

IUT DE NÎMES
DÉPARTEMENT GEII
ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

CONVERSION AC/DC
AMÉLIORATION DU FACTEUR DE PUISSANCE



Yaël Thiaux
yael.thiaux@iut-nimes.fr

13 septembre 2013

Table des matières

1	Généralités	3
1.1	Historique	3
1.2	La mise en forme de l'énergie électrique	3
1.2.1	Exemples	3
1.2.2	L'électronique de puissance aujourd'hui	5
1.2.3	Les convertisseurs statiques d'énergie électrique	5
2	Conversion AC/DC - Redressement non commandé	10
2.1	La diode	10
2.1.1	Caractéristique statique	11
2.1.2	La diode en commutation	14
2.1.3	Groupement de diodes - Règles de mise en conduction	15
2.2	Redressement Monophasé - Le PD2	19
2.2.1	Principe : Débit sur source de courant	19
2.2.2	Débit sur charge RL	23
2.2.3	Redressement monophasé à capacité en tête	26
2.3	Redressement Triphasé - Le PD3	29
2.4	Imperfections	35
2.4.1	L'empiètement	35
2.4.2	Imperfections des diodes	37
3	Conversion AC/DC - Redressement commandé	37
3.1	Le thyristor	37
3.1.1	Présentation	37
3.1.2	Commande à l'amorçage	38
3.1.3	Caractéristique statique	39
3.1.4	Limitations	39
3.2	Redressement monophasé	40
3.2.1	Pont tout thyristors	40
3.2.2	Ponts mixtes	44
3.3	Application à la variation de vitesse d'une MCC	45
3.4	Application au transport de puissance en courant continu	51
4	Amélioration du facteur de puissance	53
4.1	Le facteur de puissance	53
4.1.1	Qu'est-ce que le facteur de puissance ?	54
4.1.2	Pourquoi l'améliorer ?	54
4.2	Charges linéaires	56
4.3	Charges non linéaires	58
4.3.1	Expression du facteur de puissance	58
4.3.2	PFC passif	59
4.3.3	Rappels d'automatique	61
4.3.4	PFC actif	67
5	Annexes	85
5.1	Datasheet Diode	85
5.2	Datasheet Thyristor	87
5.3	TD Entraînement Partiel	88
5.4	TD Autopilotage d'une machine synchrone	90

1 Généralités

1.1 Historique

Les principales dates relatives à la mise en forme de l'énergie électrique sont rappelées TABLE 1. L'évolution des réseaux électriques au cours du temps met en lumière le rôle croissant de l'électronique de puissance.

Date	Invention
1831	Principes du transformateur (Faraday)
1868	Invention de la première machine à courant continu (Gramme)
1881	Mise en oeuvre du transformateur (Gaulard)
1882	Invention de l'alternateur polyphasé (Tesla)
1882	Premières lignes de transport en DC à New-York (Edison)
1883	Premier transport en AC sur 40 km sous 2000 V (Gaulard et Gibbs)
1956	Premières diodes en silicium
1961	Premiers thyristors
1985	Premiers IGBTs

TABLE 1 – Principales dates liées à la conversion de l'énergie électrique

Historiquement les premiers réseaux électriques ont été envisagés en courant continu en raison de l'invention des premiers générateurs à courant continu. Cependant, l'invention quasiment simultanée des générateurs alternatifs et du transformateur a rapidement imposé les réseaux alternatifs. Le principal avantage résidait dans l'opportunité offerte par les transformateurs de transporter le courant à haute tension et donc, à même puissance, de diminuer les pertes en ligne.

Un siècle plus tard, le développement de l'électronique de puissance au début des années 1950 a permis d'envisager différents moyens de mettre en forme l'énergie électrique. L'essor des applications liées à l'électronique de puissance est telle que des réseaux électriques en courant continu sont à nouveau envisagés (HVDC¹), et ce principalement pour les raisons suivantes :

- Minimisation du coût lié aux câbles
- Excellent rendement des semi-conducteurs de puissance
- Pas de puissance réactive en continu

1.2 La mise en forme de l'énergie électrique

L'électronique de puissance (EnPu) est une branche du génie électrique destinée à l'étude et à la réalisation des convertisseurs permettant d'agir sur la forme de l'énergie électrique.

Ce domaine a rapidement essaimé à tous les niveaux de puissance et de fréquence et se retrouve désormais dans quasiment toutes les applications liées à l'énergie électrique. En voici 2 exemples.

1.2.1 Exemples

Alimentation de PC Prenons le cas d'une alimentation de PC, celle-ci est alimentée par le réseau 230 V/50 Hz et doit délivrer des tensions continues aux différents éléments électroniques de l'ordinateur. Dans le cas d'une alimentation du type ATX (FIGURE1), utilisée pour les PC Pentium II et postérieurs, les tensions continues de $\pm 12V$, $\pm 5V$ et $\pm 3.3V$ doivent être créées à partir du réseau. Un certain nombre d'étages de **mise en forme de l'énergie électrique** sont donc nécessaires pour passer de l'alternatif au continu.

1. High Voltage Direct Current



FIGURE 1 – Alimentation de PC format ATX

Le synoptique simplifié d’une alimentation de PC est représenté à la FIGURE 2. Après un premier étage de filtrage, un convertisseur permet de réaliser la conversion AC/DC, il s’agit de la fonction redresseur. L’étage suivant ce redresseur monophasé est un étage de conversion DC/DC de façon à abaisser le niveau de tension pour aboutir aux spécifications de tensions de sortie (notons que l’isolation galvanique est réalisée par cet étage).

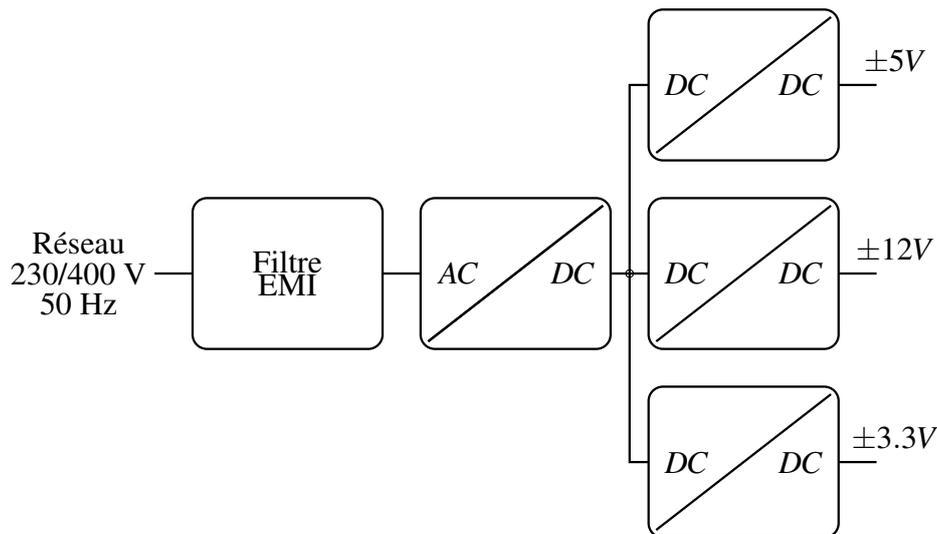


FIGURE 2 – Synoptique alimentation PC

Variateur de Machine Asynchrone Ce second exemple concerne un variateur de vitesse en U/f constant pour machine asynchrone triphasée : l’Altivar. L’Altivar 12 (FIGURE3), variateur pour MAS de faible puissance (entre 0,18 et 4 kW), est généralement alimenté directement par le réseau 230 V/50 Hz. Il est destiné à piloter des MAS triphasées. Il doit donc fournir un système de tensions triphasées de fréquence et d’amplitude variables (mais de rapport fixe !) pour pouvoir faire varier la vitesse de rotation du moteur. Là encore **la mise en forme de l’énergie électrique** du réseau est nécessaire.

Le synoptique simplifié du variateur de vitesse est spécifié FIGURE4. De même que pour l’alimentation de PC, le premier étage est composé d’un redresseur de façon à passer d’une tension alternative 50 Hz à une tension la plus continue possible. Après quoi, un onduleur de tensions triphasées va per-



FIGURE 3 – Variateur de vitesse pour moteur asynchrone - Altivar 12

mettre de produire un système de tensions triphasées (d'amplitude et de fréquence réglable) à partir du bus DC.

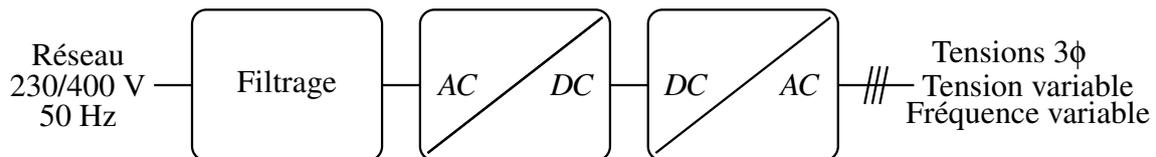


FIGURE 4 – Synoptique d'un variateur de vitesse à U/f constant

1.2.2 L'électronique de puissance aujourd'hui

De façon à se donner une idée des domaines d'application de l'électronique de puissance, ceux-ci ont été référencés (liste non exhaustive !) sur la FIGURE 5 dans le plan puissance apparente/fréquence².

Les domaines d'utilisation s'étendent de la dizaine de Hz pour les applications fonctionnant à la fréquence du réseau à plusieurs centaines de kHz pour les applications utilisant les transistors MOS les plus rapides. De même, on peut s'apercevoir que l'intervalle de puissance va du VA jusqu'à la centaine de MVA pour les applications les plus puissantes (par exemple les fours à arc électriques). La FIGURE 6 présente quant à elle les semi-conducteurs utilisés toujours dans le plan puissance/fréquence.

1.2.3 Les convertisseurs statiques d'énergie électrique

Historiquement, les mises en forme d'énergie électrique étaient réalisées à l'aide de montages complexes à base de machines tournantes (convertisseurs dynamiques). L'essor des semi-conducteurs de puissance au début des années 60 a permis le rapide développement des convertisseurs statiques d'énergie électrique (par opposition aux convertisseurs dynamiques). Les convertisseurs statiques sont donc désormais utilisés pour mettre en forme l'énergie électrique et permettre ainsi d'adapter les différentes sources d'énergies aux différentes charges. Ces convertisseurs statiques sont constitués d'interrupteurs électroniques à base de semi-conducteurs et d'éléments passifs. Ils permettent le transfert d'énergie tout en garantissant un rendement correct. En effet, les semi-conducteurs sont

2. Graphique tiré d'une documentation de la société POWEREX

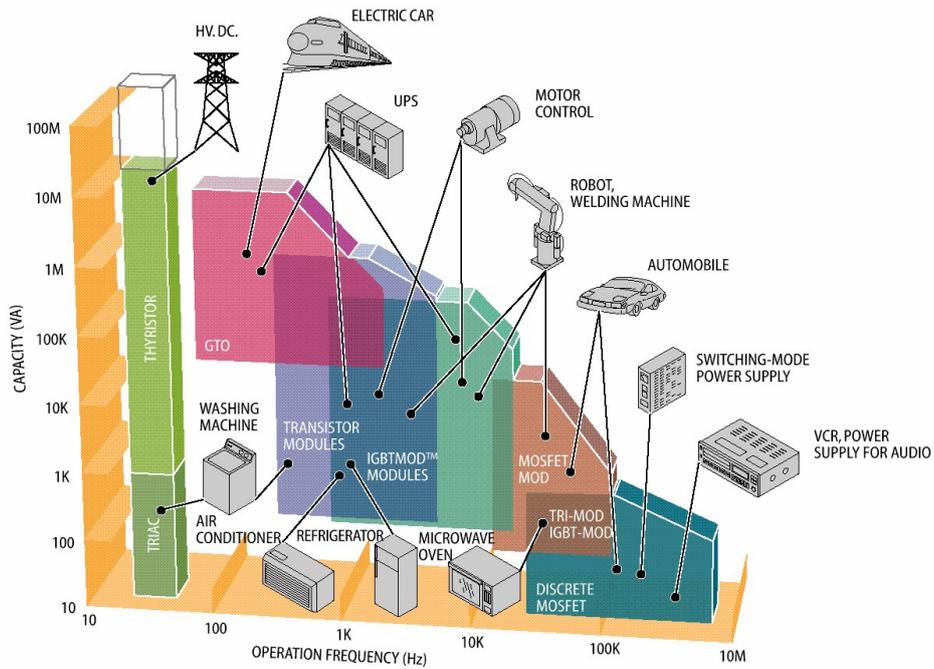


FIGURE 5 – Les différents domaines d’application de l’électronique de puissance

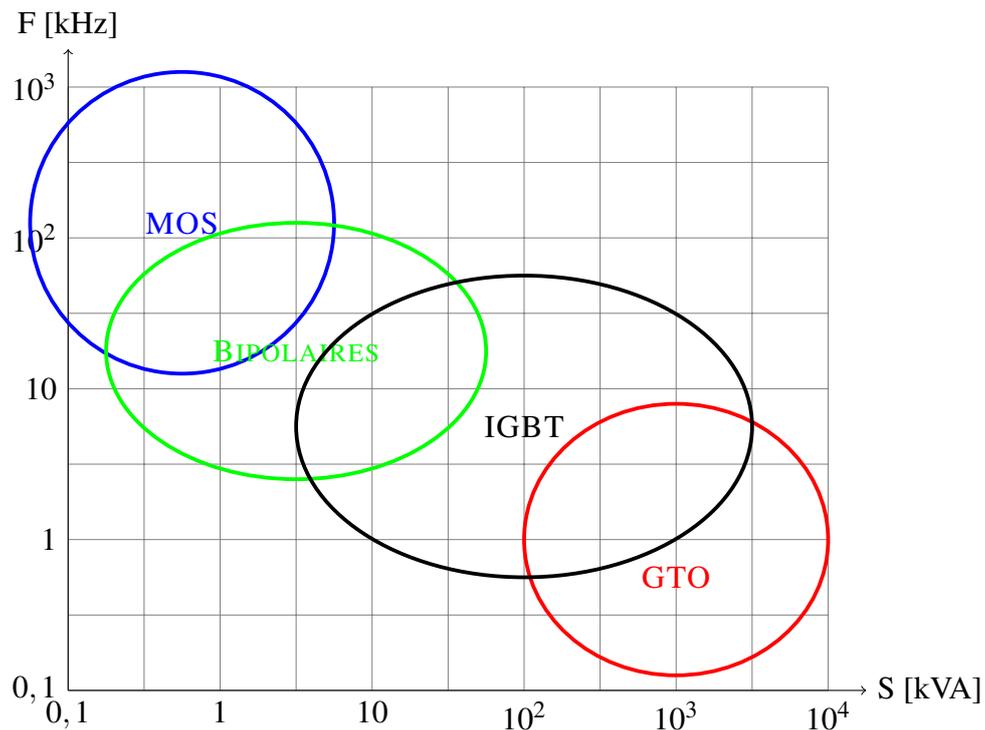


FIGURE 6 – Zones approximatives (Puissance/Fréquence) d’utilisation des principaux semi-conducteurs de puissance

utilisés en régime de commutation de façon à mettre en forme l’énergie électrique. En première approximation (FIGURE 7), à l’état passant, l’hypothèse est faite que la chute de tension aux bornes du semi-conducteur est nulle. De même, à l’état bloqué, le courant traversant l’interrupteur est supposé nul. Ainsi, ces interrupteurs permettent de mettre en forme l’énergie électrique tout en garantissant un

excellent rendement³.

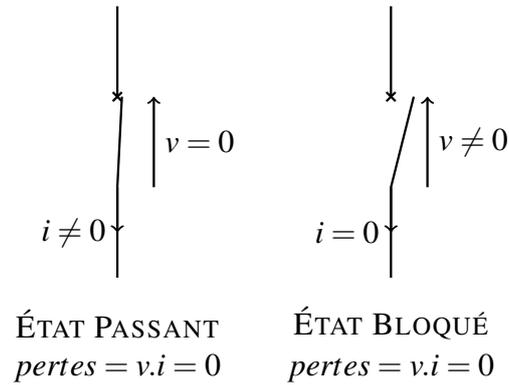
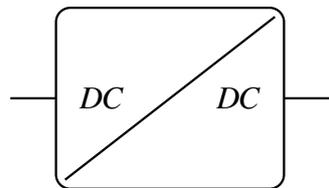
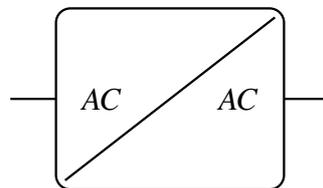


FIGURE 7 – État passant et bloqué d'un interrupteur

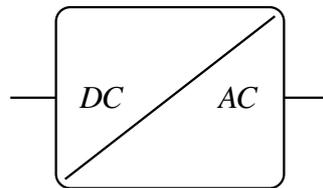
Les différents types de convertisseurs sont rappelés à la FIGURE 8. Notons que de nos jours, la conversion AC/AC est généralement réalisée à l'aide de 2 convertisseurs (AC/DC puis DC/AC) séparés par un bus de tension DC.



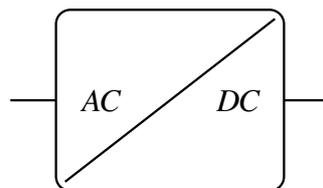
(a) Fonction **Hacheur**



(b) Fonction **Cycloconvertisseur-Gradateur**



(c) Fonction **Onduleur**



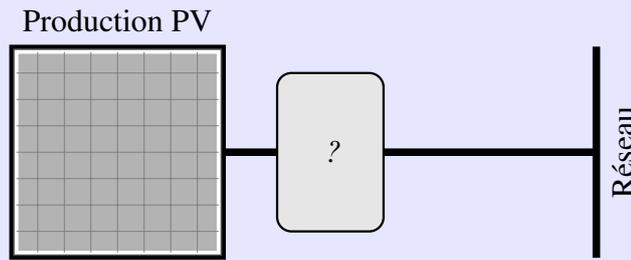
(d) Fonction **Redresseur**

FIGURE 8 – Les différents types de convertisseurs

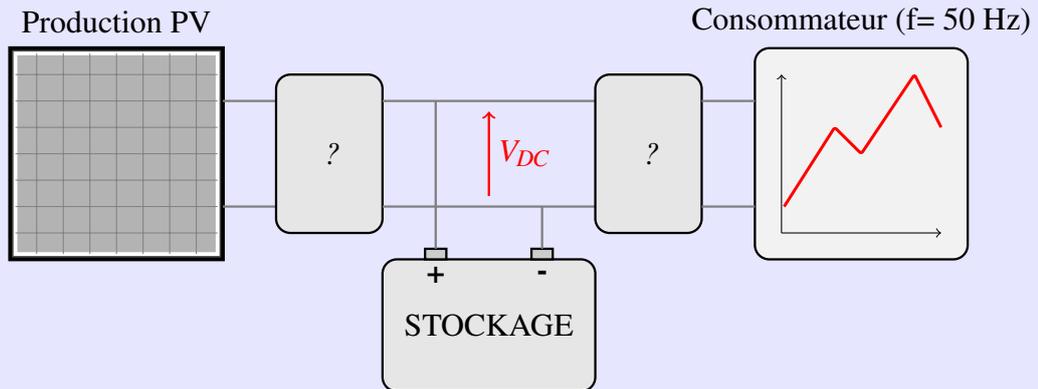
3. Il est commun de trouver des rendements de convertisseurs bien supérieurs à 90%

Exercice : Définir les convertisseurs nécessaires pour les systèmes suivants :

– Système photovoltaïque connecté au réseau

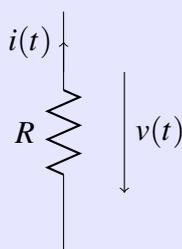


– système photovoltaïque autonome associé à un stockage électrochimique

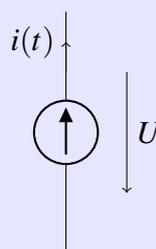


Exercice : Révisions sur les puissances

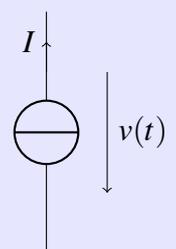
1. Rappeler l'expression de la puissance instantanée
2. Tracer l'évolution de la puissance instantanée absorbée par une résistance soumise à une tension sinusoïdale ($v(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega t)$). A quoi correspond l'aire sous la courbe de la puissance instantanée ? Conclure sur les transferts énergétiques pour ce dipôle.
3. Que devient cette puissance instantanée si le dipôle est une inductance ? Mêmes questions.
4. Rappeler l'expression de la puissance active
5. Déterminer alors dans les 3 cas ci-dessous l'expression de la puissance active



(a) Résistance



(b) Source de tension (constante)



(c) Source de courant constant

6. Donner l'expression de la puissance réactive en régime DC

1. La puissance instantanée est le produit instantané de la tension et du courant :

$$p(t) = v(t) \cdot i(t)$$

2. Si l'on considère un dipôle \underline{Z} tel que :

$$\underline{Z} = \rho e^{j\varphi}$$

Le courant a alors l'expression suivante :

$$i(t) = \frac{V\sqrt{2}}{\rho} \sin(\omega t - \varphi) = I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi)$$

Il est alors possible de déterminer l'expression de la puissance instantanée :

$$p(t) = 2.V.I \sin(\omega t) \sin(\omega t - \varphi)$$

$$p(t) = V.I \cos(\varphi) - V.I \cos(2\omega t - \varphi)$$

La FIGURE 9 représente l'évolution de la puissance instantanée pour un dipôle purement résistif ($\varphi = 0$) et pour un dipôle purement inductif ($\varphi = \frac{\pi}{2}$).

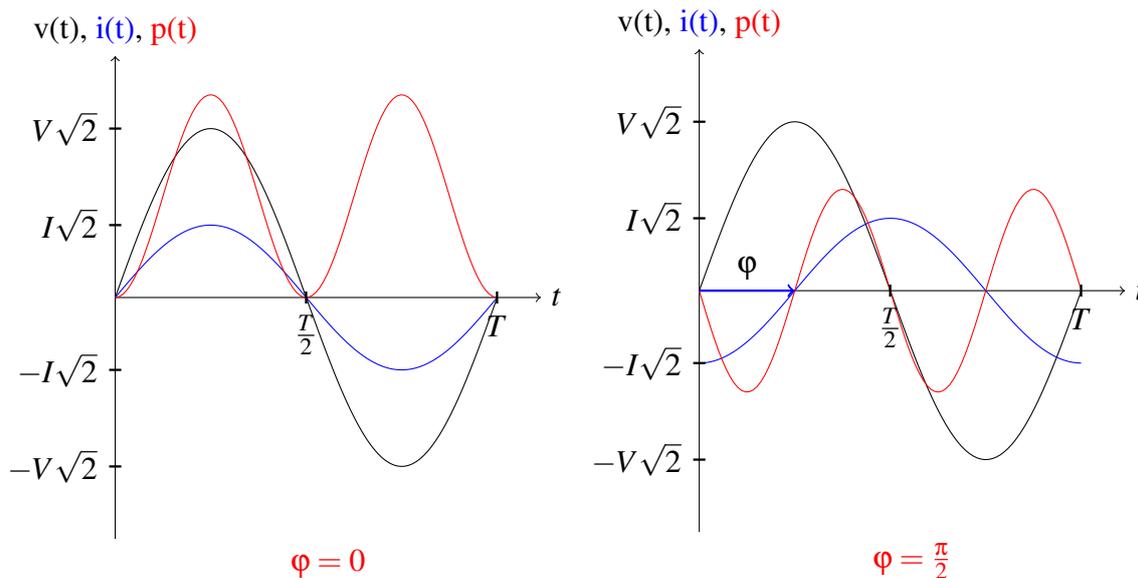


FIGURE 9 – Allure de la puissance instantanée pour 2 types de dipôles

L'aire sous la courbe de la puissance instantanée représente une énergie :

$$W_{t_1 \rightarrow t_2} = \int_{t_1}^{t_2} p(t) dt$$

Dans le cas d'une charge purement résistive, la puissance instantanée est toujours positive, l'énergie est donc fournie par le réseau et transformée dans la charge. En revanche, pour la charge purement inductive, l'énergie circule alternativement du réseau vers la charge puis de la charge vers le réseau. Il s'agit uniquement d'un échange d'énergie entre la source et la charge ne fournissant aucun travail dans la charge : on parle alors de **puissance réactive**.

