de l'induit du moteur.

Évaluation de l'inductance L de la bobine de lissage nécessaire pour limité l'ondulation crête à crête du courant

Δi : pour le calcul de L on utilise la décomposition du signal double alternance limitée au fondamental.

$|v| = \frac{2V\sqrt{2}}{\pi} + \frac{4V\sqrt{2}}{3\pi} \cos 2\omega t$; le premier terme est la valeur moyenne donnant $\langle i \rangle$ alors que le deuxième terme produit l'ondulation crête à crête Δi .

Un bon lissage nécessitant une réactance $L\omega$ grande devant R, on peut négliger R devant $L\omega$.

Il vient $\Delta i = 2 \cdot \frac{4V\sqrt{2}}{3\pi} / L\omega$; $\omega = 2\pi f = 100\pi$ d'où $L = \frac{4V\sqrt{2}}{3\pi^2 f \Delta i}$ (en H) = $\frac{2V}{\Delta i}$ (en mH)

g) **filtrage en T et en Π**

pour un meilleur filtrage l'association de bobines de lissage et de condensateurs de filtrage est envisagée si les performances obtenues justifient la dépense.

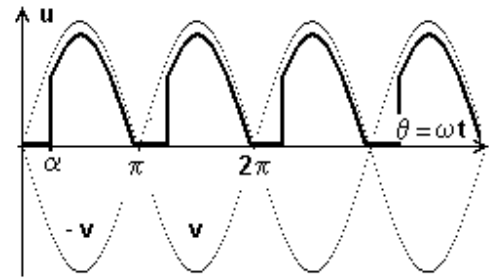
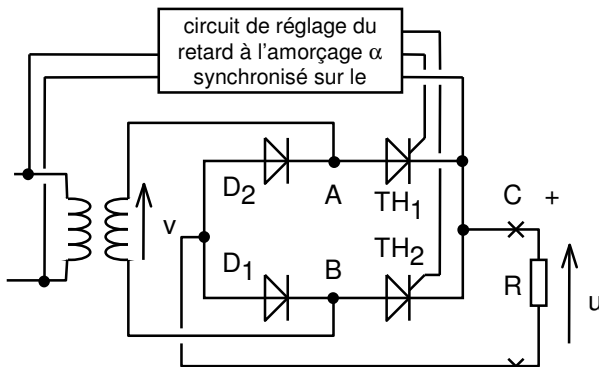


On trouvait ce type de filtrage essentiellement sur les alimentations haute tension.

1.2. le redressement commandé (en monophasé)

a) le pont mixte :

Le montage symétrique présente l'avantage d'une commande plus simple : **montage à cathodes communes**.

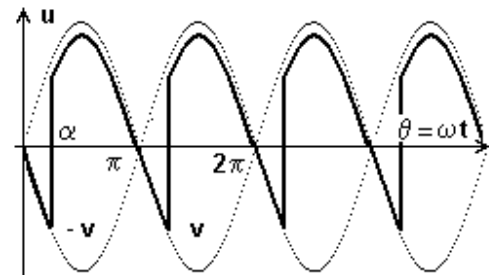
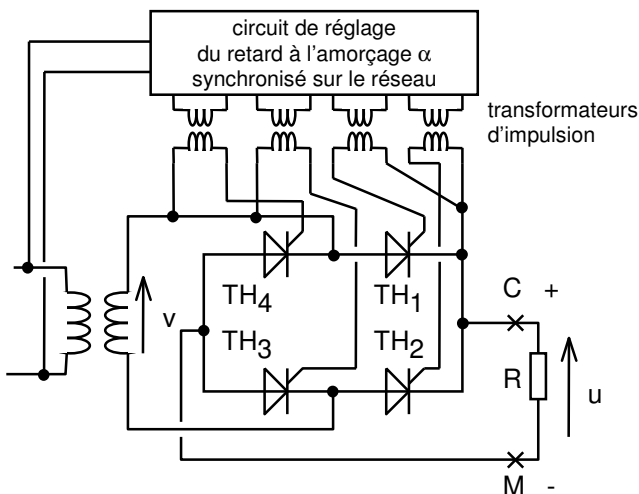


La conduction des thyristors se fait avec un **angle de retard à l'amorçage** $\alpha = \omega t_1$

$$\text{La valeur moyenne de la tension vaut } \langle u \rangle = \frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\pi} V\sqrt{2} \sin \omega t \cdot dt = \frac{2V\sqrt{2}}{\pi} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

Le montage industriel a **toujours une diode de roue libre** en parallèle sur la charge ; elle permet de soulager les thyristors et surtout évite que la conduction du pont ne se fasse pas intempestivement (situation dangereuse).

b) Le pont tout thyristors :



$$\text{La valeur moyenne de la tension vaut } \langle u \rangle = \frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} V\sqrt{2} \sin \omega t \cdot dt = \frac{2V\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha$$

Le montage produit une tension variable de $\frac{2V\sqrt{2}}{\pi}$ à 0 V lorsque α varie de 0 à 90°.

