

# GENIE ELECTRIQUE

Conversion statique d'énergie

---

Michel Piou

---

## Conversion AC → DC (Redresseurs monophasés) Chapitre IV

Edition 24/11/2010

---

Extrait de la ressource en ligne *PowerElecPro* sur le site Internet [iutenligne.net](http://iutenligne.net)

## Table des matières

1 POURQUOI ET COMMENT ? .....	1
2 SYNTHÈSE DE CONVERTISSEURS AC MONOPHASE → DC .....	2
2.1 Synthèse d'un convertisseur AC → DC à liaison directe monophasé délivrant une tension maximum à une charge inductive.....	2
2.2 Synthèse d'un convertisseur AC → DC à liaison directe monophasé délivrant une tension variable à une charge inductive.....	3
3 ETUDE DES CONVERTISSEURS MONOPHASES AC → DC A DIODES.....	4
3.1 Notion de commutateur à diodes.....	4
3.2 Classification des ponts de diodes monophasés.....	5
3.3 Exemple d'un PD2 à diodes avec une charge R, R.L, ou R.L.E, en régime permanent.....	6
3.3.1 Etude d'un PD2 à diodes avec une charge R, en régime permanent.....	6
3.3.2 Etude d'un PD2 à diodes avec une charge R.L, en régime permanent.....	8
3.3.3 Etude d'un PD2 à diodes avec une charge R.L.E, en régime permanent.....	9
3.4 Redressement monophasé et filtrage capacitif.....	10
3.4.1 Schéma fonctionnel.....	10
3.4.2 Fonction régulation de tension.....	11
3.4.3 Fonction redressement et filtrage.....	11
4 ETUDE DES CONVERTISSEURS MONOPHASES AC → DC A THYRISTORS.....	13
4.1 Fonction d'un thyristor.....	13
4.2 Commutation des associations de thyristors.....	14
4.2.1 association de thyristors à cathode commune.....	14
4.2.2 association de thyristors à anode commune.....	15
4.3 Classification des ponts à Thyristors monophasés.....	16
4.4 Exemple d'un PD2 mixte avec une charge R.L, en régime permanent.....	17
5 PROBLEMES ET EXERCICES.....	19
Chap 4. Exercice 1 : Comparaison de deux redresseurs à diodes sur charge « R ».....	19
Chap 4. Exercice 2 : Redresseur PD2 à diodes avec une charge RL en régime periodique.....	23
Chap 4. Exercice 3 : Redressement et filtrage capacitif.....	25
Chap 4. Exercice 4 : PD2 à 4 thyristors avec une charge R.L.E, en régime permanent.....	27
Chap 4. Exercice 5 : Redressement monophasé commandé en conduction discontinue.....	31
Chap 4. Exercice 6 : PD2 mixte asymétrique.....	32
Chap 4. Exercice 7 : Neutre fumant.....	34
6 CE QUE J'AI RETENU DE CE CHAPITRE.....	35
7 REPONSES AUX QUESTIONS DU COURS .....	36

### **Copyright : droits et obligations des utilisateurs**

Ce document est extrait de la ressource *PowerElecPro* qui est disponible en version numérique sur le site Internet *IUT en ligne*

Je ne renonce pas à ma qualité d'auteur et aux droits moraux qui s'y rapportent du fait de la publication de mon document.

Les utilisateurs sont autorisés à faire un usage non commercial, personnel ou collectif, de ce document et de la ressource *PowerElecPro*, notamment dans les activités d'enseignement, de formation ou de loisirs. Tout ou partie de cette ressource ne doit pas faire l'objet d'une vente - en tout état de cause, une copie ne peut pas être facturée à un montant supérieur à celui de son support.

Pour tout extrait de ce document, l'utilisateur doit maintenir de façon lisible le nom de l'auteur *Michel Piou*, la référence à *PowerElecPro* et au site *Internet IUT en ligne*.

Michel PIOU - Agrégé de génie électrique – IUT de Nantes - FRANCE

## LA CONVERSION MONOPHASEE AC → DC

### 1 POURQUOI ET COMMENT ?

#### **Prérequis :**

Le premier chapitre « introduction à l'électronique de puissance » et le second chapitre « Conversion DC→DC ».

#### **Objectifs :**

Dans les chapitres précédents, nous avons découvert une démarche pour déterminer la structure des convertisseurs à liaison directe. Nous allons continuer à exploiter cette méthode pour d'autres situations (en particulier en présence d'un réseau alternatif sinusoïdal monophasé).

#### **Méthode de travail :**

Comme les précédents, ce chapitre mobilise les connaissances sur les bases de l'électricité. Il est donc important de le travailler page après page pour acquérir **l'entraînement** à l'utilisation de ces lois dans des contextes divers.

Lors de cette étude des redresseurs monophasés, nous insisterons beaucoup sur la méthode d'approche de ces montages. Les différentes étapes de cette méthode seront toujours repérées par les mêmes symboles ① ② ③ ④ et ⑤

#### **Travail en autonomie :**

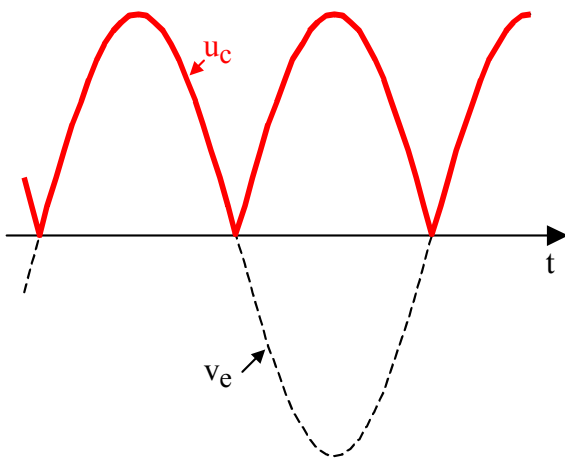
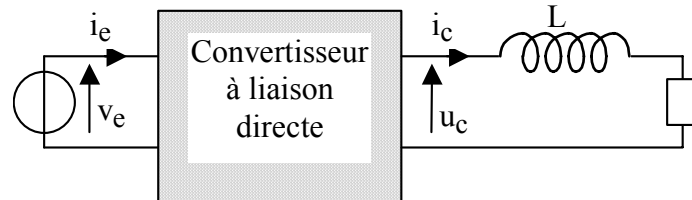
Pour permettre une étude du cours de façon autonome, les réponses aux questions du cours sont données en fin de document.

On trouvera des compléments dans la ressource « PowerElecPro » sur Internet

**Temps de travail estimé pour un apprentissage de ce chapitre en autonomie : 18h**

## 2 SYNTHÈSE DE CONVERTISSEURS AC monophasé → DC.

### 2.1 Synthèse d'un convertisseur AC → DC à liaison directe monophasé délivrant une tension maximum à une charge inductive.



On se propose de faire un redressement double alternance délivrant la tension  $u_c(t)$  ci-contre à partir d'une tension alternative sinusoïdale  $v_e(t)$ .

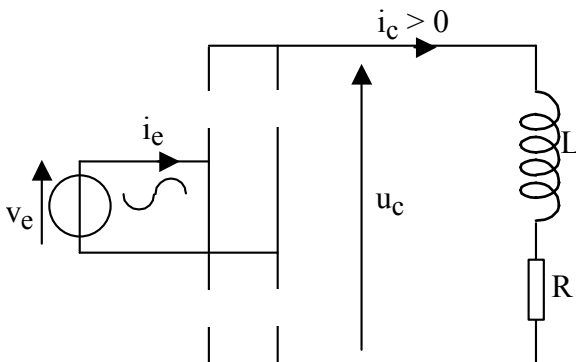
Le convertisseur doit offrir les possibilités suivantes:  $u_c(t) = v_e(t)$  et  $u_c(t) = -v_e(t)$  avec un courant  $i_c(t)$  qui vérifie en permanence:  $i_c(t) \geq 0$ .<sup>(1)</sup>

a) Déterminer la structure minimum du convertisseur (nombre et disposition des interrupteurs).

b) Déterminer l'intervalle de conduction des interrupteurs.

c) Par une méthode hors programme, on montre que les interrupteurs nécessaires pour obtenir la tension  $u_c(t)$  peuvent être des diodes. Compléter ce schéma avec les diodes.

(Réponse 1:)



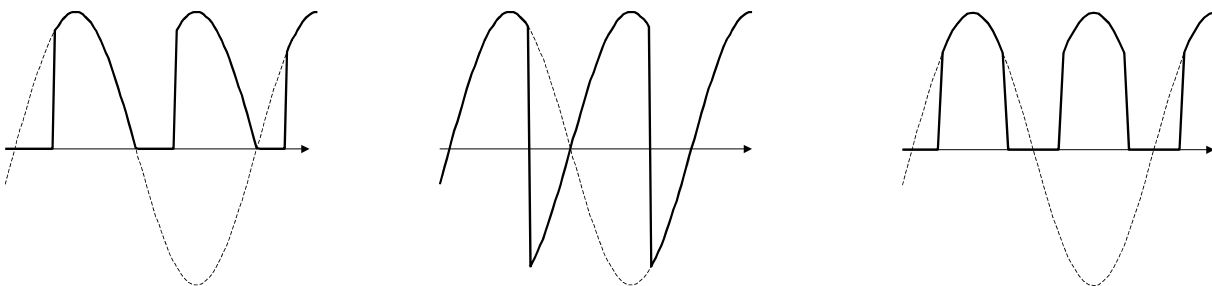
<sup>(1)</sup> Le convertisseur répondant à ce cahier des charges est très connu. Mais c'est la méthode de détermination qui nous intéresse ici, car elle peut être employée dans de multiples cas moins connus.

## 2.2 Synthèse d'un convertisseur AC → DC à liaison directe monophasé délivrant une tension variable à une charge inductive.

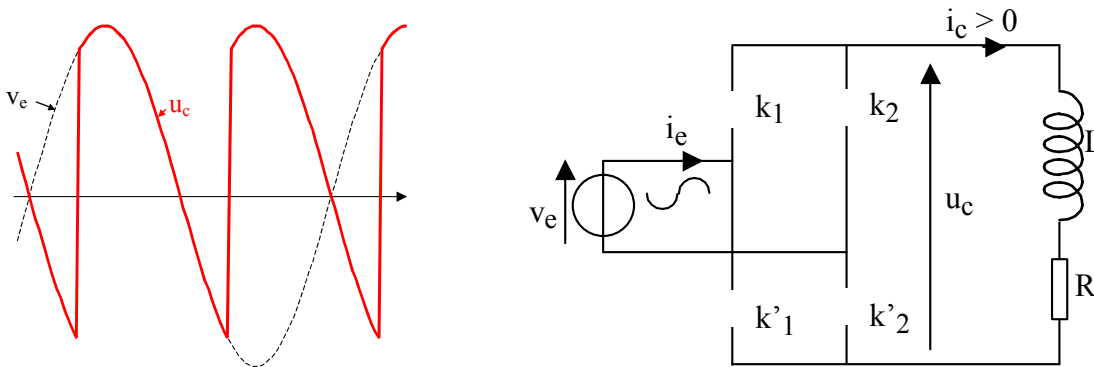
Le pont de diodes précédent ne permet pas de faire varier  $U_{c\text{moy}}$  lorsque l'amplitude  $V_{e\text{max}}$  de la tension alternative sinusoïdale d'entrée est constante.

Avec une structure en pont, lorsque la conduction est continue dans la charge, on ne peut obtenir que trois possibilités pour  $u_c(t)$ :  $u_c(t) = v_e(t)$ ,  $u_c(t) = -v_e(t)$  et  $u_c(t) = 0$ .

A priori plusieurs solutions sont possibles pour obtenir une tension  $u_c(t)$  de valeur moyenne variable:



On peut imaginer encore bien d'autres possibilités. Pour l'instant, nous nous contenterons d'étudier la suivante:



Comme pour l'étude précédente, on peut montrer que les interrupteurs nécessaires à la réalisation de ce cahier des charges peuvent être des thyristors. (voir page 13 - [Fonction d'un thyristor.](#))

Compléter le schéma ci-dessus.

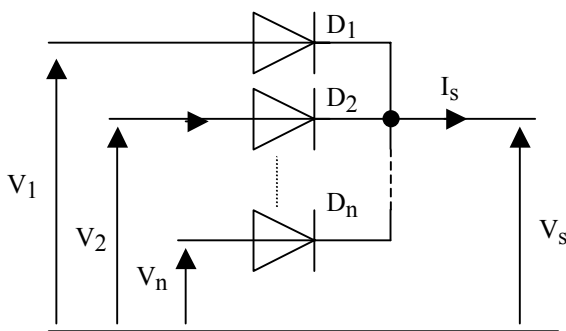
(Réponse 2:)

### 3 ETUDE DES CONVERTISSEURS monophasés AC → DC A DIODES.

#### 3.1 Notion de commutateur à diodes

Dans les montages redresseurs (monophasés, triphasés ou autres), on retrouve souvent des assemblages de diodes reliées ensemble par leur cathode ou reliées ensemble par leur anode. Ces assemblages obéissent à des règles de fonctionnement simples dont la connaissance nous aidera beaucoup pour l'étude des ponts redresseurs qui va suivre.

- Un assemblage de n diodes reliées par leur cathode est dit "**commutateur plus positif**" ou « **association de diodes à cathode commune** ».



En effet, supposons qu'à un instant  $t_0$  donné  $i_s(t_0) > 0$  et que la tension  $v_1(t_0)$  soit supérieure à toutes les autres tensions ( $v_2(t_0), \dots, v_n(t_0)$ ); et supposons qu'à cet instant la diode conductrice ne soit pas  $D_1$  (prenons par exemple  $D_2$  conductrice). Dans ce cas  $v_s(t_0) = v_2(t_0)$ . La diode  $D_1$  est donc polarisée en direct; elle devient conductrice.

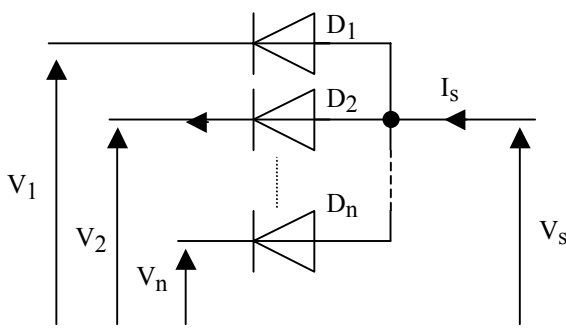
Si  $D_2$  reste conductrice, elle est traversée par un courant  $i_{D2} \rightarrow -\infty$  (car  $D_1$  et  $D_2$  constituent un court-circuit entre les sources  $v_1$  et  $v_2$  avec  $v_1 > v_2$ ). Donc la diode  $D_2$  se bloque.

En conclusion: à l'instant  $t_0$ , si  $i_s(t_0) > 0$  et si  $v_1(t_0)$  est supérieure à toutes les autres tensions:  $D_1$  seule conduit.

**Commutateur Plus Positif:**

Si  $i_s(t) > 0$  (avec l'orientation ci-dessus), à chaque instant, la diode conductrice est celle dont le potentiel d'anode est le plus élevé; et donc  $v_s(t) = \sup(v_1(t), v_2(t), \dots, v_n(t))$

- Un assemblage de n diodes reliées par leur anode est dit "**commutateur plus négatif**" ou « **association de diodes à anode commune** ».



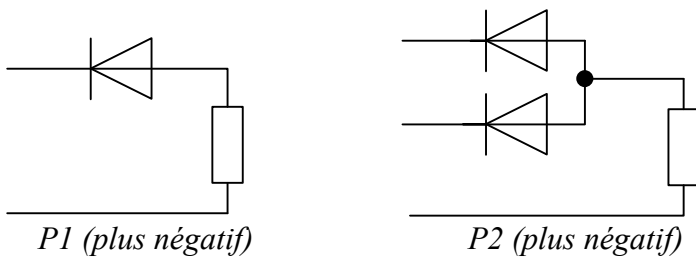
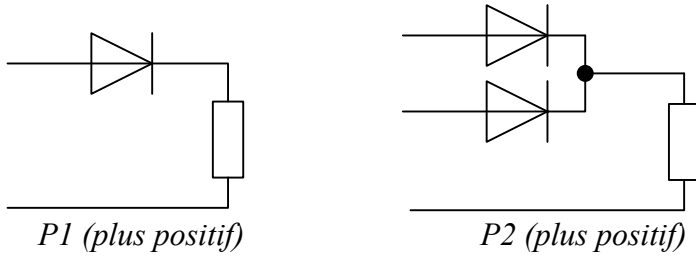
Avec le même raisonnement que ci-dessus, on en déduit :

**Commutateur Plus Négatif:**

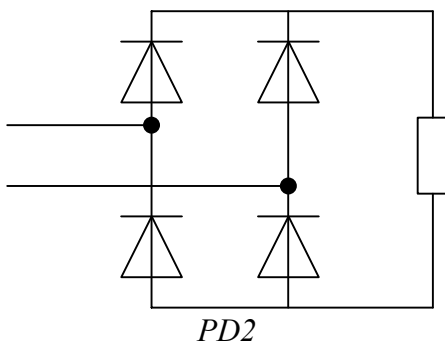
Si  $i_s(t) > 0$  (avec l'orientation ci-contre), à chaque instant, la diode conductrice est celle dont le potentiel de cathode est le plus faible; et donc  $v_s(t) = \inf(v_1(t), v_2(t), \dots, v_n(t))$

### 3.2 Classification des ponts de diodes monophasés

- **Ponts parallèles simples** : un seul commutateur, plus positif ou plus négatif.



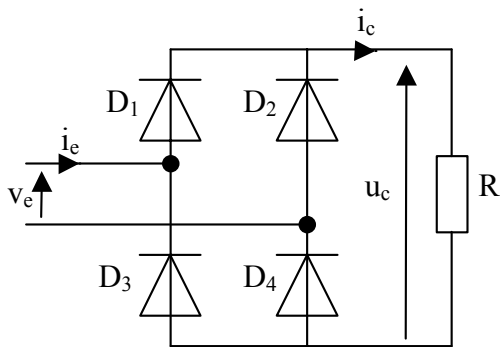
- **Ponts parallèles doubles** : deux commutateurs, un plus positif et un plus négatif.



### 3.3 Exemple d'un PD2 à diodes avec une charge R, R.L, ou R.L.E, en régime permanent.

C'est un montage très courant dont nous allons nous servir pour dégager une méthode pour l'étude des ponts redresseurs.

#### 3.3.1 Etude d'un PD2 à diodes avec une charge R, en régime permanent.



Le pont monophasé à diodes ci-contre est alimenté par une tension alternative sinusoïdale  $v_e(t) = V_{max} \cdot \sin(\omega t)$ .

**Hypothèse :** la conduction est continue dans la charge R. Autrement dit,  $i_c(t) > 0$  (Ce qui sera vérifié à posteriori).

① La première clé pour l'étude des ponts redresseurs est la détermination des **intervalles de conduction des interrupteurs** (ici des diodes).

Après avoir remarqué que D<sub>1</sub> et D<sub>2</sub> constituent un commutateur plus positif, déterminer laquelle de ces deux diodes est conductrice lorsque  $v_e(t) > 0$ , puis lorsque  $v_e(t) < 0$ .

Représenter les intervalles de conduction de D<sub>1</sub> et de D<sub>2</sub> sur la première ligne (en pointillé) sous le graphe de  $v_e(t)$  ci-après.

D<sub>3</sub> et D<sub>4</sub> constituent un commutateur plus négatif...

Représenter les intervalles de conduction de D<sub>3</sub> et de D<sub>4</sub> sur la deuxième ligne (en pointillé).

② Connaissant les intervalles de conduction des diodes, en déduire  $u_c(t)$  (à représenter sur le graphe de  $v_e(t)$ ).

③ Connaissant la nature de la charge (la charge est uniquement résistive). En déduire le courant  $i_c(t)$  et représenter son allure. Exprimer sa valeur moyenne en fonction de R et  $V_{max}$ . (L'hypothèse de la conduction continue dans la charge est vérifiée à posteriori).

