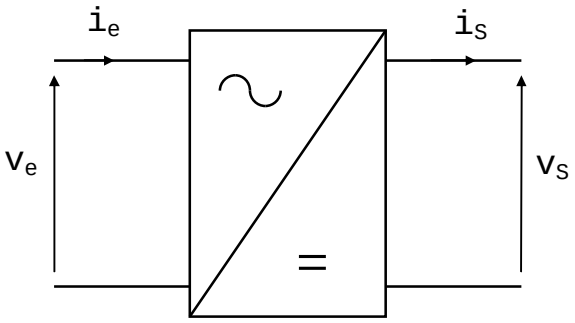
REDRESSEMENT NON COMMANDE

I. INTRODUCTION.



1. Définition.

Un montage redresseur permet d'obtenir une tension continue (de valeur moyenne non nulle) à partir d'une tension alternative sinusoïdale (de valeur moyenne nulle). On distingue le redressement non commandé, utilisant uniquement des diodes et délivrant une tension de valeur moyenne non réglable et le redressement commandé, utilisant des thyristors permettant d'obtenir une tension de valeur moyenne réglable.

L'étude d'un montage redresseur porte sur :

- la recherche de la forme de la tension redressée v_S : étude des semi-conducteurs en conduction et de leur durée de conduction ;
- le calcul de la valeur moyenne $\overline{V}_S$ de $v_S(t)$;
- le calcul de la valeur efficace V_S de $v_S(t)$;
- le calcul du facteur de forme F et taux d'ondulation.

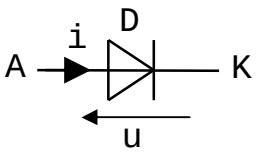
Par définition, le facteur de forme F est : $\mathbf{F = \frac{V_S}{\overline{V}_S}}$

Plus F tend vers 1, plus la tension redressée $v_S(t)$ peut être considérée comme continue.

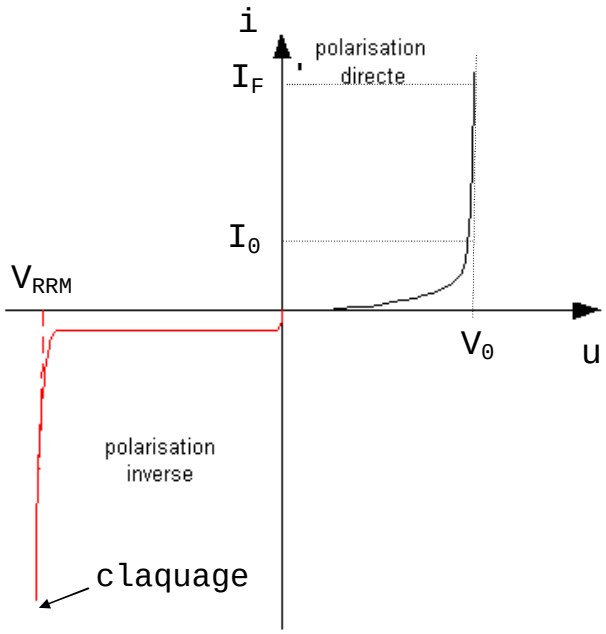
Par définition, le taux d'ondulation est : $\boldsymbol{\tau = \frac{V_{SMAX} - V_{SMIN}}{\overline{V}_S}}$

Plus τ tend vers 0, plus la tension redressée $v_S(t)$ peut être considérée comme continue.

2.Composant utilisé. La diode de redressement



La diode de redressement est un composant de puissance composé d'une jonction P-N.
Sa caractéristique i = f (u) réelle a l'allure suivante :



Tension de seuil : V_0 = 0,9 V à 2,6 V.
Couramment 1,2 V < V_0 < 1,6 V

I_0 : courant moyen maxi admissible (≤ 3000 A à 50 Hz)

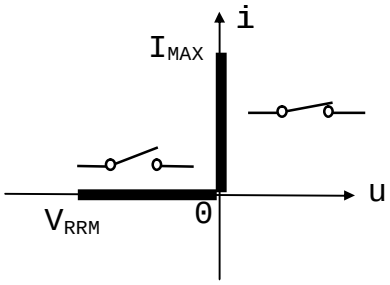
I_F : courant de pointe (≤ 3.I_0).

V_{RRM}: tension inverse maxi (50 V à 3500 V).

Diode idéale.

On néglige la tension de seuil V_0 devant les autres tensions ainsi que la résistance dynamique (faible) de la diode lorsqu'elle est passante. On obtient la caractéristique de la diode idéale suivante :

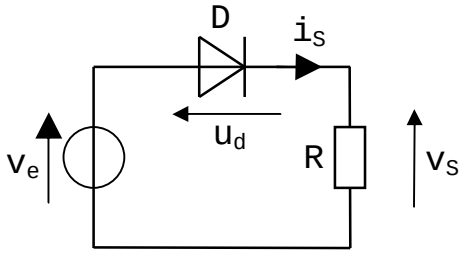
C'est un interrupteur électronique :
- si $u = v_{AK} > 0$: D est passante.
- si $u = v_{AK} < 0$: D est bloquée.



II. REDRESSEMENT MONOALTERNANCE.

1.Sur charge résistive.

On considère la diode D parfaite.
$v_e(t) = \hat{V}_e.\sin(\omega.t)$.



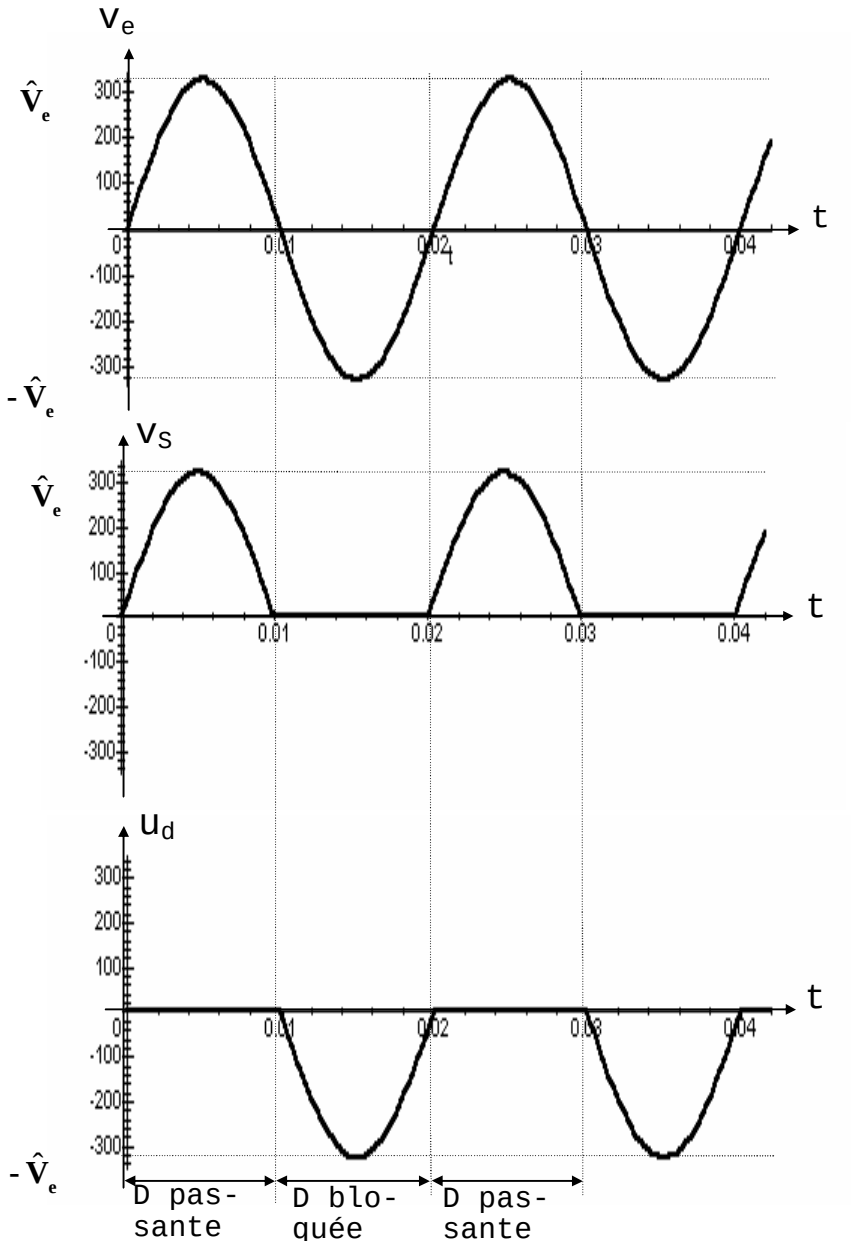
a) Analyse du fonctionnement.