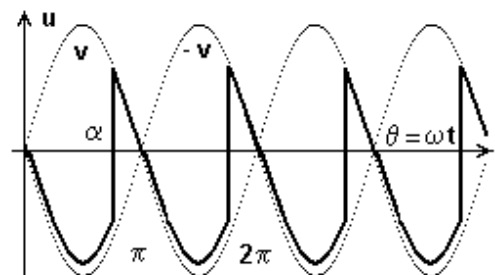
Si la charge comporte une diode de roue libre, on se retrouve avec le même signal que celui du pont mixte.

Un fonctionnement en onduleur assisté par le réseau

(au delà de $\alpha = 90^\circ$) est possible sous certaines conditions:

- soit la vitesse (fem E) peut changer de signe (levage: redresseur en montée, onduleur en descente),
- soit en croisant les connexions de l'induit ou de l'inducteur.

Le moteur devient générateur et fournit de l'énergie au réseau (freinage par récupération).



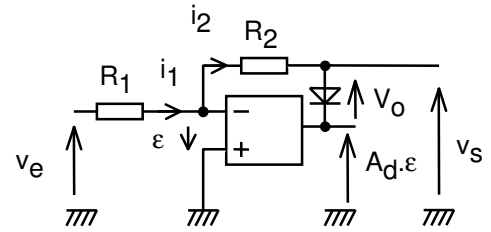
2. les montages redresseurs sans seuils à amplificateurs opérationnels

2.1. redresseurs sans seuils avec montages inverseurs

a) Le montage simple alternance

Pour montrer que la tension minimale pour laquelle le montage fonctionne est très faible, on ne néglige pas la tension d'entrée différentielle ε dans un premier temps et on tient compte de l'amplification différentielle A_d ($A_d \cong 100\ 000$).

$V_0 = 0,6\text{ V}$ est la tension seuil de la diode.



Si $v_e > 0$, le montage comporte 3 mailles indépendantes : remplaçons tout de suite $i_1 = i_2$ par i

$$\begin{cases} \text{la maille d'entrée : } v_e - R_1 i + \varepsilon = 0 & (1) \\ \text{la maille de contre-réaction : } v_s + R_2 i + \varepsilon = 0 & (2) \\ \text{la maille de sortie : } v_s = A_d \cdot \varepsilon + V_0 & (3) \end{cases}$$

Faisons disparaître les deux variables i et ε pour ne conserver que v_s en fonction de v_e .

$$i = \frac{v_e + \varepsilon}{R_1} = \frac{-v_s - \varepsilon}{R_2} \Rightarrow R_2 v_e + R_2 \varepsilon = -R_1 v_s - R_1 \varepsilon$$

cette expression est multipliée par A_d pour faire apparaître le terme $A_d \varepsilon$ que l'on remplacera par $(v_s - V_0)$

$$\Rightarrow A_d R_2 v_e + A_d R_2 \varepsilon = -A_d R_1 v_s - A_d R_1 \varepsilon$$

$$\Rightarrow A_d R_2 v_e + R_2 (v_s - V_0) = -A_d R_1 v_s - R_1 (v_s - V_0)$$

mettons v_s dans le premier membre de l'égalité, v_e et V_0 dans l'autre membre

$$\Rightarrow R_2 v_s + A_d R_1 v_s + R_1 v_s = -A_d R_2 v_e + R_2 V_0 + R_1 V_0$$

$$\Rightarrow v_s (R_1 + R_2 + A_d R_1) = -A_d R_2 v_e + V_0 (R_1 + R_2) \Rightarrow v_s = -\frac{A_d R_2}{R_1 + R_2 + A_d R_1} \cdot v_e + \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + A_d R_1} \cdot V_0$$

Cette dernière expression doit être simplifiée car $A_d \cong 100\ 000$ est grand devant R_1 et R_2 :

$$v_s = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_e + \frac{1}{1 + \frac{A_d (R_1 + R_2)}{R_1}} \cdot V_0 \text{ et si } R_1 = R_2 \text{ le deuxième terme vaut } \frac{0,6}{1 + 50\ 000} = 12\ \mu\text{V} ;$$

la tension de déchet due à la diode est donc très faible devant celle que nous donne un pont de Graetz.