3. La puissance active correspond à la valeur moyenne de la puissance instantanée, il s'agit de la puissance fournissant réellement un travail dans la charge :

$$P = \langle p(t) \rangle = V.I \cos(\varphi)$$

La puissance active est donc nulle (pas de travail dans la charge) pour une charge purement inductive.

4. Expression de la puissance active pour les 3 cas considérés :

(a) Résistance :

$$P = \langle p(t) \rangle = V.I = \frac{V^2}{R} = R.I^2$$

(b) Source de tension continue :

$$P = \langle p(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T U \cdot i(t) dt$$

$$P = U \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt$$

$$P = U \cdot \langle i(t) \rangle$$

(c) Source de courant continu :

$$P = \langle p(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot I dt$$

$$P = \langle u(t) \rangle \cdot I$$

5. En régime continu, la notion de puissance réactive n'a pas lieu d'être.

2 Conversion AC/DC - Redressement non commandé

Une distinction est faite entre redresseurs selon que la mise en conduction des semi-conducteurs est faite **spontanément** ou à l'aide d'un **circuit de commande externe**. On parlera alors de redressement non commandé ou commandé (FIGURE10).

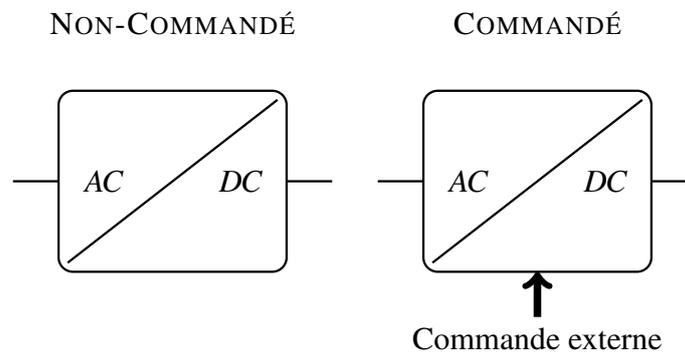


FIGURE 10 – Redressement non-commandé et commandé

Les semi-conducteurs diffèrent dans les 2 cas. Alors que l'élément de base d'un redresseur non commandé est la diode, on utilisera (uniquement ou non) le thyristor pour le redressement commandé. Nous commencerons par évoquer les principales architectures de redressement non commandé avant d'évoquer le redressement commandé et de broser ses principales applications.

2.1 La diode

La diode est l'élément de base utilisé dans les convertisseurs AC/DC non commandés. Nous nous intéresserons ici uniquement aux diodes de puissance utilisées en électronique de puissance. La FIGURE 11 donne un aperçu du type de diode qu'il est possible de rencontrer dans ce domaine.



(a) Diode rapide Semikron SKN 140 F - (b) Diode capsule Westcode 1200 V/940 A
1200 V/140 A

FIGURE 11 – Exemples de diodes de puissance

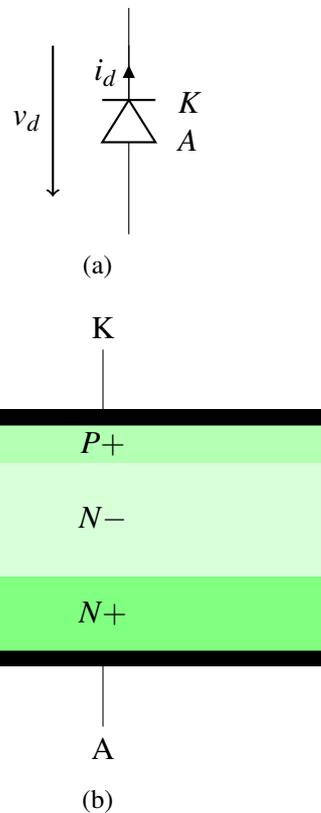


FIGURE 12 – Représentation (a) et vue schématique en coupe (b) d'une diode

2.1.1 Caractéristique statique

Le schéma d'une diode est représenté à la FIGURE 12. La convention récepteur est utilisée.

La diode est un composant dont le blocage et l'amorçage sont spontanés, c'est à dire que la commutation d'une diode est imposée par le circuit dans lequel elle est placée. On ne peut forcer, de manière externe, une diode à commuter. A l'état bloqué, la diode supporte une tension négative à ses bornes. Idéalement, la condition d'amorçage (pour passer de l'état bloqué à l'état passant) d'une diode est l'annulation de la différence de potentiel entre l'anode et la cathode :

$$v_d = 0, \text{ condition d'amorçage}$$

Une fois à l'état passant, la diode le reste tant que le courant la traversant reste positif, la tension aux

bornes de la diode étant nulle. L'annulation de ce courant impose le blocage de la diode.

$$i_d = 0, \text{ condition de blocage}$$

La caractéristique statique idéale d'une diode est représentée en rouge sur la FIGURE 13.

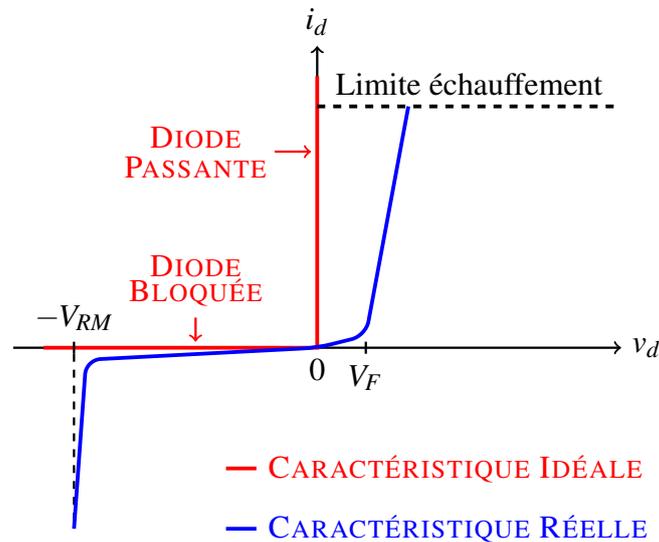


FIGURE 13 – Caractéristique d'une diode

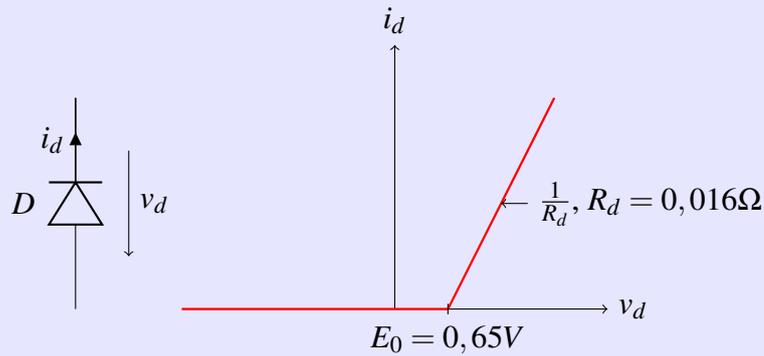
Dans ce cas idéal, la puissance dissipée dans la diode est nulle à l'état passant comme à l'état bloqué. Bien entendu, il ne s'agit pas de la caractéristique réelle d'une diode. Cette caractéristique réelle est représentée en bleu sur la FIGURE 13. Il est possible d'y distinguer plusieurs choses :

- **Courant maximal à l'état passant** : L'échauffement maximal tolérable du composant limite la valeur efficace du courant à l'état passant.
- **Chute de tension à l'état passant** : La chute de tension aux bornes de la diode n'est pas nulle à l'état passant.
 - **Tension de seuil** : On peut remarquer une tension de seuil (de l'ordre du Volt), à partir de laquelle le composant peut devenir passant. Cette tension de seuil est notée V_F en anglais (F pour Forward).
 - **Résistance dynamique** : La chute de tension à l'état passant augmente lorsque le courant traversant la diode augmente. Cet effet est généralement modélisé à l'aide d'une résistance équivalente à l'état passant.
- **Courant de fuite à l'état bloqué** : A l'état bloqué, la diode laisse passer un très faible courant en sens inverse. Ce courant est noté I_R (R pour Reverse). Ce courant est très sensible à la température, il est usuellement admis que ce courant double tous les 10°C .
- **Tension inverse limite** : La diode ne peut pas supporter en inverse une tension infinie. Cette tension inverse maximale est notée V_{RM} (RM pour Reverse Maximal).

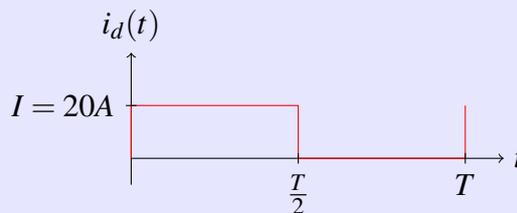
Les pertes au sein de la diode réelle ne sont alors plus nulles en conduction mais restent généralement négligeables lorsque la diode est bloquée (courant inverse très faible).

Exercice : Pertes dans une diode en conduction

Considérons la caractéristique statique d'une diode, dite à 2 segments, représentée ci-dessous :



1. Compte tenu de la caractéristique statique, déterminer l'expression de la tension $v_d(t)$ en régime de conduction en fonction du courant $i_d(t)$. Donner alors un modèle électrique équivalent.
2. En considérant que la tension et le courant de diode sont T-périodiques, calculer alors l'expression littérale des pertes de conduction au sein de cette diode
3. L'allure du courant au sein de la diode est représentée ci-dessous :



Calculer alors les expressions littérales et numériques de $\langle i_d \rangle$ et I_d

4. En déduire la valeur des pertes de conduction
1. En tenant compte de la caractéristique à deux segments, la tension aux bornes de la diode s'exprime de la manière suivante :

$$v_d(t) = E_0 + R_d \cdot i_d(t)$$

2. De façon à déterminer les pertes de conduction (dissipée sous forme thermique), il suffit de calculer la puissance active absorbée par la diode :

$$pertes = \frac{1}{T} \int_0^T v_d(t) \cdot i_d(t) dt$$

Il suit :

$$pertes = \frac{1}{T} \int_0^T (E_0 + R_d \cdot i_d(t)) \cdot i_d(t) dt$$

$$pertes = \frac{1}{T} \int_0^T E_0 \cdot i_d(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T R_d \cdot i_d^2(t) dt$$

$$pertes = E_0 \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i_d(t) dt + R_d \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i_d^2(t) dt$$

Soit :

$$pertes = E_0 \cdot \langle i_d \rangle + R_d \cdot I_d^2$$

Avec :

- $\langle i_d \rangle$: Valeur moyenne du courant dans la diode
 - I_d : Valeur efficace du courant dans la diode
3. D'après l'allure du courant, il est possible de déterminer graphiquement les valeurs moyennes et efficace du courant :

$$\langle i_d \rangle = \frac{I}{2}$$

$$I_d = \frac{I}{\sqrt{2}}$$

4. L'application numérique donne alors pour les pertes de conduction :

$$Pertes = 0,65 \cdot \frac{20}{2} + 0,016 \cdot \left(\frac{20}{\sqrt{2}}\right)^2 = 9,7 \text{ W}$$

2.1.2 La diode en commutation

Imaginons une diode à l'état passant. Elle est traversée par un courant constant I , la tension à ses bornes est alors quasiment nulle. A un instant $t = 0$, le circuit extérieur impose le blocage de la diode. Les formes d'ondes sont décrites FIGURE 14. Idéalement, le courant devrait s'annuler tandis que la tension devrait prendre une valeur négative.

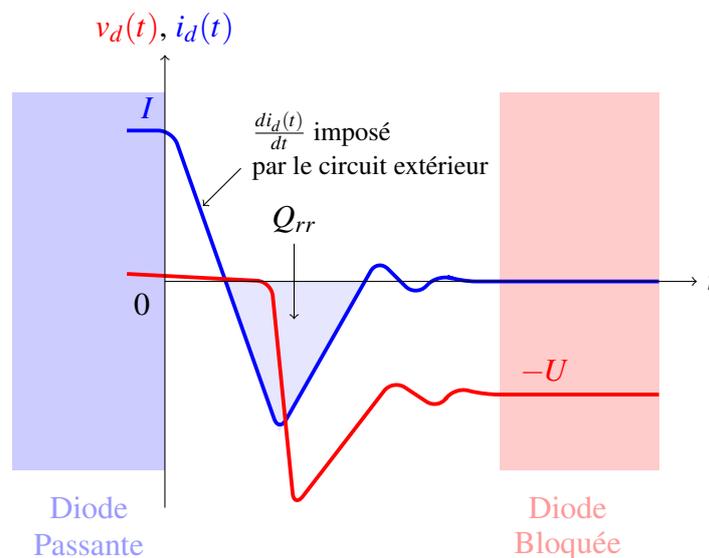


FIGURE 14 – Évolution du courant et de la tension d'une diode lors de la commutation au blocage

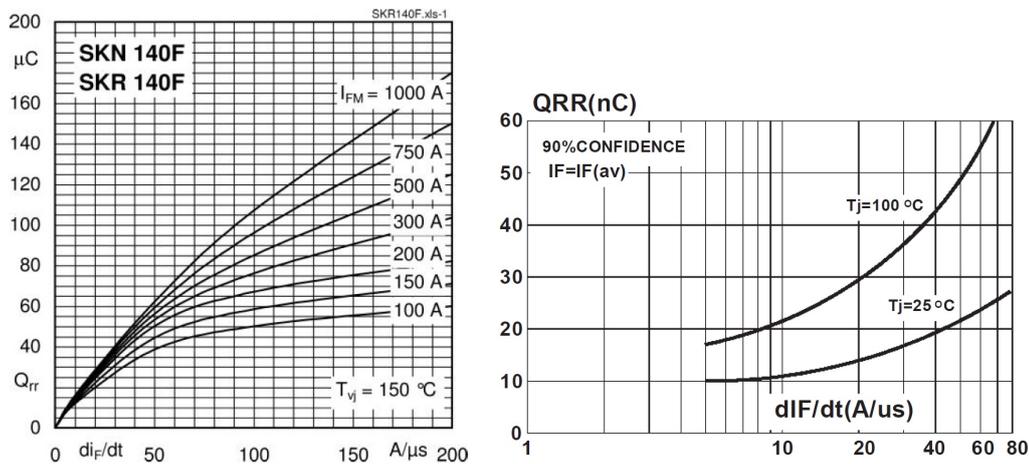
La diode met donc un certain temps (noté t_{rr}) à se bloquer complètement. On peut remarquer qu'elle est traversée par un **courant inverse** permettant d'évacuer les charges électriques stockées dans la jonction PN à l'état passant. Cette charge électrique (notée Q_{rr}) dépend entre autres de la valeur du courant à l'état passant. Pendant ce temps de recouvrement, la tension aux bornes de la diode va prendre une valeur négative, ce qui a pour effet de créer des pertes dans la diode. On parle alors de **pertes par commutation**, celles-ci sont proportionnelles à la fréquence de commutation de l'interrupteur.

La FIGURE 15(a), tirée d'un document du constructeur Semikron concernant la diode SKN 140 F déjà mentionnée plus haut dans ce document, représente l'évolution de la charge électrique recouvrée lors du blocage de cette diode en fonction du courant à l'état passant et de la limitation à la décroissance du courant imposée par les éléments inductifs du circuit.

La FIGURE 15(b), donne quant à elle une idée de l'influence considérable de la température de jonction du semi-conducteur sur la charge recouvrée lors du blocage de la diode (l'exemple concerne une diode BYW81P-200 de chez ST Microelectronics).

La charge recouvrée au blocage dépend donc de plusieurs paramètres :

- Courant à l'état passant (I_F)
- Vitesse de décroissance du courant ($\frac{dI_F}{dt}$)
- Température de jonction du semi-conducteur (T_j)



(a) Charge recouvrée diode Semikron SKN 140 F - 1200 V/140 A (b) Charge recouvrée diode BYW81P-200 - 200 V/35 A

FIGURE 15 – Caractéristiques au blocage de 2 diodes

Cette charge recouvrée au blocage est donc le siège de pertes énergétiques appelées **pertes de commutation**. Ces pertes peuvent être approximées de la façon suivantes :

$$Pertes_{Comm} = \alpha \cdot Q_{rr} \cdot U \cdot f$$

Avec U la tension lors du blocage de la diode et α une constante dépendant de l'allure de la tension et du courant lors du blocage.

Enfin, le temps de recouvrement inverse (t_{rr}) limite le domaine fréquentiel d'utilisation de la diode, celle-ci devant impérativement avoir été bloquée avant d'être à nouveau sollicitée en conduction.

2.1.3 Groupement de diodes - Règles de mise en conduction

L'idée ici est de déterminer quelle est la diode conductrice dans le cas de groupements de diodes. Les cas étudiés concernent des groupements de 2 diodes mais le principe peut se généraliser à un groupement de n diodes. De façon à déterminer la diode conductrice, nous raisonnons par l'absurde.

Diodes à cathodes communes La FIGURE 16 représente 2 diodes à cathodes communes.

Hypothèses :

- Le courant i est supposé positif
- $V_1 > V_2$
- Diodes idéales

Détermination de la diode conductrice :

1. Si D_1 est passante, la tension aux bornes de D_2 (en convention récepteur) vaut :

$$V_{D2} = V_2 - V_1 < 0$$

La diode D_2 est donc bloquée.

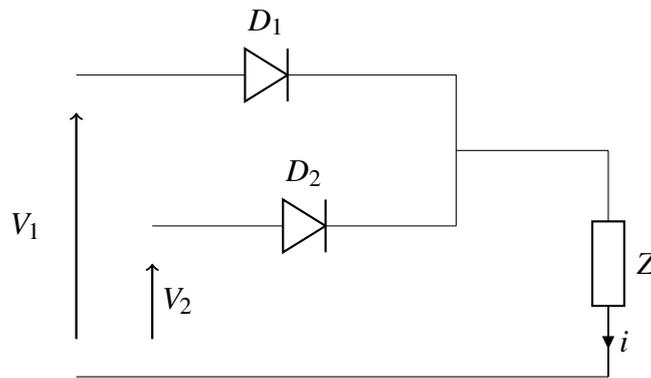


FIGURE 16 – Diodes à cathodes communes

2. Si D_2 est passante, la tension aux bornes de D_1 (en convention récepteur) vaut :

$$V_{D1} = V_1 - V_2 > 0$$

Ce qui est impossible compte-tenu de la caractéristique idéale de la diode.

Dans le cas d'un **groupement de diodes à cathodes communes**, la diode conductrice est celle qui voit **son potentiel d'anode le plus élevé**.

Diodes à anodes communes La FIGURE 17 représente 2 diodes à anodes communes.

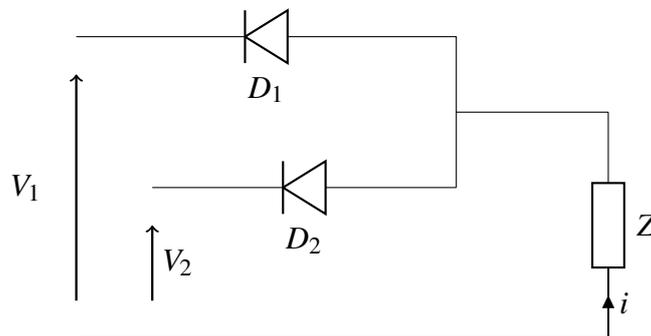


FIGURE 17 – Diodes à anodes communes

Hypothèses :

- Le courant i est supposé positif
- $V_1 > V_2$
- Diodes idéales

Détermination de la diode conductrice :

1. Si D_2 est passante, la tension aux bornes de D_1 (en convention récepteur) vaut :

$$V_{D1} = V_2 - V_1 < 0$$

La diode D_1 est donc bloquée.

2. Si D_1 est passante, la tension aux bornes de D_2 (en convention récepteur) vaut :

$$V_{D2} = V_1 - V_2 > 0$$

Ce qui est impossible compte-tenu de la caractéristique idéale de la diode.

Dans le cas d'un **groupement de diodes à anodes communes**, la **diode conductrice** est celle qui voit **son potentiel de cathode le moins élevé**.

Rappels : valeur Moyenne et valeur efficace d'un signal $\langle x(t) \rangle$ T-périodique

– Valeur moyenne : $\langle x(t) \rangle$

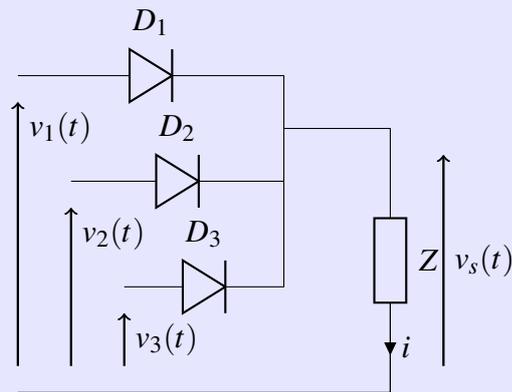
$$\langle x(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt$$

– Valeur efficace : X

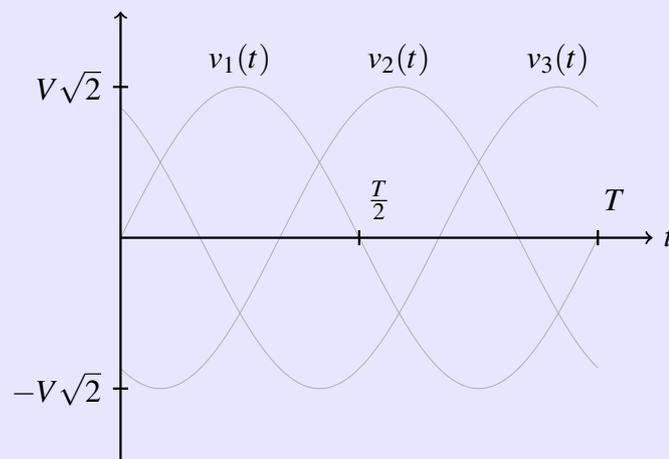
$$X = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x(t)^2 dt}$$

Exercice :

Soit le pont redresseur à cathodes communes suivant :



En considérant le système de tensions triphasées défini par les tensions $v_1(t)$, $v_2(t)$ et $v_3(t)$ représentées ci-dessous :



1. Définir les instants de commutation naturelle
2. En déduire la séquence de conduction des diodes
3. Tracer alors l'allure de la tension de sortie $v_s(t)$
4. Calculer alors la tension moyenne de sortie $\langle V_s \rangle$
5. Reprendre l'ensemble des questions pour le même pont redresseur mais cette fois à anodes communes

1. Les instants de commutation naturelle pour le redresseur à cathodes communes soumis au système de tensions triphasé décrit ci-dessus sont les croisements des tensions simples dans le domaine des tensions positives.

- La diode conductrice entre 2 instants de commutation naturelle est celle qui voit son potentiel d'anode le plus élevé.
- Lorsqu'une diode est passante, la tension de sortie vaut alors la tension d'anode de la diode considérée. L'allure de la tension de sortie ainsi que la séquence de conduction déduite des instants de commutation naturelle sont décrits sur la FIGURE 18.