Quelque soit l'état de la diode D, on a : $v_e = u_d + v_s$

- $v_e(t) > 0$, la diode D est passante $\Rightarrow$ $u_d = 0$ V donc $v_s = v_e$, $i_S = \frac{v_e}{R}$

- $v_e(t) < 0$, la diode D est bloquée $\Rightarrow$ $u_d = v_e$ donc $v_s = 0$, $i_S = 0$

b) Chronogrammes.



c) Valeur moyenne de la tension redressée.

Calculons la valeur moyenne $\overline{V}_S$ de $v_S(t)$:

$$\overline{V_S} = \frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} v_S(t)\,dt = \frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} \hat{V}_e.\sin(w.t)\,dt = \frac{\hat{V}_e}{T}.\left[-\frac{1}{w}.\cos(w.t)\right]_0^{\frac{T}{2}}$$

$$\overline{V_S} = \frac{\hat{V}_e}{w.T}.\left[-\cos(w.\frac{T}{2}) + \cos(0)\right] = \frac{\hat{V}}{w.T}.\left[-\cos(p) + \cos(0)\right] = \frac{2.\hat{V}_e}{w.T}$$

D'où : $\overline{V_S} = \frac{2.\hat{V}_e}{2.p} = \frac{\hat{V}_e}{p}$

Remarque : $\overline{I_S} = \dfrac{\overline{V_S}}{R} = \dfrac{\hat{V}_e}{R.p}$.

d) Valeur efficace de la tension redressée.

Calculons la valeur efficace V_S de $v_S(t)$:

$$V_S = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} v_S^2(t)\,dt} \Rightarrow V_S^2.T = \int_0^{\frac{T}{2}} \hat{V}_e^2.\sin^2(w.t)\,dt = \frac{\hat{V}_e^2}{2}.\int_0^{\frac{T}{2}} [1 - \cos(2.w.t)]\,dt$$

$$V_S^2.T = \frac{\hat{V}_e^2}{2}.\left[t - \frac{1}{2.w}.\sin(2.w.t)\right]_0^{\frac{T}{2}} = \frac{\hat{V}_e^2}{2}.\left[\frac{T}{2} - \frac{1}{2.w}.\sin(2.w.\frac{T}{2})\right] = \frac{\hat{V}_e^2}{4}.T.$$

D'où : $V_S^2. = \dfrac{\hat{V}_e^2}{4}. \Rightarrow V_S = \dfrac{\hat{V}_e}{2}$

Remarque : $I_S = \dfrac{V_S}{R} = \dfrac{\hat{V}_e}{2.R}$

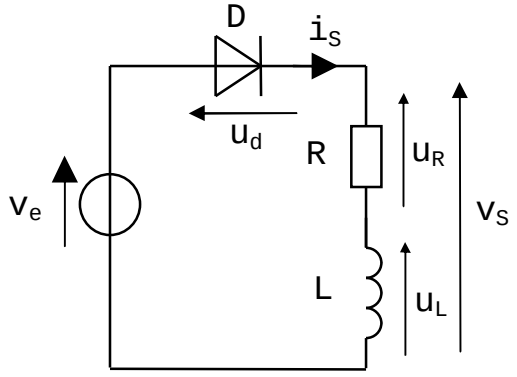
e) Facteur de forme et taux d'ondulation .

Calculons le facteur de forme $F = \dfrac{V_S}{\overline{V}_S} = \dfrac{\frac{\hat{V}_e}{2}}{\frac{\hat{V}_e}{p}} = \dfrac{p}{2} \approx 1{,}57$.

Calculons le taux d'ondulation $\tau = \dfrac{V_{SMAX} - V_{SMIN}}{\overline{V}_S} = \dfrac{\hat{V}_e - 0}{\frac{\hat{V}_e}{p}} = p = 3{,}14$

2.Sur charge inductive.

La diode D est parfaite.



a) <u>Analyse du fonctionnement.</u>

- $v_e(t) > 0$, la diode D est passante $\Rightarrow u_d = 0 \Rightarrow v_S = v_e$

  Déterminons l'expression de $i_S(t)$.

  L'équation différentielle qui régit le circuit est d'après la loi des mailles :

$$\mathbf{L.\frac{di_S}{dt} + R.i_S = v_e(t) = \hat{V}_e.sin(w.t)}$$

  <u>Solution sans second membre associé :</u> $\mathbf{L.\frac{di_S}{dt} + R.i_S = 0}$

$$\mathbf{\frac{di_S}{i_S} = -\frac{R}{L}.dt = -\frac{1}{t}.dt \Rightarrow ln(i_S) = -\frac{t}{t} + C^{te}}$$

$$\mathbf{\Rightarrow i_S(t) = K.e^{-\frac{t}{t}}, K \text{ réel.}}$$

  <u>Solution particulière :</u> $\mathbf{L.\frac{di_S}{dt} + R.i_S = \hat{V}_e.sin(w.t)}$.

  $\Rightarrow i_S$ est aussi sinusoïdal car L et R sont des dipôles linéaires ;

  $\Rightarrow$ plus simple d'utiliser la notation complexe :

  $\Rightarrow j.L\omega.\underline{I}_S + R.\underline{I}_S = \underline{V}_e \Rightarrow \underline{I}_S.(R + j.L\omega) = \underline{V}_e$

  D'où : $\mathbf{\underline{I}_S = \frac{\underline{V}_e}{R + j.Lw}}$

  De module : $I_S = \mathbf{\frac{V_e}{\sqrt{R^2 + (L.w)^2}}}$;

  D'argument : $\varphi = -\tan^{-1}\left(\mathbf{\frac{L.w}{R}}\right)$

  D'où : $i_S(t) = \mathbf{\frac{V_e}{\sqrt{R^2 + (L.w)^2}}}.\sqrt{2}.\sin(\omega.t + \varphi)$.

  <u>Solution générale :</u> $i_S(t) = K.e^{-\frac{t}{t}} + \mathbf{\frac{\hat{V}_e}{\sqrt{R^2 + (L.w)^2}}}.\sin(\omega.t + \varphi)$

  <u>Conditions initiales :</u> à $t = 0 \Rightarrow i_S = 0 = K + \mathbf{\frac{\hat{V}_e}{\sqrt{R^2 + (L.w)^2}}}.\sin(\varphi)$

  D'où l'expression de la constante K : $K = -\mathbf{\frac{\hat{V}_e}{\sqrt{R^2 + (L.w)^2}}}.\sin(\varphi)$

Finalement : $\mathbf{i_S(t) = \frac{\hat{V}_e}{\sqrt{R^2 + (L.w)^2}}\left[\sin(w.t + j) - e^{-\frac{t}{t}}.\sin(j)\right]}$