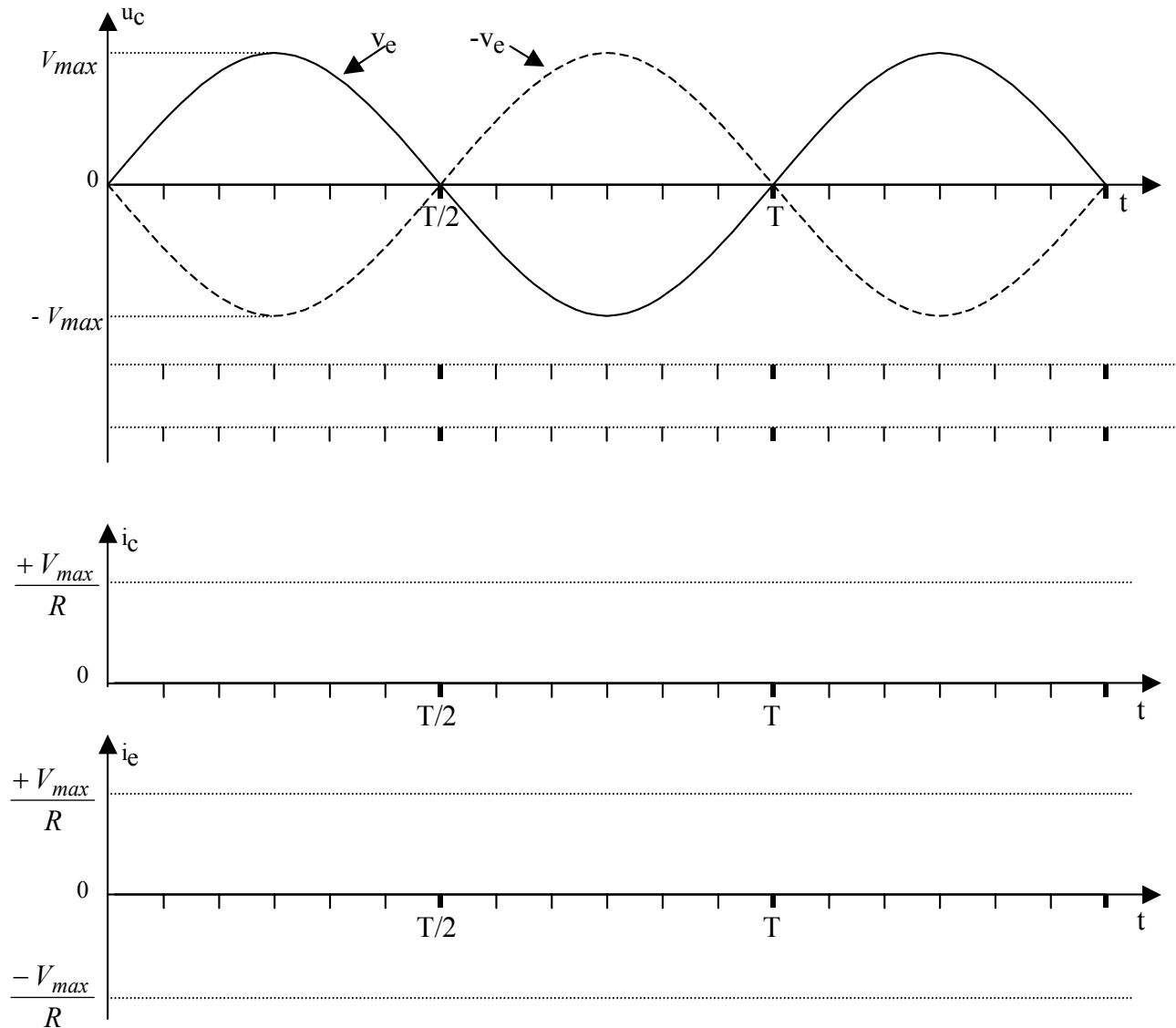
④ En déduire le graphe de  $i_e(t)$  en considérant les intervalles de conduction des diodes. Puis vérifier le résultat en utilisant la conservation de la puissance instantanée dans un convertisseur à liaison directe.

(Réponse 3:)



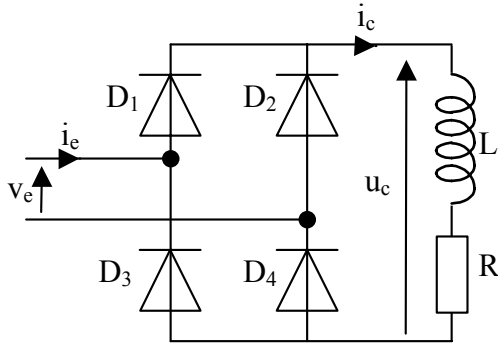
**On retiendra l'ordre des étapes :**

- ① hypothèse de la conduction continue → intervalles de conduction
- ② intervalles de conduction →  $u_c(t)$
- ③  $u_c(t)$  + connaissance la charge →  $i_c(t)$  (vérification de l'hypothèse de la conduction continue ou reprise de l'étude au début avec l'hypothèse de la conduction discontinue)
- ④  $i_c(t)$  + connaissance des intervalles de conduction ou la puissance instantanée →  $i_e(t)$ .



### 3.3.2 Etude d'un PD2 à diodes avec une charge R.L, en régime permanent.

Dans cette étude on ne s'intéressera pas à l'évolution des signaux lors de la mise sous tension. On se limitera au **régime permanent** (donc au régime périodique).



Le pont monophasé à diodes ci-contre est alimenté par une tension alternative sinusoïdale  $v_e(t) = V_{max} \cdot \sin(\omega \cdot t)$ .

**Hypothèse : la conduction est continue** dans la charge R.L. Autrement dit,  $i_c(t) > 0$  (Ce qui sera vérifié à posteriori).

① Déterminer et représenter les intervalles de conduction des diodes sur les deux lignes (en pointillé) sous les graphes de  $v_e(t)$  et  $-v_e(t)$  ci-après..

② Connaissant les intervalles de conduction des diodes, représenter  $u_c(t)$  sur les graphes ci-après.

③ Si la charge est constituée d'une résistance en série avec une inductance (charge RL) **l'inductance L s'oppose aux variations du courant  $i_c(t)$** . Mais la valeur moyenne de  $i_c(t)$  est égale à  $I_{c_{moy}} = \frac{U_{c_{moy}}}{R}$  comme dans le cas précédent avec une charge « R » (car la valeur moyenne de la tension aux bornes d'une inductance est nulle).

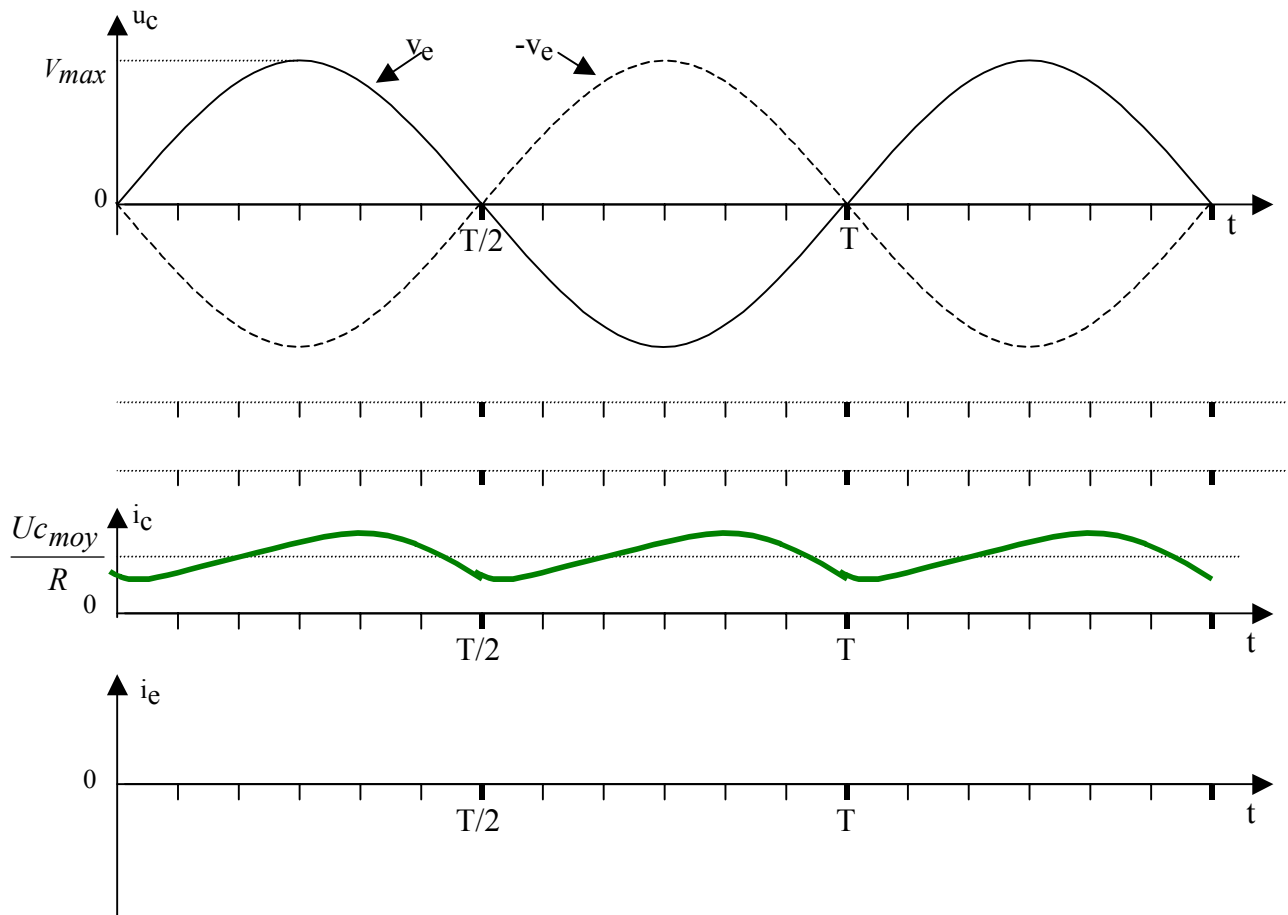
On peut représenter intuitivement l'allure du courant  $i_c(t)$  en régime permanent, en considérant que celui-ci "monte" et "descend" moins vite qu'avec une charge R (voir ci-après).

L'ondulation de  $i_c(t)$  autour de sa valeur moyenne est d'autant plus faible que l'inductance L est grande.

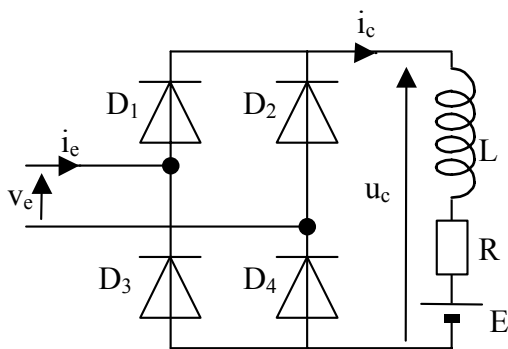
(L'hypothèse de la conduction continue dans la charge est vérifiée).

④ En déduire le graphe de  $i_e(t)$  en considérant les intervalles de conduction des diodes. Puis vérifier le résultat en utilisant la conservation de la puissance instantanée dans un convertisseur à liaison directe.

(Réponse 4:)



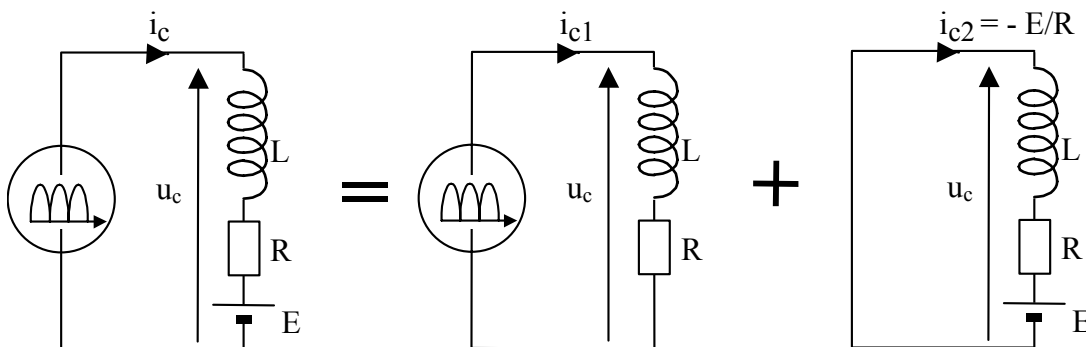
### 3.3.3 Etude d'un PD2 à diodes avec une charge R.L.E, en régime permanent.



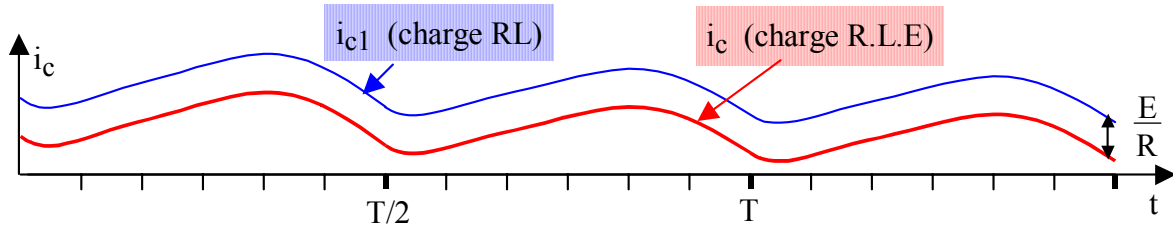
Le pont monophasé à diodes ci-contre est alimenté par une tension alternative sinusoïdale  $v_e(t) = V_{max} \cdot \sin(\omega t)$ .

**Hypothèse :** la conduction est continue dans la charge R.L.E. Autrement dit,  $i_c(t) > 0$  (Ce qui sera vérifié à posteriori).

Si la charge est constituée d'une résistance en série avec une inductance et une f.c.e.m. E (charge RLE), on peut appliquer le **théorème de superposition**:



On peut donc représenter l'allure du courant  $i_c(t)$  en "descendant" le courant  $i_c(t)$  du cas précédent (charge RL) d'une quantité  $\frac{E}{R}$  :



Si l'hypothèse de la conduction continue dans la charge n'est pas vérifiée à posteriori (2), il faut reprendre toute l'étude en calculant l'équation de  $i_c(t)$  à partir de l'équation différentielle du 1° ordre:

$$V_{max} \cdot \sin(\omega.t) = R.i_c(t) + L \cdot \frac{d(i_c(t))}{dt} + E \quad \text{avec la condition initiale } i_c(t) = 0 \text{ tant que } v_e(t) < E.$$

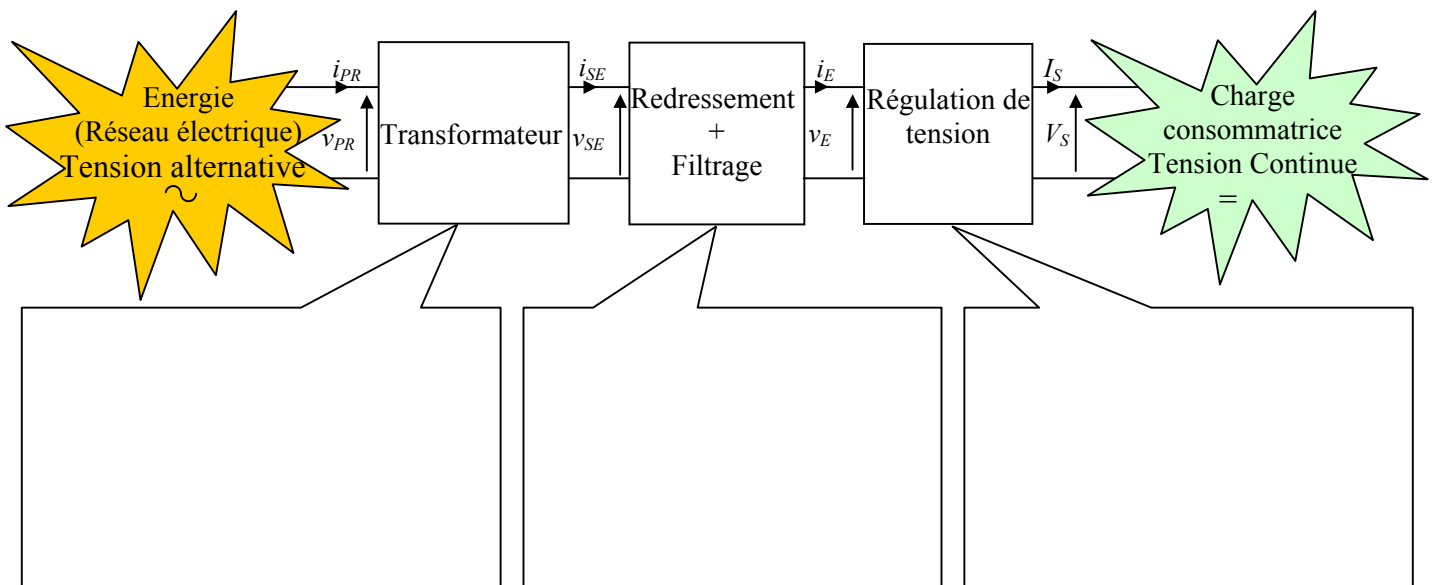
Le courant  $i_c(t)$  vérifie : 
$$I_{c_{moy}} = \frac{U_{c_{moy}} - E}{R}$$

### 3.4 Redressement monophasé et filtrage capacitif

#### 3.4.1 Schéma fonctionnel

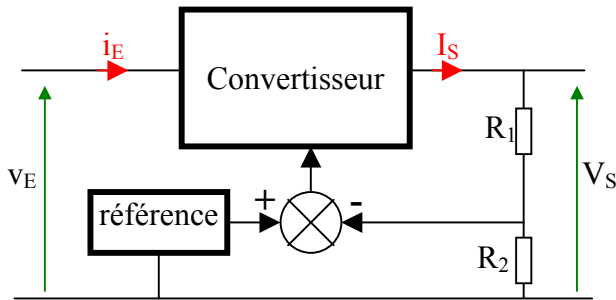
Voici un schéma fonctionnel qu'on rencontre couramment : A partir du réseau de distribution alternatif sinusoïdal, l'objectif est de produire une tension continue (aussi continue que possible).

Compléter la description des **fonctions** réalisées par chaque bloc de la chaîne de conversion ci-dessous. (0)



(2) Si  $E/R$  est trop grand, le courant  $i_c(t)$  passe par zéro. Sachant qu'avec un pont de diodes, le courant  $i_c(t)$  ne peut jamais être négatif, la conduction est donc interrompue.

### 3.4.2 Fonction régulation de tension.



Régulateur de tension  
(compare l'objectif et le résultat)

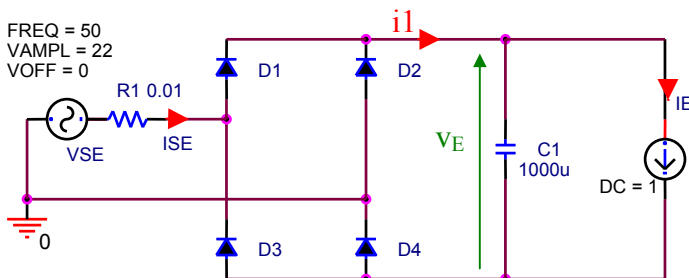
La fonction «régulation de tension» est réalisée au moyen d'un « convertisseur » qui doit produire une tension aussi continue que possible à partir d'une tension présentant une composante alternative significative.

Pour parvenir à cet objectif, le convertisseur ajuste son comportement en comparant une « référence de tension » avec la mesure de la tension  $V_S$  produite.

Il existe sur le marché des composants intégrés analogiques appelés « régulateurs » construits sur ce principe. Ils permettent de fabriquer très facilement des « alimentations stabilisées », ce sont les circuits de la famille 78xx (pour les tensions positives) et 79xx (pour les tensions négatives). xx est la valeur de la tension de sortie choisie dans la liste 05 ; 06 ; 08 ; 09 ; 10 ; 12 ; 15 ; 18 et 24 V. Ils peuvent fournir 1 A et possèdent une protection contre les court-circuits et une protection thermique (pour éviter une température interne trop élevée).

### 3.4.3 Fonction redressement et filtrage

#### Exemple avec une simulation :



La source de courant «  $I_E$  » de 1A simule le courant consommé en entrée du régulateur de tension. La tension  $V_E$  aux bornes de  $C1$  est donc la tension en entrée de ce régulateur. La source de tension «  $V_{SE}$  » (50 Hz) et la résistance interne  $R1$  simulent la sortie au secondaire du transformateur monophasé.