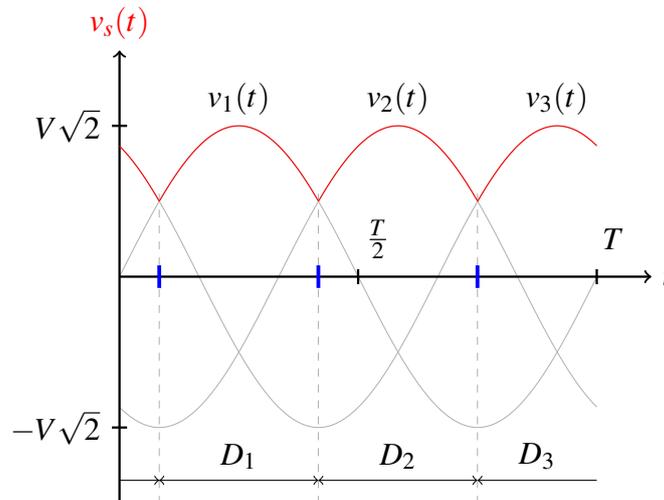


FIGURE 18 – Pont P3 à cathodes communes

- La valeur moyenne de la tension de sortie peut alors être calculée de la manière suivante (la motif élémentaire de la tension de sortie se répétant 3 fois sur une période du réseau).

$$\langle V_s \rangle = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} v_s(\theta) d\theta$$

Il suit :

$$\langle V_s \rangle = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} v_1(\theta) d\theta$$

$$\langle V_s \rangle = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V\sqrt{2} \sin(\theta) d\theta$$

$$\langle V_s \rangle = \frac{3.V\sqrt{2}}{2\pi} [-\cos(\theta)]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}}$$

$$\langle V_s \rangle = \frac{3.V\sqrt{2}}{2\pi} (2 \cdot \cos(\frac{\pi}{6}))$$

$$\boxed{\langle V_s \rangle = \frac{3.V\sqrt{6}}{2\pi}}$$

- Pour le même groupement de diodes à cathodes communes, les instants de commutation naturelle, la séquence de conduction et l'allure de la tension $v_s(t)$ sont présentés à la FIGURE 19.

La valeur moyenne de la tension de sortie peut facilement être calculée :

$$\boxed{\langle V_s \rangle = -\frac{3.V\sqrt{6}}{2\pi}}$$

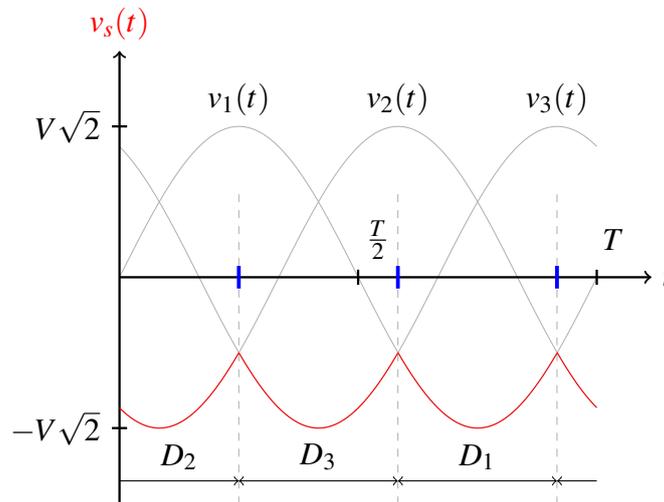


FIGURE 19 – Pont P3 à anodes communes

2.2 Redressement Monophasé - Le PD2

Le redresseur monophasé double alternance (PD2) aussi connu sous la **dénomination pont de Graetz** constitue le premier étage des alimentations DC monophasées. Il équipe en effet les alimentations des PC, des téléphones portables... Nous commencerons par aborder le PD2 débitant sur une charge absorbant un courant constant puis nous aborderons le débit sur charge R-L avant de finir cette partie par le redresseur à capacité en tête permettant de lisser fortement la tension de sortie.

2.2.1 Principe : Débit sur source de courant

Pour introduire le principe du redresseur à diodes double alternance (PD2) nous ferons l'hypothèse que la charge peut être assimilée à une source de courant constant (I).

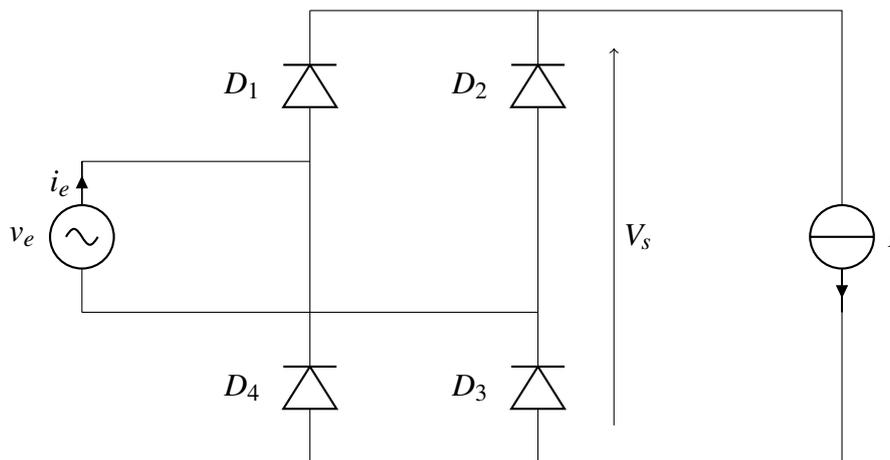


FIGURE 20 – PD2 - Source de courant

Exercice :

1. Définir la séquence de conduction des 4 diodes du PD2 sur $[0, T]$
2. Tracer l'allure de la tension de sortie ($v_s(t)$)
3. Calculer la valeur moyenne de la tension de sortie ($\langle V_s \rangle$)
4. Calculer l'ondulation relative de la tension de sortie
5. Tracer l'allure de la tension aux bornes de la diode D_1
6. Tracer l'allure du courant dans la diode D_1 , du courant d'entrée $i_e(t)$
7. Calculer la valeur efficace du courant d'entrée $i_e(t)$
8. Faire la décomposition en série de Fourier du courant d'entrée $i_e(t)$
9. Calculer le taux de distorsion harmonique du courant d'entrée ainsi que de la tension d'entrée
10. Calculer le facteur de puissance du montage

1. La tension d'entrée est une tension sinusoïdale de valeur efficace V :

$$v_e(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega t)$$

Lorsque cette tension est positive (entre 0 et $\frac{T}{2}$), les diodes D_1 (potentiel d'anode le plus élevé) et D_3 (potentiel de cathode le plus élevé) conduisent. A l'inverse, durant l'autre demi période (tension d'entrée négative), les diodes D_2 et D_4 conduisent.

2. Pendant la première demi-période, la tension de sortie et la tension d'entrée sont égales :

$$v_s(t) = v_e(t)$$

Lors de la deuxième demi-période, la relation suivante est vérifiée :

$$v_s(t) = -v_e(t)$$

3. Il est alors possible de tracer l'évolution de la tension de sortie (FIGURE 21).

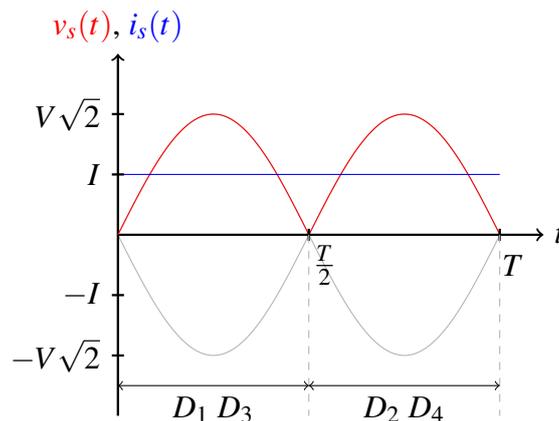


FIGURE 21 – Tension et courant de sortie du pont PD2 débitant sur une source de courant constante

4. La valeur moyenne de la tension de sortie vaut :

$$\langle V_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v_s(t) dt$$

$$\boxed{\langle V_s \rangle = \frac{2 \cdot V \sqrt{2}}{\pi}}$$

5. L'ondulation relative de la tension de sortie s'exprime de la manière suivante :

$$\tau_{ond} = \frac{V_{smax} - V_{smin}}{\langle V_s \rangle}$$

Il suit :

$$\tau_{ond} = \frac{V\sqrt{2}}{\frac{2.V\sqrt{2}}{\pi}}$$

$$\tau_{ond} = \frac{\pi}{2} \sim 157\%$$

Cela traduit le fait que la tension de sortie est loin d'être parfaitement continue.

6. La tension aux bornes de la diode D_1 est nulle lorsque la diodes conduit et vaut $v_e(t)$ lorsqu'elle est bloquée (la diode D_2 étant alors passante). L'évolution temporelle de la tension v_{D1} est représentée à la FIGURE 22.

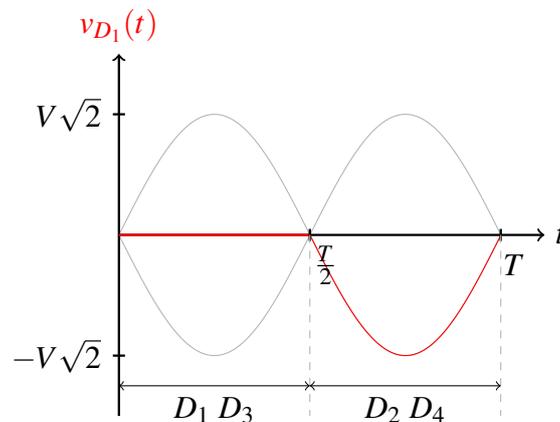


FIGURE 22 – Évolution temporelle de la tension aux bornes de la diode D_1

La diode D_1 doit donc tenir en inverse la tension maximale du réseau. Ce paramètre devra être pris en compte lors du dimensionnement du pont de diode.

7. Le courant dans la diode D_1 est égal au courant de sortie lorsque la diode conduit et vaut 0 lorsque la diode est bloquée. Concernant le courant d'entrée, la loi des noeuds nous donne :

$$i_e(t) = i_{D1}(t) - i_{D4}(t)$$

Le courant d'entrée est représenté sur la FIGURE 23.

8. Le courant d'entrée étant de forme carré, sa valeur efficace est donc aisément calculable :

$$I_e = I$$

9. Le courant d'entrée est de forme carrée, sa décomposition en série de Fourier est donc la suivante :

$$i_e(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{4I}{(n+1)\pi} \sin((n+1)\omega t)$$

Ce courant est donc composé d'un fondamental à la pulsation ω du réseau ainsi que d'une infinité d'harmoniques impaires dont l'amplitude décroît avec la fréquence de l'harmonique considérée.

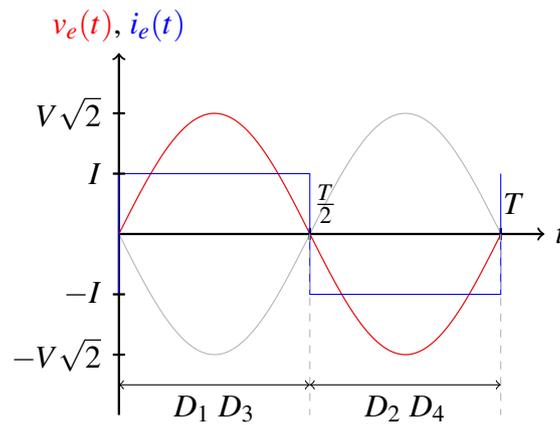


FIGURE 23 – Tension et courant en entrée du pont PD2 débitant sur une source de courant constante

10. Le taux de distorsion harmonique rend compte de la pollution harmonique d'un signal. Il est défini de la manière suivante :

$$TDH = \frac{\sqrt{X^2 - X_1^2}}{X_1}$$

Avec X la valeur efficace du signal et X_1 la valeur efficace du fondamental du signal.

Pour le courant d'entrée d'allure carrée :

$$TDH_{i_e} = \frac{\sqrt{I^2 - \left(\frac{4I}{\pi\sqrt{2}}\right)^2}}{\frac{4I}{\pi\sqrt{2}}}$$

D'où :

$$TDH_{i_e} \simeq 48\%$$

Pour la tension d'entrée, celle-ci étant purement sinusoïdale, le taux de distorsion harmonique est donc nul :

$$TDH_{v_e} = 0$$

11. Nous ferons l'hypothèse de diodes sans pertes, les différentes puissances peuvent donc être exprimées en entrée ou en sortie du pont redresseur.

Rappel : Facteur de puissance

$$FdP = \frac{P}{S}$$

Puissance active (P) en sortie du PD2 (côté DC) :

$$P = \langle V_s \rangle \cdot I = \frac{2 \cdot V \sqrt{2}}{\pi} \cdot I$$

Puissance apparente en entrée du PD2 (côté AC) :

$$S = V \cdot I$$

D'où :

$$FdP = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \simeq 0,9$$

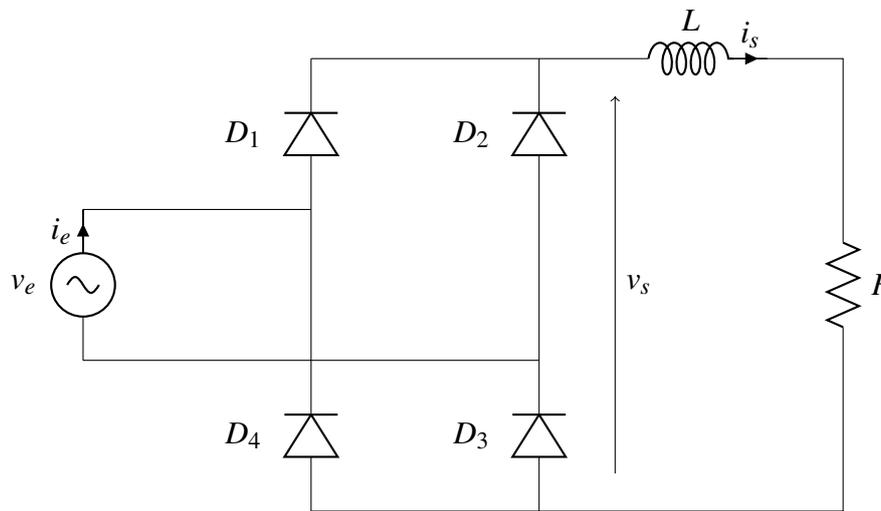


FIGURE 24 – PD2 - Charge RL

2.2.2 Débit sur charge RL

La tension de sortie du convertisseur est là encore fixée par la séquence de conduction des 4 semi-conducteurs. En **conduction continue**, l'allure de la tension de sortie est identique à celle représentée à la FIGURE 21.

Le courant de sortie doit donc vérifier les équations différentielles suivantes :

– Sur $[0, \frac{T}{2}]$:

$$V\sqrt{2}\sin(\omega t) = R.i_s(t) + L\frac{d i_s(t)}{dt}$$

– Sur $[\frac{T}{2}, T]$:

$$-V\sqrt{2}\sin(\omega t) = R.i_s(t) + L\frac{d i_s(t)}{dt}$$

L'expression temporelle du courant de sortie est donc compliquée, la résolution de ces équations ne sera pas envisagée dans le cadre de ce cours⁴. Toutefois, une méthode simplifiée dite du premier harmonique va nous permettre d'introduire certains résultats sur l'influence des différents paramètres de la charge.

La tension de sortie du convertisseur peut s'exprimer de la manière suivante :

$$V_s(t) = \langle V_s \rangle + \tilde{v}_s$$

Avec :

- $\langle V_s \rangle$ la valeur moyenne de la tension
- \tilde{v}_s la partie alternative de la tension de sortie

Ces 2 grandeurs sont représentées à la FIGURE 25.

La méthode dite du premier harmonique consiste à approximer la composante alternative de la tension de sortie à une sinusoïde de fréquence $\frac{1}{T}$. De façon à simplifier les calculs, le déphasage de cet harmonique est considéré nul.

$$\tilde{v}_s = \frac{V\sqrt{2}}{2} \sin(2.\omega t)$$

Qu'en est-il du courant ?

4. Le lecteur pourra se pencher sur l'ouvrage "Électronique de Puissance - Conversion d'Énergie" de Michel Lavabre disponible à la Bibliothèque Universitaire

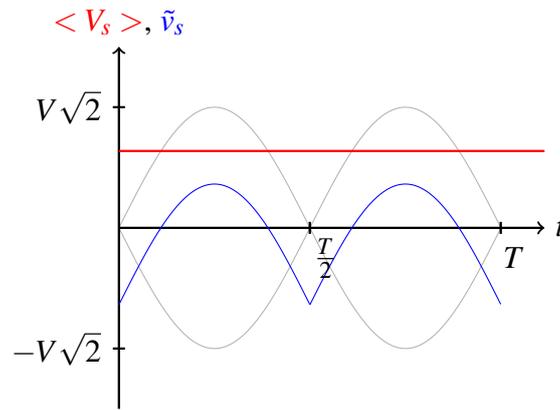


FIGURE 25 – Composantes continue et alternative de la tension de sortie

Le courant peut lui aussi se mettre sous la forme suivante :

$$i_s(t) = \langle I_s \rangle + \tilde{i}_s$$

Avec :

- $\langle I_s \rangle$ la valeur moyenne du courant
- \tilde{i}_s la partie alternative du courant de sortie

La loi des mailles en sortie du redresseur nous donne la relation suivante :

$$v_s = v_l + v_r$$

- V_r la tension aux bornes de la résistance R
- V_l la tension aux bornes de l'inductance L

En valeur moyenne, cela donne :

$$\langle V_s \rangle = \langle V_l \rangle + \langle V_r \rangle$$

Or la valeur moyenne de la tension aux bornes d'une inductance est nulle en régime permanent :

$$\langle V_l \rangle = 0$$

D'où, pour la valeur moyenne du courant de sortie :

$$\langle I_s \rangle = \frac{\langle V_s \rangle}{R} = \frac{2V\sqrt{2}}{\pi R}$$

A tension d'entrée fixe, la valeur moyenne du courant de sortie dépend donc uniquement de la valeur de la résistance (R) de la charge.

Compte tenu de l'hypothèse du premier harmonique, la partie alternative du courant de sortie s'exprime de la façon suivante⁵ :

$$\tilde{i}_s = \frac{V\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{1}{|Z|} \sin(2\omega t - \varphi)$$

Avec :

- $|Z|$ le module de l'impédance de la charge

$$Z = \sqrt{R^2 + (L \cdot 2\omega)^2}$$

5. En raison de l'allure de la tension redressée, le premier harmonique est supposé évoluer à la **fréquence double** de celle de la tension d'entrée !

– φ le déphasage amené par la charge

$$\varphi = \arctan\left(\frac{L \cdot 2 \cdot \omega}{R}\right)$$

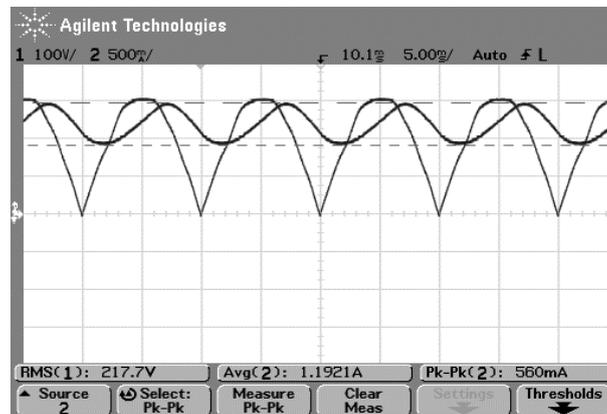
Un paramètre est couramment utilisé pour qualifier une charge inductive, il s'agit de l'ondulation crête à crête du courant (ΔI_s) permettant quantifier à quel point le courant de sortie est continu :

$$\Delta I_s = \frac{V \sqrt{2}}{\sqrt{(R)^2 + (L \cdot 2 \cdot \omega)^2}}$$

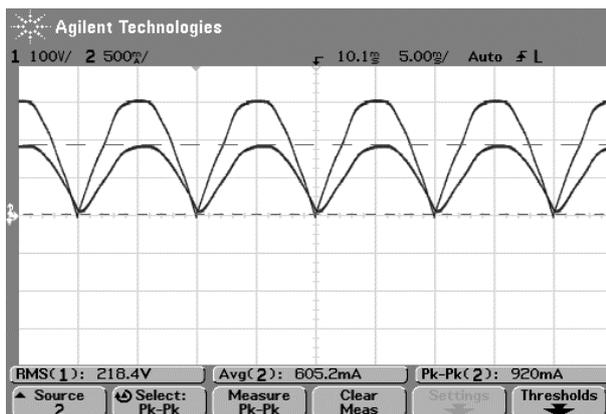
Bien entendu, **compte tenu des hypothèse simplificatrices réalisées**, l'ondulation de courant approchée de cette manière permet seulement de donner une idée relativement précise de l'ondulation réelle du courant dans la charge.

A fréquence et charge résistive donnée, l'ondulation de courant dépend donc uniquement de la valeur de l'inductance (L) de la charge.

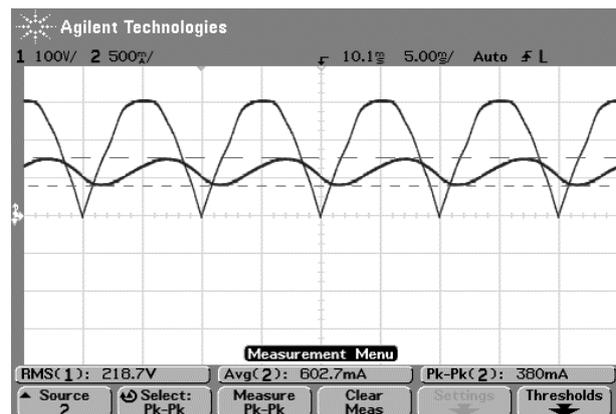
Le courant et la tension de sortie d'un PD2 débitant dans une charge R-L ont été visualisés à l'oscilloscope pour différentes valeurs de charges, les résultats se trouvent à la FIGURE 26. La tension d'entrée du montage est la tension du réseau de distribution (230 V / 50 Hz).



(a) $R = 150 \Omega - L = 1 H$



(b) $R = 300 \Omega - L = 0,1 H$



(c) $R = 300 \Omega - L = 1 H$

FIGURE 26 – Tensions et courants de sortie d'un PD2 débitant sur un charge R-L

Le tableau TABLE 2 permet de comparer les résultats concernant le courant de sortie déterminés théoriquement à ceux trouvés expérimentalement.

Ce tableau montre bien qu'à tension d'entrée donnée, la valeur moyenne du courant est uniquement proportionnelle à la valeur de l'élément résistif de la charge. Pour une résistance double, la

Charge		Expérimental		Théorie	
R [Ω]	L [H]	$\langle I_s \rangle$ [A]	ΔI_s [A]	$\langle I_s \rangle$ [A]	ΔI_s [A]
300	1	0,602	0,380	0,65	0,44
150	1	1,19	0,560	1,3	0,47
300	0,1	0,605	0,920	0,65	1

TABLE 2 – Comparaison des résultats pratiques et théoriques

valeur moyenne de courant se trouve bien réduite de moitié. Il est aussi possible d'observer que l'ondulation de courant est bien inversement proportionnelle à la valeur de l'inductance. Cependant, une dispersion notable entre les résultats pratiques et ceux déterminés à l'aide de la méthode du premier harmonique est observable. Cela est dû à l'hypothèse simplificatrice utilisée. Toutefois, cette méthode permet de déterminer rapidement l'ordre de grandeur de l'ondulation en courant et pourra donc servir de première méthode de dimensionnement avant de peaufiner.

2.2.3 Redressement monophasé à capacité en tête

Les tensions redressées en sortie d'un redresseur double alternance conservent une composante alternative forte. De façon à rendre la tension de sortie plus continue, le montage à capacité en tête est encore très répandu pour les faibles puissances. Le schéma de ce montage est présenté à la FIGURE 27. On considèrera pour la suite que la charge est suffisamment inductive pour être considérée comme une source de courant continu.