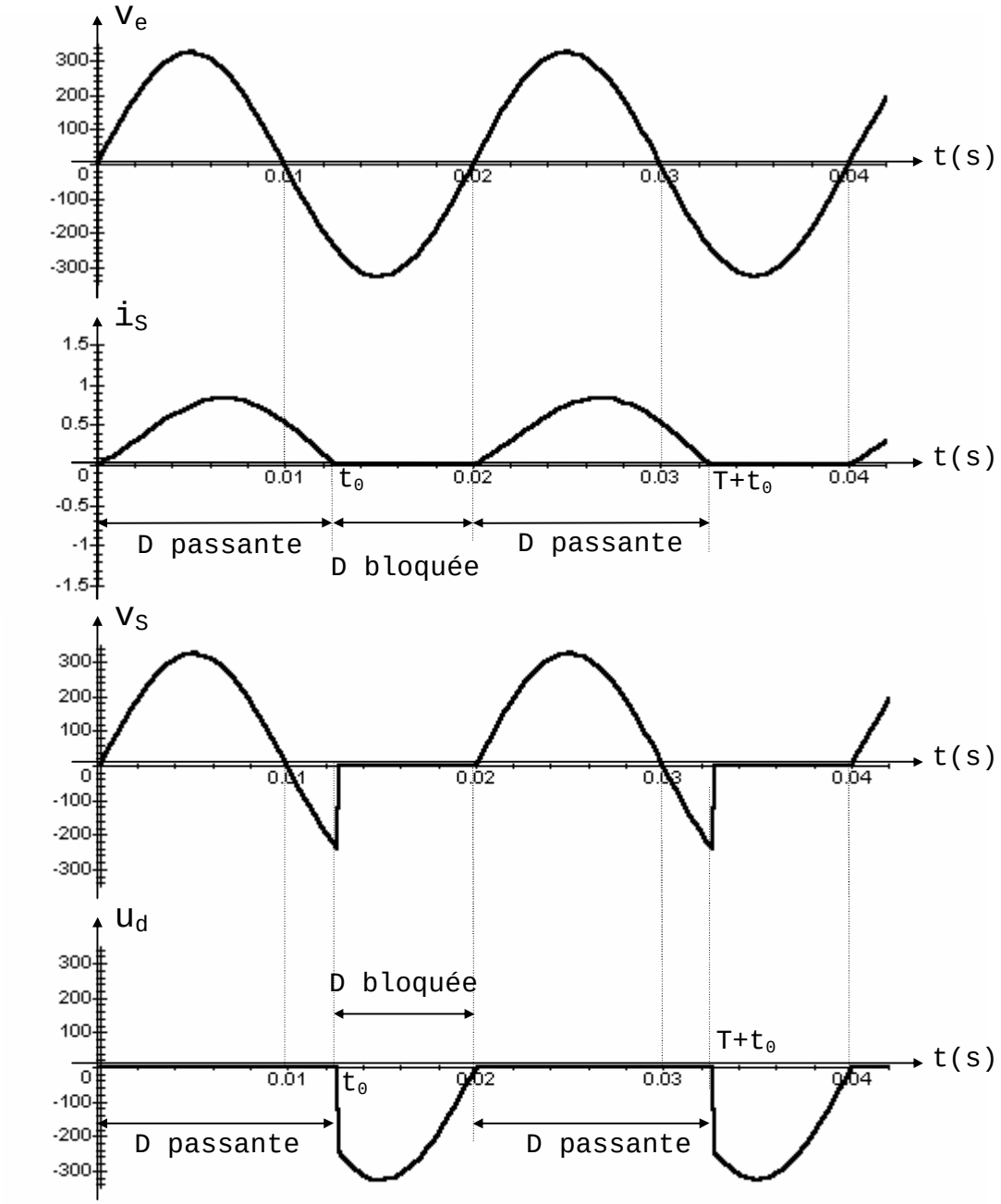
Important : pour $t = \frac{T}{2}$:

$$i_S(\frac{T}{2}) = \frac{\hat{V}_e}{\sqrt{R^2 + (L.w)^2}}\left[\sin\left(\tan^{-1}\left(\frac{L.w}{R}\right)\right)\times\left(1 + e^{-\frac{R}{L}\frac{T}{2}}\right)\right] > 0$$

- $v_e(t) < 0$:
  la diode D reste passante tant que i_S n'est pas redevenu nul. $\Rightarrow u_d = 0$ et $u_R = v_e < 0$.

  A $t = t_0$, $i_S(t_0) = 0 \Rightarrow$ D se bloque $\Rightarrow$ $u_d = e \Rightarrow$ $i_S = 0$
  $v_S = 0$

b) Chronogrammes.



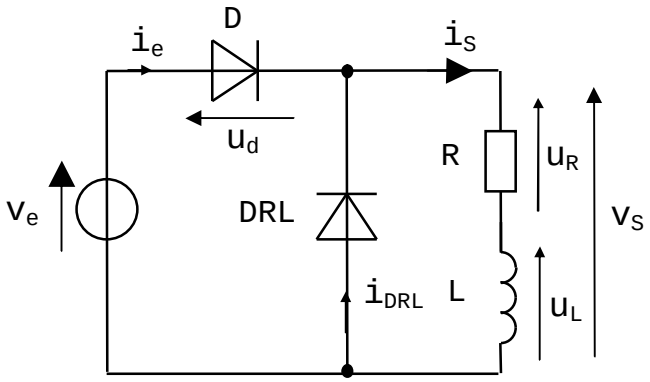
c) Conclusion.

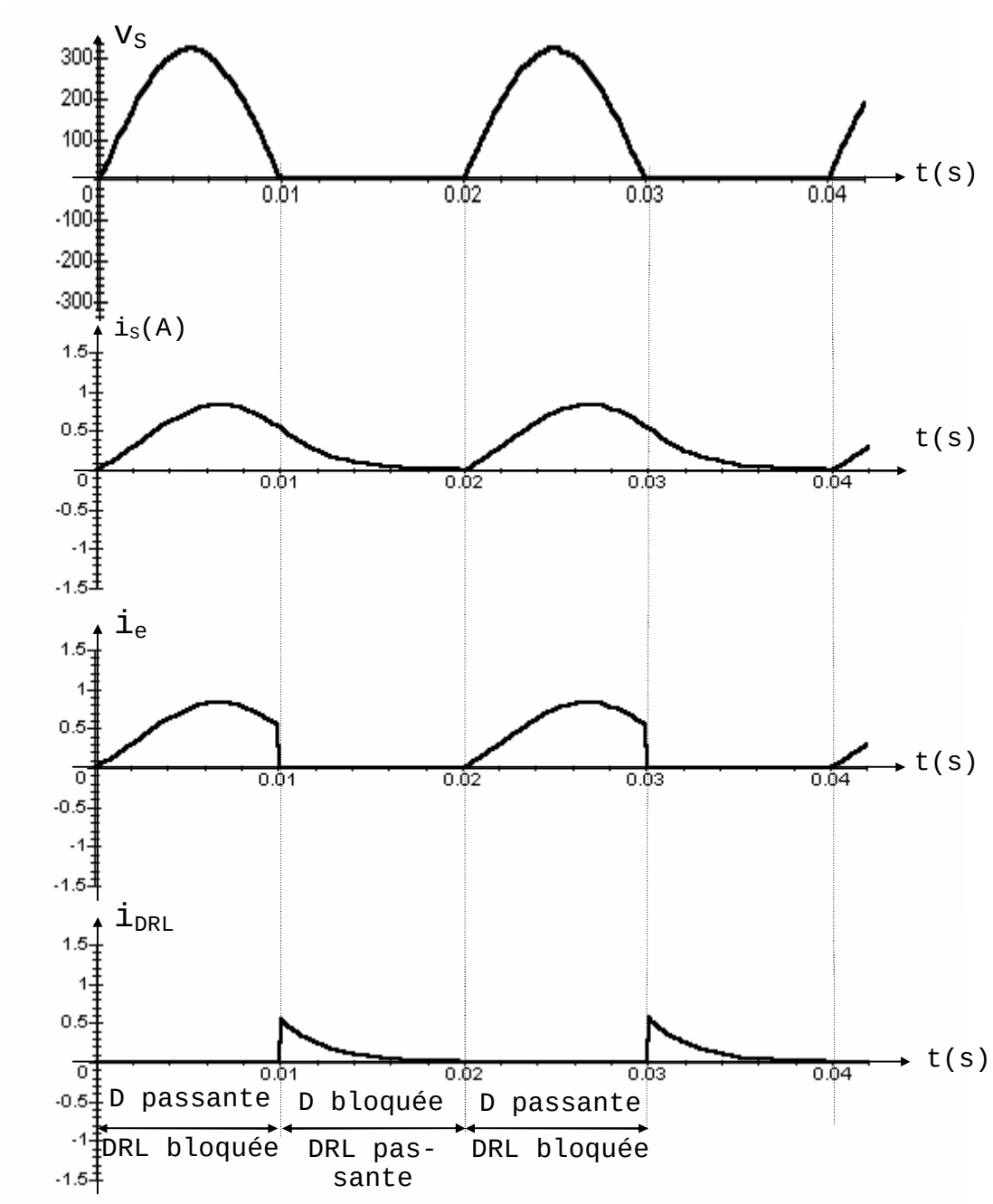
La charge inductive introduit un retard à l'installation et à la suppression du courant. Le courant est « lissé ».