Si $v_e < 0$, la diode étant bloquée l'amplificateur opérationnel est en butée ; pour avoir $v_s = 0$, il, faudra compléter le montage par un deuxième boucle de contre-réaction avec une diode dans le sens inverse.

b) Montage double alternance ou valeur absolue : $v_s = |v_e|$

Si $v_e < 0$, la première diode est bloquée donc $v_{s1} = 0$ et A2 fonctionne en inverseur $v_s = -v_e$

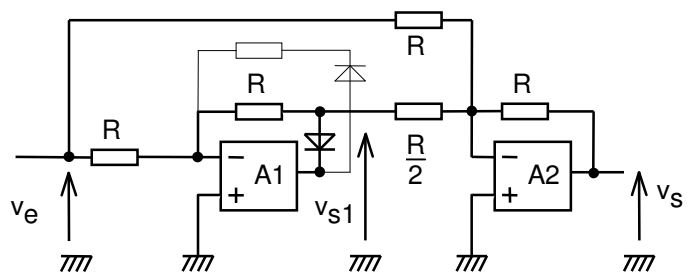
Si $v_e > 0$,

$v_{s1} = -v_e$ comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe précédent,

A2 est monté en sommateur inverseur

$$\text{et } v_s = -\left(\frac{R}{R} \cdot v_e + \frac{R}{R/2} v_{s1}\right)$$

$$= -v_e - 2 v_{s1} = -v_e + 2 v_e = v_e \Rightarrow v_s = +v_e$$



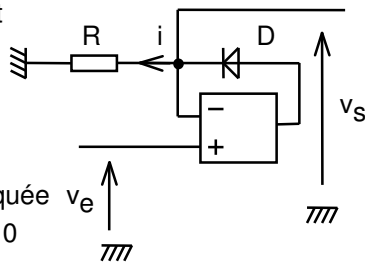
2.2. Le redressement sans seuil avec des montages non inverseurs

a) Les 2 montages simple alternance sans seuil

- si $v_e > 0$ alors D conduit

le courant $i = \frac{v_e}{R} > 0$

alors $v_s = v_e$



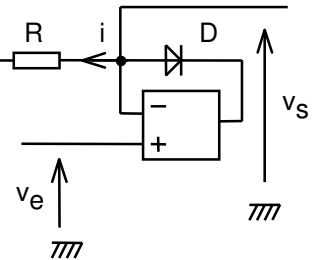
- si $v_e < 0$ alors D conduit

car le courant $i = -\frac{v_e}{R} < 0$

alors $v_s = v_e$

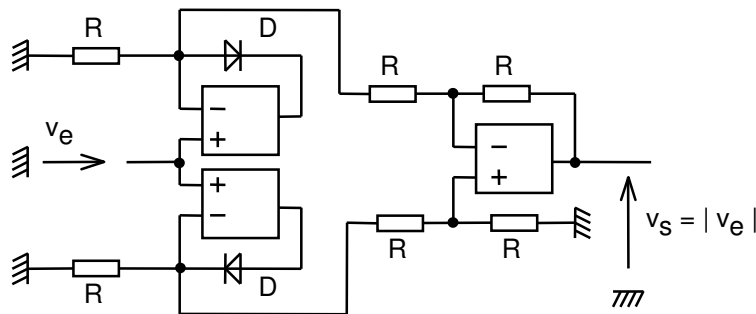
- si $v_e < 0$ alors D est bloquée
et comme $i = 0$ alors $v_s = 0$

- si $v_e > 0$ alors D est bloquée
et comme $i = 0$ alors $v_s = 0$

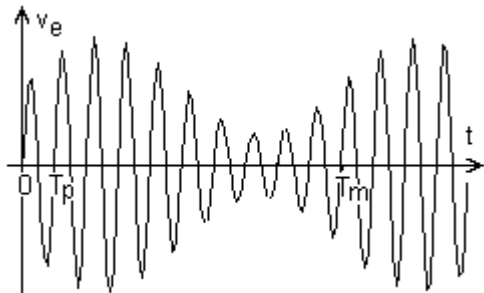


b) Le montage double alternance sans seuil

il est réalisé en associant les 2 montages précédents à un montage soustracteur inversant les tensions v_e négatives :