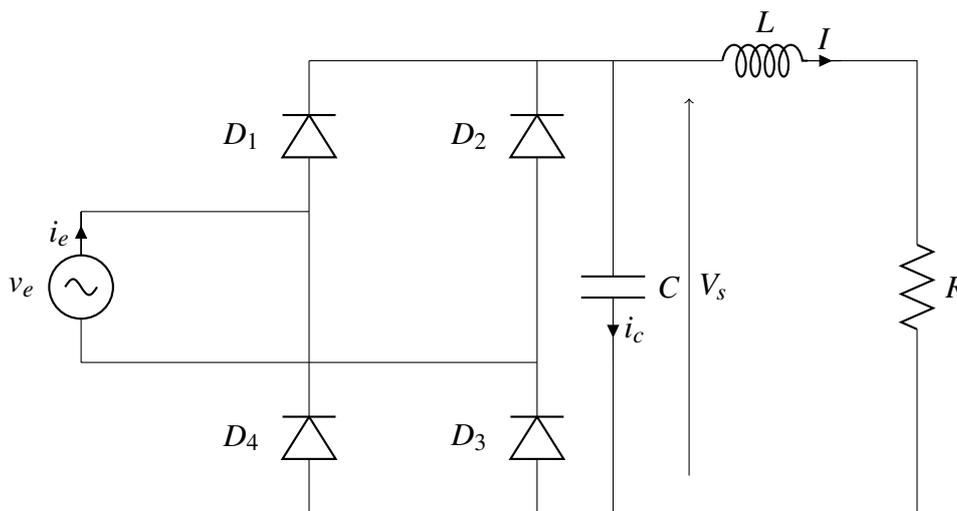


FIGURE 27 – PD2 - Capacité en tête

La nature de la sortie du pont redresseur n'est plus inductive mais capacitive. Ce condensateur a pour rôle de lisser la tension de sortie en s'opposant aux variations de tension à ses bornes. L'allure de la tension de sortie $v_s(t)$ est représentée à la FIGURE 28.

A l'instant initial, les diodes D_1 et D_3 sont conductrices. Le condensateur se charge alors sous la tension du réseau, il s'agit du régime transitoire (on fait l'hypothèse que le condensateur est initialement déchargé) :

$$v_s(t) = v_e(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega t)$$

A l'instant $t_1 = \frac{T}{4}$, la tension du réseau diminue. Les diodes D_1 et D_3 se bloquent. A cet instant, les 4 diodes du montage sont bloquées. Le condensateur va alors se décharger à courant constant dans la charge.

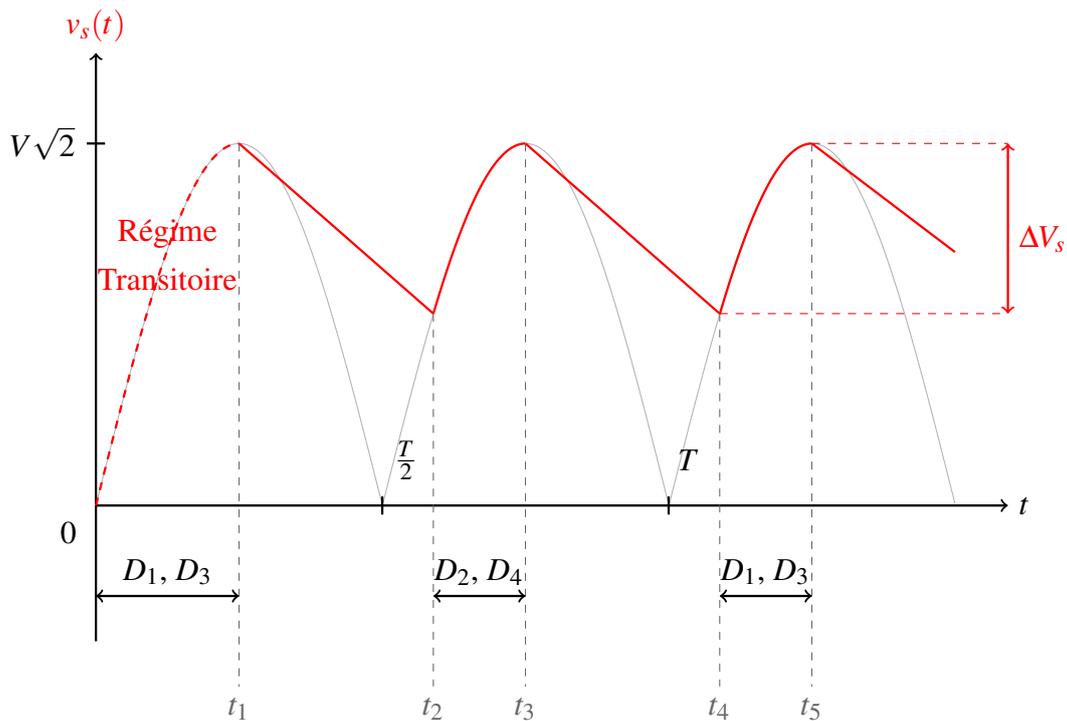


FIGURE 28 – Allure de la tension de sortie d'un PD2 à capacité en tête

$$i_c(t) = C \frac{dv_s(t)}{dt} = -I$$

L'équation de la tension de sortie devient alors :

$$v_s(t) = -\frac{I}{C} \cdot t + K_1$$

Avec K_1 la valeur initiale de $v_s(t)$:

$$K_1 = v_s(t_1) = V\sqrt{2}$$

$$v_s(t) = -\frac{I}{C} \cdot t + V\sqrt{2}$$

La tension de sortie de redresseur décroît alors plus ou moins lentement selon la valeur du condensateur jusqu'à croiser de nouveau l'image de la tension redressée sans capacité en tête (t_2) où les diodes D_2 et D_4 vont alors rentrer en conduction.

Grâce au condensateur de filtrage, la tension redressée est bien plus continue que dans le cas d'un PD2 débitant sur une charge de nature inductive.

La valeur de l'ondulation de tension de sortie du redresseur (ΔV_s) dépend fortement de la valeur de la capacité du condensateur. Pour simplifier le raisonnement, on considère que la décharge du condensateur à courant constant dure une demie période, d'où :

$$\Delta V_s \approx \frac{I \cdot T}{C}$$

Le redresseur monophasé à capacité en tête a montré son avantage en terme de lissage de la tension de sortie mais qu'en est-il des courants ? En effet, dans cette configuration, le réseau (considéré ici comme une source de tension) débite directement sur une condensateur (qui lui aussi peut être

considéré comme une source de tension). Cela conduit inévitablement à des courants de nature impulsionnelle, donc ayant un contenu très harmonique.

Lorsqu'aucune diode ne conduit (entre t_1 et t_2 ou entre t_3 et t_4), le courant d'entrée du redresseur est donc nul.

En revanche, si l'on s'intéresse à l'intervalle de temps $[t_2, t_3]$ par exemple, les diodes D_2 et D_4 conduisent. La relation suivante est donc vérifiée :

$$i_e(t) = -(i_c(t) + I)$$

Le courant dans le condensateur s'exprime de la manière suivante :

$$i_c(t) = C \frac{dv_s(t)}{dt} = -C \frac{dv_e(t)}{dt}$$

D'où :

$$i_c(t) = -C \cdot \omega \cdot V \sqrt{2} \cos(\omega t) + K_2$$

Avec K_2 la valeur initiale à l'instant t_2 du courant :

$$K_2 = 0$$

L'équation générale du courant d'entrée du pont redresseur vaut donc (toujours dans l'intervalle de temps $[t_2, t_3]$) :

$$i_e(t) = -I + C \cdot \omega \cdot V \sqrt{2} \cos(\omega t)$$

Les allures du courant et de la tension d'entrée du pont redresseur sont représentées à la FIGURE 29.

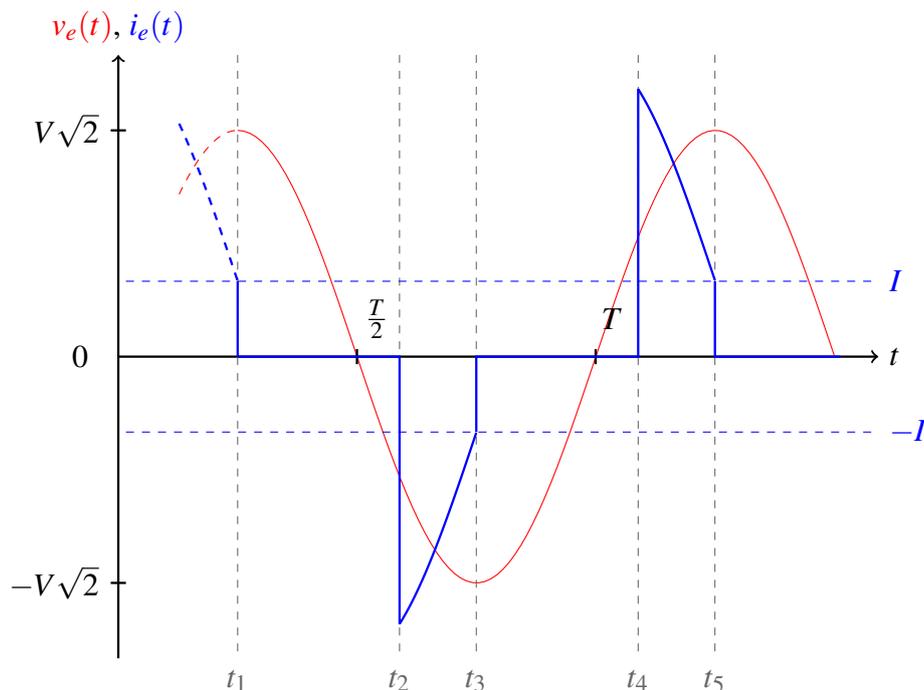


FIGURE 29 – Allure du courant d'entrée d'un PD2 à capacité en tête

Il s'agit d'un courant fortement impulsionnel. Il le sera d'autant plus que la valeur de la capacité du condensateur sera élevée. Ce courant impulsionnel pose les problèmes suivants :

- Courant absorbé au réseau ayant un fort taux de distorsion entraînant un mauvais facteur de puissance (cf. partie 4).

- Sur-dimensionnement des diodes en raison des pointes de courant constatées.

Pour conclure, le redresseur double alternance à capacité en tête offre un moyen simple de lisser la tension de sortie. Celle-ci sera d'autant plus continue que la valeur de la capacité sera élevée. En contrepartie, le courant d'entrée du pont sera fortement impulsionnel. C'est la raison pour laquelle, les alimentations munies d'un redresseur à capacité en tête sont progressivement remplacées par des **alimentations à absorption sinusoïdale de courant**.

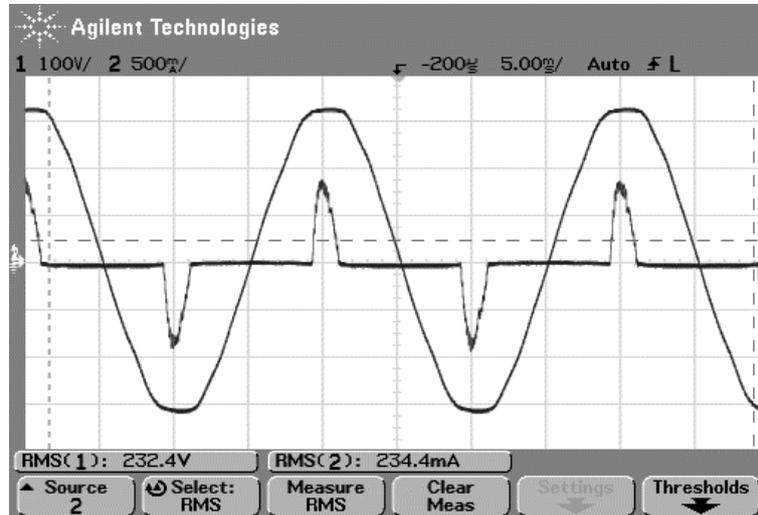


FIGURE 30 – Courant absorbé par une alimentation de PC ancienne

2.3 Redressement Triphasé - Le PD3

Nous venons d'aborder le redressement non commandé en monophasé, cette mise en forme de l'énergie électrique est aussi envisageable en polyphasé. Nous étudierons dans cette partie le cas répandu du régime triphasé.

Exercice : (Rappels sur le Triphasé) Soit un système de tension triphasé équilibré sinusoïdal direct défini par les tensions $v_1(t)$, $v_2(t)$ et $v_3(t)$.

1. Quelles sont les conditions nécessaires sur ces 3 tensions pour obtenir un système de tension triphasé équilibré ?
 2. Rappeler alors les expressions des 3 tensions en temporel et en notation complexe
 3. Tracer le diagramme de Fresnel des 3 tensions simples (\underline{V}_1 , \underline{V}_2 et \underline{V}_3), y faire figurer par déduction les 3 tensions composées (\underline{U}_{12} , \underline{U}_{23} et \underline{U}_{31}).
 4. Dédire du diagramme de Fresnel la relation entre la valeur efficace des tensions simples (V) et la valeur efficace des tensions composées (U).
 5. Exprimer la valeur maximale atteinte par une tension composée en fonction de la valeur efficace d'une tension simple
 6. Représenter alors l'évolution temporelle des 3 tensions simples $v_1(t)$, $v_2(t)$ et $v_3(t)$ ainsi que les trois tensions composées $u_{12}(t)$, $u_{23}(t)$ et $u_{31}(t)$.
1. Pour que les 3 tensions $v_1(t)$, $v_2(t)$ et $v_3(t)$ puissent définir un système de tension triphasé, les 3 conditions suivantes doivent être réunies :
 - (a) Même fréquence (même pulsation $\omega = 2\pi.f$)
 - (b) Même valeur efficace (V)

(c) Tensions déphasées de $\frac{2\pi}{3}$

2. Les expressions dans le domaine temporel et dans le domaine complexe sont donc les suivantes :

(a) Domaine temporel :

$$v_1(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega t)$$

$$v_2(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$v_3(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

(b) Domaine complexe :

$$\underline{V}_1 = Ve^0$$

$$\underline{V}_2 = Ve^{-j\frac{2\pi}{3}}$$

$$\underline{V}_3 = Ve^{+j\frac{2\pi}{3}}$$

3. Le diagramme de Fresnel permet de représenter graphiquement sur un même plan des variables **de même fréquence**. Notons qu'il est impératif d'orienter le diagramme de Fresnel pour une bonne lisibilité des déphasages. La FIGURE 31 représente le diagramme de Fresnel d'un système de tension triphasé.

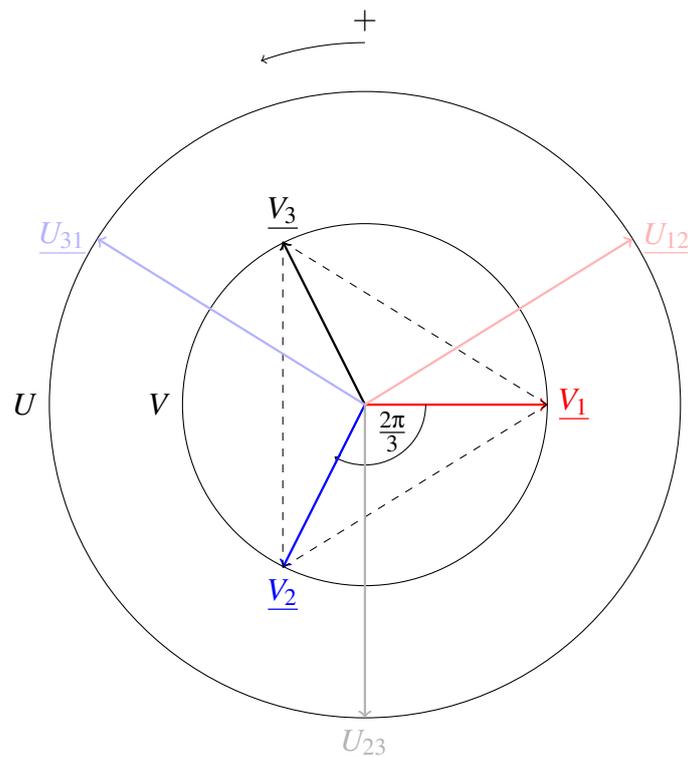


FIGURE 31 – Diagramme de Fresnel d'un système de tension triphasé

4. La relation entre la valeur efficace des tensions simples (V) et la valeur efficace des tensions composées (U) peut être déterminée à l'aide du diagramme de Fresnel représenté à la FIGURE 32. Le module du complexe \underline{V}_1 valant V et le module du complexe \underline{U}_{12} valant U .

Il suit :

$$\frac{U}{2} = V \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)$$

D'où :

$$\boxed{U = \sqrt{3} \cdot V}$$

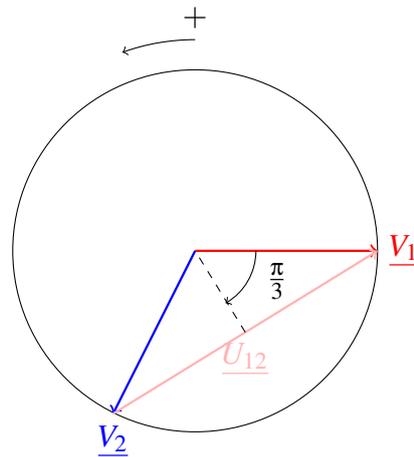


FIGURE 32 – Détermination du rapport des tensions efficaces à l'aide du Fresnel

5. La valeur maximale atteinte par une tension composée au cours d'une période vaut donc :

$$U_{Max} = \sqrt{2} \cdot U = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V = \sqrt{6} \cdot V \sim 2,45V$$

6. Les allures temporelles des tensions simples et composées sont représentées à la **Figure 33**.

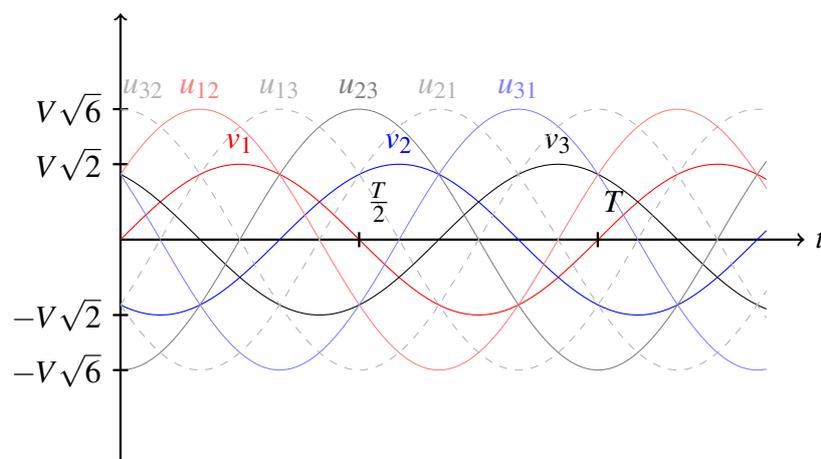


FIGURE 33 – Allures temporelles des tensions simples et composées

Nous allons désormais nous intéresser au redresseur triphasé représenté à la FIGURE 100. Ce convertisseur compose fréquemment le premier étage de convertisseurs triphasés plus élaborés comme par exemple certains variateurs de vitesse de machines électriques de forte puissance. Le PD3 offre un moyen efficace d'obtenir une tension relativement continue à partir d'un réseau sinusoïdal triphasé. Toujours dans l'objectif de simplifier la compréhension du fonctionnement du système, nous ferons l'hypothèse que la charge absorbe un courant constant I .

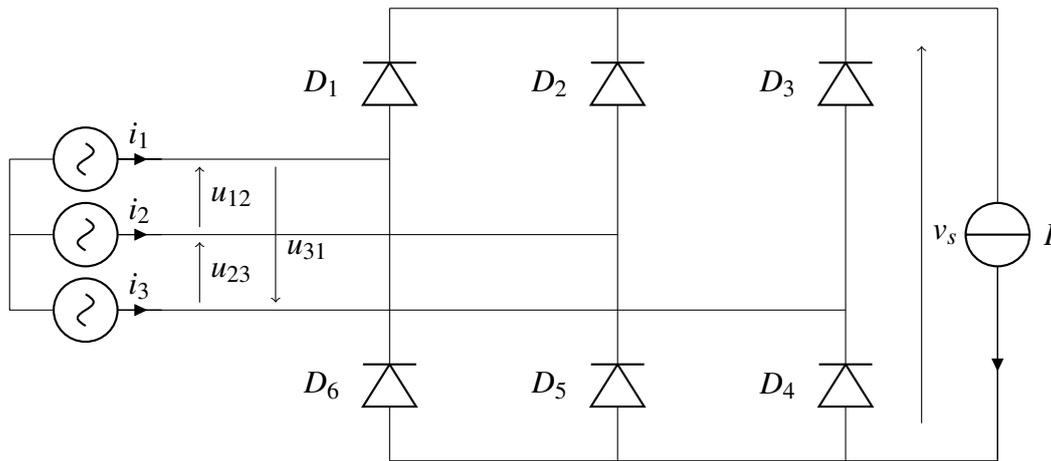


FIGURE 34 – PD3

Exercice :

1. Définir la séquence de conduction des 6 diodes du PD3 sur $[0, T]$
 2. Tracer l'allure de la tension de sortie ($v_s(t)$)
 3. Calculer la valeur moyenne de la tension de sortie ($\langle V_s \rangle$)
 4. Déterminer l'allure de la tension aux bornes de la diode D_1 , quelle est la tension maximale que doit tenir la diode en inverse ?
 5. Déterminer la valeur du courant dans la diode D_1 sur les différents intervalles de temps, en déduire l'allure du courant de la phase 1 ($i_1(t)$)
 6. Calculer la valeur efficace du courant de la phase 1 (I_1)
 7. Déduire des questions précédentes la valeur du facteur de puissance du montage
1. La séquence de conduction des diodes est définie par les instants de commutation naturelle. La charge appelant un courant constant, à chaque instant une des diodes à cathodes communes conduit avec une des diodes à anodes communes. Pour les diodes à cathodes communes, la diode qui conduit est celle qui voit son potentiel d'anode le plus élevé. De même, pour les diodes à anodes communes, la diode qui conduit est celle qui voit son potentiel de cathode le moins élevé. La séquence de conduction des diodes est représentée à la FIGURE 35.
 2. Une fois la séquence de conduction des diodes déterminées, il est aisé de déterminer la valeur de la tension de sortie. Par exemple, entre $\frac{\pi}{6}$ et $\frac{\pi}{2}$, les diodes D_1 et D_5 conduisent, la tension de sortie $v_s(t)$ est alors égale à la tension composée $u_{12}(t)$. L'allure de la tension de sortie peut alors être représentée (FIGURE 35). Il est possible d'observer que la tension de sortie est bien moins ondulée que dans le cas d'un redresseur monophasé.
 3. Pour déterminer la valeur moyenne de la tension de sortie, nous isolerons l'intervalle $[-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6}]$ comme représenté sur la FIGURE 36.
Sur l'intervalle $[-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6}]$, la tension de sortie du PD3 est égale à la tension composée $u_{32}(t)$. La tension moyenne de sortie peut alors s'exprimer de la manière suivante :

$$\langle V_s \rangle = \frac{6}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} u_{32}(\theta) d\theta$$

$$\langle V_s \rangle = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} V \sqrt{6} \sin(\theta + \frac{\pi}{2}) d\theta$$

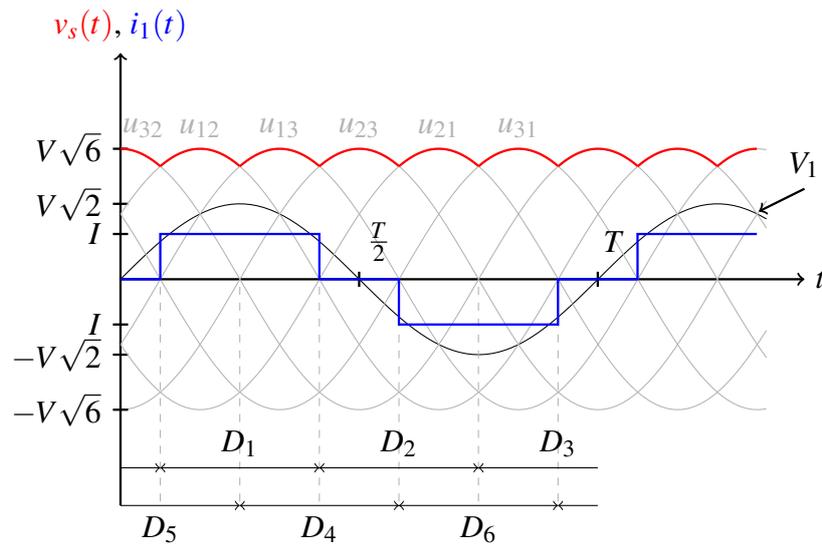


FIGURE 35 – Séquence de conduction des diodes et grandeurs électriques caractéristiques d’un PD3