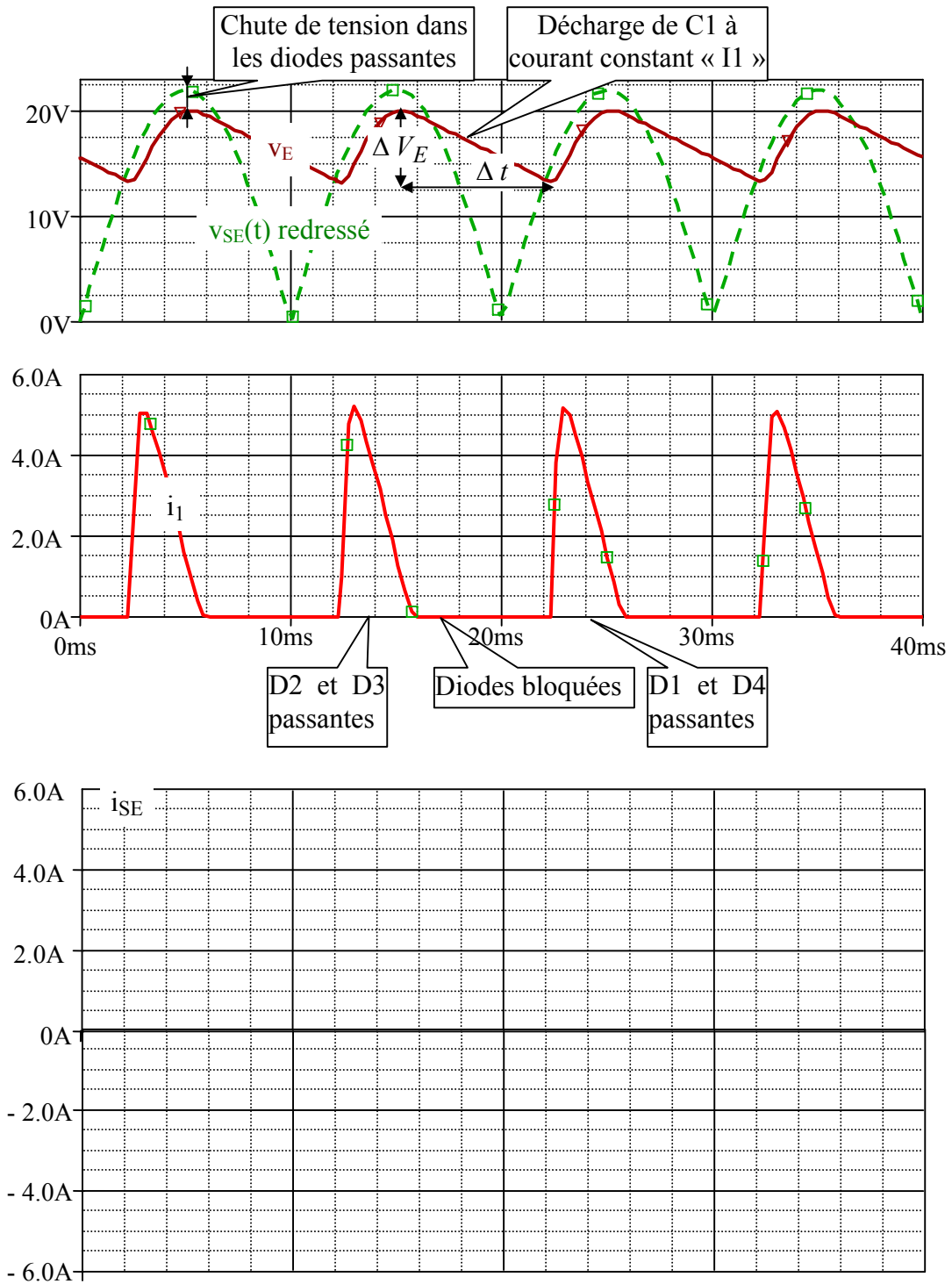
Observons les résultats de la simulation. (courbes ci-dessous)

Il existe successivement deux modes de fonctionnement :

- Lorsque le pont de diodes est en conduction (le courant  $i_1$  n'est pas nul), il y a obligatoirement deux diodes simultanément passantes [(D1 et D4) ou (D2 et D3)]. La tension  $v_E(t)$  sur sa sortie est égale à la tension d'entrée redressée moins la chute de tension due au seuil des deux diodes conductrices <sup>(3)</sup>
- Lorsque la tension  $v_E(t)$  est supérieure à la valeur absolue de  $v_{SE}(t)$ , les quatre diodes sont bloquées. Dans ce cas, le condensateur  $C1$  se décharge à courant constant dans le régulateur de tension (modélisé par la source de courant  $I_E$ ).

$$\text{Dans ce cas : } -I_E = C_1 \cdot \frac{d(V_E)}{dt} = C_1 \cdot \frac{-\Delta V_E}{\Delta t} \Leftrightarrow C_1 = I_E \cdot \frac{\Delta t}{\Delta V_E}.$$

<sup>(3)</sup> Les diodes ne peuvent pas être modélisées par des diodes idéales car, dans ce cas, leur tension de seuil n'est pas négligeable par rapport aux autres tensions du montage.



Représenter sur le graphe ci-dessus la courbe  $i_{SE}(t)$ . (Réponse 6:)

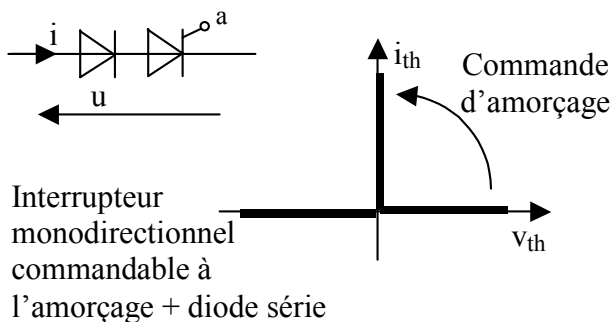
La contrainte de ce montage est de maintenir la valeur minimum de  $V_E$  supérieure à la tension minimum nécessaire en entrée du régulateur de tension lorsque celui-ci débite un courant maximum. Par exemple, pour un régulateur LM7810, sa tension de sortie est de 10V et la tension minimum entre son entrée et sa sortie (« Dropout Voltage ») est de 2V. Dans ce cas, la tension en entrée du régulateur ne doit jamais être inférieure à 12 V.

Si, pour calculer  $C_1$ , on surestime  $\Delta t$  en considérant cet intervalle égal à 10 ms (demi-période du secteur 50 Hz), on surestime d'autant la valeur du condensateur ; ce qui constitue une marge de sécurité (sachant que les valeurs des condensateurs sont données avec une incertitude de 10 à 20%)

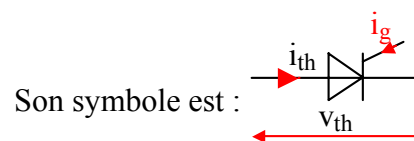
Calculer une estimation de la capacité du condensateur  $C_1$  pour le cas envisagé ci-dessus (avec le LM7810). Comparer cette valeur avec celle utilisée par la simulation. (Réponse 7:)

## 4 ETUDE DES CONVERTISSEURS monophasés AC → DC A THYRISTORS.

### 4.1 Fonction d'un thyristor.



La fonction « interrupteur monodirectionnel commandable à l'amorçage + diode en série » peut être réalisée par un composant électronique appelé thyristor.



Le thyristor **peut devenir conducteur** s'il est préalablement polarisé sous une tension  $v_{th} > 0$  et qu'il reçoit une impulsion de courant  $i_g$  (quelques dizaines de mA) sur son électrode de commande (appelée « gachette »).

Après cette impulsion, il faut que le courant principal  $i_{th}$  (orienté de l'anode vers la cathode) ait atteint une valeur positive suffisante (supérieure à son courant de maintien <sup>(4)</sup>) pour qu'il reste conducteur.

Le thyristor se bloque comme une diode lorsque le courant principal  $i_{th}$  devient nul (en réalité  $i_{th}$  inférieur au courant de maintien.)

On peut dire qu'un thyristor est une « diode commandable à l'amorçage ».

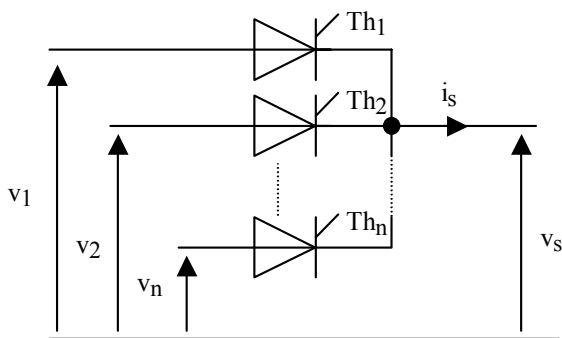
<sup>(4)</sup> La valeur du « courant de maintien » est très petite (inférieure à 1% du courant nominal du thyristor)

## 4.2 Commutation des associations de thyristors.

Comme dans les montages redresseurs à diodes, on retrouve souvent des assemblages de thyristors reliés ensemble par leur cathode ou reliés ensemble par leur anode. Ces assemblages obéissent à des règles de fonctionnement simples dont la connaissance nous aidera beaucoup pour l'étude des ponts redresseurs qui va suivre.

### 4.2.1 association de thyristors à cathode commune

Un assemblage de  $n$  thyristors reliés par leur cathode est dit « **association de thyristors à cathode commune** ».



Supposons qu'à un instant  $t_0$  donné  $i_s(t_0) > 0$ . Cela signifie qu'au moins un thyristor est passant. Supposons que  $Th_2$  soit passant.

A l'instant  $t_0^+$ , on commande la gachette <sup>(5)</sup> de  $Th_1$ . Quelle condition doivent vérifier les tensions d'entrée  $(v_1(t_0^+), v_2(t_0^+), \dots, v_n(t_0^+))$  pour que  $Th_1$  s'amorce <sup>(6)</sup> ?

Si cette condition est réalisée,  $Th_2$  peut-il rester conducteur ? <sup>(7)</sup>

(Réponse 8:)

En résumé, dans cette association :

- Pour qu'un thyristor s'amorce, il faut remplir plusieurs conditions :
  - ◆ Juste avant son amorçage, son potentiel d'anode doit être supérieur à  $v_s$ .
  - ◆ Il doit être commandé.
  - ◆ A la fin de la commande d'amorçage, un courant  $i_s > 0$  (par rapport à l'orientation ci-dessus) doit exister pour maintenir son état conducteur.
- Si plusieurs thyristors sont commandés simultanément, seul celui dont le potentiel d'anode est le plus élevé peut s'amorcer (si les conditions ci-dessus sont remplies).
- Un thyristor peut se bloquer de deux façons :
  - ◆ Si  $i_s(t) > 0$ , un thyristor se bloque si, dans la même association, un autre thyristor, dont le potentiel d'anode est supérieur, est commandé (et devient donc conducteur).
  - ◆ Si  $i_s(t)$  devient nul, le thyristor, préalablement conducteur, se bloque de lui-même.

<sup>(5)</sup> Gachette : électrode de commande d'un thyristor.

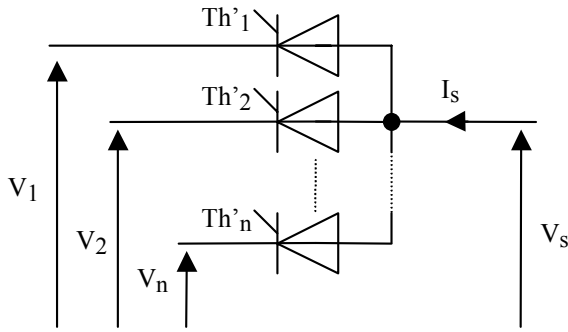
<sup>(6)</sup> Amorçage = entrée en conduction

<sup>(7)</sup> Utiliser un raisonnement par l'absurde : Supposons que  $Th_2$  reste conducteur ...



### 4.2.2 association de thyristors à anode commune

Un assemblage de  $n$  thyristors reliés par leur anode est dit « **association de thyristors à anode commune** ».



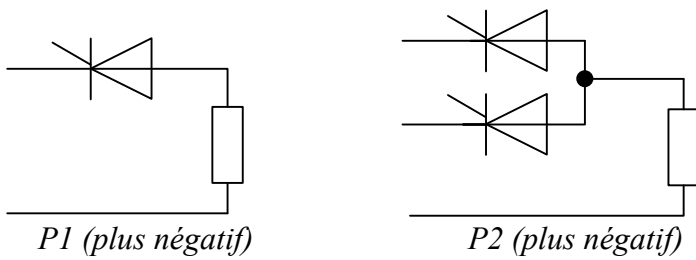
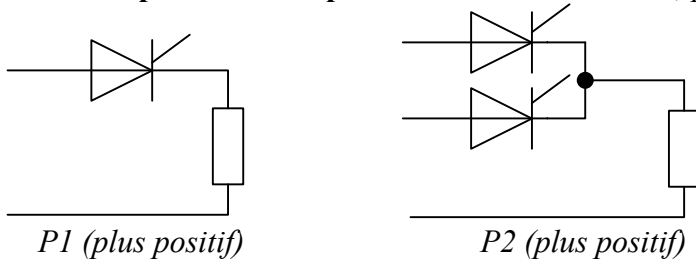
On peut utiliser le même type de raisonnement que pour l'association de thyristors à cathode commune.

En résumé, dans cette association :

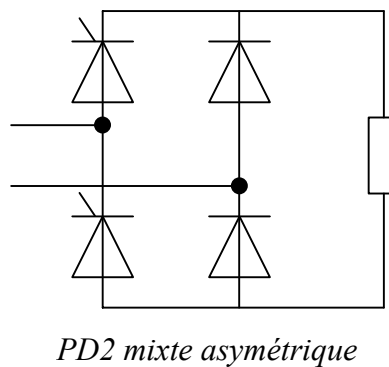
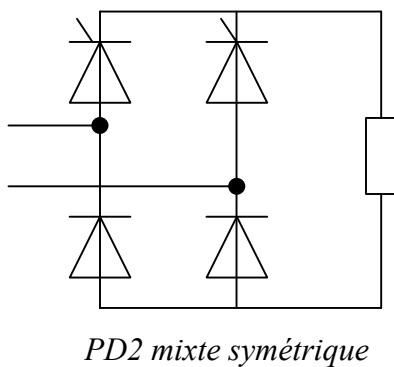
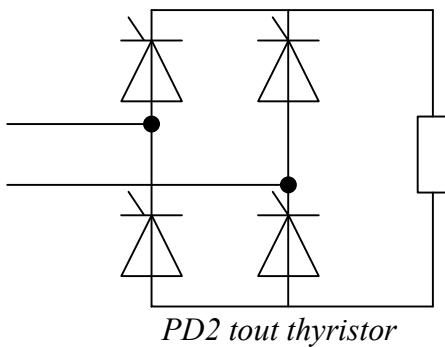
- Pour qu'un thyristor s'amorce, il faut remplir plusieurs conditions :
  - ◆ Juste avant son amorçage, son potentiel de cathode doit être inférieur à  $v_s$ .
  - ◆ Il doit être commandé.
  - ◆ A la fin de la commande d'amorçage, un courant  $i_s > 0$  (par rapport à l'orientation ci-dessus) doit exister pour maintenir son état conducteur.
- Si plusieurs thyristors sont commandés simultanément, seul celui dont le potentiel de cathode est le plus faible peut s'amorcer (si les conditions ci-dessus sont remplies).
- Un thyristor peut se bloquer de deux façons :
  - ◆ Si  $i_s(t) > 0$ , un thyristor se bloque si, dans la même association, un autre thyristor, dont le potentiel de cathode est inférieur, est commandé (et devient donc conducteur).
  - ◆ Si le courant  $i_s(t)$  devient nul, le thyristor, préalablement conducteur, se bloque de lui-même.

### 4.3 Classification des ponts à Thyristors monophasés.

- **Ponts parallèles simples** : un seul commutateur, plus positif ou plus négatif.



- **Ponts parallèles doubles** : deux commutateurs, un plus positif et un plus négatif.



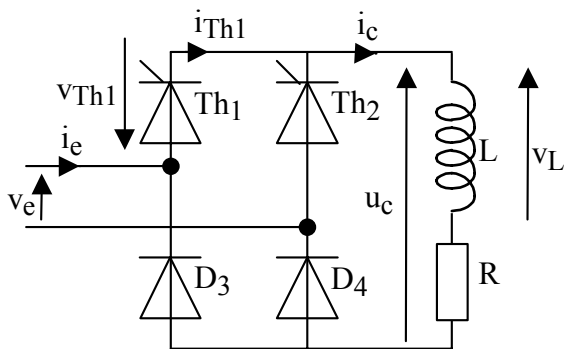
#### 4.4 Exemple d'un PD2 mixte avec une charge R.L, en régime permanent.

Dans cette étude on ne s'intéressera pas à l'évolution des signaux lors de la mise sous tension. On se limitera au **régime permanent** (donc au régime périodique).

➤ **Définition du retard à l'amorçage :**

On appelle « **temps de retard à l'amorçage** » d'un thyristor l'écart de temps «  $\tau$  » entre la commande d'amorçage du thyristor et l'instant d'amorçage d'une diode qui serait placée au même endroit.

On appelle « **angle de retard à l'amorçage** » d'un thyristor l'écart angulaire «  $\Psi$  » tel que  $\psi = \omega \cdot \tau$ .



Le pont monophasé mixte ci-contre est alimenté par une tension alternative sinusoïdale  $v_e(t) = V_{max} \cdot \sin(\omega \cdot t)$ .

**Hypothèse :** la conduction est continue dans la charge R.L. Autrement dit,  $i_c(t) > 0$ .

① Déterminer les intervalles de conduction des thyristors et des diodes pour un angle de retard à l'amorçage  $0 < \psi < \pi$  (Pour faciliter la correction, on choisit  $\psi = \pi/3$ ). (Les représenter page suivante)

② Connaissant les intervalles de conduction des thyristors et des diodes pour cette valeur de  $\psi$ , représenter  $u_c(t)$  sur le même graphique que  $v_e(t)$ . Calculer  $U_{c_{moy}}$  en fonction de  $\psi$  et de  $V_{max}$ .

③ Si la charge est constituée d'une résistance en série avec une inductance (charge RL) l'inductance L s'oppose aux variations du courant  $i_c(t)$ . Ce courant "monte" et "descend" moins vite qu'avec une charge R. Mais sa valeur moyenne est toujours  $I_{c_{moy}} = \frac{U_{c_{moy}}}{R}$ .

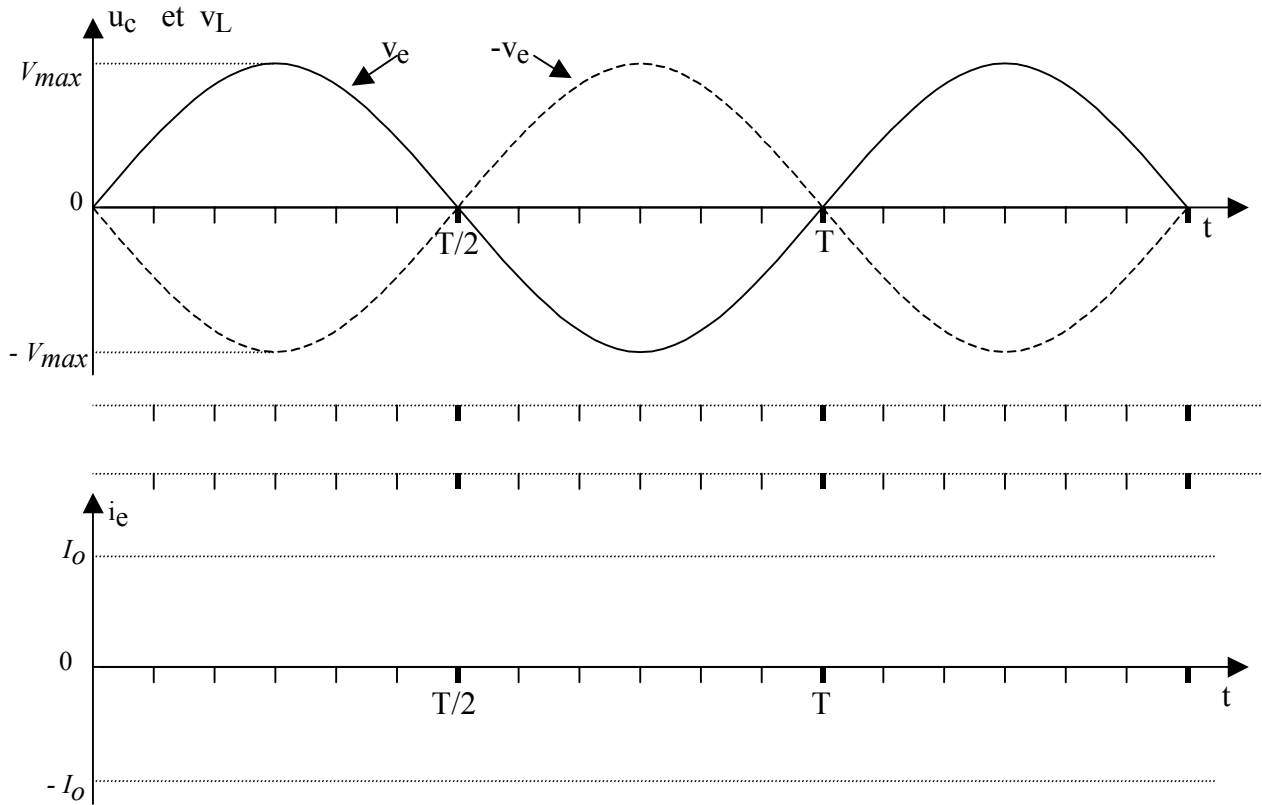
L'ondulation de  $i_c(t)$  autour de sa valeur moyenne est d'autant plus faible que l'inductance L est grande. En supposant « L très grande » (ou plus précisément la constante de temps  $\frac{L}{R}$  très supérieure à  $\frac{T}{2}$ ), on peut poser :  $i_c(t) \approx I_o = cte$ .