Les performances du montage sont médiocres, la tension redressée v_S étant en partie négative, sa valeur moyenne est diminuée par rapport au cas d'une charge résistive.

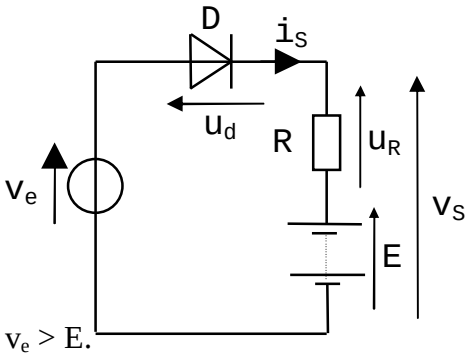
Pour éviter cet inconvénient, on emploie une diode DRL dite de « roue libre », montée en parallèle inverse sur la charge inductive.

Dès que la tension redressée v_S tend à devenir négative, la diode DRL se met à conduire, court-circuitant et démagnétisant la charge inductive.





3. Sur charge active.



La diode D est parfaite.
E : f.é.m. d'une batterie d'accumulateurs de résistance interne négligeable.

a)Analyse du fonctionnement.

- $v_e(t) > 0$: Pour que la diode D soit passante, il faut que u_d soit positif, c'est-à-dire qu'il faut au moins $v_e > E$.

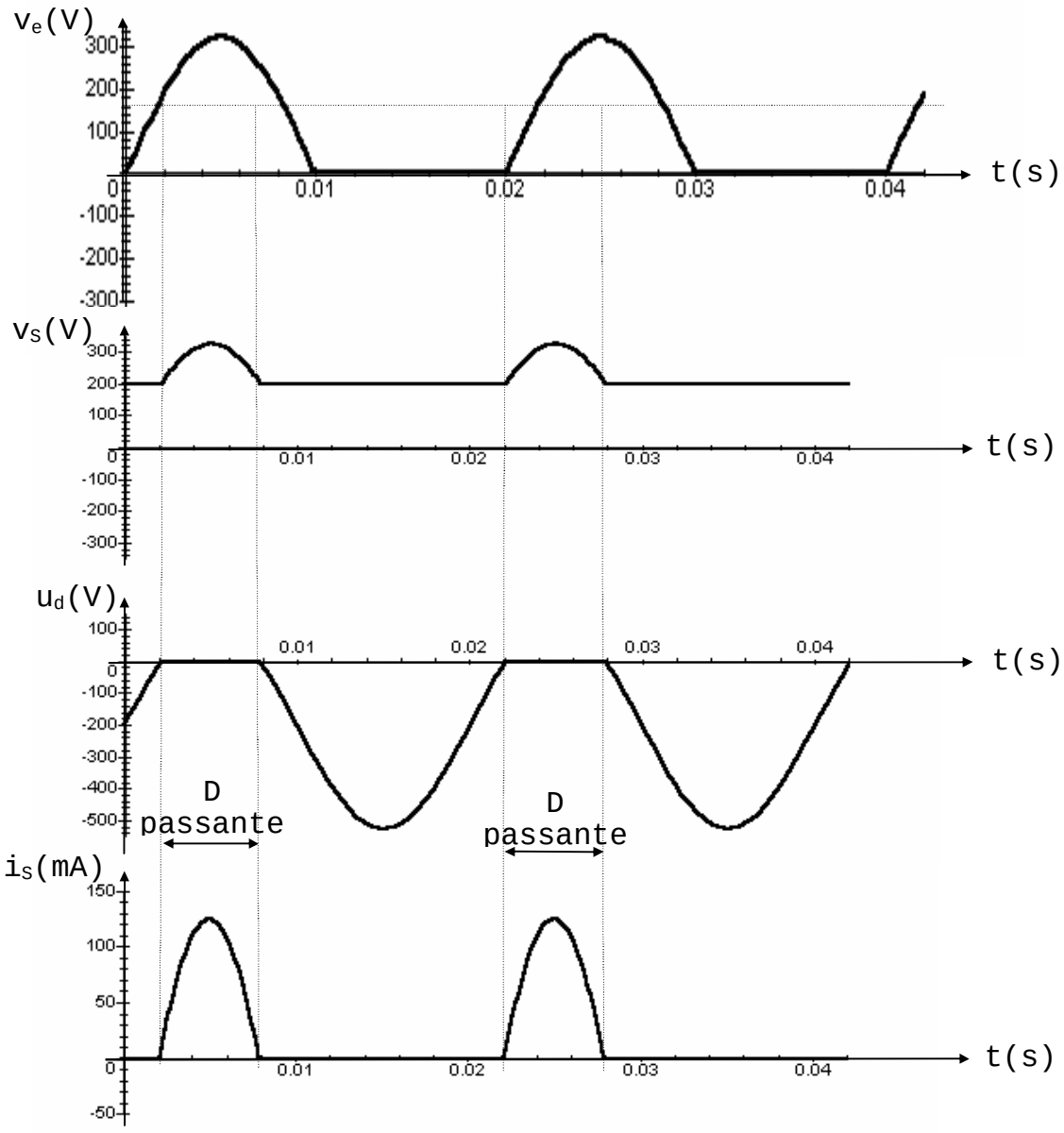
  $\Rightarrow 0 \leq v_e \leq E$, D est bloquée $\Rightarrow i_S = 0$, $v_S = E$ (la batterie ne se charge pas) et $u_d = v_e - E < 0$.

  $\Rightarrow v_e \geq E$, D est passante $\Rightarrow v_S = v_e$, $i_S = \dfrac{v_e - E}{R}$ (la batterie se charge et R sert à limiter l'intensité de charge) et $u_d = 0$.
- $v_e(t) < 0$: La diode D est polarisée en inverse et reste bloquée.

  $\Rightarrow i_S = 0$, $v_S = E$ (la batterie ne se charge pas) ;

  $\Rightarrow u_d = v_e - E < 0$;

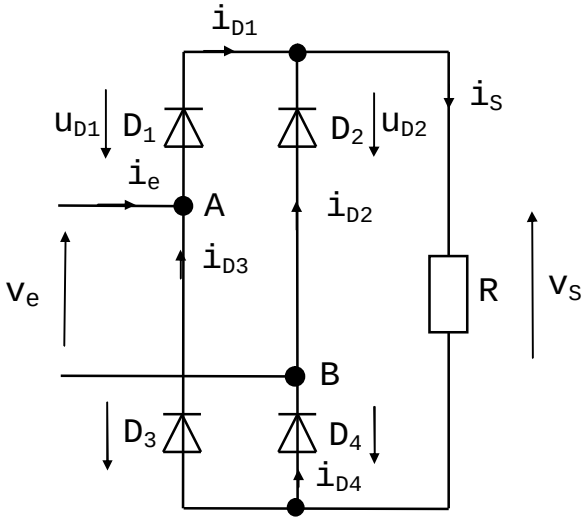
b)Chronogrammes.