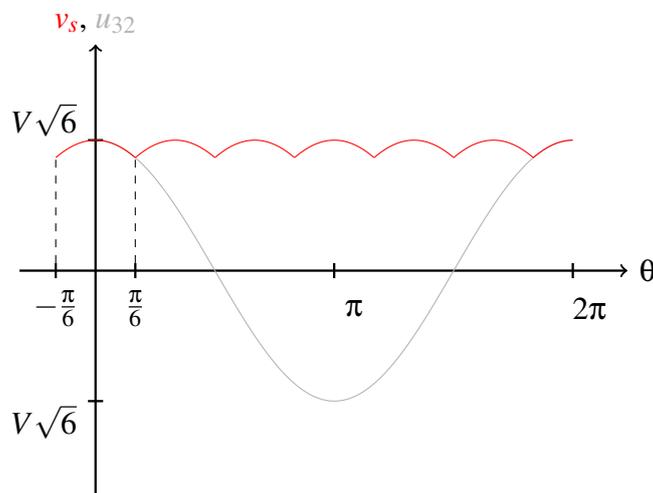


FIGURE 36 – Calcul de la valeur moyenne de la tension de sortie $\langle V_s \rangle$

$$\langle V_s \rangle = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} V\sqrt{6} \cos(\theta) d\theta$$

$$\langle V_s \rangle = \frac{3V\sqrt{6}}{\pi} [\sin(\theta)]_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}}$$

$$\boxed{\langle V_s \rangle = \frac{3V\sqrt{6}}{\pi}}$$

4. Pour déterminer la tension aux bornes de la diode D_1 , il suffit de déterminer si elle est passante et, le cas échéant quelle est la diode à cathode commune qui l’est :

– Intervalle $[\frac{\pi}{6}, \frac{5\pi}{6}]$: D_1 passante

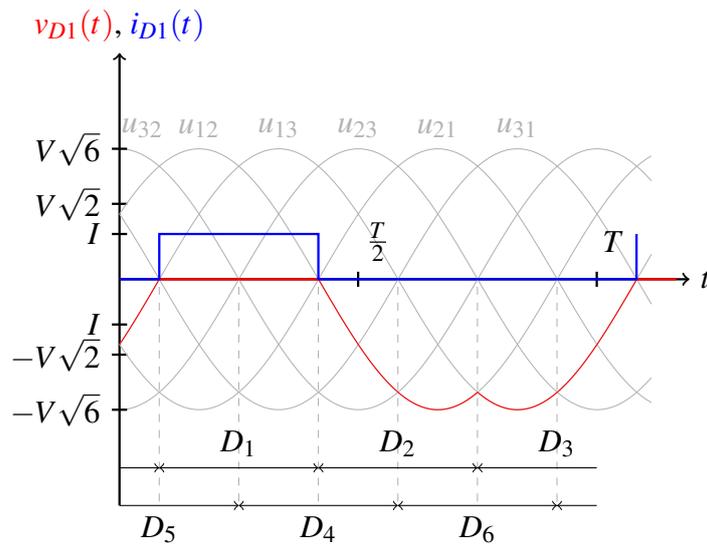
$$v_{D1}(t) = 0$$

– Intervalle $[\frac{5\pi}{6}, \frac{9\pi}{6}]$: D_2 passante

$$v_{D1}(t) = u_{12}(t)$$

– Intervalles $[0, \frac{\pi}{6}]$ et $[\frac{9\pi}{6}, 2\pi]$: D_3 passante

$$v_{D1}(t) = u_{13}(t)$$

FIGURE 37 – Tension et courant de la diode D_1

L'allure de la tension aux bornes de la diode D_1 est représentée à la FIGURE 37.

De façon à dimensionner au mieux une diode, il est impératif de connaître la tension maximale qu'elle est amenée à tenir en inverse (V_{RM}), ce paramètre est défini grâce à la FIGURE 37 :

$$V_{RM} = V \cdot \sqrt{6}$$

5. La charge appelant un courant constant, le courant dans la diode D_1 vaut I lorsque celle-ci est passante et 0 lorsque la diode est bloquée.

D'après la loi des noeuds, le courant de la première phase vaut :

$$i_1(t) = i_{D1}(t) - i_{D6}(t)$$

Il est alors possible de représenter le courant dans la phase 1 (en bleu sur la FIGURE 35).

6. La valeur efficace du courant de la phase 1 nous est donnée par l'expression suivante :

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2(\theta) d\theta}$$

Par symétrie :

$$I_1 = \sqrt{\frac{4}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} i_1^2(\theta) d\theta}$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{2 \cdot I^2}{\pi} \left[\theta \right]_0^{\frac{\pi}{6}}}$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{2 \cdot I^2}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{6} \right)}$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{2 \cdot I^2}{3}} = I \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}$$

7. Pour déterminer le facteur de puissance, nous ferons l'hypothèse que le convertisseur est sans pertes (diodes idéales). Il est alors possible d'exprimer la puissance active comme apparente en amont ou en aval du pont.

La puissance active, exprimée en aval du pont redresseur donne :

$$P = \langle V_s \rangle \cdot I = \frac{3V\sqrt{6} \cdot I}{\pi}$$

La puissance apparente exprimée elle côté réseau donne :

$$S = 3 \cdot V \cdot I_1 = 3 \cdot V \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = \sqrt{6} \cdot V \cdot I$$

Le facteur de puissance peut alors être déduit :

$$FdP = \frac{P}{S} = \frac{3 \cdot \sqrt{6}}{\pi \cdot \sqrt{6}} = \frac{3}{\pi} \approx 0,95$$

Le facteur de puissance de cette installation est donc très proche de 1 ce qui indique une excellente qualité d'utilisation de l'énergie électrique, la quasi totalité de l'énergie électrique étant convertie en puissance dans la charge.

2.4 Imperfections

2.4.1 L'empîement

L'inductance de ligne du réseau n'est en réalité pas négligeable. Nous restons dans le cadre d'un PD2 débitant sur une charge absorbant un courant constant, l'inductance de ligne du réseau est notée λ (FIGURE 38).

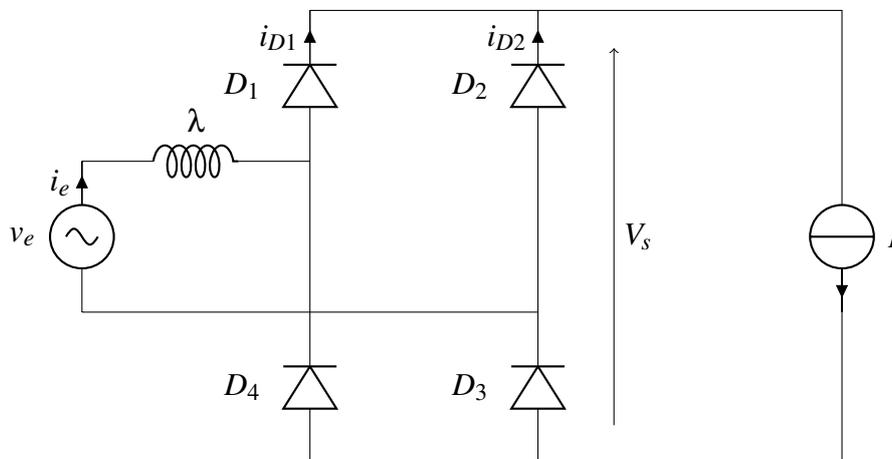


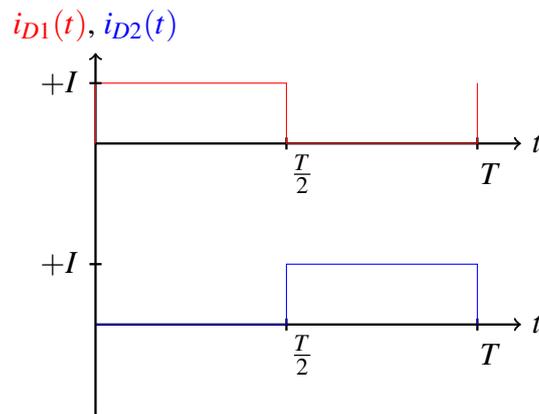
FIGURE 38 – Prise en compte de l'empîement

Dans l'hypothèse où le réseau ne présente pas d'inductance parasite ($\lambda = 0$), les courants dans les diodes peuvent évoluer théoriquement instantanément entre 0 et I , comme représenté sur la FIGURE 39.

En réalité, en raison de l'inductance présentée par le réseau, l'évolution du courant ne peut présenter de discontinuité, l'inductance λ limitant la vitesse d'évolution du courant. A l'instant $\frac{T}{2}$, le courant de la diode D_1 mettra donc un certain temps à atteindre 0.

De plus, en raison de la nature de la charge, un courant constant et égal à I doit être fourni à la charge. Cela va entraîner la mise en conduction de la diode D_2 :

$$i_{D1}(t) + i_{D2}(t) = I, \quad \forall t$$

FIGURE 39 – Allure des courants dans les diodes pour $\lambda = 0$

Pendant un court instant, dépendant directement de la valeur de l'inductance du réseau, les diodes D_1 et D_2 seront simultanément en conduction. On parle alors **d'empiètement**. On note t_α la durée de l'empiètement sur une demi-période. L'allure du courant dans ces diodes aura donc l'allure représentée à la FIGURE 40.

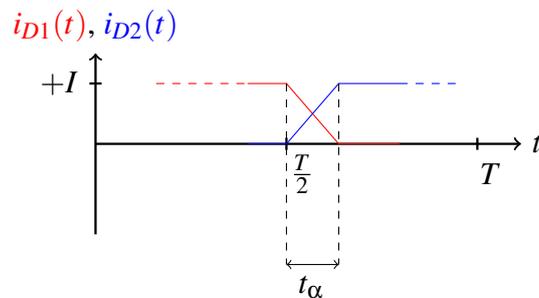


FIGURE 40 – Effet de l'empiètement sur les courants dans les diodes

Le même raisonnement s'appliquant aux diodes D_3 et D_4 , les 4 diodes du pont PD2 sont en conduction durant l'empiètement. Cela a pour effet de court-circuiter la tension de sortie. La tension moyenne de sortie se trouve alors diminuée par rapport au cas sans empiètement. La FIGURE 41 représente l'allure de la tension de sortie.

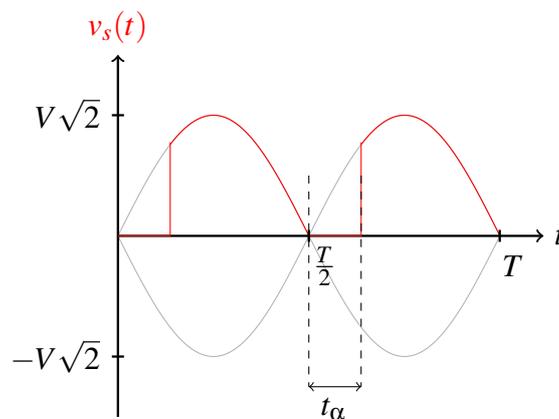


FIGURE 41 – Effet de l'empiètement sur la tension de sortie du PD2

L'empiètement a donc pour conséquence de diminuer la valeur moyenne de la tension de sortie. Plus le courant appelé par la charge sera élevé, plus la durée d'empiètement sera élevée et plus la chute

de tension en sortie du convertisseur sera importante. Le convertisseur se comporte donc comme une source de tension DC (FIGURE 42) :

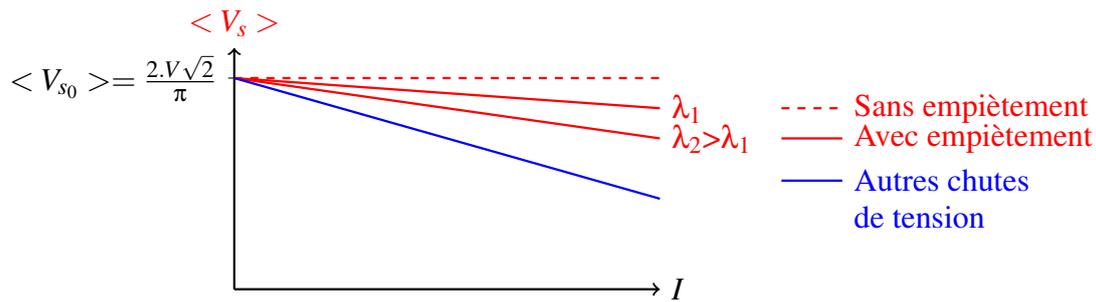


FIGURE 42 – Effet de l’empiètement sur la valeur moyenne de la tension de sortie

2.4.2 Imperfections des diodes

Les diodes présentant une certaine chute de tension à l’état passant, celle-ci vient donc se rajouter à la chute de tension créée par le phénomène d’empiètement (en bleu sur la FIGURE 42).

3 Conversion AC/DC - Redressement commandé

3.1 Le thyristor

3.1.1 Présentation

La FIGURE 43 donne un aperçu des thyristors rencontrés dans le domaine de l’électronique de puissance. L’existence des gâchettes sur les photos permet de les différencier des diodes.



(a) Thyristor Semikron SKT 50 - 1200 V/50 A (b) Thyristor Semikron SKT 1200 - 1200 V/1200 A

FIGURE 43 – Exemples de thyristors de puissance

Actuellement, les thyristors sont principalement utilisés dans les applications forte puissance. Les limites courant/tension que peuvent tenir les thyristors les plus performants atteignent aujourd’hui environ **4 kV et 3 kA**. Bien entendu, de façon à dépasser ces limites, il est possible de grouper en série ou en parallèle ces composants. Les principaux domaines d’application sont le contrôle en vitesse des machines DC, les chargeurs de batterie ainsi que les liaisons à courant continu de forte puissance (**HVDC**).

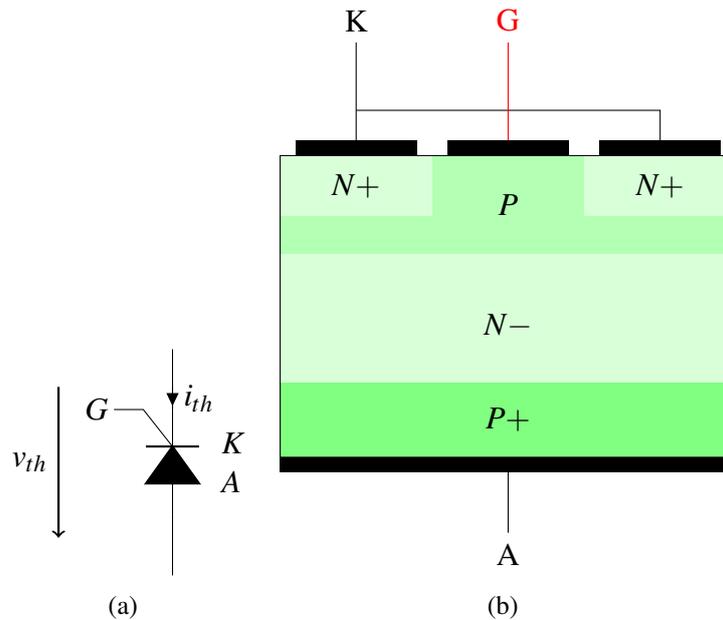


FIGURE 44 – Représentation (a) et vue schématique en coupe (b) d'un thyristor

3.1.2 Commande à l'amorçage

La FIGURE 44 donne la représentation ainsi qu'une vue en coupe simplifiée d'un thyristor. Il s'agit d'un composant muni d'une cathode et d'une anode auxquelles vient s'ajouter une gâchette permettant de commander le composant à l'amorçage et d'ainsi retarder l'entrée en conduction du composant. Le but étant de retarder l'amorçage du composant par rapport à l'instant de commutation naturelle (identique à celui d'une diode), la commande de la gâchette doit être synchronisée sur l'onde de tension alternative. Au moment où l'on souhaite commander le composant, un train d'impulsion est générée sur la gâchette du composant. Si l'énergie amenée sur la gâchette est suffisante, le composant est alors amorcé et devient passant. La FIGURE 45 représente un schéma classique de commande de gâchette. Notons qu'un transformateur d'impulsion permet d'isoler galvaniquement le circuit de puissance du circuit de commande.

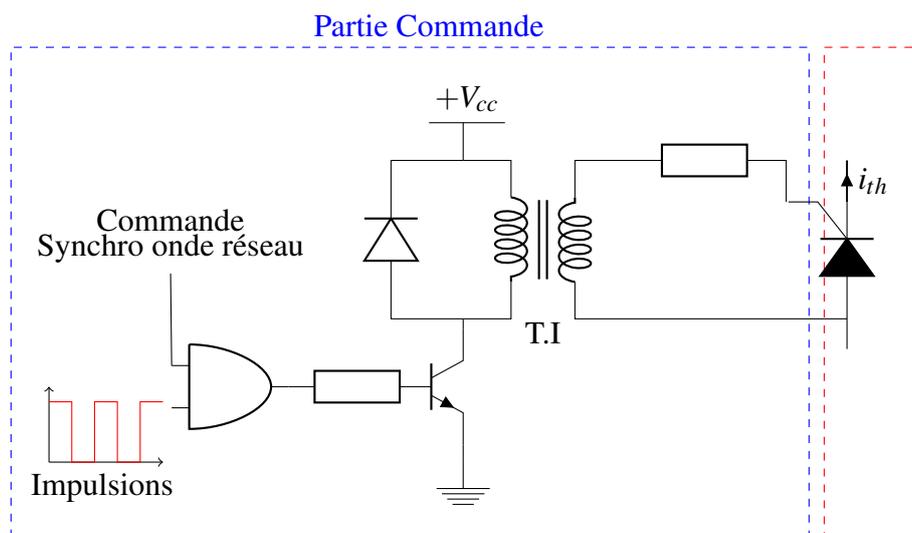


FIGURE 45 – Schéma de la commande d'un thyristor

Le thyristor, à l'inverse d'une diode, n'est pas à amorçage spontané (il ne devient pas passant à

l'instant de commutation naturelle). En d'autres termes, l'amorçage du composant ne résulte pas uniquement de l'évolution des grandeurs électriques au sein du système. Il faut en réalité commander le composant à l'amorçage. C'est le rôle de la gâchette. Notons que le composant ne peut être amorcé qu'après l'instant de commutation naturelle (noté C.N). La FIGURE 46 représente de façon simple la commande de la gâchette décalée dans le temps par rapport à la commutation naturelle. L'électronique de commande détecte l'instant de commutation naturelle et va envoyer l'ordre d'amorçage du composant avec un retard réglable par l'utilisateur appelé **angle de retard à l'amorçage** (ψ).

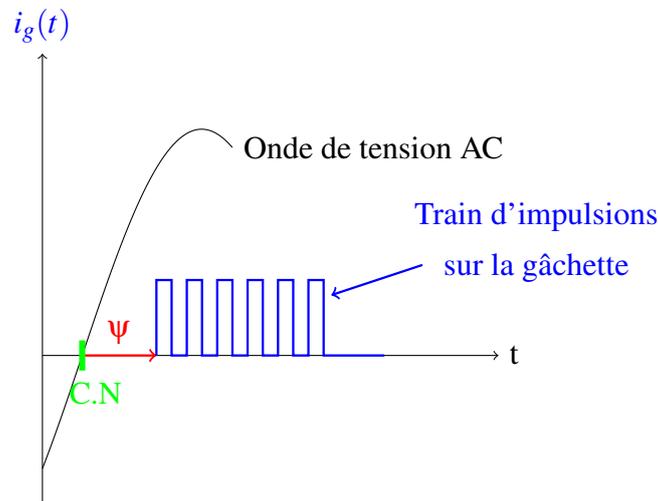


FIGURE 46 – Commande de la gâchette du thyristor par train d'impulsions

3.1.3 Caractéristique statique

La FIGURE 47 représente la caractéristique statique d'un thyristor. L'amorçage du composant se fait à tension positive **et** commande adéquate sur la gâchette. Plus la tension aux bornes du thyristor sera positive au moment de l'amorçage, moins le courant de gâchette devra être élevé pour amorcer dans de bonnes conditions le thyristor. La tension aux bornes d'un thyristor est donc négative ou positive. Un fois le thyristor amorcé, il ne se bloquera que par annulation du courant le traversant. Le blocage est donc spontané, de la même façon que pour une diode. Le courant minimum pour que le thyristor reste passant est appelé courant de maintien (Latching current : I_L).

L'intérêt des thyristors réside donc dans le fait qu'il est possible de fixer l'instant d'amorçage du composant (à l'inverse d'une diode). Il est donc possible d'agir sur les formes d'ondes en sortie du convertisseur AC/DC et donc de fixer la valeur moyenne de la tension de sortie.

3.1.4 Limitations

Bien entendu, le thyristor, à l'instar de tous les composants semi-conducteurs présentent certaines limitations technologiques restreignant son utilisation.

Limitation en $\frac{di}{dt}$ Lors de l'amorçage, le courant traversant le thyristor s'établit tout d'abord autour de la zone où est implantée la gâchette puis s'étend à l'ensemble du semi-conducteur. Il est donc impératif que la vitesse de croissance du courant lors de l'amorçage n'excède pas une certaine valeur sous peine de destruction par effet de la chaleur du composant.

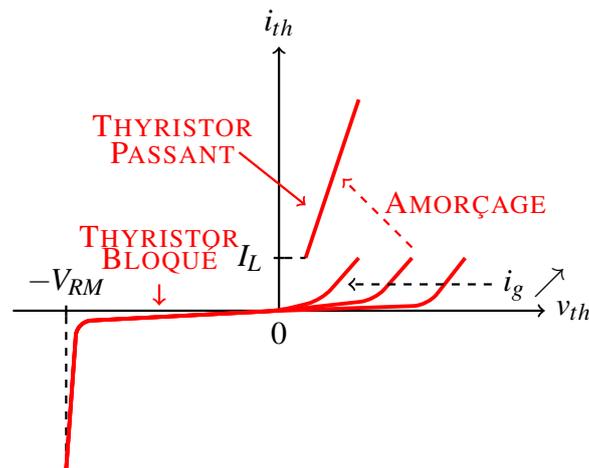


FIGURE 47 – Caractéristique d'un thyristor

Limitation en $\frac{dv}{dt}$ Le thyristor présente des capacités parasites. Celles-ci causent, sous l'effet de la l'augmentation de la tension aux bornes du thyristor, un courant similaire au courant de gâchette pouvant causer un amorçage intempestif du thyristor lorsque la vitesse de croissance de la tension est trop importante.

Temps de blocage minimum Le blocage d'un thyristor lors de l'annulation du courant le traversant n'est effectif qu'après un certain temps permettant de reconstituer la zone de charge d'espace au sein du composant. Ce temps (appelé t_q) limite en fréquence l'utilisation du composant. C'est la raison pour laquelle le thyristor est principalement utilisé en basse fréquence.

Ces principales limitations technologiques (tirées du document constructeur) sont rappelées TABLE 3. Elles concernent le thyristor SKT 1200 de chez Semikron.

Paramètres	Valeur	Unité
$(\frac{di_{th}(t)}{dt})_{cr}$	125	[A/ μ s]
$(\frac{dv_{th}(t)}{dt})_{cr}$	1000	[V/ μ s]
t_q	100 à 250	[μ s]

TABLE 3 – Principales limitations technologiques pour le thyristor SKT 1200 de chez Semikron

3.2 Redressement monophasé

3.2.1 Pont tout thyristors

De façon à simplifier la compréhension du fonctionnement du montage, nous étudierons le redresseur tout thyristor débitant sur une source de courant constant. Ainsi, nous nous trouverons en permanence en conduction continue. Cependant, il faut garder en mémoire le fait que selon la nature de la charge, la conduction discontinue du courant dans la charge peut se produire, modifiant alors les formes d'ondes.