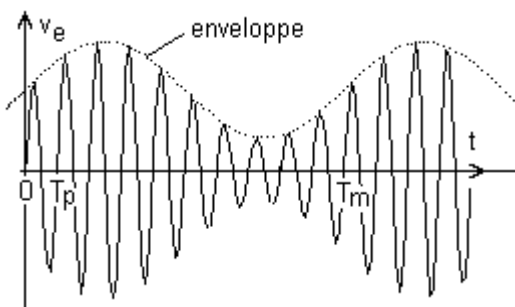
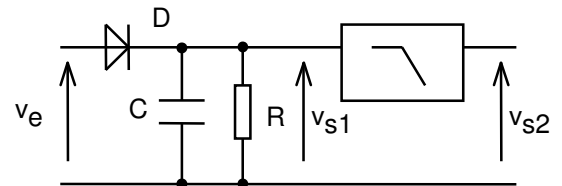


3. détection d'un signal modulé en amplitude

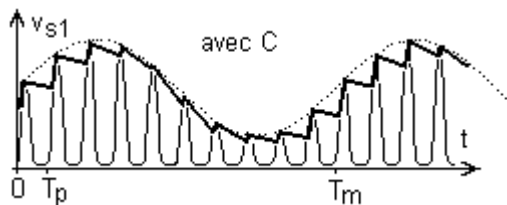
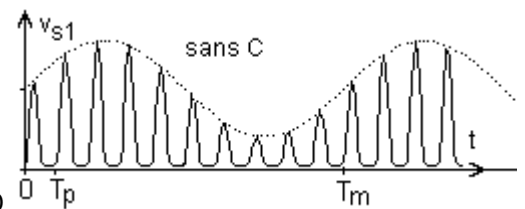


Rappelons qu'un signal n'est correctement transmis par voie hertzienne (ondes électromagnétiques) que si sa fréquence est au moins supérieure à 100 kHz. La bande audio allant de 20 Hz à 20 kHz, il s'avère être nécessaire de moduler un signal HF appelé **la porteuse** de fréquence $f_p = \frac{1}{T_p}$ par le **signal modulant** (musique) de fréquence $f_m = \frac{1}{T_m}$.

- D est une diode rapide de faible seuil ; on utilise des diodes à pointe au germanium
- R et C sont choisis tel que le signal BF soit conservé, donc $RC \ll T_m$ et que le signal HF soit effacé, donc $RC \gg T_p$.



v_e est écrêté par D

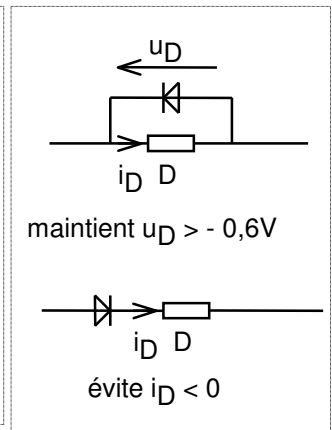
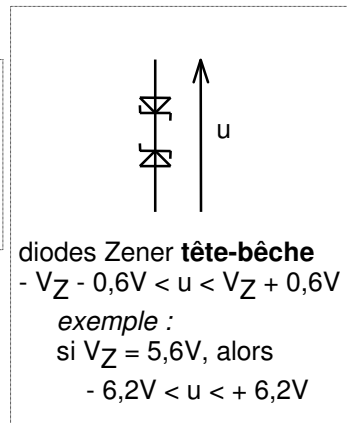
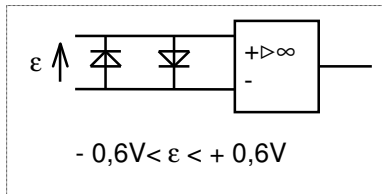
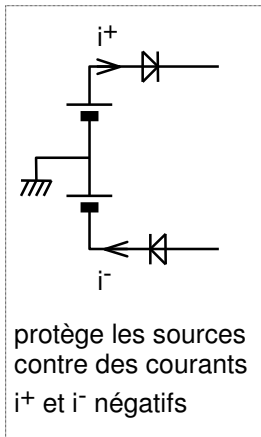