Représenter  $v_L(t)$  dans ce cas.

④ Dans l'hypothèse  $i_c(t) \approx I_o = cte$ , en déduire le graphe de  $i_c(t)$  en considérant les intervalles de conduction des thyristors et des diodes. Puis vérifier le résultat en utilisant la conservation de la puissance instantanée dans un convertisseur à liaison directe.

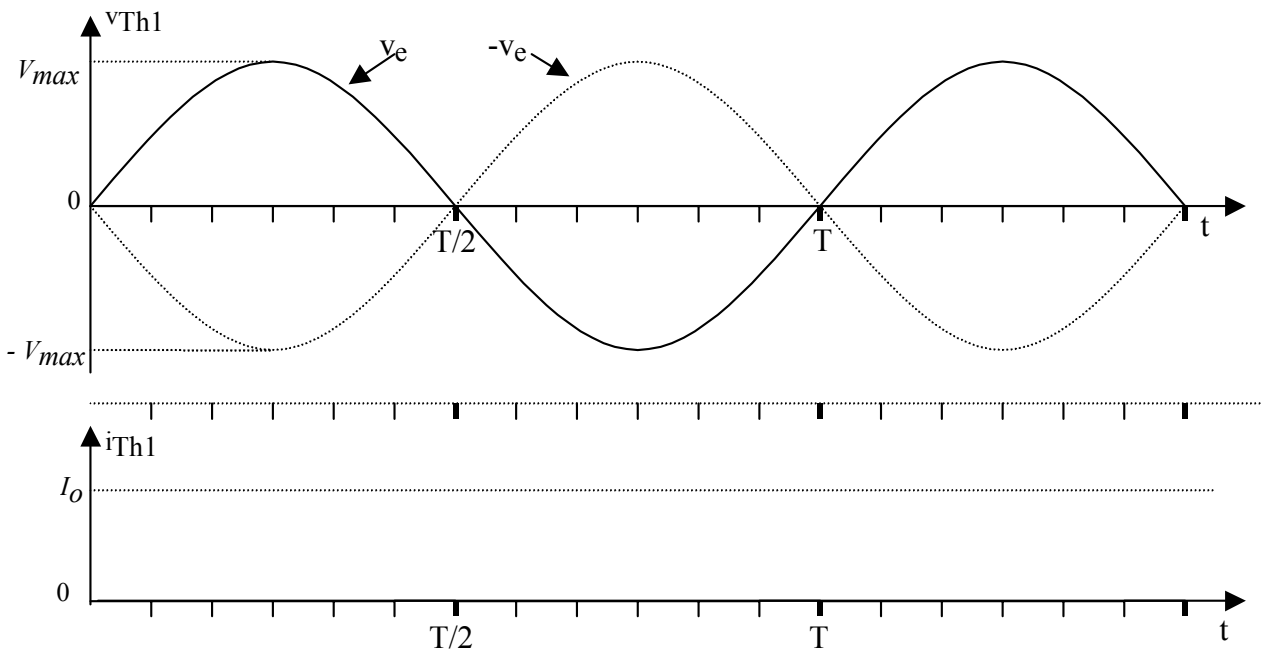
En déduire la puissance absorbée par le montage ainsi que le facteur de puissance de la ligne monophasée qui l'alimente en fonction de  $V_{max}$ ,  $\psi$  et R.

(Réponse 9:)



⑤ De façon à évaluer les contraintes sur  $Th_1$ , représenter ci dessous  $v_{Th_1}(t)$  et  $i_{Th_1}(t)$ .

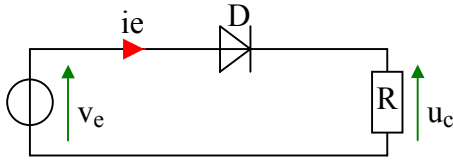
(Réponse 10:)



## 5 PROBLEMES ET EXERCICES

### Chap 4. Exercice 1 : Comparaison de deux redresseurs à diodes sur charge « R »

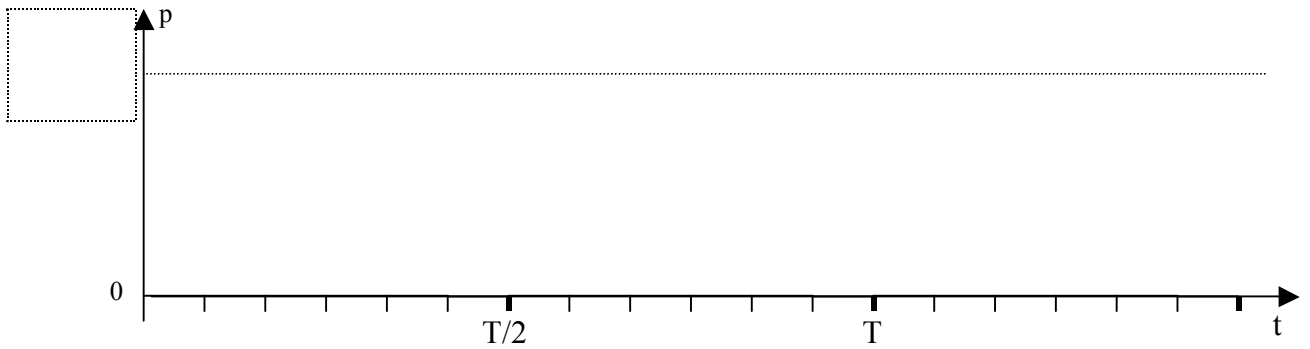
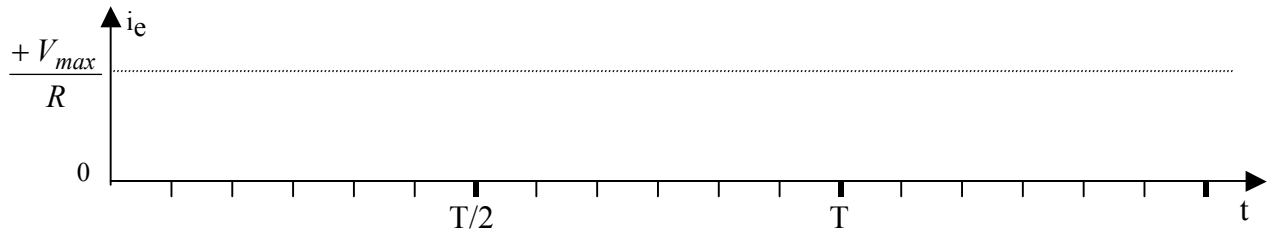
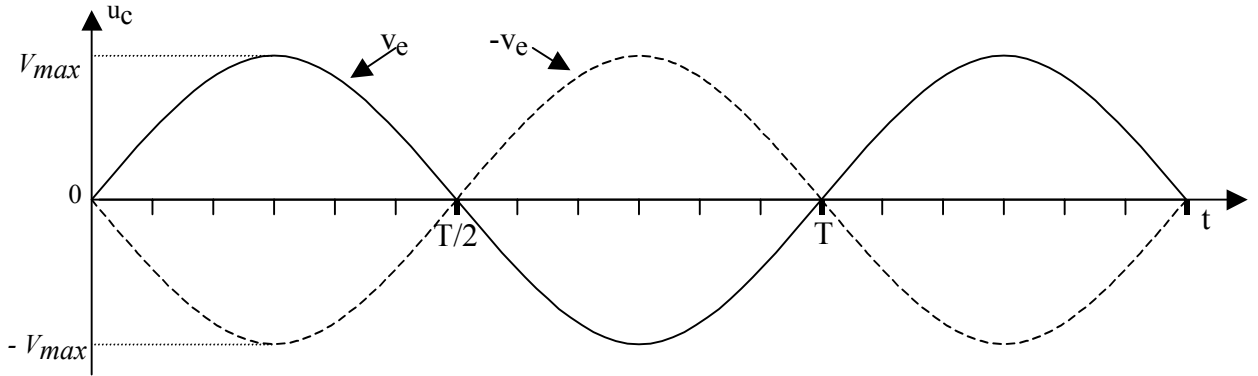
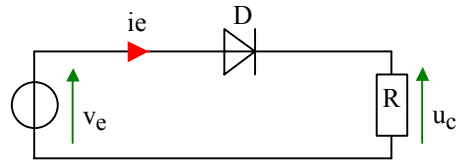
#### I - Redresseur monophasé à une seule diode



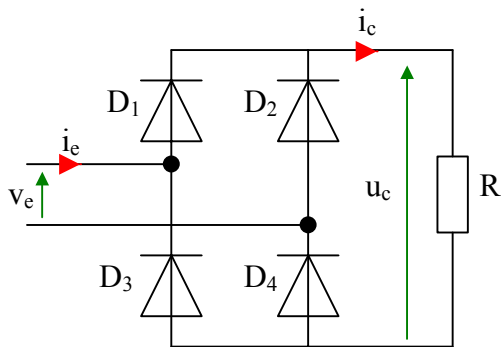
Le redresseur monophasé à diode ci-contre est alimenté par une tension alternative sinusoïdale  $v_e(t) = V_{max} \cdot \sin(\omega t)$ .

« D » est supposée idéale.

- a) Montrer que la diode est toujours bloquée lorsque la tension  $v_e$  est négative. (Commencer le raisonnement par « supposons la diode « D » passante lorsque la tension  $v_e$  est négative »).
- b) Montrer que la diode est toujours passante lorsque la tension  $v_e$  est positive. (Commencer le raisonnement par « supposons la diode « D » bloquée lorsque  $v_e$  est positive »).
- c)
- ① Représenter les **intervalles de conduction de la diode « D »**. (sur la première ligne (en pointillé) sous le graphe de  $v_e(t)$  ci-après.
  - ② Connaissant les intervalles de conduction de la diode, en déduire  $u_c(t)$  (à représenter sur le graphe de  $v_e(t)$ ).
  - ③ En déduire le graphe du courant  $i_e(t)$  (à représenter sur le graphe ci-après).
- d) Représenter le graphe de la puissance instantanée  $p(t)$  consommée par le montage.
- e) Déterminer la puissance active et la valeur efficace du courant  $i_e$  en fonction de  $V_{max}$  et de la valeur de la résistance R.



## II - Redresseur PD2 à diodes avec une charge R.



Le pont monophasé à diodes ci-contre est alimenté par une tension alternative sinusoïdale  $v_e(t) = V_{max} \cdot \sin(\omega t)$ .

**Hypothèse :** la conduction est continue dans la charge R. Autrement dit,  $i_c(t) > 0$  (Ce qui sera vérifié à posteriori). Les diodes sont supposées idéales.

f)

① Représenter les **intervalles de conduction des diodes** (sur les deux lignes (en pointillé) sous le graphe de  $v_e(t)$  ci-après).

② Connaissant les intervalles de conduction des diodes, en déduire  $u_c(t)$  (à représenter sur le graphe de  $v_e(t)$ ).

③ Connaissant la nature de la charge (la charge est uniquement résistive). En déduire le courant  $i_c(t)$  (à représenter ci-après). (L'hypothèse de la conduction continue dans la charge est-elle vérifiée ?).

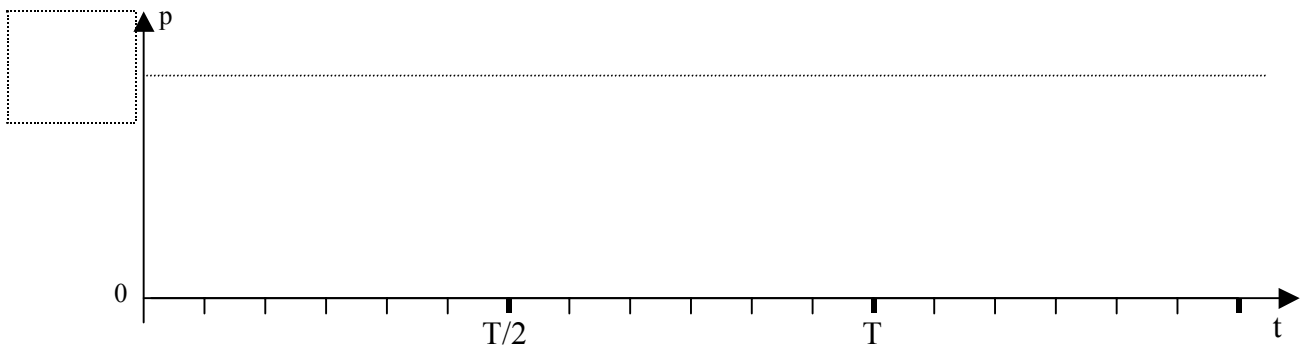
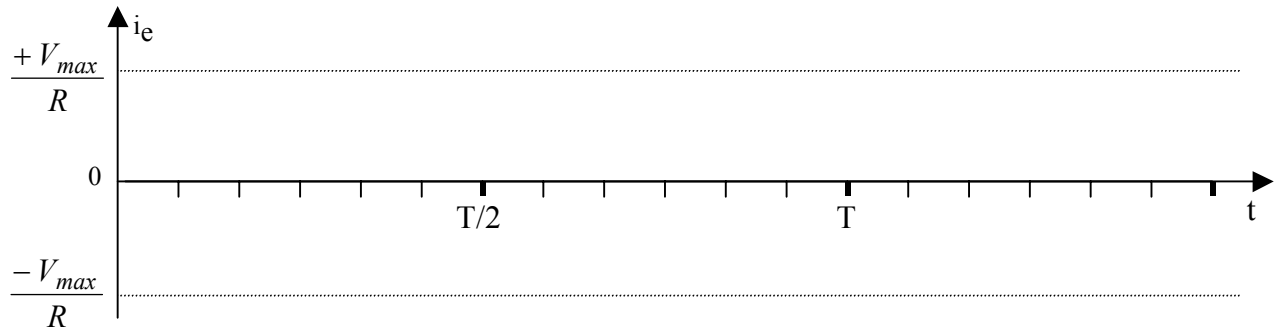
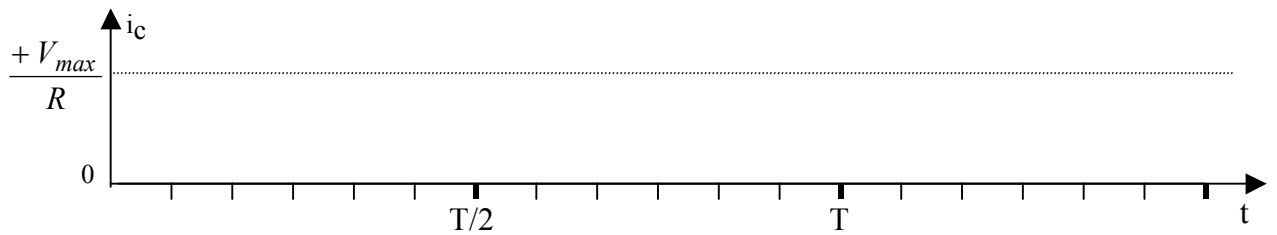
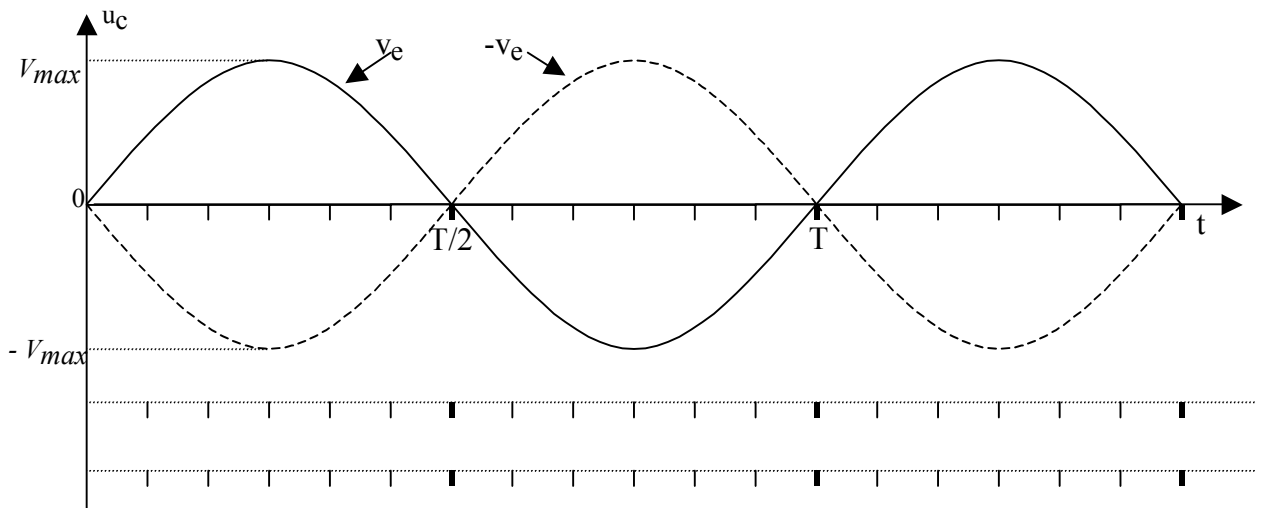
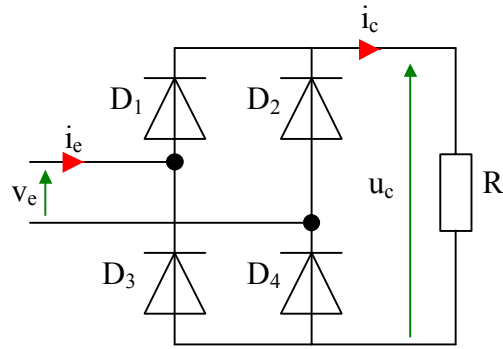
④ En déduire le graphe de  $i_e(t)$  en considérant les intervalles de conduction des diodes (à représenter ci-après). Puis vérifier le résultat en utilisant la conservation de la puissance instantanée dans un convertisseur à liaison directe.

g) Représenter le graphe de la puissance instantanée  $p(t)$  consommée par le montage. En déduire la puissance active et la valeur efficace du courant  $i_e$  en fonction de  $V_{max}$  et de la valeur de la résistance R.

h) Déterminer le facteur de puissance de la ligne monophasée en entrée du montage.

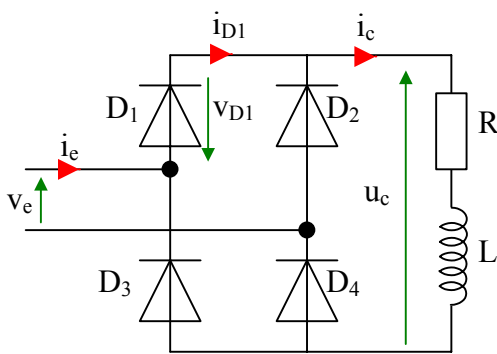
i) En comparant les graphes de la puissance instantanée de ce second montage avec celui du premier montage à une seule diode, retrouver la puissance active obtenue dans la première partie de cet exercice [question e)].

j) En comparant les graphes du courant  $i_e$  de ce second montage avec celui du premier montage à une seule diode, retrouver la valeur efficace du courant obtenue dans la première partie de cet exercice [question e)].