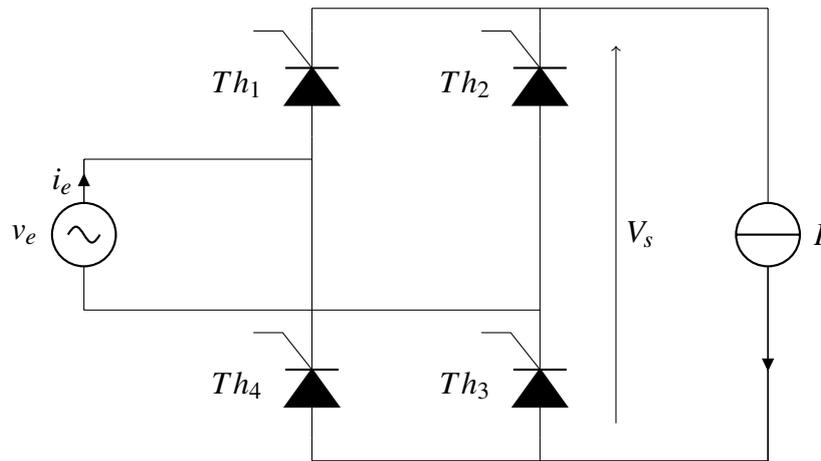
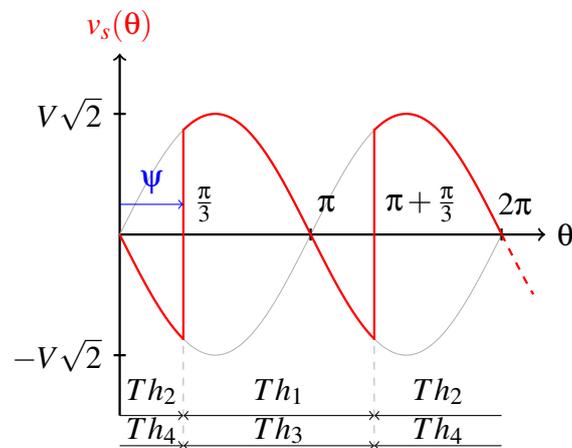


FIGURE 48 – PD2 Tout thyristor

FIGURE 49 – PD2 tout thyristor - Allure de la tension de sortie pour $\psi = \frac{\pi}{3}$ (Conduction continue)

Exercice : On se place dans l'hypothèse de conduction continue dans la charge, l'angle de retard à l'amorçage des thyristors vaut : $\psi = \frac{2\pi}{3}$

1. Déterminer la séquence de conduction des thyristors
 2. Tracer l'allure de la tension de sortie ($v_s(t)$)
 3. Quelle serait l'allure de la tension de sortie dans le cas d'une conduction discontinue dans la charge ?
 4. Tracer l'allure de la tension aux bornes du thyristor 1 ($v_{th_1}(t)$)
 5. Quelle tension maximale doit tenir le thyristor en inverse ?
 6. Calculer la valeur moyenne de la tension de sortie ($\langle V_s \rangle$)
 7. Tracer l'allure de la fonction $\langle V_s \rangle = f(\psi)$
 8. Que se passe-t-il lorsque $\psi > \frac{\pi}{2}$?
 9. Ce fonctionnement est-il possible avec n'importe quelle charge ?
1. Les thyristors sont commandés avec un angle de retard ψ après les instants de commutation naturelle (qui sont les mêmes que pour un PD2 tout thyristor). Les thyristors Th_1 et Th_3 sont donc passants sur l'intervalle $[\psi, \pi + \psi]$ et les thyristors Th_2 et Th_4 sur l'intervalle $[\pi + \psi, 2\pi + \psi]$.

2. Lorsque les thyristors Th_1 et Th_3 sont passants, la relation suivante est vérifiée pour la tension de sortie :

$$v_s(\theta) = v_e(\theta)$$

A l'inverse, lorsque Th_2 et Th_4 sont passants :

$$v_s(\theta) = -v_e(\theta)$$

La séquence de conduction des semi-conducteurs ainsi que l'allure de la tension de sortie sont rappelés à la FIGURE 49.

3. Dans le cas d'une conduction discontinue dans la charge (annulation du courant dans la charge à un instant t), les thyristors qui devaient être passants se bloquent car le courant les traversant devient inférieur au courant de maintien. Entre cet instant et la commande suivante des thyristors, les 4 semi-conducteurs se trouvent à l'état bloqué. Dans ce cas, le courant dans la charge étant nul, la tension de sortie l'est aussi : il y a donc un palier à zéro pour la tension de sortie.
4. Lorsque le thyristor 1 est passant (entre ψ et $\pi + \psi$), la tension à ses bornes est nulle. Lorsque le thyristor 1 est bloqué, le thyristor 2 est passant, il suit :

$$v_{th_1}(\theta) = v_e(\theta)$$

L'allure de la tension $v_{th_1}(\theta)$ est représentée en bleu à la FIGURE 50.

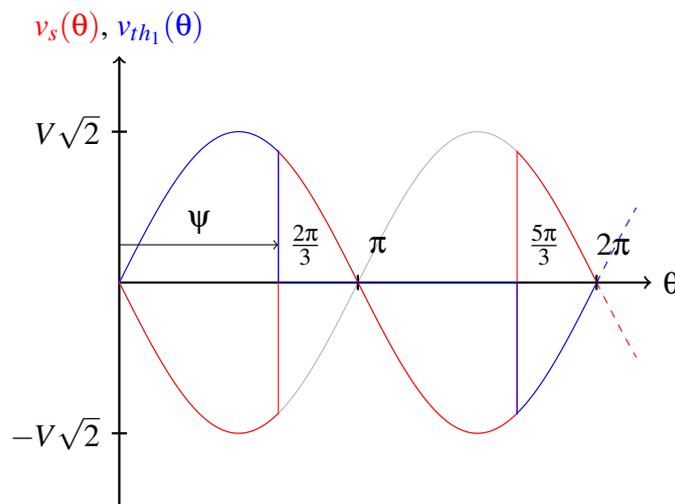


FIGURE 50 – PD2 tout thyristor - Allure de la tension de sortie et de la tension aux bornes du thyristor 1 pour $\psi = \frac{2\pi}{3}$ (Conduction continue)

Notons qu'à la différence d'une diode, la tension aux bornes d'un thyristor peut être positive comme le montre l'allure de la tension aux bornes du thyristor 1.

5. Il est possible d'observer que le thyristor doit tenir en tension inverse la valeur maximale de la tension réseau. Il conviendra de tenir compte de ce paramètre pour le choix des composants.
6. Il est possible de calculer la valeur moyenne de la tension de sortie de la manière suivante :

$$\langle V_s \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_s(\theta) d\theta$$

$$\langle V_s \rangle = \frac{2}{2\pi} \int_{\psi}^{\pi+\psi} v_s(\theta) d\theta$$

$$\begin{aligned} \langle V_s \rangle &= \frac{2}{2\pi} \int_{\psi}^{\pi+\psi} V\sqrt{2}\sin(\theta)d\theta \\ \langle V_s \rangle &= \frac{V\sqrt{2}}{\pi} [-\cos(\theta)]_{\psi}^{\pi+\psi} \\ \langle V_s \rangle &= \frac{V\sqrt{2}}{\pi} (2\cos\psi) \\ \boxed{\langle V_s \rangle} &= \frac{2V\sqrt{2}}{\pi} \cos\psi \end{aligned}$$

7. En connaissant l'expression de la valeur moyenne de la tension de sortie, il est possible de tracer son évolution en fonction de l'angle de retard à l'amorçage des thyristors (FIGURE 51) :

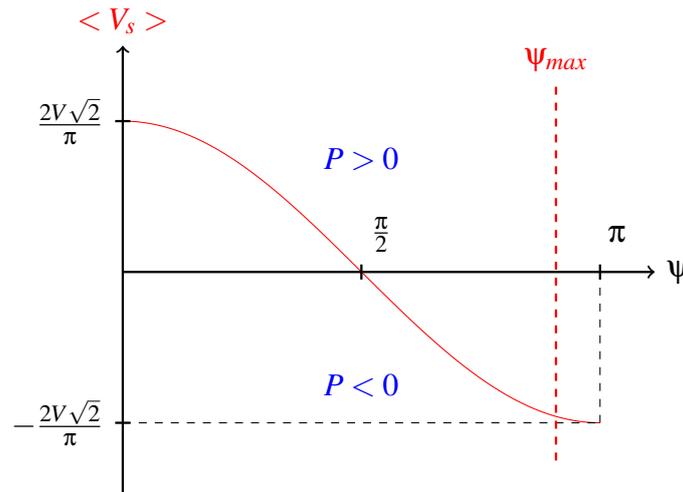


FIGURE 51 – Évolution de la tension moyenne de sortie ($\langle V_s \rangle$) en fonction de l'angle de retard à l'amorçage des thyristors

En raison des limites technologiques inhérentes aux composants bipolaires, il est impossible de fixer un angle de retard à l'amorçage égal à π . En pratique, un angle de retard à l'amorçage maximal (légèrement inférieur à π) est spécifié pour garantir un blocage correct des diodes (on parlera d'angle de garde).

8. Si nous faisons l'hypothèse d'une charge absorbant un courant constant (charge très inductive), la puissance en sortie du pont redresseur s'exprime de la manière suivante :

$$P = \langle V_s \rangle \cdot I$$

La FIGURE 51 nous montre que la valeur moyenne de la tension en sortie du redresseur peut être positive ou négative suivant la valeur de l'angle de retard à l'amorçage des thyristors :

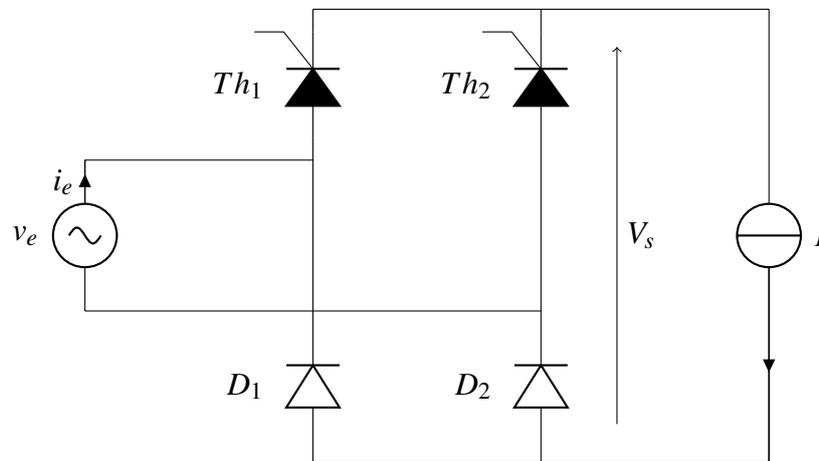
- $\langle V_s \rangle > 0$: Dans ce cas, la charge consomme de l'énergie ($P > 0$). Il s'agit du fonctionnement REDRESSEUR.
 - $\langle V_s \rangle < 0$: Dans ce cas, la charge fournit de l'énergie ($P < 0$). Il s'agit du fonctionnement ONDULEUR ASSISTÉ. Le qualificatif ASSISTÉ est employé par opposition aux onduleurs autonomes à commande MLI. Dans le cas d'un onduleur assisté, celui-ci a besoin de l'assistance du réseau pour fonctionner.
9. Bien entendu, pour que le fonctionnement en onduleur assisté soit possible, il est nécessaire que la charge puisse devenir **génératrice d'énergie**.
- Il est donc possible de faire fonctionner ce montage dans 2 quadrants. Le système étant bi-directionnel en tension et uni-directionnel en courant (les thyristors empêchent l'inversion du sens du courant).

3.2.2 Ponts mixtes

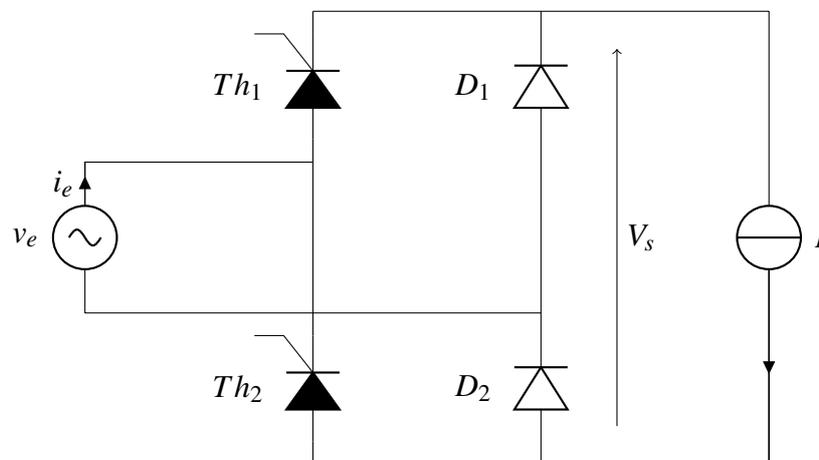
Il est possible de "mixer" les pont redresseurs à diodes et à thyristors pour obtenir des structures hybrides appelées ponts mixtes. En fonction de la disposition des semi-conducteurs, 2 types se distinguent :

- Pont mixte symétrique
- Pont mixte asymétrique

Ces 2 types sont représentés à la FIGURE 52.



STRUCTURE SYMÉTRIQUE



STRUCTURE ASYMÉTRIQUE

FIGURE 52 – PD2 Mixte

Le choix entre ces différentes structures se fera en fonction de l'application visée et du nombre de quadrants envisagés. Bien entendu, le choix d'une structure mixte permet réduire les coûts liés aux semi-conducteurs (un thyristor restant plus élevé qu'une diode (\sim d'un facteur 5 à 10)).

Compte-tenu de la disposition des semi-conducteurs, la séquence de conduction est différentes pour un pont symétrique et pour un pont asymétrique. Pour autant, cela n'a aucune importance sur la tension de sortie du convertisseur. La FIGURE 53 donne une idée de la séquence de conduction, de la tension de sortie et de l'allure de la tension aux bornes du thyristor 1 pour les 2 ponts envisagés.

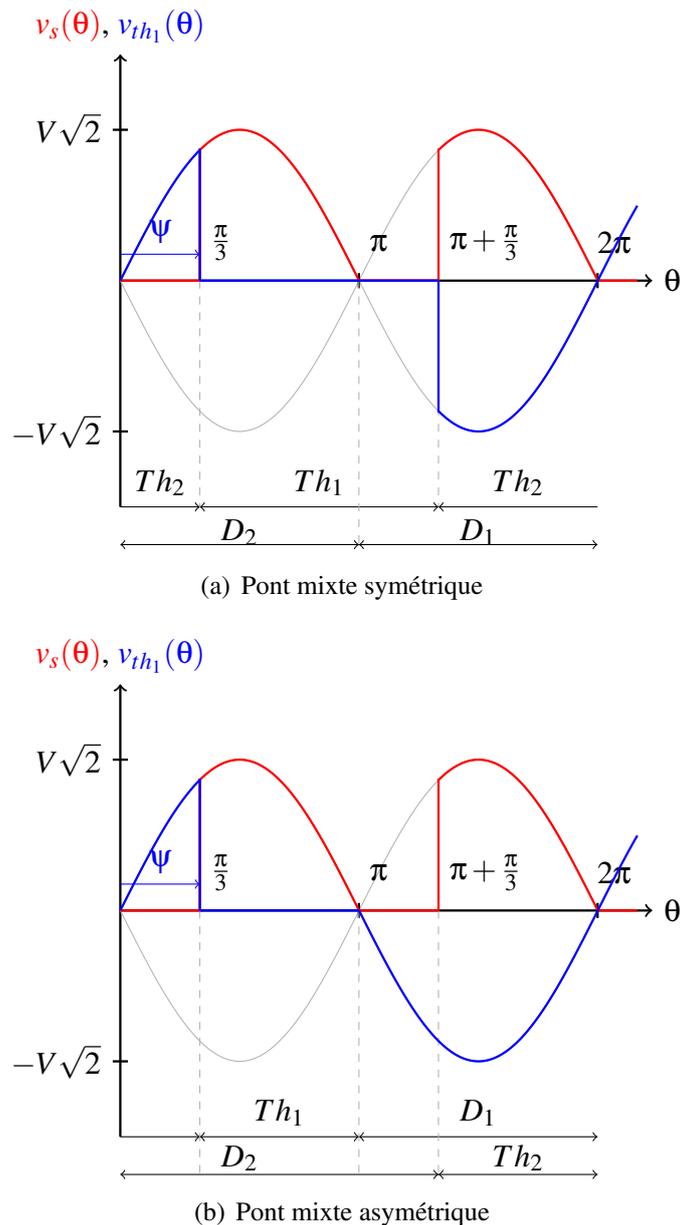


FIGURE 53 – Séquence de conduction, tensions de sortie et aux bornes du thyristor 1

On se propose d'étudier un exemple de PD2 mixte symétrique pour l'entraînement en vitesse d'une machine à courant continu.

3.3 Application à la variation de vitesse d'une MCC

Imaginons désormais que la charge d'un PD2 mixte symétrique est constituée de l'induit d'une machine à courant continu conformément à la FIGURE 54. La force électromotrice de l'induit d'une machine à courant continu étant proportionnelle à la vitesse de rotation de l'arbre mécanique (à flux inducteur donné), il est donc possible de faire varier cette vitesse en pilotant l'angle de retard à l'amorçage des thyristors.

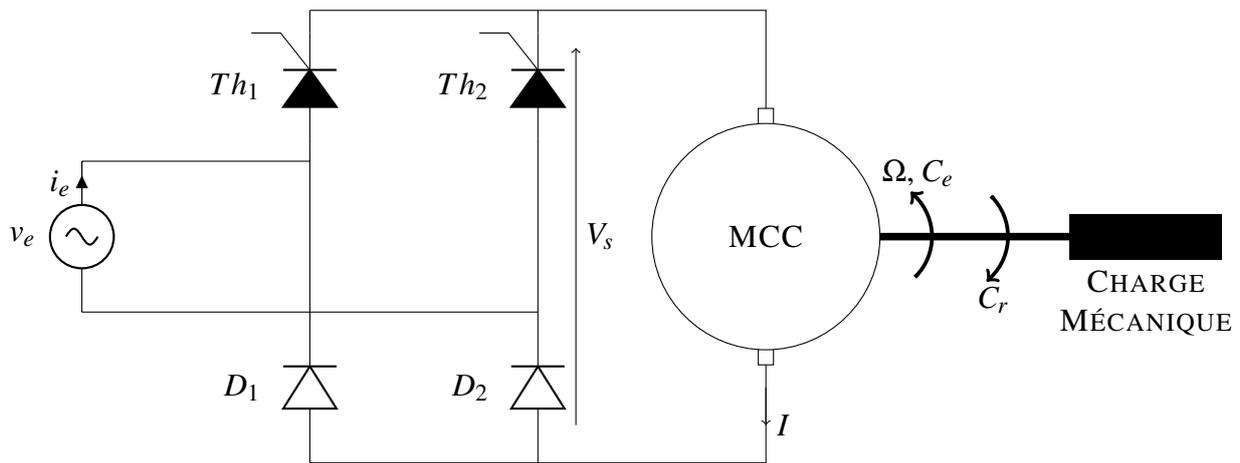


FIGURE 54 – Variation de vitesse à l'aide d'un PD2 mixte symétrique

Partie 1 : Étude du convertisseur

On cherche à faire varier la vitesse de rotation d'une MCC à aimants permanents à l'aide d'un PD2 mixte symétrique connecté à un réseau 230 V/50 Hz. On fera l'hypothèse que la charge absorbe un courant constant I .

1. Déterminer la séquence de conduction des semi-conducteurs sur une période T (on fixera arbitrairement un angle de retard à l'amorçage de $\frac{\pi}{3}$)
 2. Tracer l'allure de la tension de sortie
 3. Calculer la valeur moyenne de la tension de sortie ($\langle V_s \rangle$)
 4. Tracer la fonction $\langle V_s \rangle = f(\psi)$
 5. Tracer l'évolution temporelle du courant d'entrée
 6. Donner alors l'expression du facteur de puissance (on considère ici que le convertisseur est sans pertes)
 7. Tracer la fonction $Fdp = f(\psi)$ conclure.
1. Pour déterminer la séquence de conduction des diodes, il suffit de repérer les instants de commutation naturelle. La diode conductrice étant celle qui voit son potentiel de cathode le moins élevé. Pour les thyristors, la séquence de conduction est décalée d'un angle ψ par rapport aux instants de commutation naturelle.
 2. La séquence de conduction des semi conducteurs et l'allure de la tension de sortie sont représentées à la FIGURE 55. A la différence d'un pont tout thyristor, il peut arriver que 2 semi-conducteurs d'un même bras conduisent simultanément, la tension de sortie est alors nulle.
 3. La valeur moyenne de la tension de sortie peut alors être exprimée de la façon suivante :

$$\langle V_s \rangle = \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi v_s(\theta) d\theta$$

Il suit :

$$\langle V_s \rangle = \frac{1}{\pi} \int_\psi^\pi V\sqrt{2} \sin(\theta) d\theta$$

$$\langle V_s \rangle = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} [-\cos(\theta)]_\psi^\pi$$

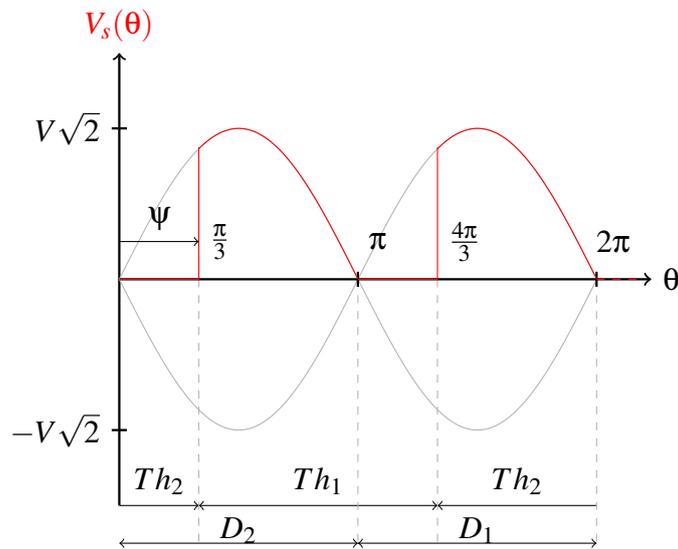


FIGURE 55 – PD2 Mixte symétrique - Allure de la tension de sortie pour $\psi = \frac{\pi}{3}$ (Conduction continue)

$$\langle V_s \rangle = \frac{V\sqrt{2}}{\pi}(1 + \cos \psi)$$

4. Dans cas précis (pont mixte symétrique), la valeur moyenne de la tension de sortie dépendant toujours de la valeur de l'angle de retard à l'amorçage peut uniquement prendre des valeurs positive ($\langle V_s \rangle > 0$). Le moteur ne peut alors fonctionner que dans un seul quadrant, le fonctionnement en onduleur assisté est ici impossible. L'allure de la fonction demandée est représentée à la FIGURE 56.

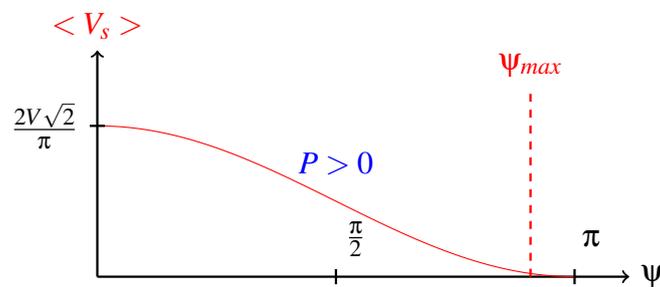


FIGURE 56 – Évolution de la tension moyenne de sortie ($\langle V_s \rangle$) en fonction de l'angle de retard à l'amorçage des thyristors pour le pont mixte symétrique

Le choix entre une architecture tout thyristor ou mixte dépendra de l'application et du nombre de quadrants de fonctionnement (1 ou 2) nécessaires.