le filtre passe-bas enlève la composante continue



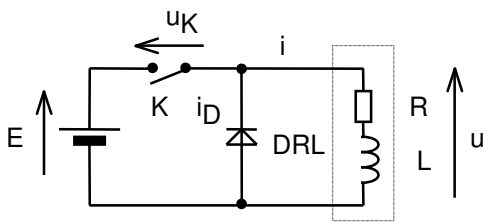
4. protection et limitation

a) la protection des alimentations et des circuits



b) la diode de roue libre (DRL) dans les circuits inductifs,

la diode de roue libre est utilisée pour protéger l'interrupteur électronique K (transistor ou thyristor dans les montages hacheurs, contacts des bobines de relais, etc. ...) contre les **surtensions** lors de l'extinction du courant dans l'inductance.



à l'ouverture de K, le courant i va diminuer, la variation di est négative donc la force électromotrice $L \frac{di}{dt}$ **négative** prolonge le courant i à travers la DRL, soit jusqu'à son extinction ou jusqu'à la prochaine fermeture de K.

Comme $u = L \frac{di}{dt} + Ri$,

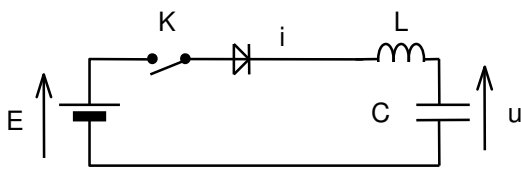
alors $u_K = E - u = E - L \frac{di}{dt} - Ri \cong E - L \frac{di}{dt}$ (si R est faible).

Lorsque l'ouverture de K est rapide, dt très faible induit une tension élevée. La tension aux bornes de K vaut $E - L \frac{di}{dt} \gg E$ peut produire un **arc extra-rupture**. On peut rajouter que la présence de la DRL empêchant des tensions inférieures à $-0,6V$, permet aussi d'obtenir des valeurs moyennes de u et de i plus élevées.

Application : protection des contacts d'un relais, des transistors et thyristors dans les montages hacheurs, alimentations à découpages, redresseurs commandés, onduleurs, ...

5. doubleurs, inverseurs et multiplicateurs de tension

5.1. Charge d'un condensateur C à travers une inductance L



À la fermeture de K la loi des tensions s'écrit $E = L \frac{di}{dt} + u$.

Comme $i = C \frac{du}{dt}$ on aboutit à l'équation différentielle du second ordre suivante :

$$u + LC \frac{d^2u}{dt^2} = E \text{ posons } \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

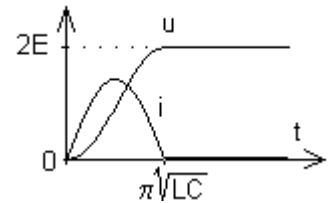
On vérifie qu'elle admet comme solution, si à $t = 0$ le condensateur est chargé sous la tension U_0 ,

$$u(t) = E + (U_0 - E) \cos \omega t \text{ puis } i(t) = C \frac{du}{dt} = -C\omega (U_0 - E) \sin \omega t.$$

- premier cas : le condensateur est déchargé $U_0 = 0$

donc $\begin{cases} u(t) = E(1 - \cos \omega t) \\ i(t) = EC\omega \sin \omega t \end{cases}$ qu'on a représenté ci-contre

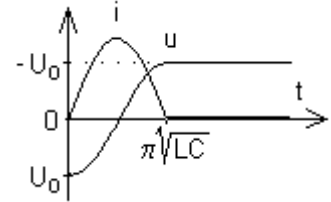
i ne pouvant devenir négatif à cause de la diode, la charge de C s'arrête à la demie période $\omega t = \pi$; comme $\cos \omega t = -1$, alors C reste chargé sous la tension $u(t) = 2E$, la tension E est doublée