## Chap 4. Exercice 2 : Redresseur PD2 à diodes avec une charge RL en régime periodique.



Le pont monophasé à diodes ci-contre est alimenté par une tension alternative sinusoïdale  $v_e(t) = V_{\max} \cdot \sin(\omega t)$ .

**Hypothèse :** la conduction est continue dans la charge « R.L ». Autrement dit,  $i_c(t) > 0$  (Ce qui sera vérifié à posteriori).

Les diodes sont supposées idéales.

Le dipôle « R.L » modélise un inducteur de machine à courant continu alimenté via le pont de diodes par le réseau 230 V / 50 Hz :

$$V_{\max} = 230 \cdot \sqrt{2} \text{ V} ; \quad \omega = 100 \cdot \pi \text{ rad/s} ; \quad R = 150 \text{ } \Omega \quad \text{et} \\ L = 1 \text{ H}$$

a)

① Représenter les intervalles de conduction des diodes (sur les deux lignes (en pointillé) sous le graphe de  $v_e(t)$  ci-après).

② Connaissant les intervalles de conduction des diodes, en déduire  $u_c(t)$  (à représenter sur le graphe de  $v_e(t)$ ). En déduire  $U_{c\text{moy}}$  en fonction de  $V_{\max}$ .

③ La tension  $u_c(t)$  peut être approximée par l'expression  $u_c(t) \approx 0,637 \cdot V_{\max} - 0,424 \cdot V_{\max} \cdot \cos(2\omega t) - 0,085 \cdot V_{\max} \cdot \cos(4\omega t)$ .

En utilisant le théorème de superposition, en déduire une approximation numérique du courant  $i_c(t)$  sous la forme  $i_c(t) \approx I_{c\text{moy}} - I_{c2\text{max}} \cdot \cos(2\omega t - \varphi_2) - I_{c4\text{max}} \cdot \cos(4\omega t - \varphi_4)$ .

En déduire qu'on peut négliger le terme  $I_{c4\text{max}} \cdot \cos(4\omega t - \varphi_4)$  dans l'expression de  $i_c(t)$ .

L'hypothèse de la conduction continue dans la charge est-elle vérifiée ?

Représenter le graphe de  $i_c(t)$ .

④ En déduire le graphe de  $i_e(t)$  en considérant les intervalles de conduction des diodes. Puis vérifier le résultat en utilisant la conservation de la puissance instantanée dans un convertisseur à liaison directe.

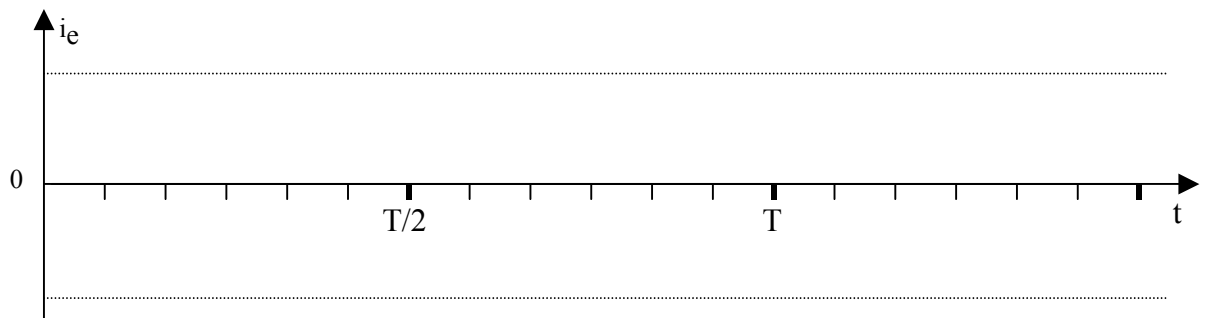
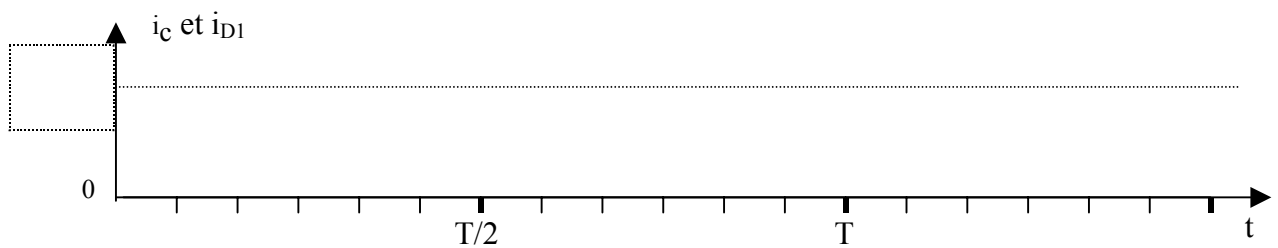
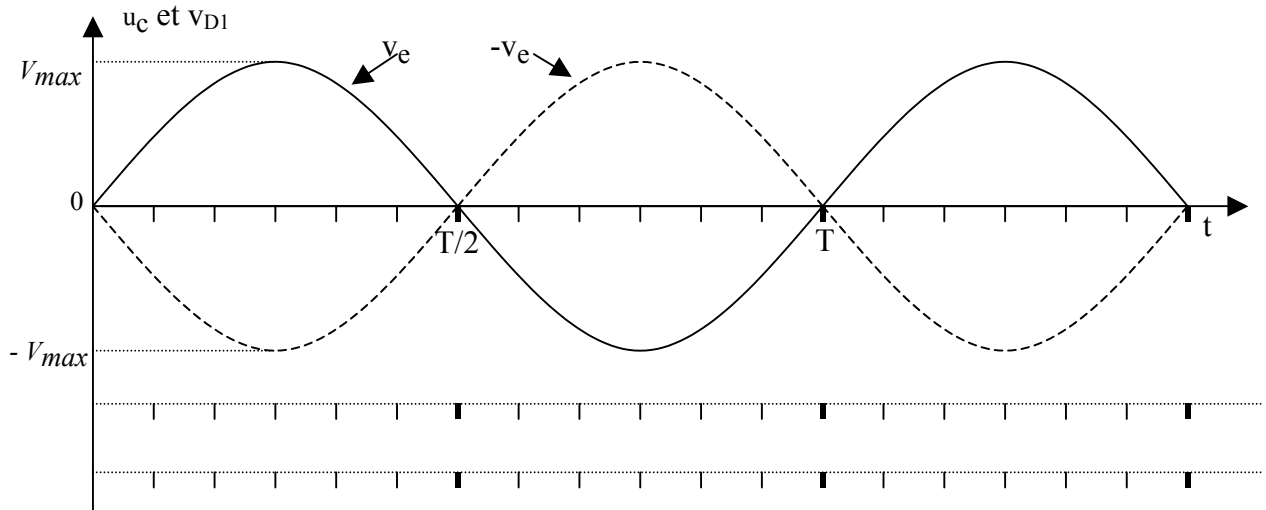
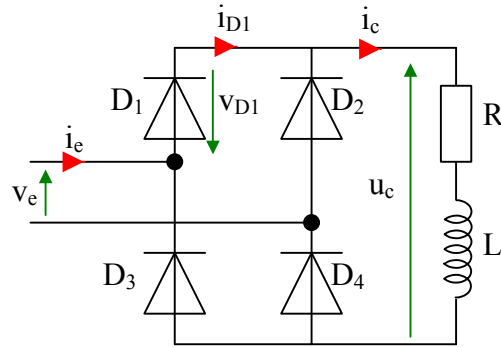
b) On considèrera désormais que  $i_c(t) = 1,38 - 0,214 \cdot \cos(200 \cdot \pi \cdot t - 1,34)$ . Calculer la valeur efficace des courants  $i_c$  et  $i_e$  ainsi que la puissance active consommée par le montage.

c) En déduire le facteur de puissance de la ligne monophasée en entrée du montage.

Comparer à la valeur du facteur de puissance qu'on obtiendrait avec un courant dans la charge RL parfaitement lissé (si l'inductance était très grande).

d) De façon à dimensionner les diodes, représenter avec une couleur différente la tension  $v_{D1}(t)$  et le courant  $i_{D1}(t)$ .

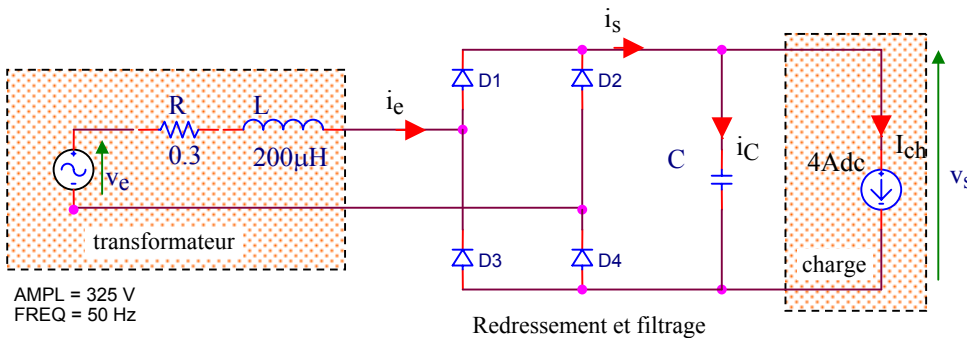
Déterminer la valeur maximum de la tension inverse aux bornes de  $D_1$  ainsi que  $I_{D1moy}$  et  $I_{D1eff}$



### Chap 4. Exercice 3 : Redressement et filtrage capacitif

Les questions a) à e) sont indépendantes

On souhaite alimenter une charge qui consommera un courant constant  $I_{ch} = 4 A$  sous une tension plus ou moins continue. L'énergie électrique provient du secondaire d'un transformateur monophasé qui délivre une tension alternative sinusoïdale de fréquence de 50 Hz et d'amplitude 325 V à vide. L'inductance de fuite ramenée au secondaire du transformateur est de  $200 \mu H$  et la résistance ramenée au secondaire est de  $0,3 \Omega$

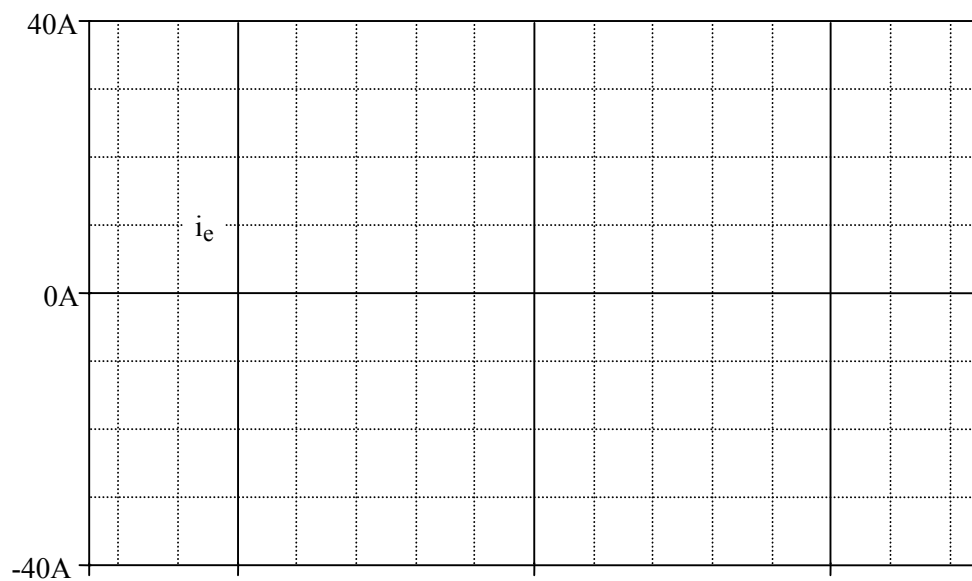
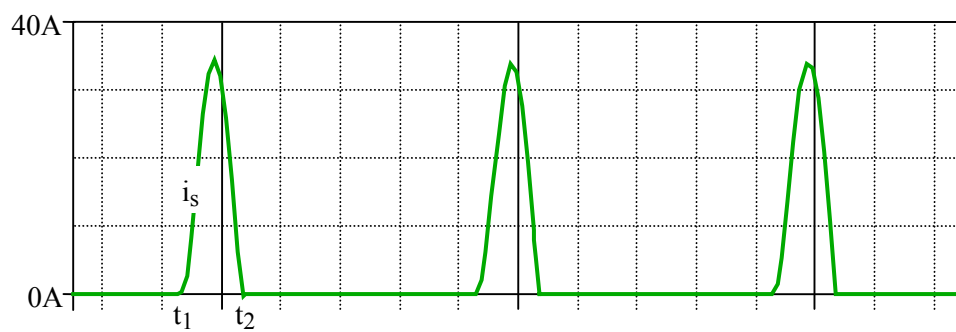
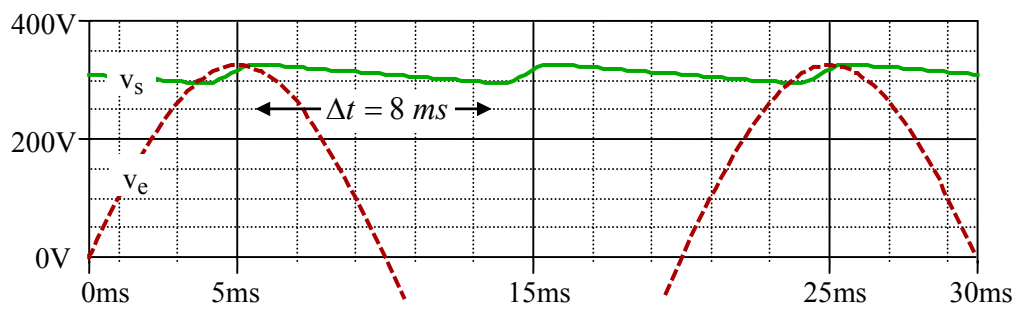


Une simulation a permis d'établir les signaux ( en régime permanent périodique) (voir page suivante)

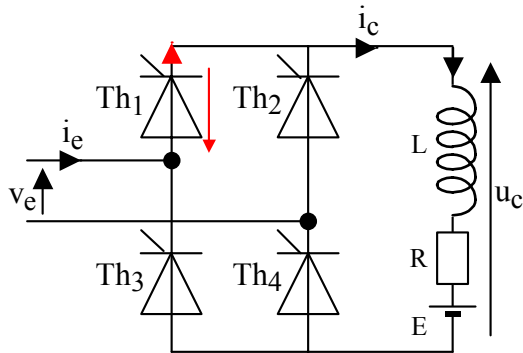
ainsi que la valeur efficace :

$$I_{seff} = 10,2 A$$

- Connaissant les intervalles où le courant  $i_s(t)$  n'est pas nul et sachant que  $v_e(t) = 325 \cdot \sin(100 \cdot \pi \cdot t)$ , indiquer les intervalles de conduction des différentes diodes (à représenter sous le graphe de  $v_s(t)$ ).
- Sachant que  $V_{smax} - V_{smin} = 327 - 295 = \Delta v = 32 V$  et que l'intervalle  $\Delta t = 8 ms$  (voir le graphe ci-après), en déduire la valeur de la capacité « C » du condensateur de filtrage.
- A partir du graphe de  $v_s(t)$ , estimer  $V_{smoy}$ . (Justifier en hachurant les aires appropriées)
- Le courant  $i_s(t)$  peut être modélisé par des triangles d'amplitude 40 A et de largeur de base  $[t_2 - t_1] = 2 ms$ . En déduire  $I_{smoy}$  (calcul simple, pas d'intégrale).
- En partant de la loi des nœuds, établir la relation entre  $I_{smoy}$  et  $I_{ch}$  (Justifier en quelques mots).
- représenter le graphe de  $i_e(t)$  sous le graphe de  $i_s(t)$ .
- Estimer la puissance active reçue par la charge  $I_{ch}$ .
- Estimer la puissance active fournie par le transformateur. (On supposera les diodes idéales). (Expliquer la démarche en quelques mots).
- Déterminer  $I_{seff}$  (Justifier en quelques mots) (Pas d'intégrale).



### Chap 4. Exercice 4 : PD2 à 4 thyristors avec une charge R.L.E, en régime permanent.



Dans cette étude on ne s'intéressera pas à l'évolution des signaux lors de la mise sous tension. On se limitera au **régime permanent** (donc au régime périodique).

Le pont monophasé à quatre thyristors ci-contre est alimenté par une tension alternative sinusoïdale  $v_e(t) = 220\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t)$ .

**Hypothèse :** la conduction est continue dans la charge

R.L.E. Autrement dit,  $i_c(t) > 0$ .

Nous allons comparer deux cas :  $\psi = \frac{\pi}{4}$  et  $\psi = \frac{3\pi}{4}$ .

**Premier cas :**  $\psi = \frac{\pi}{4}$

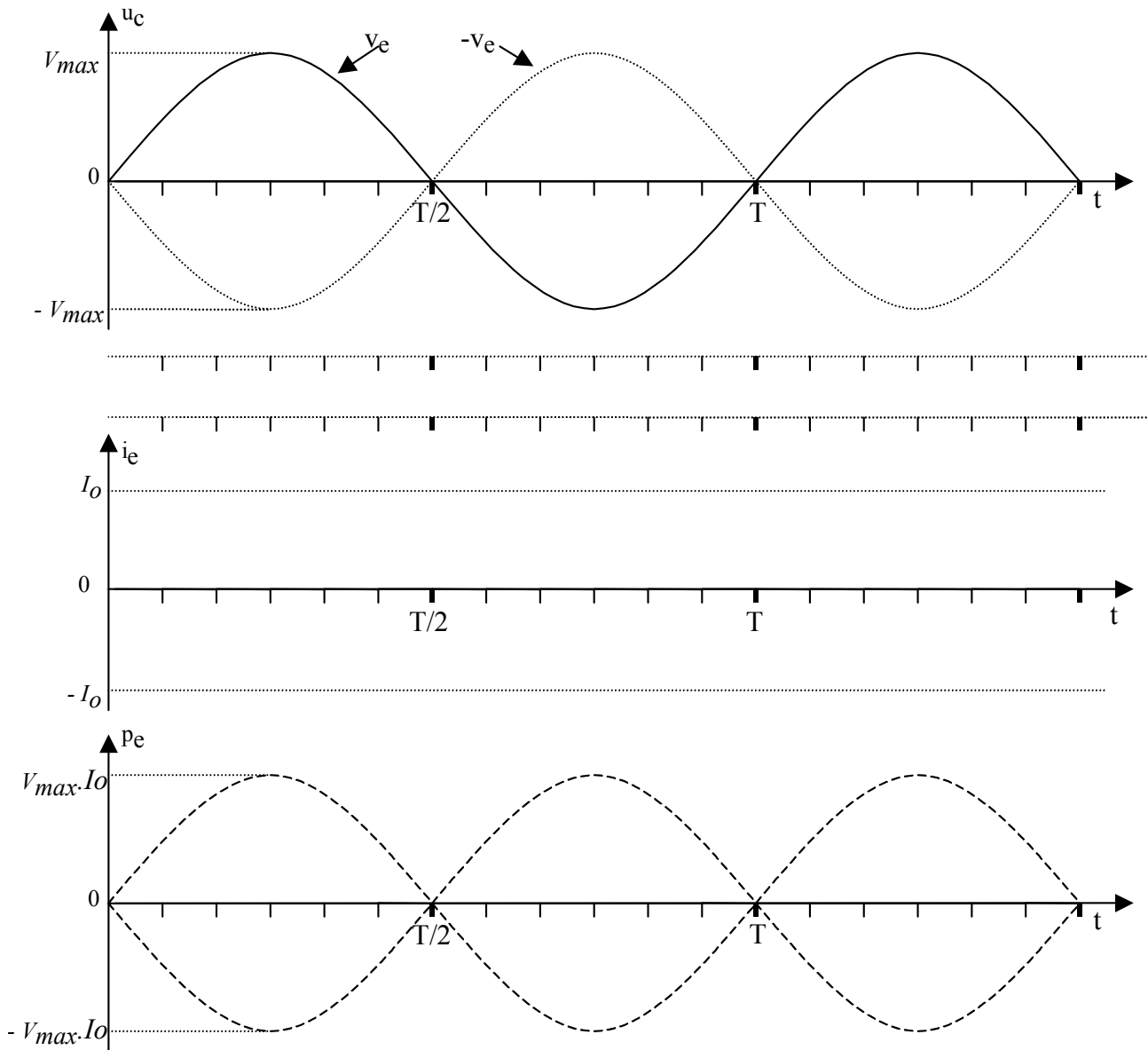
① Déterminer les intervalles de conduction des thyristors pour un angle de retard à l'amorçage  $\psi = \frac{\pi}{4}$ . (Les représenter ci-après)

② Connaissant les intervalles de conduction des thyristors pour cette valeur de  $\psi$ , représenter  $u_c(t)$  sur le même graphe que  $v_e(t)$ .