Remarque : On peut éventuellement ajouter une inductance L en série avec E et R pour lisser le courant i_S et ainsi charger la batterie d'accumulateurs à courant « quasi » constant.

III. REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE : PONT PARALLELE DOUBLE (PD2) OU PONT DE GRAETZ.

1.Sur charge résistive.



Le pont de Graëtz est constitué de quatre diodes montées en parallèle deux par deux. Les diodes D_1 et D_2 sont à cathodes communes et les diodes D_3 et D_4 sont à anodes communes.

Le pont est alimenté par une tension alternative sinusoïdale telle que :

$$v_e(t) = \hat{V}_e.\sin(\omega.t)$$

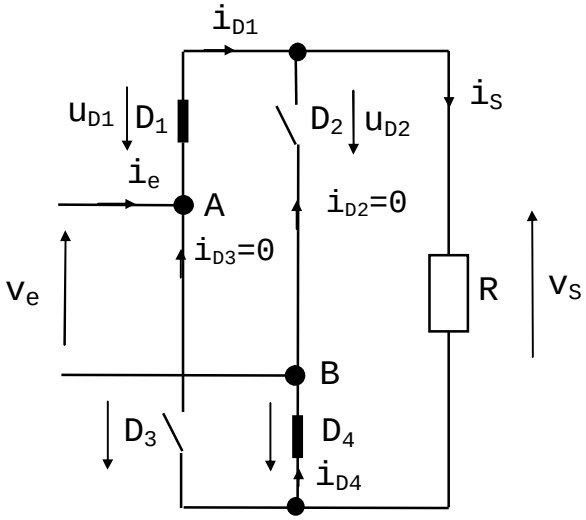
On suppose les quatre diodes identiques et parfaites.

a)Analyse du fonctionnement.

- $v_e(t) > 0 : 0 \le t \le \frac{T}{2}$.

  Les diodes passantes sont D_1 et D_4,
  les diodes D_2 et D_3 sont bloquées.

  Le schéma équivalent au montage pour l'alternance positive est :

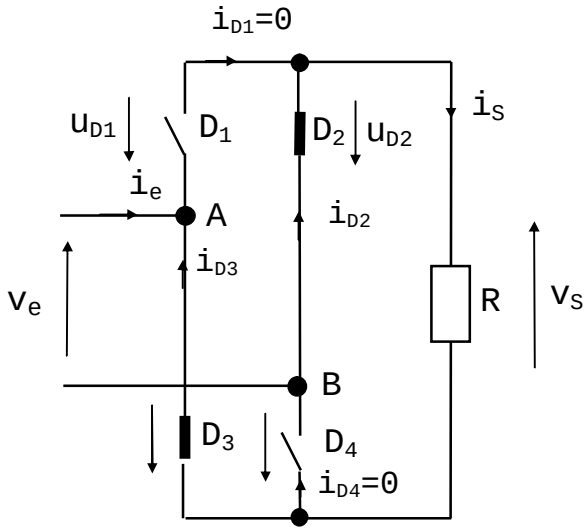
  

  Par conséquent :
  $i_e = i_{D1} = i_S = i_{D4}$ et $i_{D3} = i_{D2} = 0$
  $v_S = v_e$
  $u_{D1} = u_{D4} = 0$
  $u_{D2} = u_{D3} = - v_e$

- $v_e(t) < 0 : \frac{T}{2} \le t \le T$.

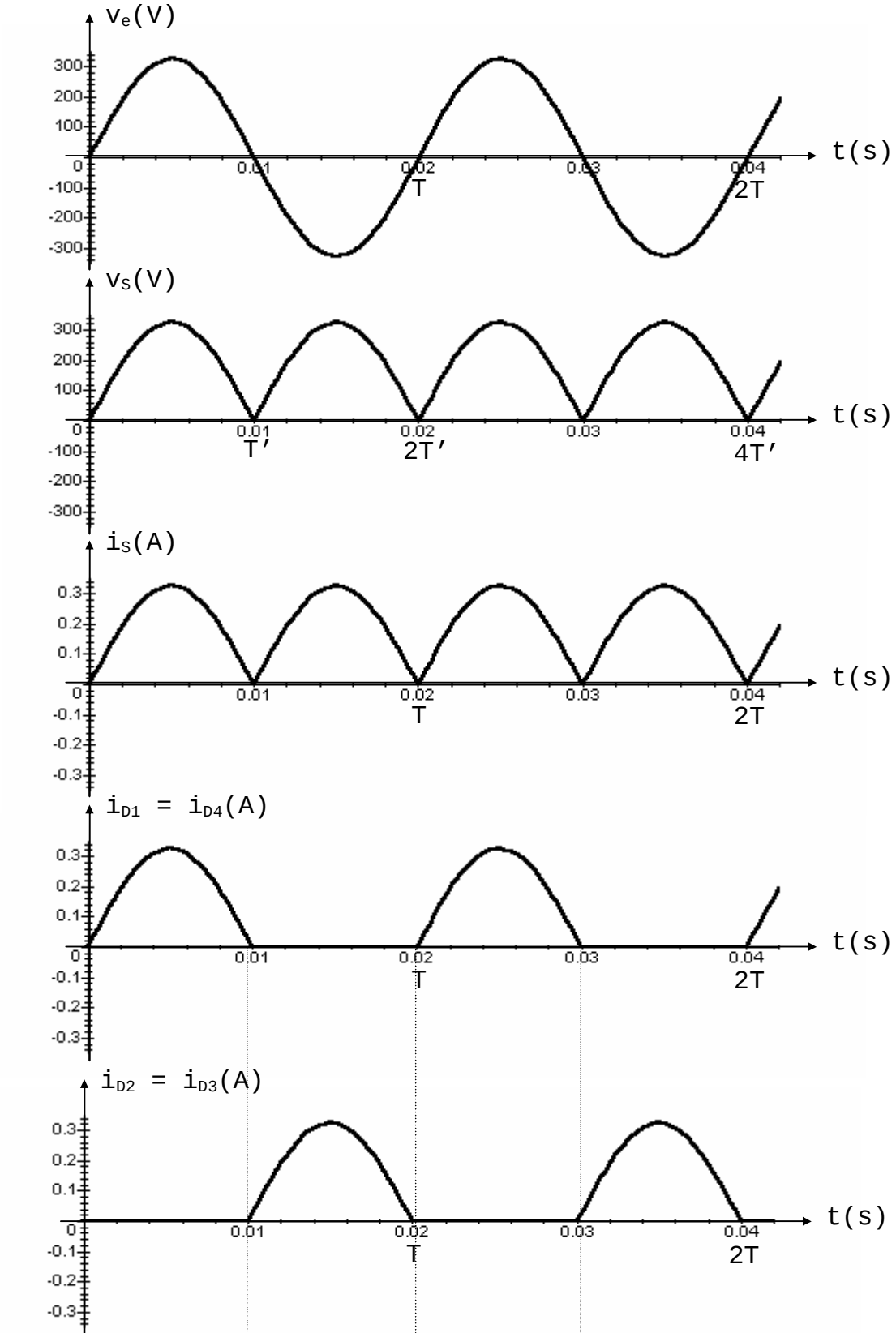
  Les diodes passantes sont D_2 et D_3,
  les diodes D_1 et D_4 sont bloquées.

  Le schéma équivalent au montage pour l'alternance positive est :

  Par conséquent :
  $i_e = -i_{D3} = -i_S = -i_{D4}$
  $i_{D1} = i_{D4} = 0$
  $v_S = -v_e > 0$
  $u_{D2} = u_{D3} = 0$
  $u_{D1} = u_{D4} = v_e < 0$

b)Chronogrammes.



Diodes passantes	D_1 et D_4	D_2 et D_3	D_1 et D_4
Diodes bloquées	D_2 et D_3	D_1 et D_4	D_2 et D_3

Remarque : $i_e = i_{D1} - i_{D3}$ (alternatif).

c)Valeur moyenne de la tension redressée.