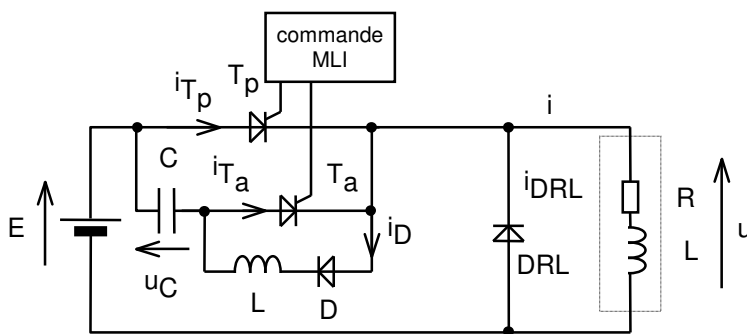
- second cas : le condensateur est chargé $U_0 < 0$ et $E = 0$

donc $\begin{cases} u(t) = U_0 \cos \omega t \\ i(t) = -U_0 C \omega \sin \omega t \end{cases}$ qu'on a représenté ci-contre

au bout d'une demie période, le condensateur est chargé sous la tension $u(t) = -U_0$, la tension U_0 est inversée



5.2. - application : le blocage d'un thyristor alimenté en continu avec bobine d'inversion (hacheur de Jones)



Cette alimentation à découpage utilise comme interrupteur électronique un thyristor de puissance T_p . Nous avons vu qu'il fallait, pour bloquer un thyristor, lui appliquer une tension U_{AC} négative. C'est le rôle du thyristor auxiliaire T_a associé à l'inductance L , au condensateur C et à la diode D . Lorsque le thyristor auxiliaire T_a est amorcé, la tension négative u_C est appliquée au thyristor principal T_p pour le bloquer.

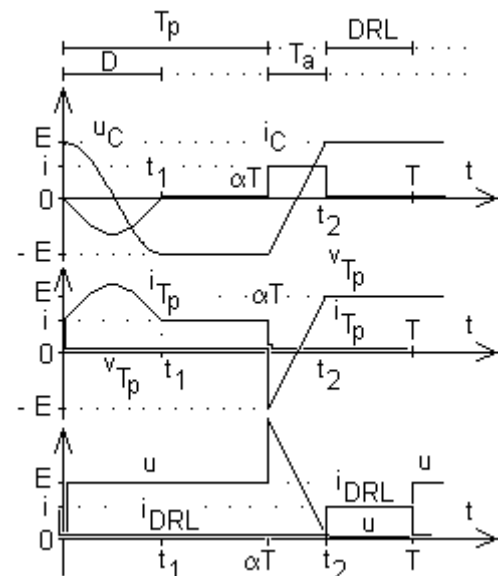
Le circuit doit être initialisé ; il faut commencer par amorcer T_a , pour charger C sous une tension $u_C = +E$, ce qui est nécessaire pour pouvoir réaliser l'inversion $u_C = -E$ après avoir amorcé le thyristor principal T_p par la maille $\{T_p, D, L, C\}$.

On suppose que la charge est suffisamment inductive et la fréquence de hachage suffisamment grande pour que la courant i soit constant.

À $t = 0$, $u_C = E$ et l'amorçage de T_p produit l'inversion $u_C = -E$ au bout d'un temps t_1 .

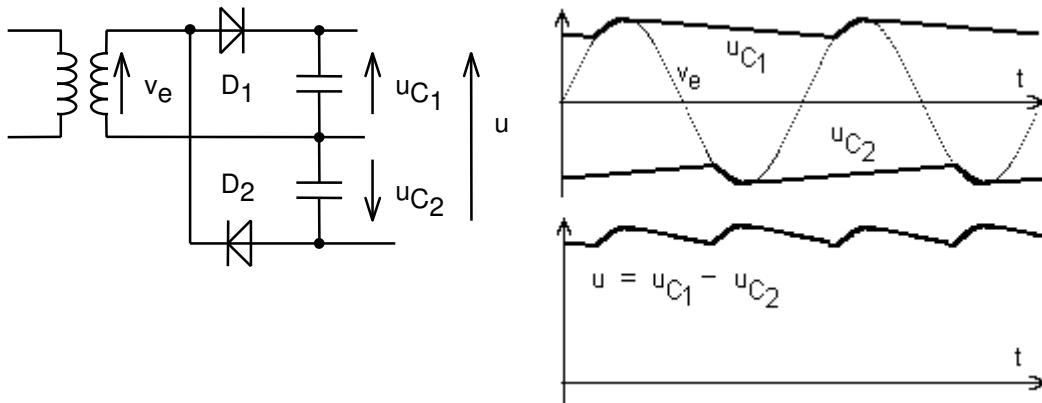
À $t = \alpha T$, l'amorçage de T_a réalise $U_{AC} = -E$, ce qui a pour effet de bloquer instantanément T_p .
 C se charge sous courant constant $i_C = i_{T_a} = i$.