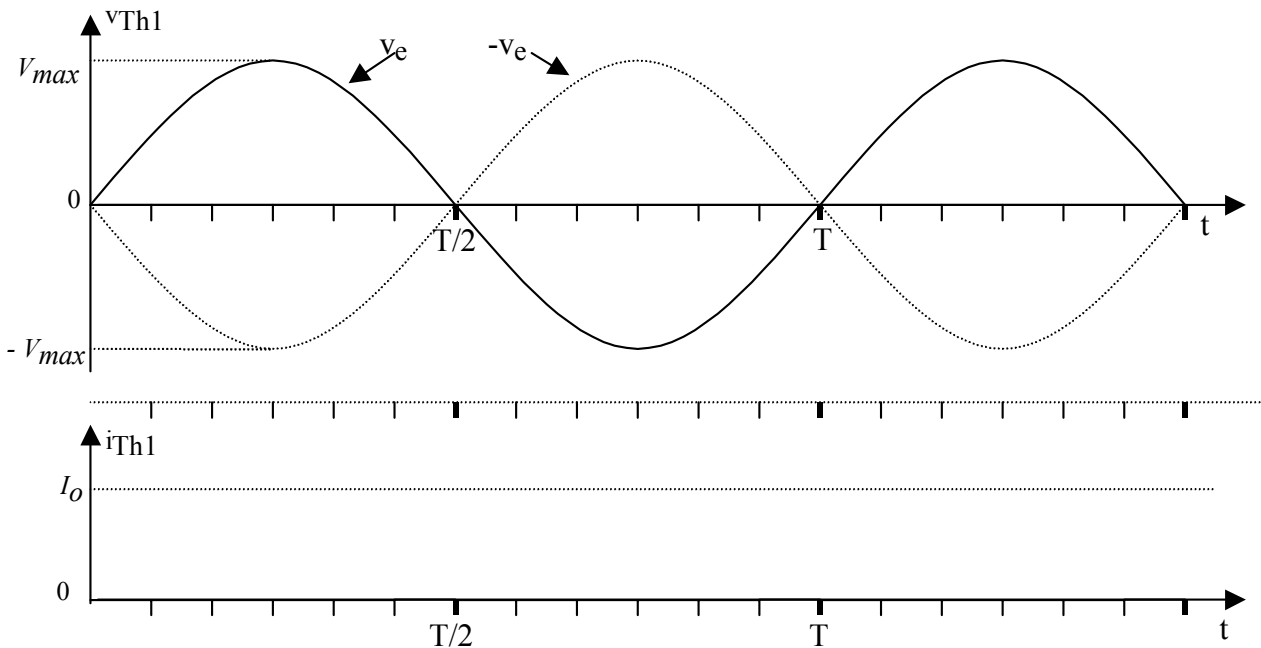
Pour  $0 < \psi < \pi$ , calculer  $U_{c_{moy}}$  en fonction de  $\psi$  et de  $V_{max}$  si la conduction est continue.

③ La charge est constituée d'une résistance  $R = 1 \Omega$  en série avec une l'inductance L et une f.e.m. E. Pour  $\psi = \frac{\pi}{4}$ , le comportement de la charge est tel que  $i_c(t) \approx I_o = 10 A$ . En déduire la valeur de E dans ce cas.

④ Représenter  $i_e(t)$  et la fonction puissance instantanée  $p_e(t)$  en entrée du montage (au niveau de  $v_e(t)$ ) pour  $\psi = \frac{\pi}{4}$  et  $i_c(t) \approx I_o = 10 A$ . Calculer la valeur de la puissance active échangée. Préciser si cette puissance va de la source alternative  $v_e(t)$  vers le dipôle R.L.E. ou l'inverse.



⑤ De façon à évaluer les contraintes sur  $Th_1$ , représenter ci dessous  $v_{Th_1}(t)$  et  $i_{Th_1}(t)$  pour  $\psi = \frac{\pi}{4}$  et  $i_c(t) \approx I_o = cte$ .



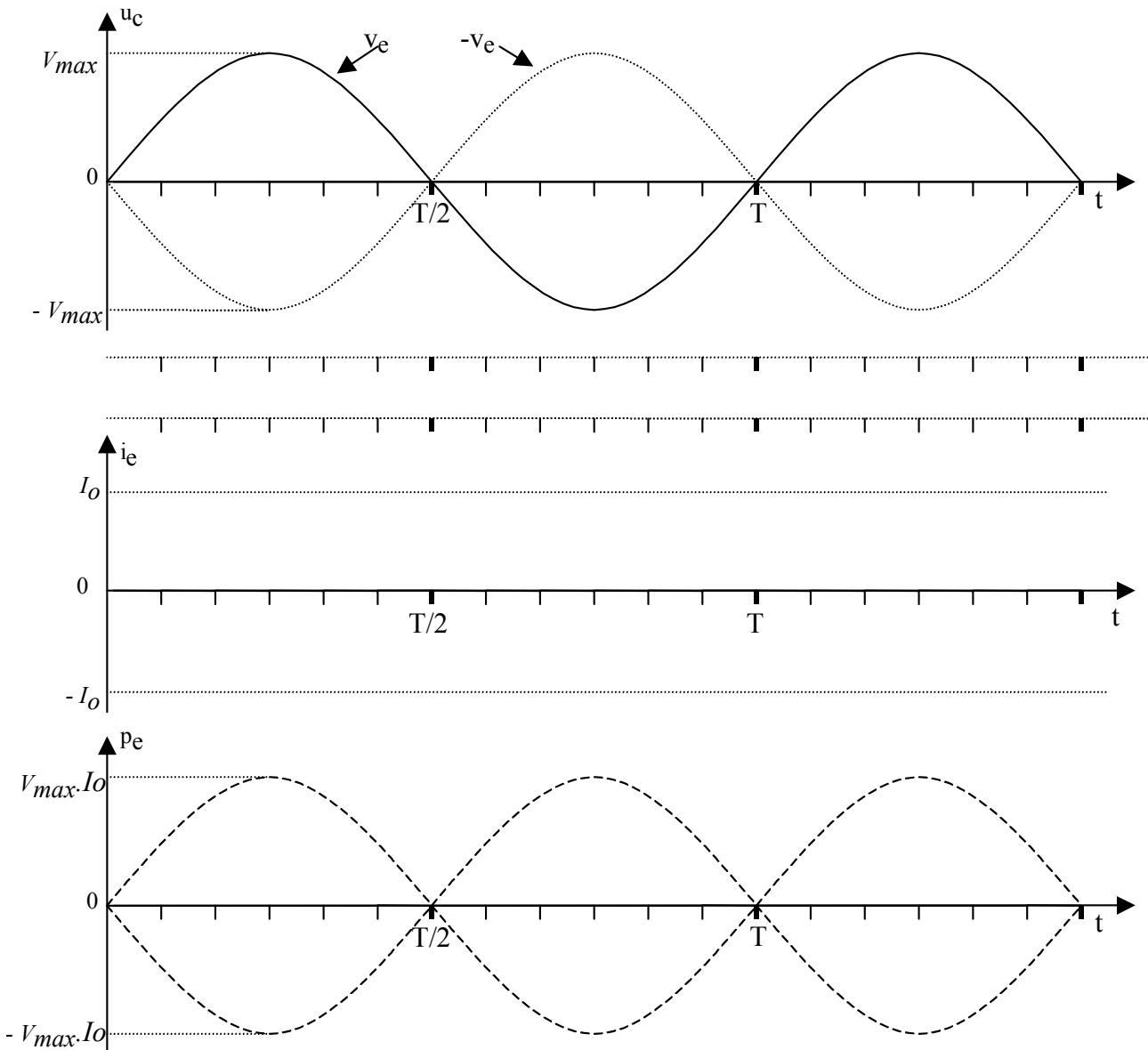
**Deuxième cas :**  $\psi = \frac{3\pi}{4}$

① Déterminer les intervalles de conduction des thyristors pour un angle de retard à l'amorçage  $\psi = \frac{3\pi}{4}$ . (Les représenter ci-après)

② Connaissant les intervalles de conduction des thyristors pour cette valeur de  $\psi$ , représenter  $u_c(t)$  sur le même graphe que  $v_e(t)$ .

③ La charge est constituée d'une résistance  $R = 1 \Omega$  en série avec une l'inductance L et une f.e.m. E. Pour  $\psi = \frac{3\pi}{4}$ , le comportement de la charge est tel que  $i_c(t) \approx I_o = 10 A$ . En déduire la valeur de E dans ce cas.

④ Représenter  $i_e(t)$  et la fonction puissance instantanée  $p_e(t)$  en entrée du montage (au niveau de  $v_e(t)$ ) pour  $\psi = \frac{3\pi}{4}$  et  $i_c(t) \approx I_o = 10 A$ . Calculer la valeur de la puissance active échangée. Préciser si cette puissance va de la source alternative  $v_e(t)$  vers le dipôle R.L.E. ou l'inverse.

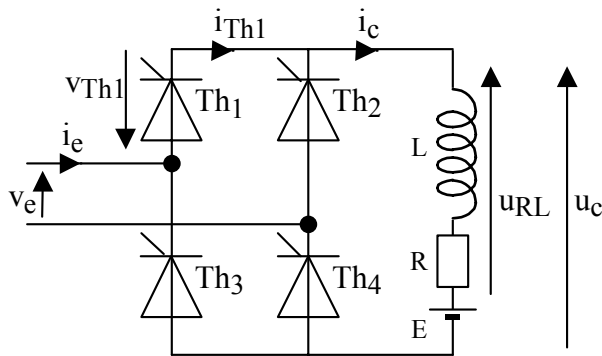


Dans l'hypothèse où la f.e.m.  $E$  est telle que la conduction demeure toujours continue dans la charge, préciser le mode de fonctionnement du pont (redresseur ou onduleur assisté <sup>(8)</sup>) en fonction de l'angle de retard à l'amorçage  $\psi$ .

<sup>(8)</sup>En fonctionnement onduleur, l'élément R.L.E. (côté continu) est générateur de puissance moyenne; et la ligne alternative est réceptrice de puissance moyenne. Cet onduleur est dit "assisté" car c'est l'élément récepteur (la ligne alternative) qui impose la forme de la tension.



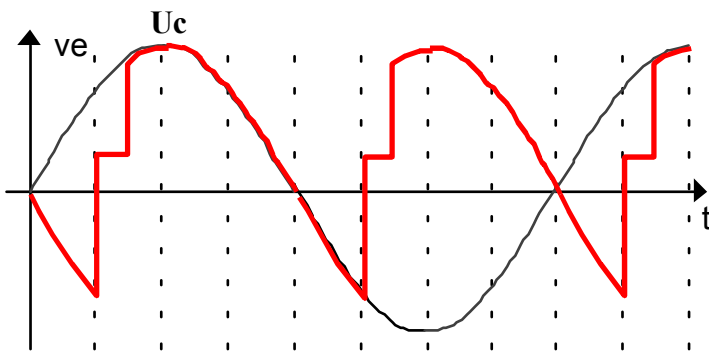
**Chap 4. Exercice 5 : Redressement monophasé commandé en conduction discontinue.**



Le pont PD2 à 4 thyristors ci-contre est commandé avec un angle de retard à l'amorçage de  $60^\circ$ .

Compte tenu de sa charge, il fonctionne dans ce cas en conduction **discontinue**.

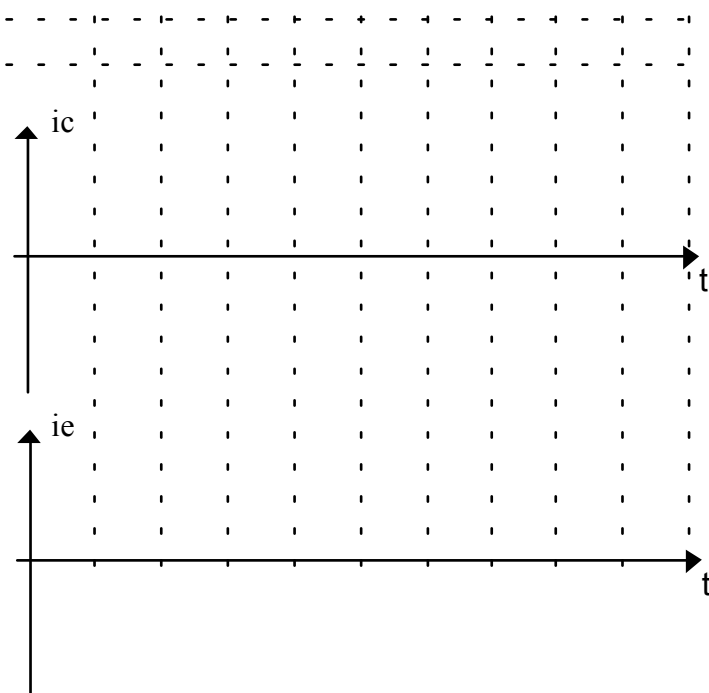
Sa tension sinusoïdale d'entrée  $v_e(t)$  et sa tension de sortie  $u_c(t)$  sont représentées ci-dessous.



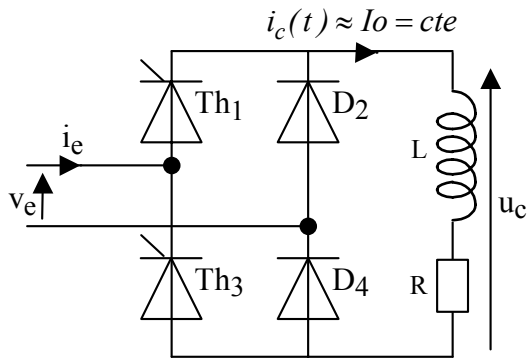
Indiquer les intervalles de conduction des composants (sur les pointillés prévus à cet effet sous  $v_e(t)$ ).

Représenter  $u_{RL}(t)$  (sur le même repère que  $v_e(t)$ ).

Représenter l'allure approximative de  $i_c(t)$  et de  $i_e(t)$  (sur les repères prévus à cet effet). Justifier ci-dessous ces allures en quelques mots

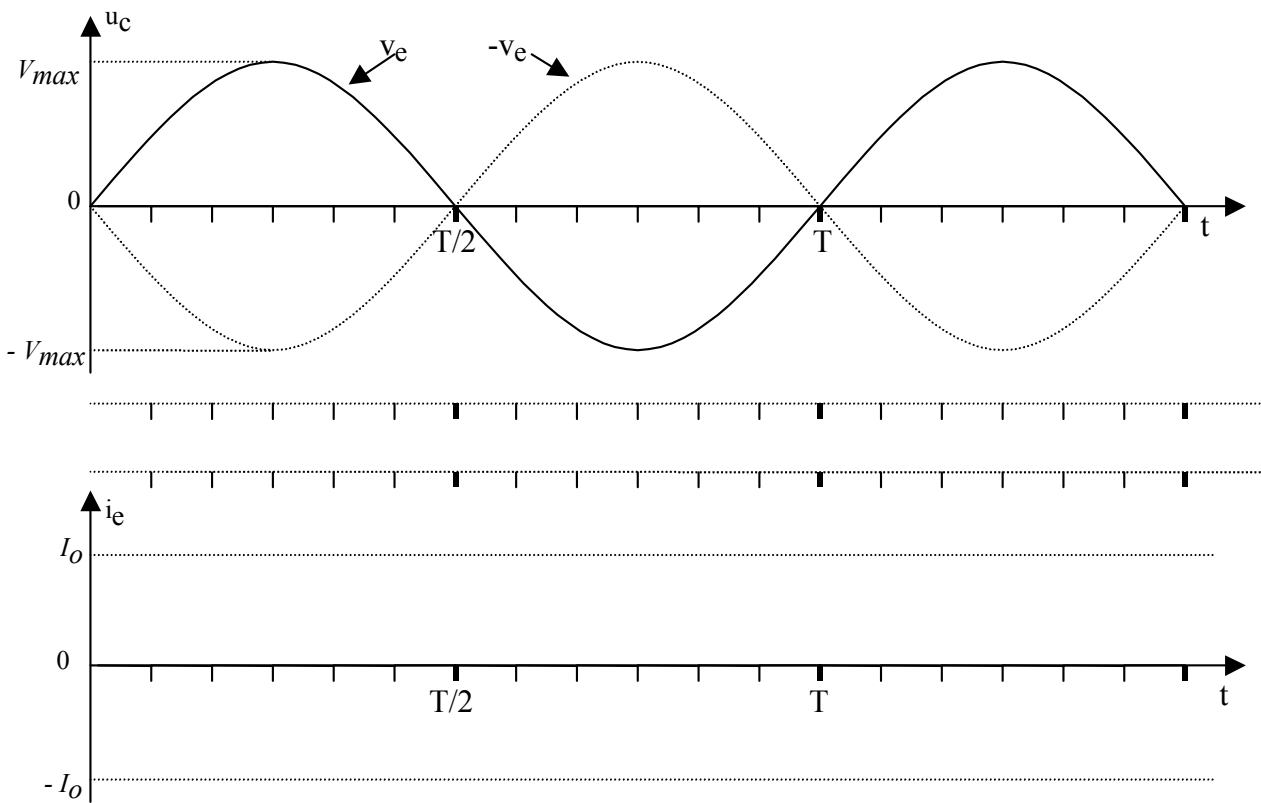


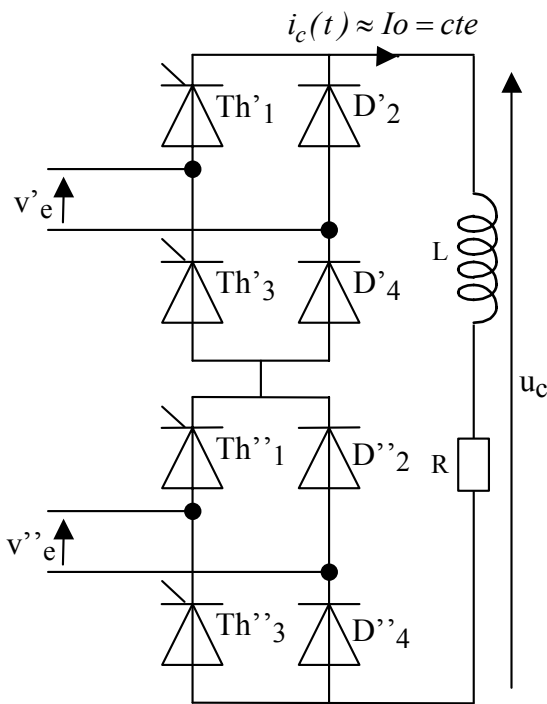
**Chap 4. Exercice 6 : PD2 mixte asymétrique**



Pour un angle de retard à l'amorçage  $\psi$  donné, représenter ci-dessous les intervalles de conduction des différents interrupteurs ainsi que  $u_c(t)$  et  $i_c(t)$ .

Calculer  $U_{c\text{moy}}$ ,  $I_{e\text{eff}}$  et le facteur de puissance en entrée du montage en fonction de  $\psi$ .