Calculons la valeur moyenne $\overline{V}_S$ de $v_S(t)$:

$$\overline{V_S} = \frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} v_S(t)\,dt = \frac{2.\hat{V}_e}{p}$$

Remarques : $\overline{I_S} = \frac{\overline{V_S}}{R} = \frac{2.\hat{V}_e.\sqrt{2}}{R.p}$

d) Valeur efficace de la tension redressée.

Calculons la valeur efficace V_S de $v_S(t)$:

$$V_S = \sqrt{\frac{1}{T'}\int_{t_0}^{t_0+T'} v_S^2(t)\,dt} \Rightarrow V_S^2.T' = \int_0^{\frac{T}{2}} \hat{V}_e^2.\sin^2(w.t)\,dt = \frac{\hat{V}_e^2}{2}.\int_0^{\frac{T}{2}}\left[1-\cos(2.w.t)\right]dt$$

$$V_S^2.T' = \frac{\hat{V}_e^2}{2}.\left[t - \frac{1}{2.w}.\sin(2.w.t)\right]_0^{\frac{T}{2}} = \frac{\hat{V}_e^2}{2}.\left[\frac{T}{2} - \frac{1}{2.w}.\sin(2.w.\frac{T}{2})\right] = \frac{\hat{V}_e^2}{4}.T.$$

D'où : $V_S^2. = \frac{\hat{V}_e^2}{4}.\frac{T}{T'} \Rightarrow V_S = \frac{\hat{V}_e}{\sqrt{2}}$

Remarque : $I_S = \frac{V_S}{R} = \frac{\hat{V}_e}{\sqrt{2}.R}$

e) Facteur de forme et taux d'ondulation .

Calculons le facteur de forme $F = \frac{V_S}{\overline{V}_S} = \frac{\frac{\hat{V}_e}{\sqrt{2}}}{\frac{2.\hat{V}_e}{p}} = \frac{p}{2.\sqrt{2}} \approx 1,11.$

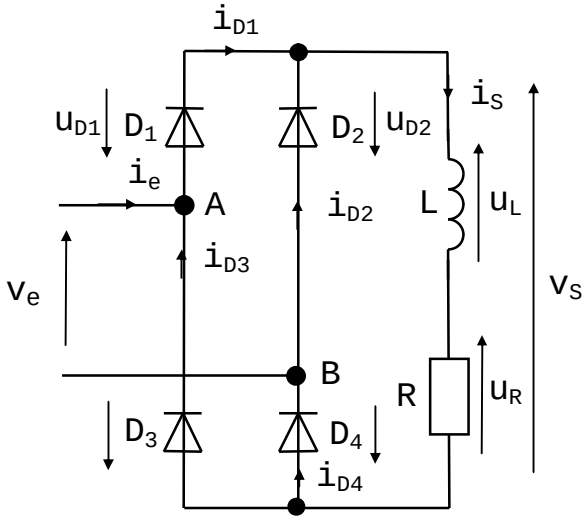
Calculons le taux d'ondulation $\tau = \frac{V_{SMAX} - V_{SMIN}}{\overline{V}_S} = \frac{\hat{V}_e - 0}{\frac{2.\hat{V}_e}{\pi}} = \frac{\pi}{2} = 1,57$

Remarque :
Le facteur de forme est plus proche de 1 avec un redressement double alternance qu'avec un redressement monoalternance. Le taux d'ondulation est plus proche de 0 avec un redressement double alternance qu'avec un redressement monoalternance

2. Sur charge inductive.

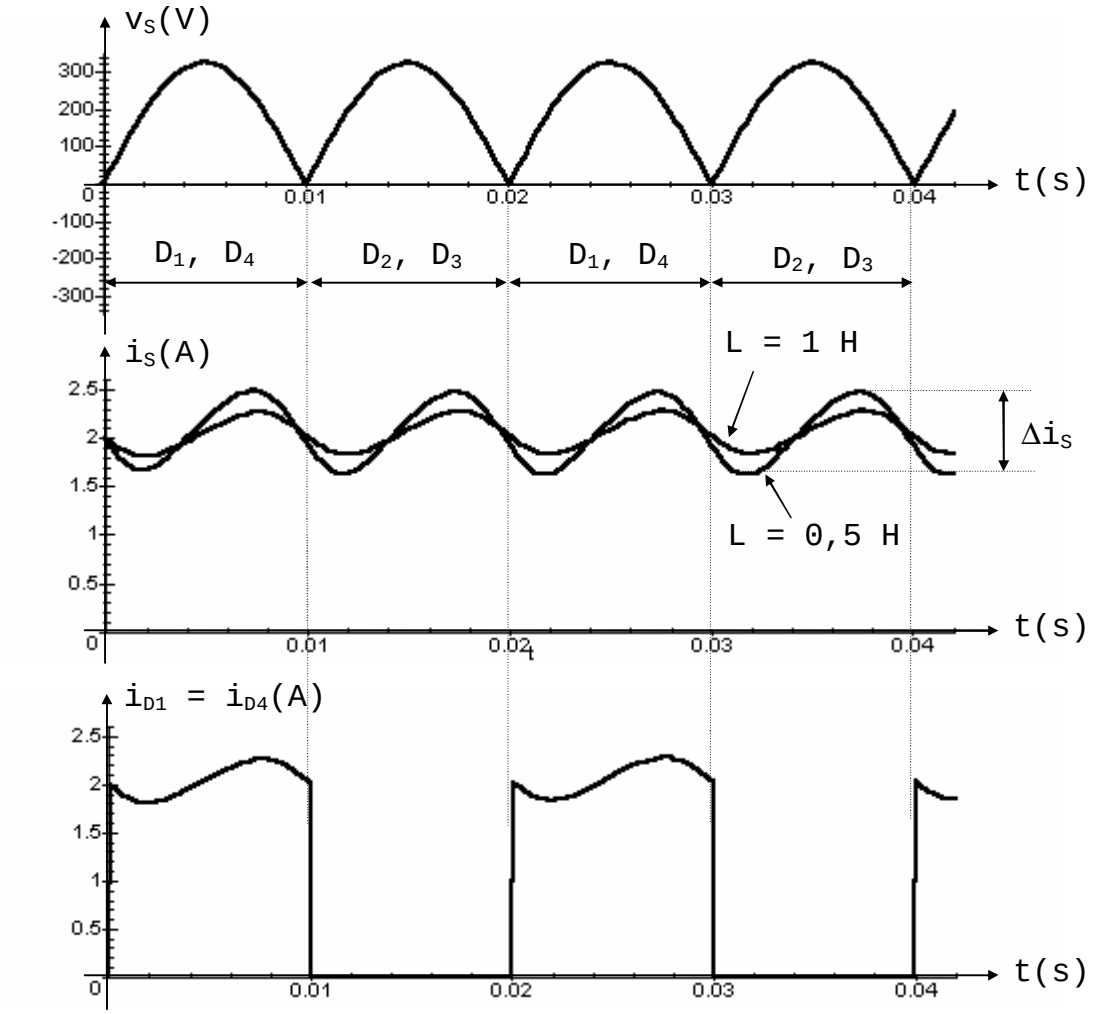
La charge est maintenant constituée d'une inductance pure L en série avec une résistance R.

L'inductance L s'oppose aux variations du courant i_S. Elle « lisse » le courant i_S. Si on donne à L une valeur suffisante, le courant dans la charge devient ininterrompu : c'est le régime de conduction « continu ».



A chaque instant : $v_s = u_L + u_R = L.\frac{di_S}{dt} + R.i_S$.

a) Chronogrammes .



Remarque :

Plus l'inductance est grande, plus l'ondulation Δi_S du courant i_S est faible. En théorie, souvent on suppose que L est suffisamment grande pour pouvoir considérer i_S comme constant et égal à $\overline{I_S}$ (logique car $i_S(t)$ évolue autour de $\overline{I_S}$).

b) Courant moyen dans la charge.