À $t = t_2$, T_a se bloque naturellement car le courant i_{T_a} s'annule lorsque $u_C = +E$ et $u = 0$. C'est la diode de roue libre DRL qui conduit le courant i jusqu'à T où le cycle peut recommencer.



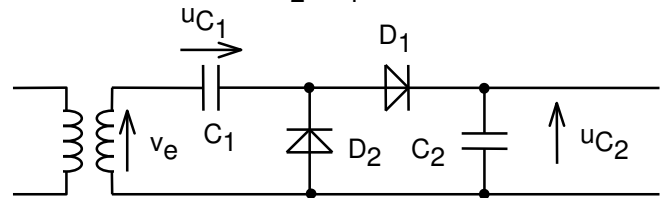
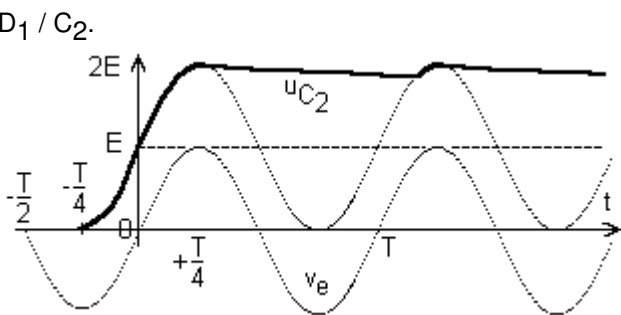
5.3. le doubleur de Latour

C'est une tension alternative d'amplitude E , $v_e = E \sin \omega t$, qui produit une tension continue $u = 2E$.
L'alternance positive charge C_1 sous $u_{C1} = E$ puis l'alternance négative charge C_2 sous $u_{C2} = E$.



5.4. le doubleur de Schenkel

Le montage se décompose en deux : redressement - filtrage par la cellule D_2 / C_1 , puis détecteur de crête D_1 / C_2 .

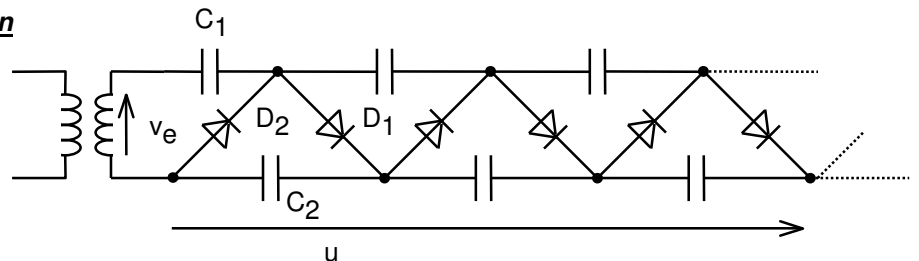


À $t = -\frac{T}{4}$, la tension $u_{C1} = E$, tension crête E du

transformateur, le condensateur C_1 s'est chargé par D_2 lors de l'alternance négative. La diode D_2 verra à ses bornes la tension $v_e + u_{C1} = v_e + E$, dont la valeur atteint à $+\frac{T}{4}$ deux fois la tension crête du transformateur. Tout se passe comme si la tension du transformateur avait été traduite d'une fois la valeur de la tension crête. Il suffit alors de filtrer cette tension à sa valeur de crête avec D_1 et C_2 : on obtient une tension continue égale à $2E$.

5.5. le multiplicateur de tension

En ajoutant d'autres cellules semblables à celle du doubleur de Schenkel, on peut tripler, quadrupler ou plus les tensions.

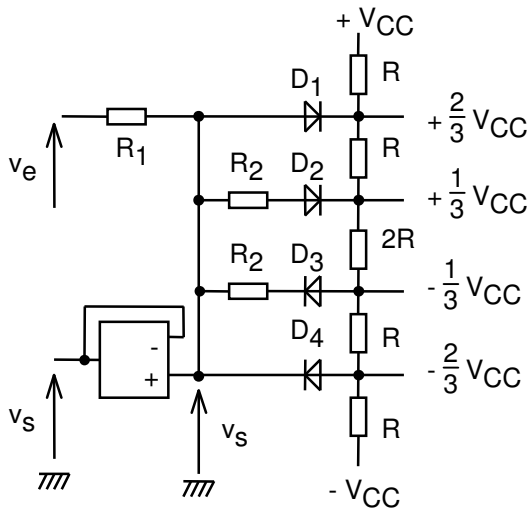


Ici on obtient $u = 6 E$.