5. Le courant d'entrée peut être déterminé de la façon suivante :

$$i_e(t) = i_{th1}(t) - i_{D1}(t)$$

Les courants des semi-conducteurs valent $+I$ à l'état passant et 0 à l'état bloqué. L'allure du courant d'entrée du convertisseur est représentée à la FIGURE 57.

6. Le convertisseur étant considéré sans pertes, nous choisirons d'exprimer la puissance active côté charge et la puissance apparente côté réseau :

$$FdP = \frac{P}{S}$$

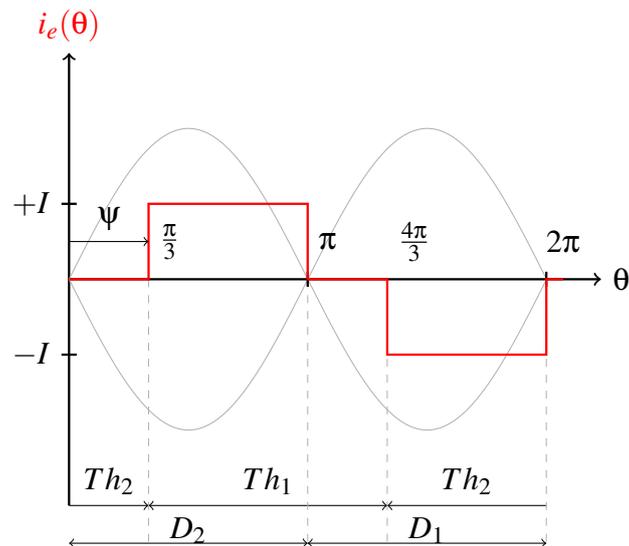


FIGURE 57 – Allure du courant d’entrée du convertisseur

Avec :

– Puissance active :

$$P = \langle V_s \rangle \cdot I = \frac{\sqrt{2} \cdot V \cdot I}{\pi} \cdot (1 + \cos(\psi))$$

– Puissance apparente :

$$S = V \cdot I_e$$

– Avec I_e la valeur efficace du courant d’entrée :

$$I_e = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\pi} i_e(\theta)^2 d\theta} = I \cdot \sqrt{1 - \frac{\psi}{\pi}}$$

D’où :

$$FdP = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1 + \cos \psi}{\sqrt{1 - \frac{\psi}{\pi}}}$$

7. Il est donc possible de tracer l’évolution du facteur de puissance en fonction de l’angle de retard à l’amorçage des thyristors (FIGURE 58). Notons que le fait d’augmenter l’angle de retard à l’amorçage des thyristors dégrade fortement le facteur de puissance du système.

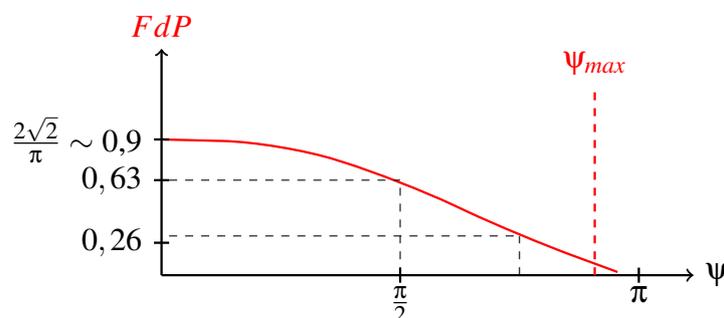


FIGURE 58 – Évolution du facteur de puissance de l’installation en fonction de l’angle de retard à l’amorçage des thyristors

Partie 2 : Étude du système complet

La résistance d'induit vaut 4Ω , l'inductance d'induit vaut 1H et la constante de fem vaut $0,5 \text{ V/rad/s}$.

1. Donner le schéma équivalent en régime permanent de l'induit de la MCC
2. Rappeler les 4 équations fondamentales d'une MCC
3. Donner l'expression de la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'induit de la MCC
4. Quelle est la relation entre la vitesse de rotation de la MCC et l'angle de retard à l'amorçage des thyristors
5. Expliquer le fonctionnement global du système, la MCC peut elle fonctionner en génératrice ?
6. La charge mécanique impose un couple résistant de 2 Nm . Déterminer alors la vitesse de rotation en régime permanent de la MCC pour $\frac{\pi}{3}$ (on négligera ici le couple de frottement).
7. La charge mécanique impose désormais un couple résistant de 6 Nm . Déterminer alors le réglage de l'angle de retard à l'amorçage des thyristors nécessaire pour maintenir constante la vitesse de rotation du moteur.

1. Le schéma de l'induit de la MCC est représenté à la FIGURE 59.

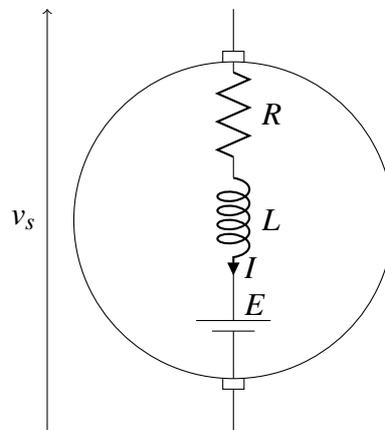


FIGURE 59 – Schéma équivalent de l'induit de la MCC

2. Les équations fondamentales régissant le fonctionnement d'une MCC sont les suivantes :
- Proportionnalité entre vitesse de rotation (Ω) et force électromotrice d'induit (E) :

$$E = k \cdot \varphi \cdot \Omega$$

- Proportionnalité entre couple électromagnétique (C_e) et courant d'induit (I) :

$$C_e = k \cdot \varphi \cdot I$$

Avec :

- k : Constante liée à la construction de la machine.
- φ : le flux électromagnétique créé par l'inducteur de la MCC. Dans notre cas, l'inducteur étant à aimant permanent, ce flux est constant.

Pour la suite de l'exercice, le flux inducteur étant constant, nous utiliserons les équations simplifiées suivantes :

$$E = K \cdot \Omega$$

$$C_e = K \cdot I$$

Avec : $K = k \cdot \varphi$.

A ces 2 équations, s'ajoutent l'équation électrique de l'induit de la MCC et le principe fondamental de la dynamique pour un mouvement de rotation :

– Équation électrique de l'induit :

$$V_s = E + R.I + L \frac{dI}{dt}$$

– Principe fondamental de la dynamique pour un mouvement de rotation

$$\sum C = J \frac{d\Omega}{dt}$$

Avec J le moment d'inertie des masses tournantes en $[kg.m^2]$.

3. On fait l'hypothèse que la constante de temps mécanique du moteur est bien supérieure à la période du réseau ($\tau_m \gg T$). Ainsi, l'ondulation de la tension de sortie n'aura aucun impact sur la vitesse de rotation de la MCC. La vitesse de rotation de la MCC est alors sensible uniquement à la valeur moyenne de la tension de sortie. En valeur moyenne, la loi des mailles en sortie du redresseur nous donne :

$$\langle V_s \rangle = E + R.I + L \frac{dI}{dt}$$

Nous faisons l'hypothèse que l'on se trouve en régime permanent. La valeur moyenne de la tension aux bornes d'une inductance est donc nulle :

$$\langle V_s \rangle = E + R.I$$

Ce qui nous donne pour la vitesse de rotation :

$$\Omega = \frac{1}{K} \left[\frac{V\sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos \psi) - R.I \right]$$

4. En régime permanent et en conduction continue, il est alors possible de fixer la vitesse de rotation de la machine en jouant sur l'angle de retard à l'amorçage des thyristors.
5. En régime permanent, le principe fondamental de la dynamique nous donne (avec C_e le couple électromagnétique de la MCC et C_r le couple résistant imposé par la charge) :

$$C_e - C_r = 0$$

D'où :

$$C_e = K.I = C_r = 2Nm$$

Il vient :

$$I = \frac{C_e}{K} = \frac{2}{0,5} = 4A$$

La vitesse de rotation correspondante vaut alors 278,6 rad/s soit environ 2660 tr/min.

6. Si le couple résistant imposé par la charge augmente, il va falloir jouer sur l'angle de retard à l'amorçage des thyristors pour maintenir la vitesse de rotation constante. Un couple de charge de 6 Nm impose un courant d'induit plus important que précédemment :

$$I = \frac{C_e}{K} = \frac{6}{0,5} = 12A$$

Nous pouvons alors déterminer la valeur de l'angle de retard à l'amorçage des 2 thyristors à l'aide de l'équation suivante :

$$\psi = \arccos \left[\left(\frac{K.\Omega + R.I}{V\sqrt{2}} - 1 \right) \right]$$

Si l'on souhaite maintenir la vitesse de rotation constante ($\Omega = 278,6$ rad/s), il faut régler ψ à une valeur de $35,5^\circ$. La nouvelle valeur de ψ est bien inférieure à la valeur initiale (60°) de façon à augmenter la valeur moyenne de la tension de sortie (conformément à la FIGURE 56). Cette augmentation de la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'induit permettra de compenser l'augmentation de la chute de tension aux bornes de la résistance et ainsi maintenir constante la fem E et donc la vitesse.

Le fonctionnement du système dans sa globalité est schématiquement représenté à la FIGURE 60 (les différentes chutes de tension liées à l'état passant des semi-conducteurs et à l'empîtement ne sont ici pas prises en compte).

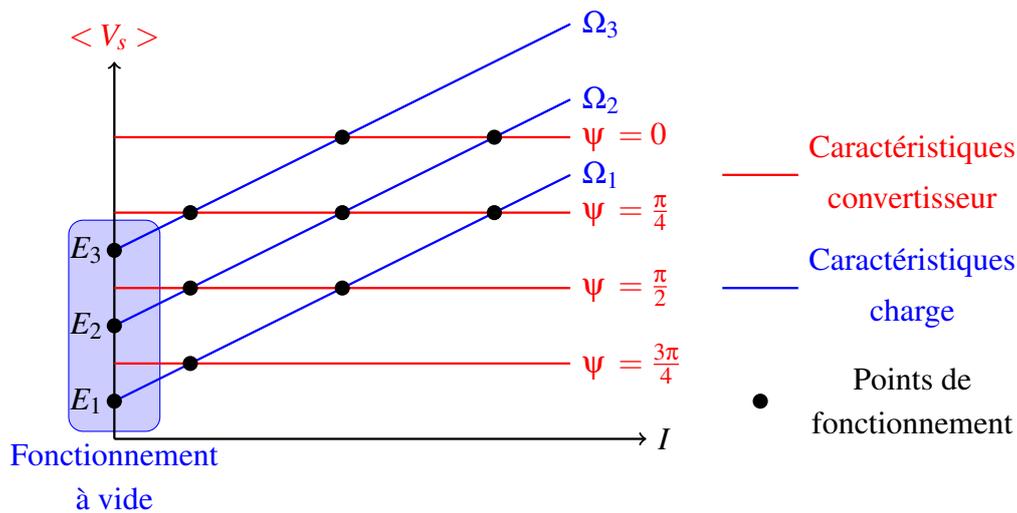


FIGURE 60 – Caractéristiques de fonctionnement pour l'ensemble convertisseur / MCC

Cet exercice montre qu'il est possible de piloter la vitesse de rotation d'une machine à courant continu en jouant sur l'angle de retard à l'amorçage des thyristors. Il s'agit donc ici d'un pilotage en **Boucle Ouverte** pour lequel un réglage de ψ correspond à une vitesse de rotation (à couple résistant donné !). Il apparaît donc la nécessité d'utiliser une régulation en Boucle Fermée de façon à pouvoir maintenir la vitesse de rotation constante pour une large variation du couple de charge. Toutefois, cet aspect ne sera pas développé dans ce cours.

3.4 Application au transport de puissance en courant continu

Imaginons 2 redresseurs triphasés tête-bêche utilisant des thyristors conformément à la FIGURE 61. Chacun des 2 convertisseurs est connecté à un réseau triphasé de tensions et de fréquences différentes. Une inductance placée entre les 2 ponts permet de respecter les règles d'association des sources.

Comme nous l'avons vu précédemment, la valeur moyenne aux bornes d'une inductance est nulle. D'où, compte-tenu du fléchage des tensions :

$$\langle V_{s1} \rangle = - \langle V_{s2} \rangle$$

Soit P_1 la puissance transmittant par le pont redresseur 1 et P_2 la puissance transmittant par le deuxième pont :

$$P_1 = \langle V_{s1} \rangle \cdot I = - \langle V_{s2} \rangle \cdot I = -P_2$$

Ainsi, le réglage des angles de conduction des thyristors permet de fixer la puissance transmittant entre les 2 systèmes de tensions triphasées. Le système étant bidirectionnel, la puissance peut transi-

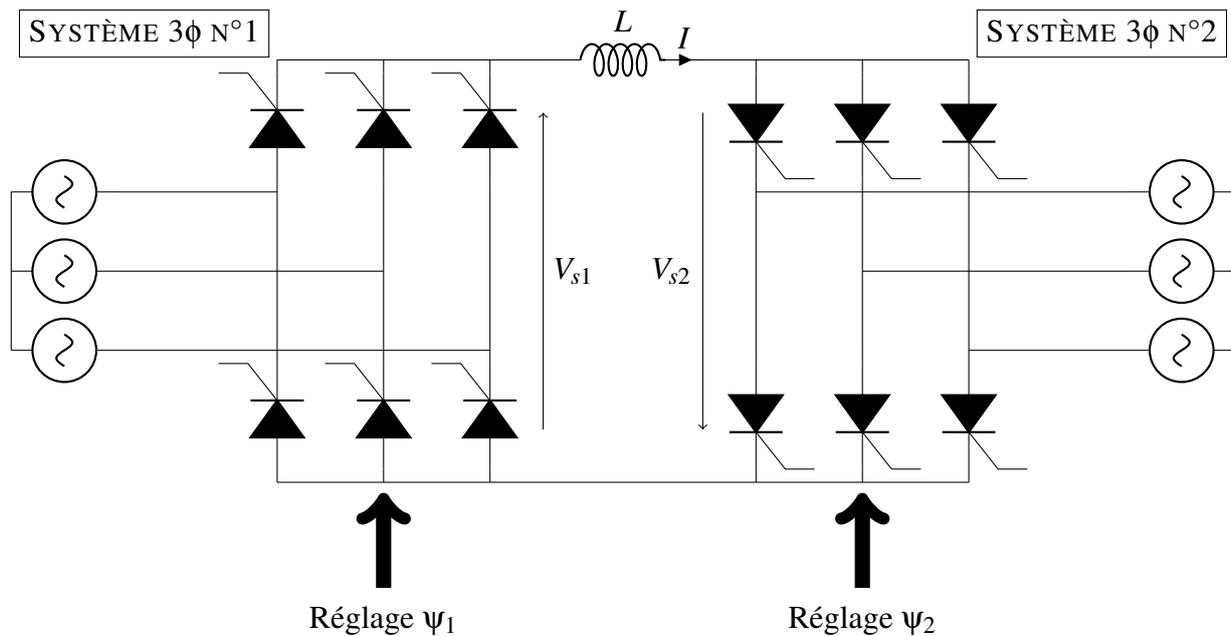


FIGURE 61 – Transport de puissance en courant continu - HVDC

ter dans les deux sens. Les 2 ponts fonctionneront en configuration redresseur ou onduleur selon le réglage de ψ_1 et ψ_2 .

Ce procédé est actuellement utilisé pour le transport de l'énergie en très forte puissance. Ainsi, la liaison IFA 2000 entre la France et l'Angleterre permet d'échanger de l'énergie électrique entre les 2 réseaux électriques (de même fréquence). Quelques données clés de cette liaison sont rappelées TABLE 4.

Paramètre	Valeur	Unité
Puissance	2000	[MW]
Longueur	73	[km]
Tension DC	270	[kV]
Disponibilité	98	[%]
Énergie échangée (depuis 1986)	276	[TWh]

TABLE 4 – Principales données de la liaison IFA 2000

La FIGURE 62⁶ représente un interrupteur composé de plusieurs thyristors de l'installation. La photo donne une idée du gigantisme de l'installation.

6. Tirée de l'article des Techniques de l'Ingénieur "Transport d'énergie en courant continu à haute tension" - Eric Joncquel

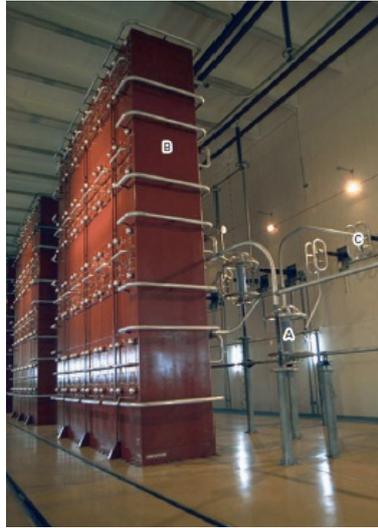
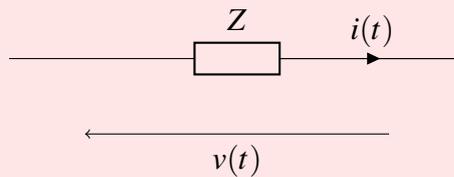


FIGURE 62 – Vue des interrupteurs d’une des stations de la liaison IFA 2000

4 Amélioration du facteur de puissance

4.1 Le facteur de puissance

Rappels : Puissances pour une charge linéaire (régime monophasé sinusoïdal pur)



$$v(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega t)$$

$$i(t) = I\sqrt{2}\sin(\omega t - \varphi)$$

– Puissance instantanée : $p(t)$

$$p(t) = v(t) \cdot i(t)$$

– Puissance active : $P = \langle p(t) \rangle$ (W)

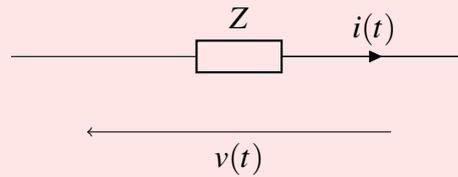
$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = VI \cos(\varphi)$$

– Puissance réactive : Q (VAr)

$$Q = VI \sin(\varphi)$$

– Puissance apparente : S (VA)

$$S = V.I = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

Rappels : Puissances pour une charge non linéaire (régime harmonique)

$$v(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega t)$$

$$i(t) = I_0 + I_1\sqrt{2}\sin(\omega t - \varphi_1) + I_2\sqrt{2}\sin(2\omega t - \varphi_2) + \dots + I_n\sqrt{2}\sin(n\omega t - \varphi_n)$$

– Puissance instantanée : $p(t)$

$$p(t) = v(t) \cdot i(t)$$

– Puissance active : $P = \langle p(t) \rangle$ (W)

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = VI_1 \cos(\varphi_1)$$

– Puissance réactive : Q (VAr)

$$Q = VI_1 \sin(\varphi_1)$$

– Puissance déformante : D (VA)

$$D = \sqrt{\sum_{k=2}^n (V \cdot I_k)^2}$$

– Puissance apparente : S (VA)

$$S = V \cdot I = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}$$

4.1.1 Qu'est-ce que le facteur de puissance ?

Dans tous les cas, le facteur de puissance se calcule de la façon suivante :

$$FdP = \frac{P}{S}$$

Il s'agit du rapport de la puissance active sur la puissance apparente. On rappelle que la puissance active correspond à la puissance réellement convertie en travail dans la charge tandis que la puissance apparente correspond à la puissance dimensionnante de l'installation. Un facteur de puissance unitaire traduit donc le fait qu'un système est dimensionné au plus juste. La totalité de l'énergie produite puis transportée est alors convertie dans la charge. Dans le cas contraire, un facteur de puissance non unitaire impose alors les contraintes suivantes :

- Sur-dimensionnement : L'ensemble de l'énergie transitant par le système n'étant pas convertie dans la charge, l'ensemble des éléments du système doivent alors être surdimensionnés.
- Pertes : Les puissances réactives et déformantes inhérentes à un facteur de puissance non unitaire traduisent des échanges d'énergie non utiles entre le réseau et la charge. Celles-ci occasionnent des pertes additionnelles.

La FIGURE 63 illustre les inconvénients inhérents à un mauvais facteur de puissance.

4.1.2 Pourquoi l'améliorer ?

Le sur-dimensionnement de l'ensemble du système ainsi que les pertes additionnelles causées par un mauvais facteur de puissance sont synonymes de surcoût financier. Il est donc intéressant de

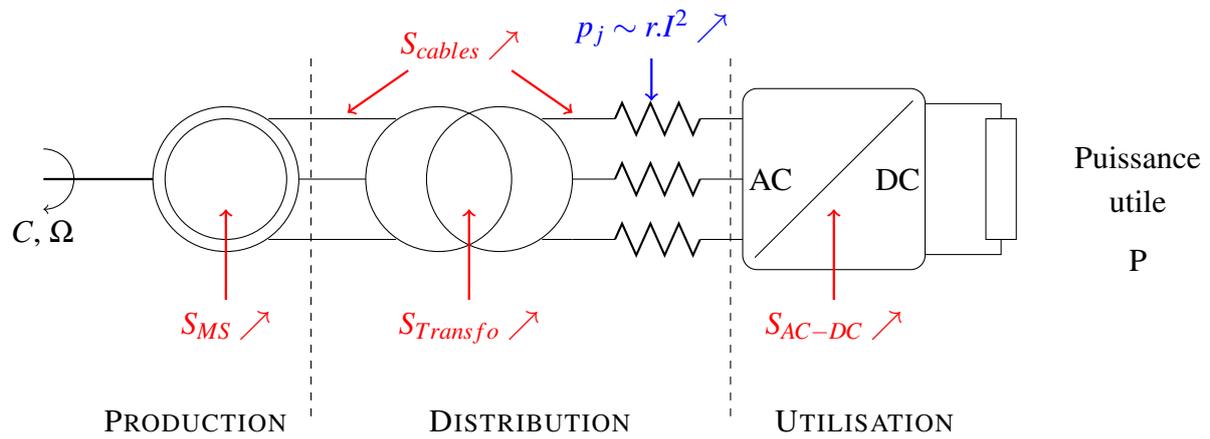
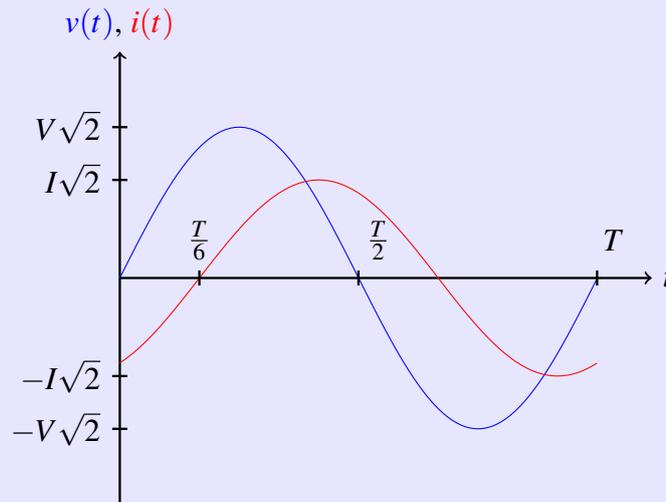


FIGURE 63 – Contraintes sur le réseau de production/distribution imposées par un mauvais facteur de puissance

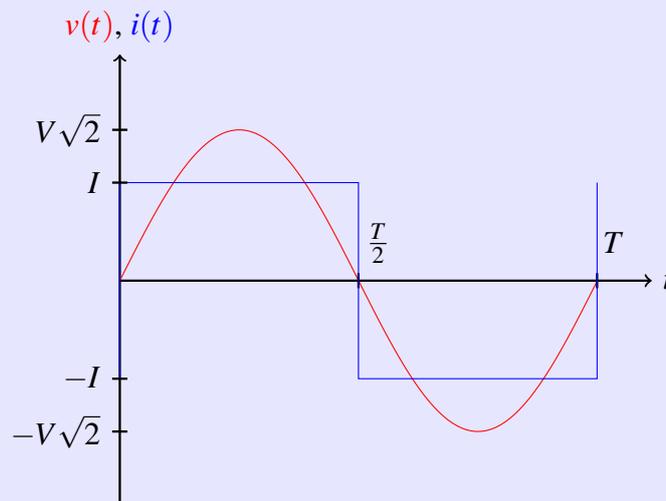
chercher à maximiser ce facteur de puissance. Différents moyens sont utilisés de façon à améliorer ce facteur de puissance suivant la nature de la charge.