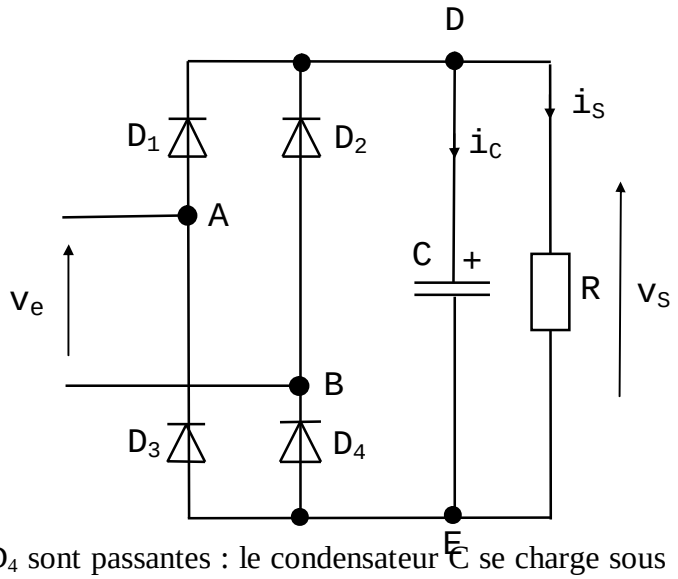
Calculons $\overline{I_S}$: $\overline{V_S} = R.\overline{I_S} + L.\overline{\frac{di_S}{dt}} = R.\overline{I_S} \Rightarrow \overline{I_S} = \frac{\overline{V_S}}{R} = \frac{2.\hat{V}_e}{R.p}$

c) Courant moyen dans une diode.

Calculons $\overline{I_{D1}}$: $\overline{I_{D1}} = \frac{\overline{I_S}}{2}$

3. Filtrage capacitif : Lissage de la tension.

Afin d'améliorer la tension redressée double alternance., on utilise un filtrage capacitif en plaçant en parallèle sur R un condensateur de capacité C (souvent grande > 470 µF).



a) Analyse du fonctionnement.

à t = 0, v_e = 0 V et C est déchargé ⇒ v_S = 0 V ; les 4 diodes sont parfaites.

- $0 < t < \frac{T}{4}$: v_e augmente et les diodes D_1 et D_4 sont passantes : le condensateur C se charge sous $v_e(t)$
  (on néglige les résistances internes des diodes) ⇒ $v_s(t) = v_e(t)$ jusqu'à atteindre $v_S(\frac{T}{4}) = \hat{V}_e$.

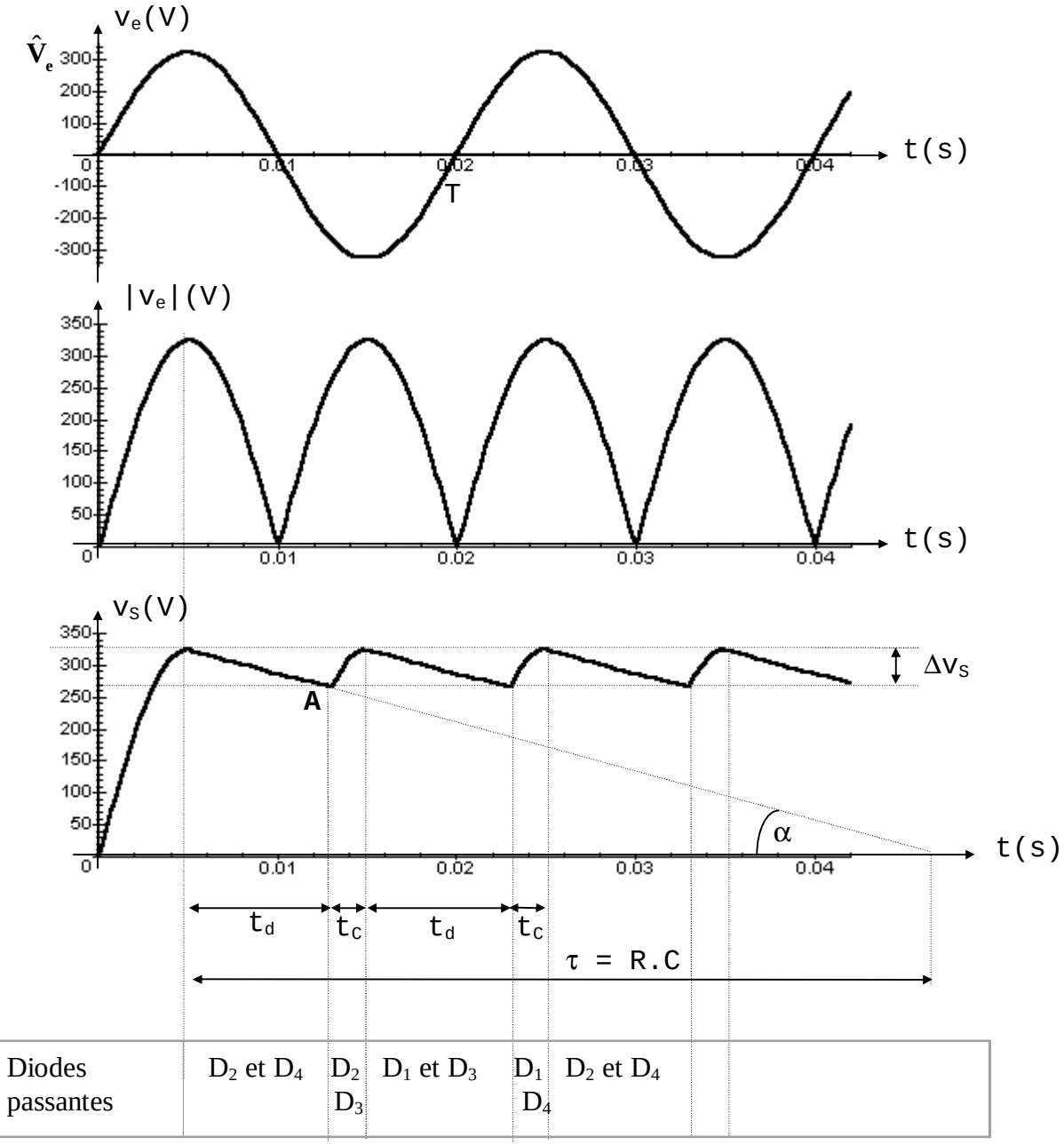
- $\frac{T}{4} < t < \frac{T}{2}$: v_e décroît rapidement alors que le condensateur s'oppose aux variations brusques de tension à ces bornes. Le potentiel du point D devient supérieur à celui du point A, les diodes D_1 et D_4 se bloquent ⇒ aucune diode conduit dans le montage. Le condensateur se décharge alors lentement dans la résistance R avec une constante de temps τ = R.C. La tension v_S décroît exponentiellement.

- $\frac{T}{2} < t < 3.\frac{T}{4}$: v_e devient négative, lorsque le potentiel du point B devient supérieur à celui du point D les diodes D_2 et D_3 se mettent à conduire et le condensateur C se charge à nouveau sous - $v_e(t) > 0$ jusqu'à atteindre $v_S(3.\frac{T}{4}) = \hat{V}_e$.

- $3.\frac{T}{4} < t < T$: v_e croît rapidement alors que le condensateur s'oppose aux variations brusques de tension à ces bornes. Lorsque le potentiel du point B devient inférieur à celui du point D, les diodes D_1 et D_4 se bloquent ⇒ aucune diode conduit dans la montage. Le condensateur se décharge alors

lentement dans la résistance R avec une constante de temps τ = R.C. La tension v_S décroît exponentiellement.

b) Chronogrammes.



Diodes passantes	D_2 et D_4	D_2 D_3	D_1 et D_3	D_1 D_4	D_2 et D_4		

t_d : temps de décharge ; t_c : temps de charge. $t_d + t_c = \frac{T}{2}$.