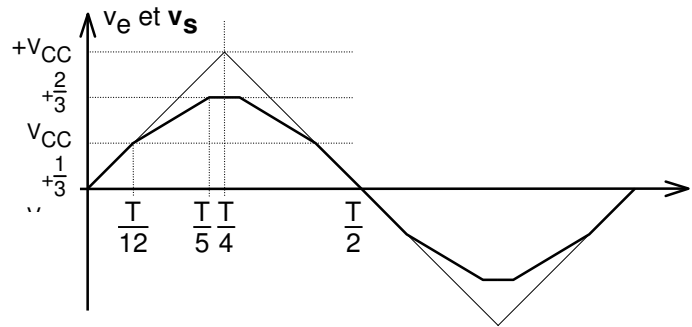
Ces montages sont utilisés, entre autres, pour générer les tensions d'accélération des tubes d'oscilloscopes (2 à 5 kV) ; ce montage est utilisé dans le Minitel. On remarquera qu'ils ne peuvent pas débiter beaucoup de courant (les tensions mises en jeu ne permettent pas d'utiliser des condensateurs de forte valeur).

6. Le conformateur à diodes

Le conformateur à diodes est un montage produisant un **signal quasi sinusoïdal**. Il est utilisé lorsqu'on a besoin de produire un signal sinusoïdal de très faible fréquence pour laquelle un oscillateur n'est pas réalisable. La tension d'entrée v_e est un signal triangulaire (le montage à amplificateur opérationnel générateur de signal carré et triangulaire est rappelé ci-dessous en annexe).



Le réseau de diodes associé à des ponts diviseurs de tension écrête ce signal pour produire v_s . Il est nécessaire de faire suivre le montage par un suiveur pour ne pas dégrader le signal obtenu.



Le pont diviseur est formé de résistances de faibles valeurs devant R_1 et R_2 . Pour se fixer les idées prenons $R = 47 \Omega$, $2R = 100 \Omega$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 25 \text{ k}\Omega$.

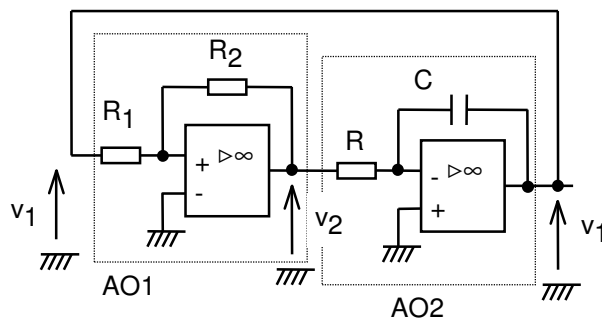
Pour $v_e > +\frac{2}{3} V_{CC}$, la diode D_1 conduit et force la tension v_s à $+\frac{2}{3} V_{CC}$.

Pour $+\frac{1}{3} V_{CC} < v_e < +\frac{2}{3} V_{CC}$, la diode D_1 est bloquée et D_2 conduit et $v_s = \frac{1}{3} V_{CC} + \frac{R_2}{R_1+R_2} (v_e - \frac{1}{3} V_{CC})$.

Pour $+\frac{1}{3} V_{CC} > v_e > -\frac{1}{3} V_{CC}$, toutes les diodes sont bloquées et $v_s = v_e = \frac{4 V_{CC}}{T} t$ de $t = 0$ à $t = \frac{T}{12}$.

Les diodes D_3 et D_4 permettent de « conformer » l'alternance négative.

Annexe : le générateur de signal carré et triangulaire



AO1 est un montage trigger de Schmitt non inverseur

$$\text{si } v_1 < -V_{\text{sat}} \cdot \frac{R_1}{R_2} \text{ alors } v_2 = -V_{\text{sat}}, \text{ si } v_1 > +V_{\text{sat}} \cdot \frac{R_1}{R_2}, v_2 = +V_{\text{sat}}.$$

AO2 est un montage intégrateur $v_1 = \pm \frac{1}{RC} \int v_2 dt = \pm \frac{V_{\text{sat}}}{RC} \cdot t + v_1(0)$; d'où la période

$$T = 4 R C \frac{R_1}{R_2}$$