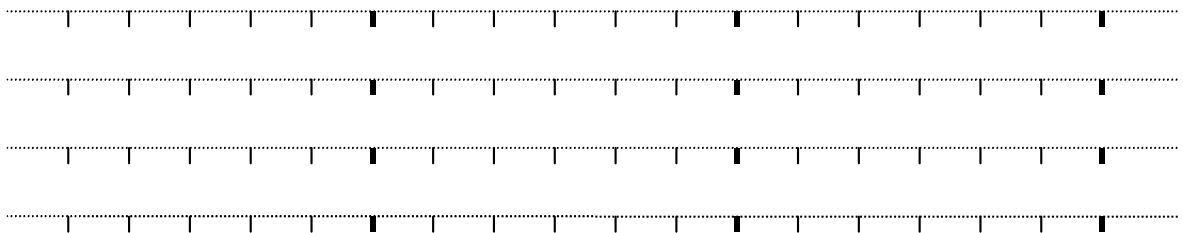
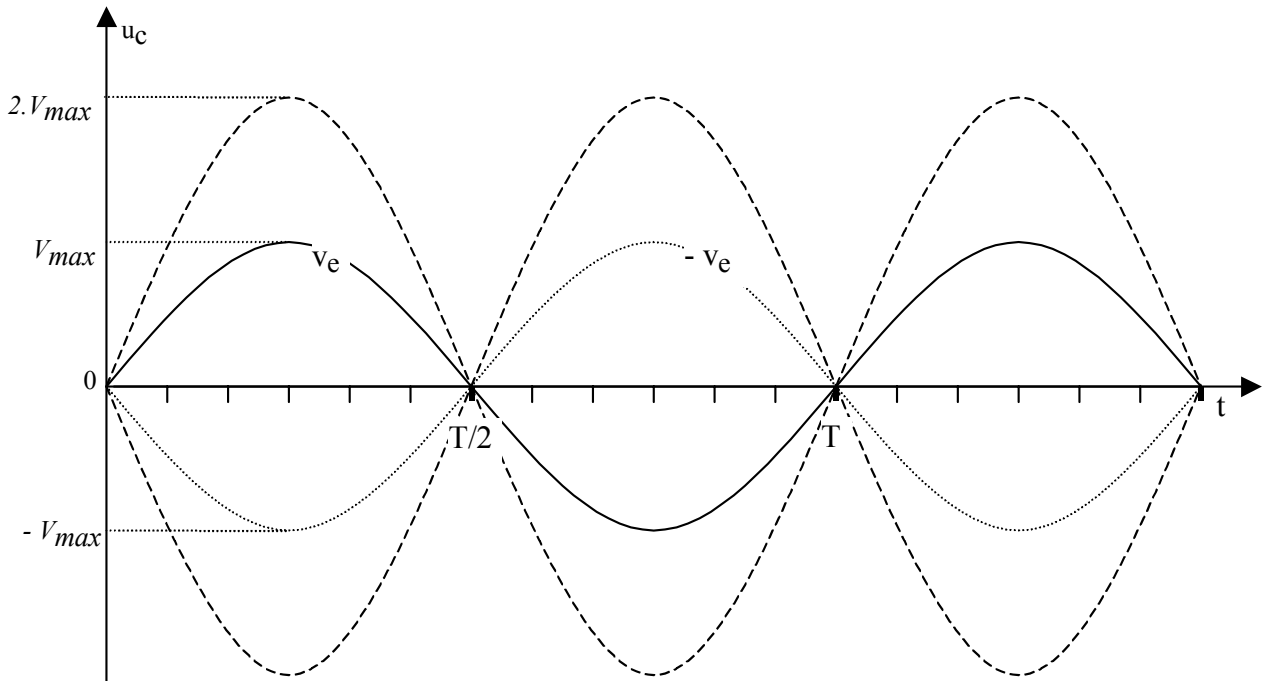


On considère maintenant deux ponts mixtes asymétriques montés en série, et alimentés par les deux secondaires d'un même transformateur monophasé de sorte que  $v'_e(t) = v''_e(t) = v_e(t)$ .

Représenter ci-dessous les intervalles de conduction des différents interrupteurs si les angles de retard à l'amorçage des deux ponts sont respectivement  $\psi' = \frac{\pi}{3}$

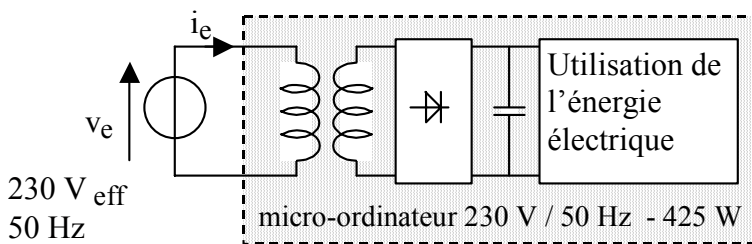
et  $\psi'' = \frac{2\pi}{3}$ .

En déduire  $u_c(t)$ .



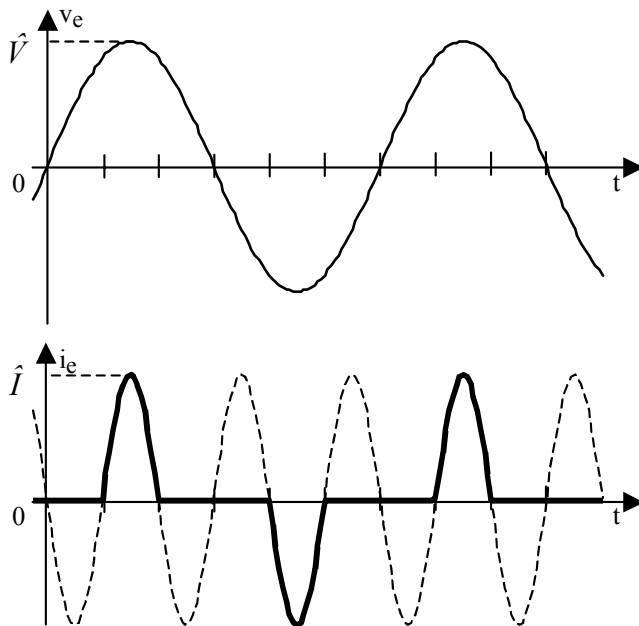
## Chap 4. Exercice 7 : Neutre fumant

A - Une ligne monophasée 230 V / 50 Hz alimente un micro-ordinateur 230 V / 425 W.



A l'intérieur de ce dernier, la tension alternative sinusoïdale d'entrée  $v_e(t)$  (représentée ci-contre) est réduite par un transformateur puis redressée et filtrée. Le courant consommé :  $i_e(t)$  (représentée en gras ci-contre) peut être approximé par des alternances d'une sinusoïde (représentée en pointillé).

(Attention ces sinusoïdes ne sont pas de même fréquence...)



**a1)** Représenter le graphe de la puissance instantanée consommée par le micro-ordinateur.

**a2)** Exprimer la puissance active consommée par le micro-ordinateur en fonction de  $\hat{V}$  et de  $\hat{I}$  <sup>(9)</sup>.

En déduire la valeur numérique de  $\hat{I}$ .

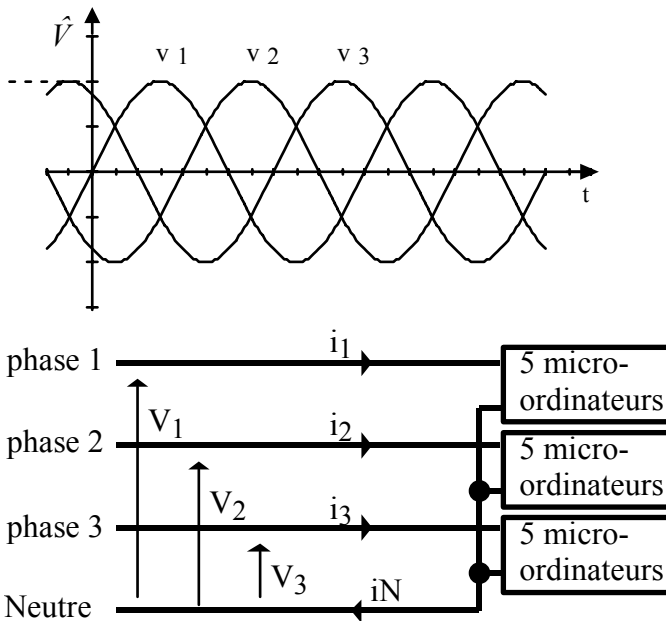
**a3)** Par comparaison entre la courbe de  $i_e(t)$  (en gras) avec la courbe en pointillé, déterminer la valeur efficace de  $i_e(t)$  en fonction de  $\hat{I}$ .

**a4)** Calculer le facteur de puissance en entrée du micro-ordinateur.

**B** - Les conducteurs d'une ligne monophasée 230 V / 50 Hz peuvent accepter sans échauffement excessif un courant efficace de 15 A. Calculer le nombre maximum de micro-ordinateurs du type précédent qui peuvent être alimentés en parallèle par cette ligne.

<sup>(9)</sup> On rappelle que  $\sin(a) \cdot \sin(b) = \frac{\cos(a-b) - \cos(a+b)}{2}$

C - Un bureau est équipé de 15 micro-ordinateurs du type précédent.



Il est alimenté par une ligne triphasée constituée de quatre conducteurs : trois conducteurs appelés "phase 1", "phase 2" et "phase 3", et un quatrième conducteur appelé "neutre".

Le graphe des tensions  $v_1(t)$ ,  $v_2(t)$  et  $v_3(t)$  entre le neutre et les différentes phases est donné ci-contre. Les tensions  $v_1$ ,  $v_2$  et  $v_3$  ont une même valeur efficace de 230 V.

De façon à équilibrer la charge de la ligne triphasée, les 15 micro-ordinateurs sont répartis par groupe de 5 en parallèle sur chaque phase conformément au schéma ci-contre.

c1) Représenter les courants dans les phases  $i_1(t)$ ,  $i_2(t)$  et  $i_3(t)$ , ainsi que le courant dans le

neutre  $i_N(t)$ . Calculer la valeur efficace de  $i_N(t)$ .

c2) Les quatre conducteurs de la ligne étant dimensionnés pour un courant de valeur efficace 15 A, expliquer pourquoi les Anglo-saxons appellent ce type de fonctionnement "le neutre fumant".

## 6 CE QUE J'AI RETENU DE CE CHAPITRE.

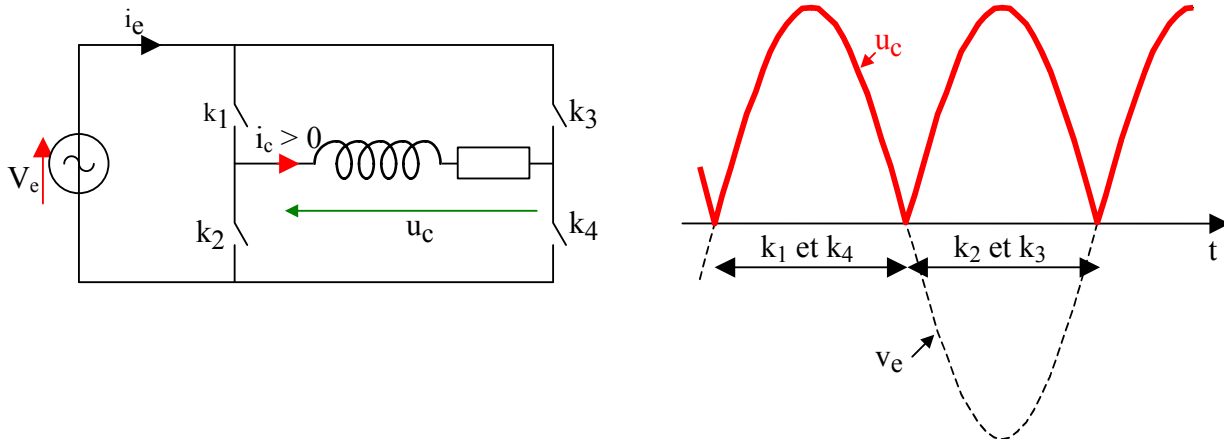
La réponse aux questions suivantes permet de vérifier si certaines connaissances sont acquises, mais elle ne permet pas de vérifier l'aptitude à les utiliser dans une situation inédite.

- Quelle est la règle de fonctionnement des diodes d'une « association à cathode commune » ?
- Quelle est la règle de fonctionnement des diodes d'une « association à anode commune » ?
- L'étude des ponts redresseurs peut être largement facilitée si on respecte un ordre précis. Indiquer la signification des étapes ①, ②, ③ et ④ de cet ordre.
- Les ponts redresseurs (à diodes ou à thyristors) ne consomment ni ne produisent aucune énergie électrique (si les composants sont supposés idéaux) Que peut-on en conclure pour ce qui concerne la puissance instantanée ?
- Qu'est-ce que la « conduction continue » dans une branche d'un montage ?
- Dans un pont à thyristor, on parle de « retard à l'amorçage », de quoi s'agit-il ?
- Exprimer le facteur de puissance d'une ligne monophasée en fonction de la puissance active et de la puissance apparente.

## 7 REPONSES AUX QUESTIONS DU COURS

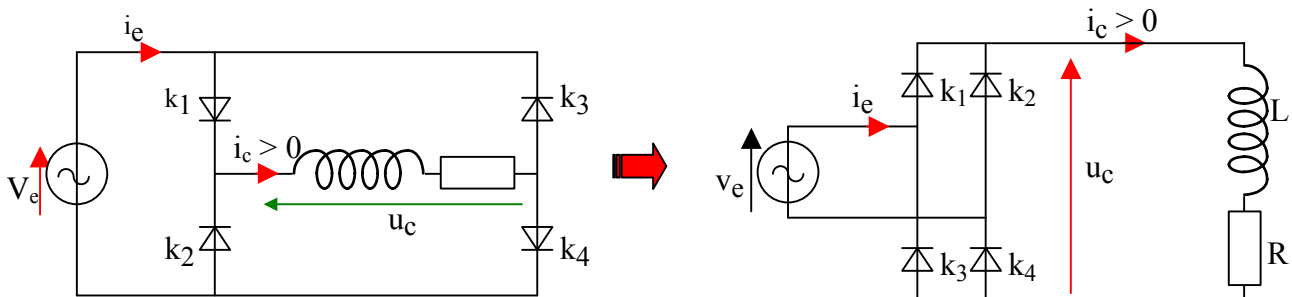
### Réponse 1:

Le convertisseur à liaison directe doit offrir les possibilités suivantes:  $u_c(t) = v_e(t)$  et  $u_c(t) = -v_e(t)$ . Il nécessite donc une structure « en pont » à 4 interrupteurs.



Si on effectue la détermination des interrupteurs avec une méthode hors programme, en sachant que  $i_c(t) \geq 0$ , on obtient quatre diodes dont les orientations sont représentées ci-après.

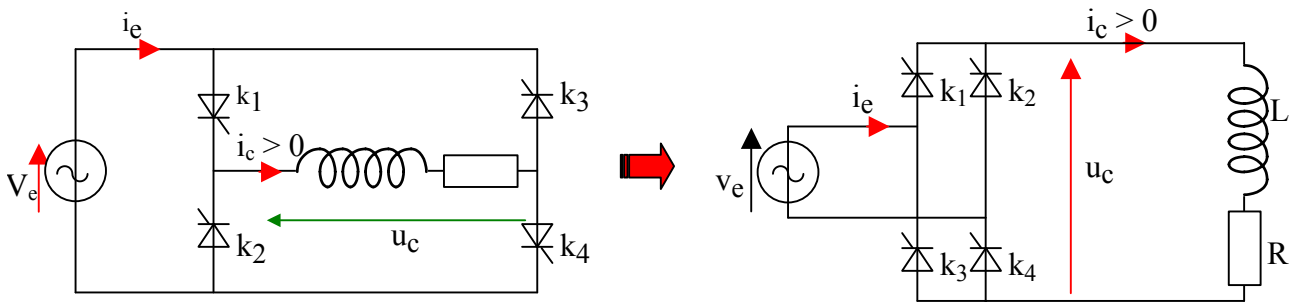
Le convertisseur peut être redessiné sous une forme plus conventionnelle pour les « ponts redresseurs » :



[Retour](#)

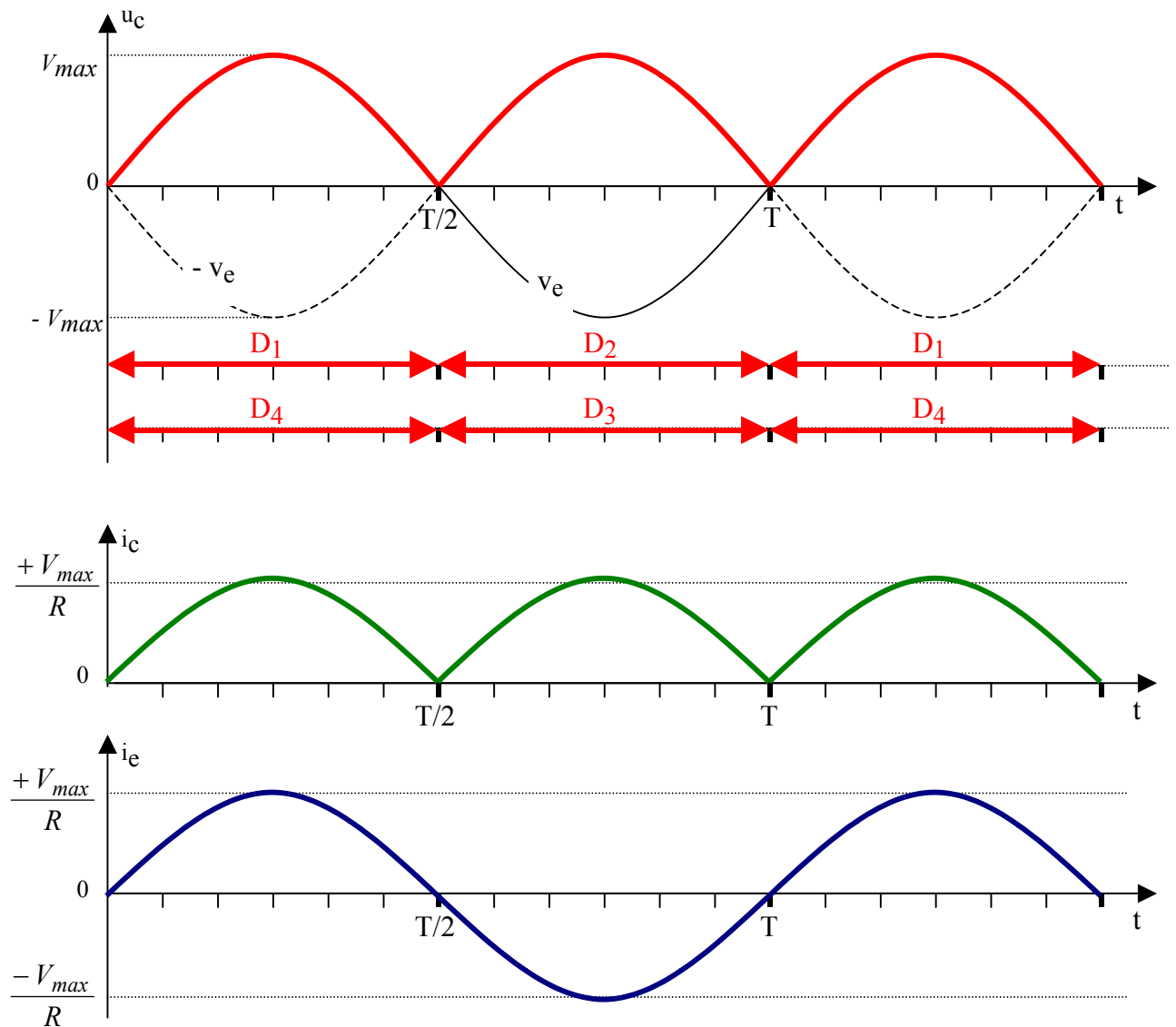
### Réponse 2:

En appliquant une méthode de détermination de la fonction de chaque interrupteur à partir de l'analyse des contraintes auxquelles il doit satisfaire (hors programme), on obtient quatre interrupteurs monodirectionnels commandables à l'amorçage et bloqués en polarisation inverse. Ces interrupteurs peuvent être réalisés par des thyristors. (pour lesquels on ne précise pas le « a » d'amorçage) (voir page 13 - [Fonction d'un thyristor](#)).