Δv_S : ondulation de la tension filtrée.

c) Ondulation de la tension filtrée v_S.

Pour obtenir une valeur approchée de l'ondulation rapidement, on effectue les hypothèses suivantes :

- la décharge de C est linéaire en fonction du temps; pour cela τ = R.C >> T et on assimile l'exponentielle à sa tangente à l'origine ;

- cette tangente commence au sommet de la courbe $v_S(t)$ et on suppose que $t_d \approx \frac{T}{2}$ ($t_d >> t_c$).

On a alors : $\tan \alpha = \frac{\hat{V}_e}{t} \approx \frac{\Delta v_S}{\frac{T}{2}}$

D'où : $\Delta v_S \approx \frac{T.\hat{V}_e}{2.t} = \frac{\hat{V}_e}{2.R.C.f}$

Remarque :
Pour diminuer l'ondulation il faut augmenter C puisque généralement $\hat{V}_e$, f et R sont fixés. Or, en augmentant C, on diminue le temps de conduction des diodes (t_c) qui doivent alors fournir le même courant moyen $\bar{I}_S = \frac{\hat{V}_e - \frac{\Delta v_S}{2}}{R} = \frac{\bar{V}_S}{R}$ pendant un temps très court, par conséquent il apparaît un « pic » de courant dans les diodes de plus en plus important ⇒ risque de destruction des diodes.

d) Intensité maximale dans le condensateur (en régime permanent).

Par définition on a : $i_C = C.\frac{dv_S}{dt}$.
Or, lorsque le condensateur C se charge les diodes sont passantes et $v_S(t) = \hat{V}_e.|\sin(\omega.t)|$ donc :

$$i_C = \hat{V}_e.C.\omega.|\cos(\omega.t)|$$

i_C est donc maximum lorsque $|\cos(\omega.t)|$ est maximum soit lorsque $\omega.t$ est minimum, donc pour tous les points de même ordonnée que le point A représenté sur les courbes.

Le point A a pour ordonnée : $\hat{V}_e - \Delta v_S$.
v_s passe par un minimum lorsque $\hat{V}_e.|\sin(\omega.t)| = \hat{V}_e - \Delta v_S$

soit lorsque : $|\sin(\omega.t)| = 1 - \frac{\Delta v_S}{\hat{V}_e}$

donc $\omega.t = \sin^{-1}(1 - \frac{\Delta v_S}{\hat{V}_e})$

Finalement : $i_{C\,MAX} = \hat{V}_e.C.\omega.|\cos(\sin^{-1}(1 - \frac{\Delta v_S}{\hat{V}_e}))|$

e) Intensité maximale dans une diode.

Par exemple pour la diode D_1 (et D_4) on a $i_{D1} = i_C + i_S$.

Or, si τ est grand, alors : $v_S \approx C^{te} = \bar{V}_S$ et $i_S = C^{te} = \frac{\bar{V}_S}{R} = \frac{\hat{V}_e - \frac{\Delta v_S}{2}}{R}$

Donc le courant dans les diodes est maxi lorsque i_C est maxi, et il vaut environ :

$$i_{D\,MAX} \approx \hat{V}_e.C.\omega.|\cos(\sin^{-1}(1 - \frac{\Delta v_S}{\hat{V}_e}))| + \frac{\hat{V}_e - \frac{\Delta v_S}{2}}{R}$$

f) Tension inverse maximale pour une diode.

Si on assimile la tension redressée aux bornes de C à sa valeur moyenne $\hat{V}_e - \frac{\Delta v_S}{2} = C^{te}$, chaque diode est soumise en inverse à une tension maximale égale à :

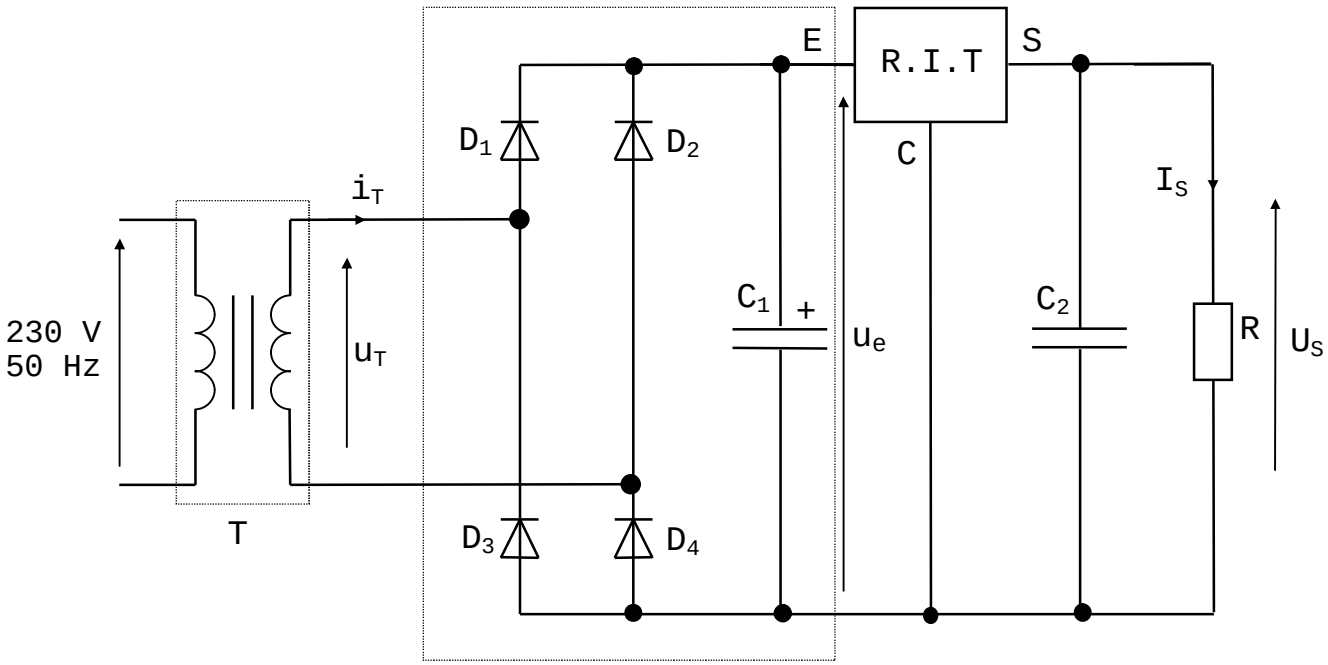
$$V_{DINVMAX} = -\hat{V}_e - \left(\hat{V}_e - \frac{\Delta v_S}{2}\right) = -2.\hat{V}_e + \frac{\Delta v_S}{2}$$

Si on suppose négligeable l'ondulation devant la tension maximale : $\hat{V}_e >> \Delta v_S$

alors on peut considérer que : $V_{DINVMAX} \approx -2.\hat{V}_e$

4 . Principe d'une alimentation stabilisée.

On peut réaliser une alimentation continue stabilisée à l'aide du schéma ci-après :



Redressement double alternance + filtrage

T : transformateur abaisseur de tension ;

R.I.T. : Régulateur intégré de tension du type 78xx ou LASxxxx ,Exemple :7805 régulateur + 5,0 V

Ce régulateur permet d'obtenir une tension de sortie u_S constante pour un courant de sortie $I_S \leq 1{,}5$ A. Dès que I_S dépasse 1,5 A, le régulateur se « déconnecte » de la charge automatiquement (protection interne contre les courts-circuits et protection thermique).

Par contre, pour qu'ils puissent réguler, il faut que le minimum de la tension d'entrée redressée u_e c'est-à-dire ($\hat{V}_e - \Delta v$) soit supérieure d'au moins 2,4 V par rapport à la tension de sortie.

Exemple : on souhaite une tension continue de 5,0 V il faut que $\hat{V}_e - \Delta v > 7{,}4$ V ce qui entraîne le choix de C_1 et du rapport de transformation du transformateur.