[Retour](#)

**Réponse 3:**



Pour calculer  $I_{c\text{moy}}$ , il est astucieux de graduer l'axe des abscisses en radian plutôt qu'en temps. On

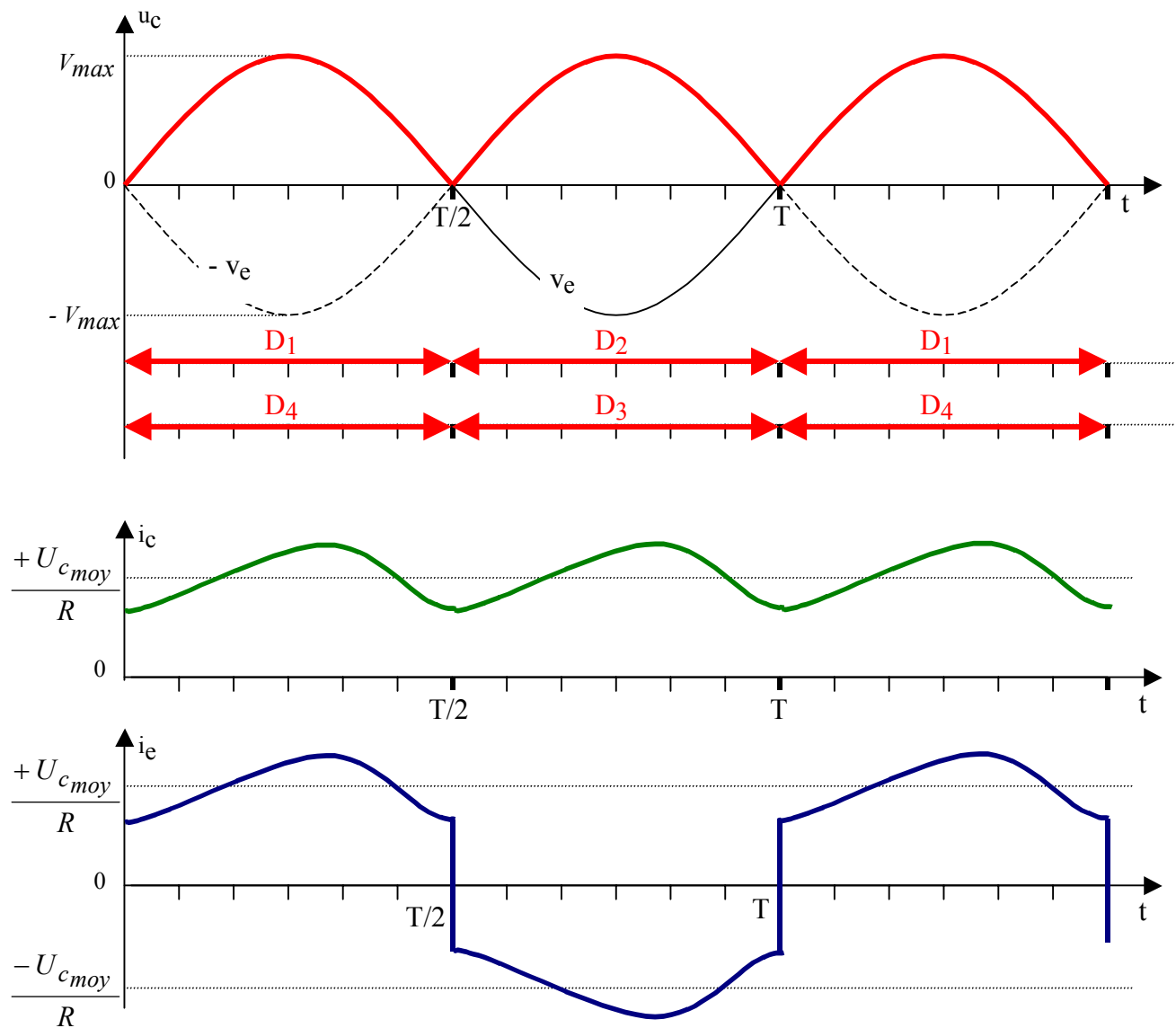
peut alors écrire : 
$$I_{c\text{moy}} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{V_{\text{max}}}{R} \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta = \frac{V_{\text{max}}}{R \cdot \pi} \cdot [-\cos(\theta)]_0^{\pi} = \frac{2 \cdot V_{\text{max}}}{R \cdot \pi}$$

Le pont de diodes (ensemble des 4 diodes) ne consomme, ne produit et n'accumule aucune énergie. Il y a donc conservation de la puissance instantanée entre l'entrée et la sortie :  $v_e(t) \cdot i_e(t) = u_c(t) \cdot i_c(t)$

Donc si  $u_c(t) = v_e(t)$ , alors  $i_e(t) = i_c(t)$  et si  $u_c(t) = -v_e(t)$ , alors  $i_e(t) = -i_c(t)$ . On peut en déduire le graphe de  $i_e(t)$  autrement qu'en considérant les intervalles de conduction des diodes.

Attention à l'ordre dans lequel se déroule l'analyse. La tentation de sauter des étapes conduit souvent à des erreurs. [Retour](#)

#### Réponse 4:



Le « pont de diodes » PD2 ne contient que des interrupteurs (en supposant les diodes idéales). Il ne consomme, ne produit ou n'accumule aucune énergie électrique.

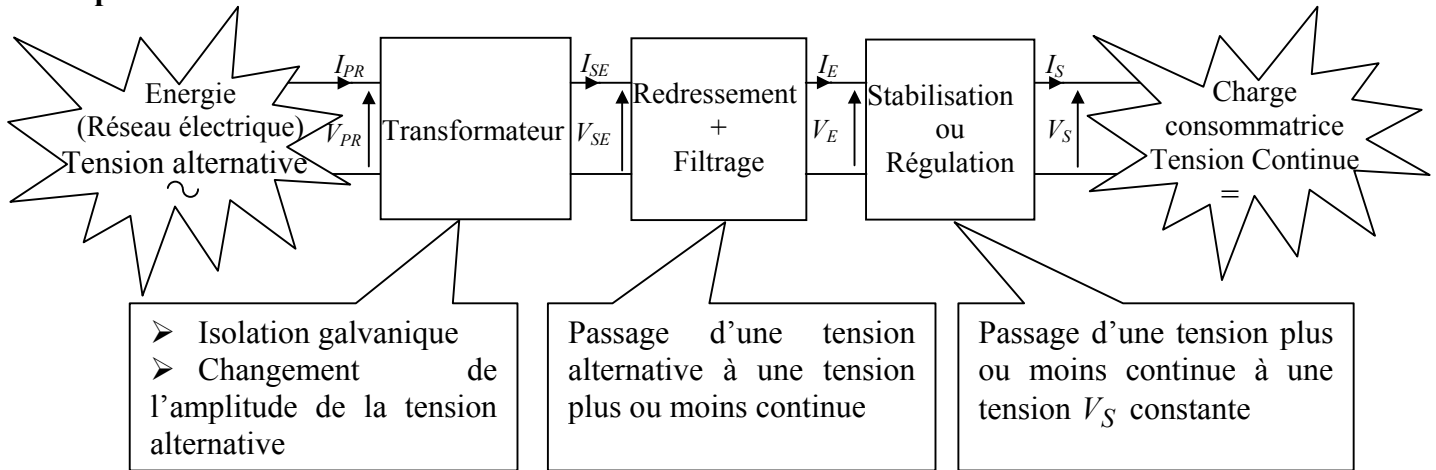
C'est donc un convertisseur à liaison directe.

En conséquence, il conserve la puissance instantanée :  $v_e(t).i_e(t) = u_c(t).i_c(t)$

On vérifie donc les relations suivantes :

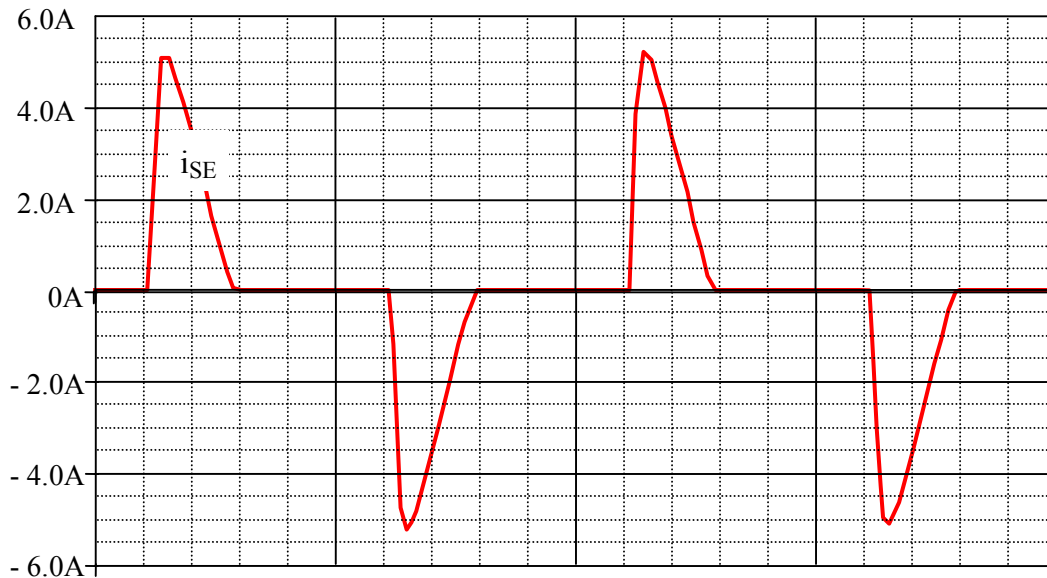
$$u_c(t) = v_e(t) \Leftrightarrow i_e(t) = i_c(t) \quad \text{et} \quad u_c(t) = -v_e(t) \Leftrightarrow i_e(t) = -i_c(t) \quad \text{Retour}$$



**Réponse 5:**[Retour](#)**Réponse 6:**

Pour trouver  $i_{SE}(t)$ , on peut observer les intervalles de conduction des diodes :

- lorsque D1 et D4 conduisent :  $i_{SE}(t) = i_1(t)$
- lorsque D2 et D3 conduisent :  $i_{SE}(t) = -i_1(t)$
- lorsque les diodes ne conduisent pas :  $i_{SE}(t) = 0$

[Retour](#)

**Réponse 7:**

Pendant l'intervalle de décharge du condensateur à courant constant  $I_E$  :

$$\left. \begin{array}{l} V_{E_{\max}} = 20 \text{ V} \\ V_{E_{\min}} = 12 \text{ V} \end{array} \right\} \Rightarrow \Delta V_E = 8 \text{ V}$$

$$\Delta t \leq 10 \text{ ms} = 10^{-2} \text{ s}$$

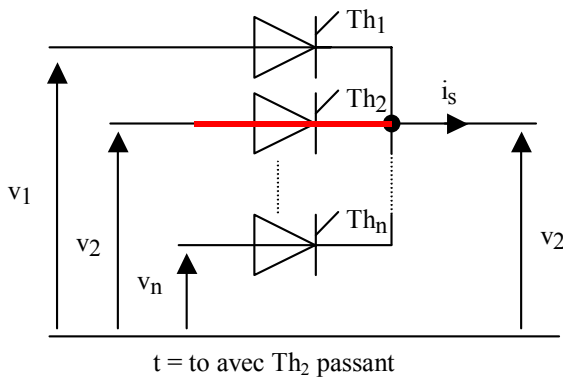
On sait que  $I_E = -C_1 \frac{d(V_E(t))}{dt} = C_1 \frac{\Delta V_E}{\Delta t} \Rightarrow C_1 = \frac{I_E \cdot \Delta t}{\Delta V_E} \leq \frac{1 \cdot 10^{-2}}{8} = 1,25 \cdot 10^{-3} \text{ F} = 1250 \mu\text{F}$

Ce calcul approché (on a surestimé le  $\Delta t$  de décharge de  $C_1$ ) peut être affiné avec un logiciel de simulation :

Dans la simulation précédente:  $C_1 = 1000 \mu\text{F}$ , ce qui est cohérent avec le calcul précédent..

[Retour](#)

**Réponse 8:**



Pour que Th1 devienne passant <sup>(10)</sup>, il faut qu'il soit préalablement polarisé en direct, donc il faut  $v_1 > v_2$  avant son amorçage.

Supposons que Th2 reste conducteur après l'amorçage de Th1. Dans ce cas, il existe un court-circuit entre les sources de tension  $v_1$  et  $v_2$ . Un courant qui tend vers l'infini va traverser Th2 en inverse car  $v_1 > v_2$ . Ceci est impossible (Th2 ne conduit pas en inverse), donc l'hypothèse « Th2 reste conducteur » est fautive.

En conclusion, si  $v_1 > v_2$ , la commande de Th1 va engendrer son amorçage, qui, lui-même provoquera le blocage de Th2.

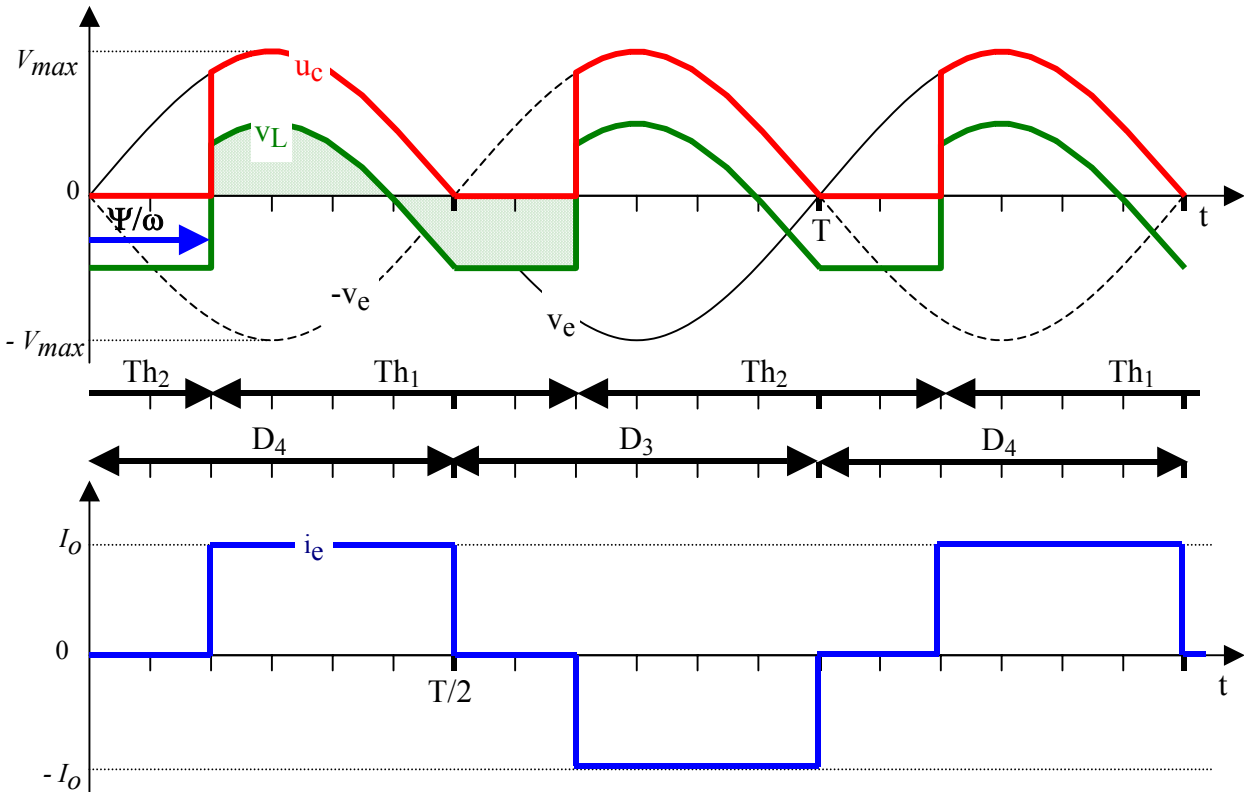
Les tensions sur les anodes des autres thyristors de l'association à cathode commune sont sans influence tant qu'ils ne sont pas commandés.

[Retour](#)

<sup>(10)</sup> On dit aussi qu'il s'amorce.

**Réponse 9:**

La conduction étant continue (par hypothèse), il y a donc en permanence un thyristor passant et une diode passante...



$$U_{c_{moy}} = \frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\pi} V_{max} \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta = \frac{V_{max}}{\pi} \cdot [-\cos(\theta)]_{\psi}^{\pi} = \frac{V_{max}}{\pi} \cdot [1 + \cos(\psi)]$$

$v_L(t) = u_c(t) - R \cdot i_c(t) = u_c(t) - R \cdot I_o$  (on sait que  $V_{L_{moy}} = 0$ ) : voir le graphe ci-dessus.

Le pont PD2 mixte conserve la puissance instantanée :  $v_e(t) \cdot i_e(t) = u_c(t) \cdot i_c(t)$

On vérifie donc les relations suivantes :

$$u_c(t) = v_e(t) \Leftrightarrow i_e(t) = i_c(t) \quad ; \quad u_c(t) = -v_e(t) \Leftrightarrow i_e(t) = -i_c(t) \quad \text{et} \quad u_c(t) = 0 \Leftrightarrow i_e(t) = 0$$

La puissance active (ou puissance moyenne) en entrée :  $\langle v_e(t) \cdot i_e(t) \rangle$  est égale à la puissance active

en sortie :  $P = U_{c_{moy}} \cdot I_o = \frac{V_{max}}{\pi} \cdot [1 + \cos(\psi)] \cdot I_o$ .

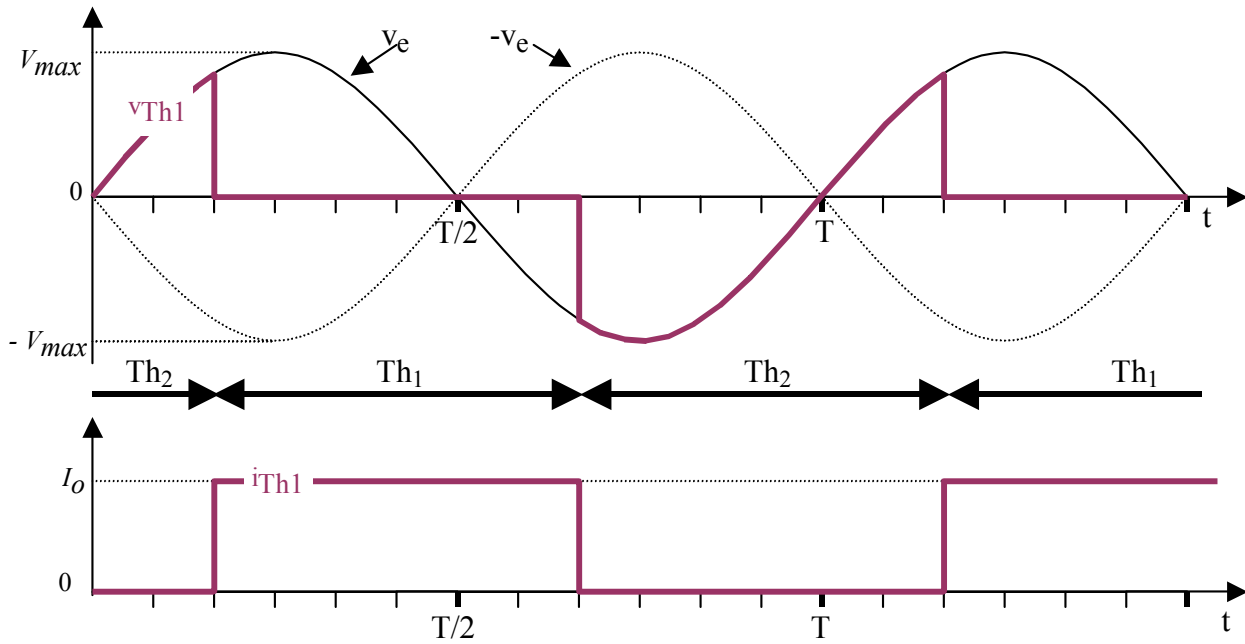
Si on représente  $i_e(t)^2$ , on en déduit que :  $I_{e_{eff}} = \sqrt{\langle i_e(t)^2 \rangle} = \sqrt{I_o^2 \cdot \frac{\pi - \psi}{\pi}} = I_o \cdot \sqrt{1 - \frac{\psi}{\pi}}$

Le facteur de puissance est donc :

$$k = \frac{P}{V_{e_{eff}} \cdot I_{e_{eff}}} = \frac{U_{c_{moy}} \cdot I_o}{V_{e_{eff}} \cdot I_{e_{eff}}} = \frac{\frac{V_{max}}{\pi} \cdot [1 + \cos(\psi)] \cdot I_o}{\frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \cdot I_o \cdot \sqrt{1 - \frac{\psi}{\pi}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot [1 + \cos(\psi)]}{\pi \cdot \sqrt{1 - \frac{\psi}{\pi}}}$$

[Retour](#)

## Réponse 10:



$v_{Th1}(t) = v_e(t)$  quand  $Th_2$  conduit, et  $v_{Th1}(t) = 0$  quand  $Th_1$  conduit.

$i_{Th1} = I_o$  quand  $Th_1$  conduit et  $i_{Th1} = 0$  quand  $Th_1$  ne conduit pas.

[Retour](#)