Exercice : Déterminer pour les 2 cas de figures suivants le facteur de puissance de la charge.

1. Charge linéaire :



2. Charge non linéaire :



4.2 Charges linéaires

Dans le cas de charges linéaires, le courant étant sinusoïdal, seule la puissance réactive (traduisant un échange d'énergie entre le réseau et la charge) dégrade le facteur de puissance. Le facteur de puissance vaut alors :

$$F_{dP} = \frac{P}{S} = \cos(\varphi)$$

Le facteur de puissance est donc unitaire uniquement dans le cas d'une charge de type résistive pure ($\varphi = 0$). De façon à améliorer ce facteur de puissance dans le cas où la puissance réactive de la charge n'est pas nulle, il suffit de compenser cette puissance réactive. Plusieurs moyens sont alors utilisés :

- Gradins de condensateurs : si la charge est de nature inductive, l'installation de condensateurs au plus près de celle-ci va permettre d'annuler l'échange d'énergie réactive avec le réseau (l'échange se faisant alors entre la charge inductive et le condensateur).
- Machine synchrone utilisée en compensateur synchrone : en jouant sur le courant d'excitation d'une machine synchrone, celle-ci va absorber ou fournir plus ou moins de puissance réactive,



FIGURE 64 – Gradins de condensateurs placés sur le réseau HTA (63 kV)

permettant de compenser la puissance réactive de la charge.

Exercice : Soit un réseau triphasé 230/400 V de fréquence 50 Hz. La puissance réactive d'une charge linéaire triphasée de nature inductive connectée à ce réseau est de 5 kVAR.

1. Faire le schéma de l'installation.
2. Calculer la valeur de la capacité des condensateurs couplés en étoile nécessaires pour ramener le facteur de puissance de l'installation à 1.
3. Calculer la nouvelle capacité des condensateurs couplés cette fois en triangle

1. Le schéma de l'installation est représenté à la FIGURE 65.

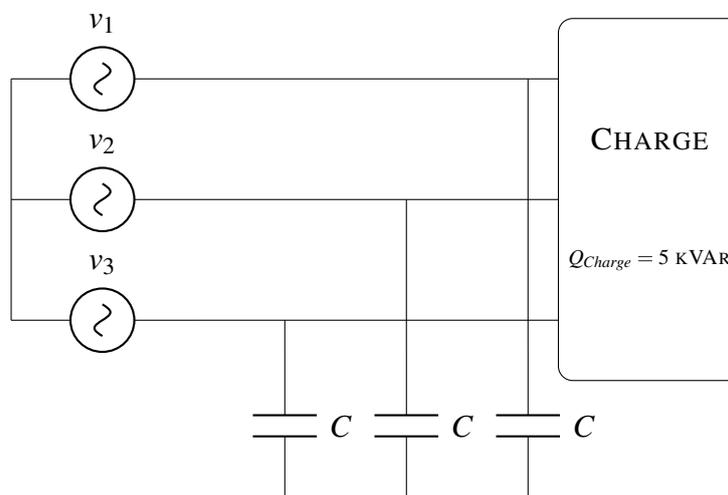


FIGURE 65 – Gradins de condensateurs placés sur le réseau HTA (63 kV)

2. L'utilisation de condensateurs permet de rehausser le facteur de puissance d'une installation de nature inductive. Dans le cas d'une charge linéaire, seule la puissance réactive, échangée entre la charge et le réseau, dégrade le facteur de puissance de l'installation. Si l'on souhaite ramener le facteur de puissance à une valeur unitaire, il suffit alors de compenser totalement la puissance réactive de la charge à l'aide de la puissance réactive des 3 condensateurs couplés en étoile :

$$FdP = 1 \Rightarrow Q_{3C} = -Q_{Charge}$$

La puissance réactive du groupement de condensateurs s'exprime de la façon suivante :

$$Q_{3C} = -3.C.\omega.V^2$$

Avec V la valeur efficace des tensions simples.

Il suit :

$$C = \frac{Q_{Charge}}{3.\omega.V^2} = \frac{5.10^3}{3.2\pi.50.230^2} \approx 0,1 \text{ mF}$$

Notons que le dimensionnement des condensateurs n'est valable qu'à puissance réactive donnée pour la charge. Si celle-ci est amenée à varier, les condensateurs ne compenseront alors plus parfaitement la puissance réactive de l'installation.

3. Si les condensateurs sont couplés en triangle :

$$C_{\Delta} = \frac{Q_{Charge}}{3.\omega.U^2} = \frac{5.10^3}{3.2\pi.50.(230.\sqrt{3})^2} \approx 33 \mu\text{F}$$

4.3 Charges non linéaires

Dans le cadre de charges non linéaires, la problématique va être différente, on va chercher à éviter de renvoyer les harmoniques sur le réseau électrique. Deux méthodes sont possibles, une dite passive consistant à filtrer les harmoniques de courant au moyen de filtres L-C accordés sur les fréquences des harmoniques et l'autre dite active visant à rendre une charge non linéaire équivalente à une résistance au moyen d'une régulation en courant.

4.3.1 Expression du facteur de puissance

Nous considérerons que nous nous trouvons dans le cas d'une alimentation sinusoïdale de tension :

$$v(t) = V.\sqrt{2}\sin(\omega t)$$

Dans le cas d'une charge non linéaire, le courant est composé d'un fondamental de pulsation égale à celle de la tension réseau et d'harmoniques de pulsations égales à des multiples de la pulsation de la tension réseau :

$$i(t) = i_1(t) + i_2(t) + \dots + i_n(t)$$

Avec :

$$i_n(t) = I_n.\sqrt{2}\sin(n.\omega t - \varphi_n)$$

L'égalité de Parseval nous donne une relation entre les valeurs efficaces des différentes composantes du courant et la valeur efficace totale du courant :

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2}$$

La tension étant purement sinusoïdale, la puissance active est uniquement transportée par le fondamental du courant :

$$P = V.I_1 \cos(\varphi_1)$$

Le facteur de puissance s'exprime donc de la manière suivante :

$$F dP = \frac{V.I_1 \cos(\varphi_1)}{V.I} = \frac{I_1}{I} \cdot \cos(\varphi_1)$$

On peut y distinguer 2 termes :

– Le facteur de déplacement :

$$F_{\text{déplacement}} = \cos(\varphi_1)$$

– Le facteur de forme (aussi appelé Taux de distorsion harmonique individuel du fondamental) :

$$F_{\text{forme}} = \frac{I_1}{I}$$

On définit le taux de distorsion harmonique du courant de la façon suivante :

$$TDH_I = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1}$$

Le facteur de puissance d'une charge appelant un courant non sinusoïdal peut donc s'exprimer en fonction du taux de distorsion harmonique du courant :

$$F_{dP} = \frac{\cos(\varphi_1)}{\sqrt{1 + TDH_I^2}}$$

Il s'avère donc que plus le courant sera "pollué", plus le facteur de puissance sera dégradé.

4.3.2 PFC passif

L'utilisation de filtre L-C (FIGURE 66) série en parallèle sur le réseau permet de piéger les harmoniques de courant. En effet, ces filtres coupe-bande permettent de fortement atténuer certaines composantes fréquentielles d'un signal muni d'harmoniques.

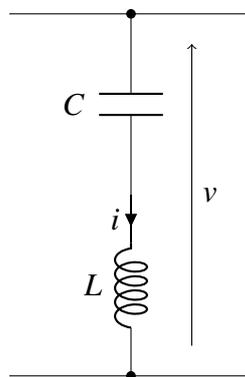


FIGURE 66 – Filtre L-C série

L'impédance complexe d'un filtre L-C série est facilement calculable :

$$Z_{eq} = jL\omega + \frac{1}{jC\omega} Z_{eq} = \frac{(LC\omega^2 - 1)j}{C\omega}$$

Cette impédance est nulle à la fréquence dite de "résonance" du filtre :

$$Z_{eq}(\omega_r) = 0 \quad \text{pour} \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

A cette fréquence, le filtre se comporte comme un court-circuit et piège donc cette composante du signal.

Imaginons un courant absorbé par une charge dont l'expression est la suivante (fondamental + 3 premiers harmoniques d'un courant de forme carrée) :

$$i(t) = \sum_{n=0}^3 \frac{4I}{(n+1)\pi} \sin((n+1)\omega t)$$

En développant, on trouve :

$$i(t) = i_1(t) + i_{h3}(t) + i_{h5}(t) + i_{h7}(t)$$

Avec :

- $i_1(t) = \frac{4I}{\pi} \sin(\omega t)$ le fondamental du courant (de même fréquence que le réseau)
- $i_{h3}(t) = \frac{4I}{3\pi} \sin(3\omega t)$ l'harmonique de rang 3 du courant
- $i_{h5}(t) = \frac{4I}{5\pi} \sin(5\omega t)$ l'harmonique de rang 5 du courant
- $i_{h7}(t) = \frac{4I}{7\pi} \sin(7\omega t)$ l'harmonique de rang 7 du courant

Une représentation temporelle de ces courants est donnée à la FIGURE 67.

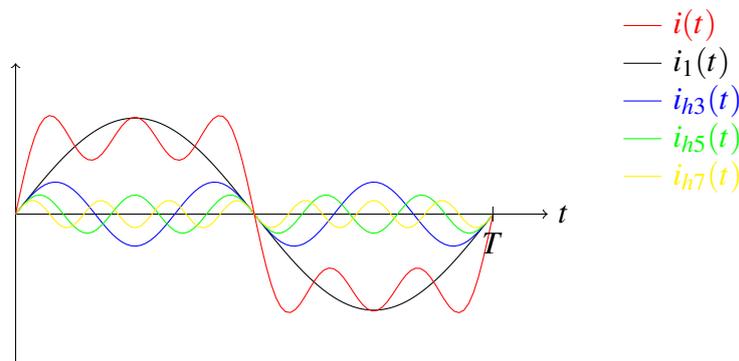


FIGURE 67 – Allure des courants (en rouge le courant global appelé par la charge)

De façon à supprimer ces 3 harmoniques de courant, il suffit alors d'accorder 3 filtres L-C série accordés aux fréquences des 3 harmoniques entre le réseau et la charge comme représenté à la FIGURE 68.

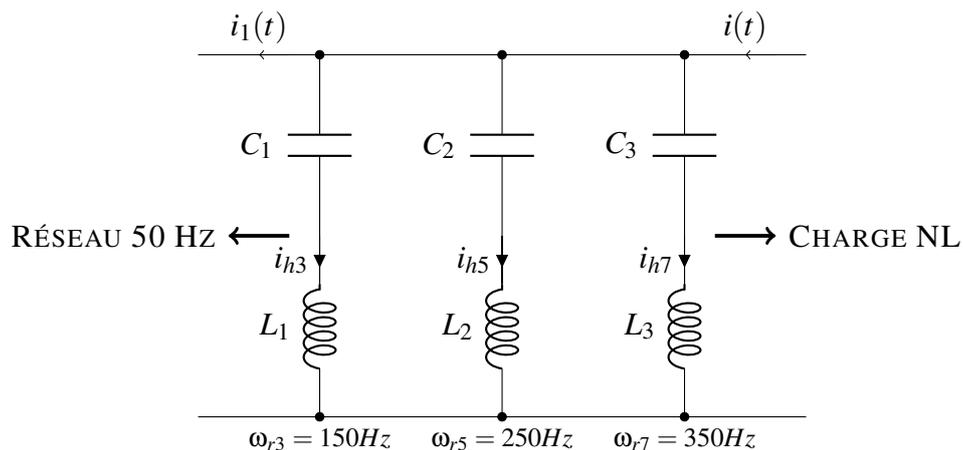


FIGURE 68 – Filtrage des principales harmoniques de courant

Les harmoniques de courant sont alors piégées par les filtres anti-harmoniques accordés sur la fréquence de l'harmonique à piéger. Vu du réseau, l'ensemble filtres + Charge se comporte alors comme une charge linéaire, absorbant au réseau un courant de même fréquence que la tension fournie par le réseau.

Cependant, de façon à supprimer complètement les harmoniques, il faut accorder un filtre L-C pour chaque fréquence d'harmonique. Ce filtrage représente un réel coût économique. De façon à dépasser cet inconvénient, l'utilisation d'un PFC actif est alors envisagée.

4.3.3 Rappels d'automatique

L'exercice suivant a pour but de se rafraîchir la mémoire sur certains aspects du domaine d'automatique déjà étudiés.

Exercice : Régulation en température d'une pièce (aspects pratiques)

On cherche à réguler en température un pièce d'une habitation à l'aide d'un radiateur électrique connecté sur le réseau EDF dont la puissance électrique est réglable à l'aide d'une tension de commande. Pour la suite de l'exercice, on notera θ la température de la pièce et V_{CMDE} la tension de commande du radiateur. Un essai indiciel (représenté à la FIGURE 69) a été réalisé, les résultats sont présentés ci dessous. **Les variables manipulées dans le domaine de l'automatique sont des tensions images des grandeurs physiques du systèmes.** Nous noterons V_θ la tension image de la température de la pièce (issue d'un capteur de température).

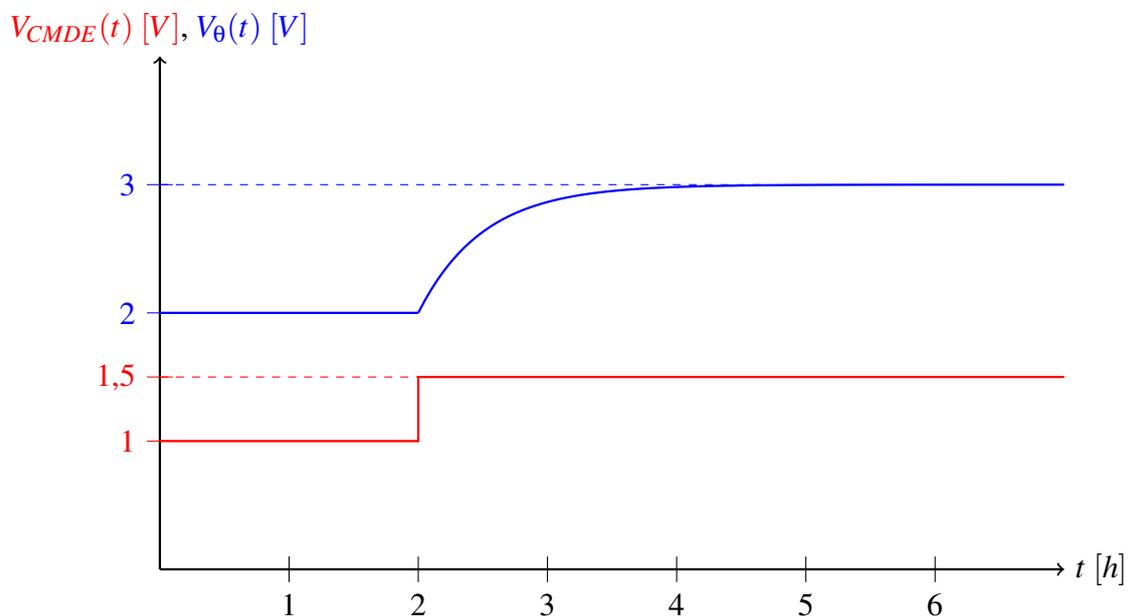


FIGURE 69 – Essai indiciel en boucle ouverte

La fonction de transfert correspondante (FIGURE 70) dans le domaine de Laplace est notée $F(p)$:

$$F(p) = \frac{V_\theta(p)}{V_{CMDE}(p)}$$

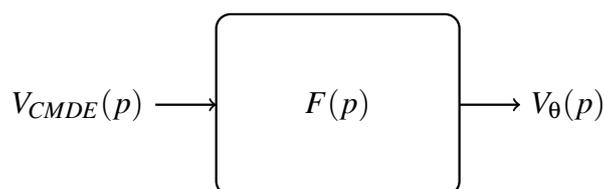


FIGURE 70 – Fonction de transfert en boucle ouverte

Aucune contre-réaction ne vient influencer sur la tension de commande. C'est à dire que la moindre perturbation sur la température de la pièce (ouverture d'une fenêtre, 15 personnes dans la pièce...) n'est pas "vue" par le système et n'est donc pas prise en compte. Le système est dit en "Boucle Ouverte", on parlera de fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO).

1. Identifier à l'aide de l'essai indiciel la fonction de transfert $F(p)$
 - (a) Quel est l'ordre de la fonction de transfert $F(p)$?
 - (b) Déduire de l'essai indiciel les valeurs des constantes de la fonction de transfert
2. On cherche désormais à prendre en compte l'évolution de la température de la pièce pour déterminer la "bonne" tension de commande. On parle dans ce cas de Boucle Fermée.
 - (a) Donner le schéma bloc correspondant
 - (b) Exprimer alors la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF)
 - (c) Quel est l'ordre de la fonction de transfert en boucle fermée ?
 - (d) Déduire alors les constantes de la fonction de transfert en boucle fermée.
 - (e) Tracer alors la réponse en température de la pièce à l'échelon indiciel représenté à la FIGURE 71.

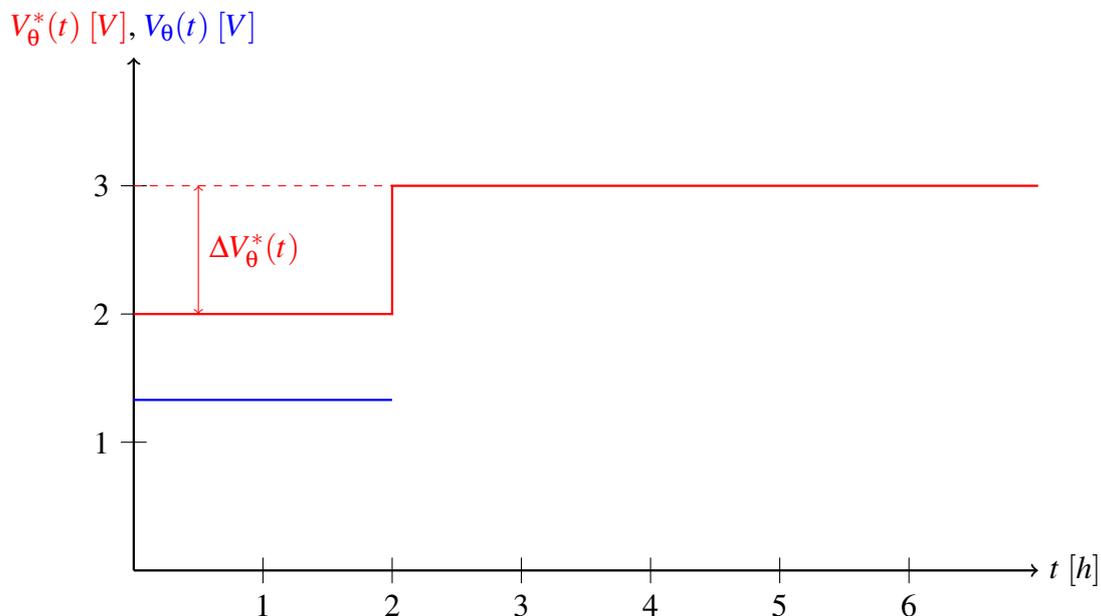


FIGURE 71 – Réponse temporelle du système en boucle fermée

- (f) Conclure sur l'intérêt de la contre-réaction
3. On cherche désormais à corriger notre régulation avec un correcteur noté $C(p)$. Représenter alors le schéma bloc de la régulation en boucle fermée. En déduire la nouvelle expression de la FTBF en fonction de $C(p)$.
4. Le premier correcteur utilisé est un correcteur dit proportionnel :

$$C(p) = G$$

Exprimer alors la fonction de transfert et tracer la réponse au même échelon de température de consigne pour un gain du correcteur fixé à $G = 3$

5. Quel est l'intérêt de l'utilisation d'un correcteur proportionnel ? Existe-t-il des limites en terme de gain ?

6. Le deuxième correcteur utilisé est un correcteur dit proportionnel et intégral :

$$C(p) = K_{PI} \cdot \frac{1 + \tau_{PI} \cdot p}{\tau_{PI} \cdot p}$$

Calculer la nouvelle fonction de transfert en boucle fermée.

7. Pour régler le correcteur, on se propose d'utiliser la méthode dite de compensation de pôles.

Exprimer alors la FTBF, quel ordre de fonction de transfert obtenons nous ? Régler le gain du correcteur pour obtenir le même temps de réponse que pour le correcteur proportionnel. Représenter la réponse en température de l'asservissement sur la même figure. Quel est l'intérêt du correcteur proportionnel intégral ?

1. La lecture de l'essai indiciel nous renseigne sur l'ordre du système.

(a) Il s'agit d'une fonction de transfert du premier ordre :

$$F(p) = \frac{V_{\theta}(p)}{V_{CMDE}(p)} = \frac{K}{1 + \tau \cdot p}$$

Avec :

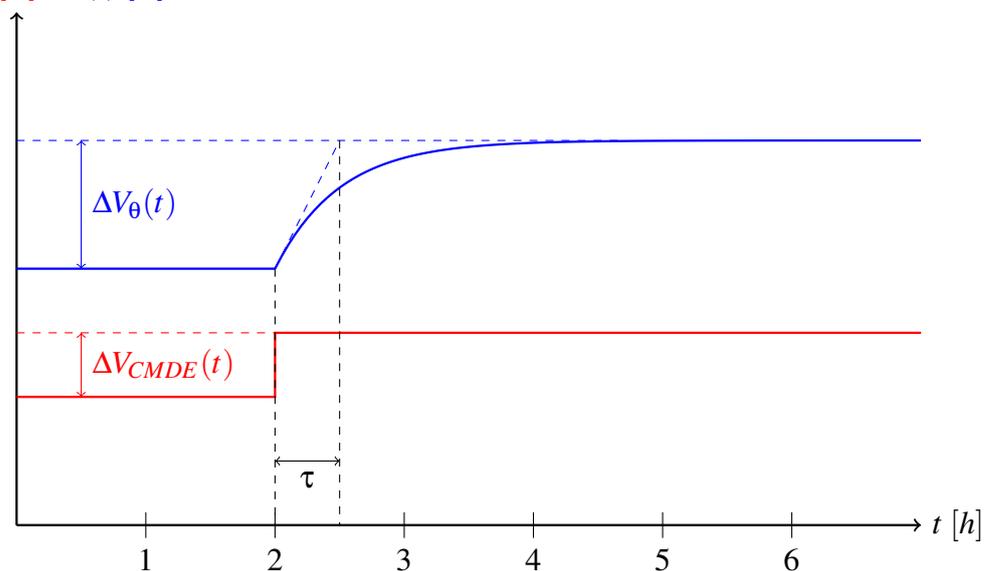
- K : Gain statique de la fonction de transfert
- τ : Constante de temps de la fonction de transfert

(b) L'essai indiciel nous permet de déterminer les 2 constantes de la fonction de transfert en Boucle Ouverte. Le gain statique est défini de la manière suivante :

$$K = \frac{\Delta V_{\theta}(t)}{\Delta V_{CMDE}(t)}$$

La constante de temps τ est quant à elle déterminée en traçant la tangente initiale de $V_{\theta}(t)$.

$V_{CMDE}(t)$ [V], $V_{\theta}(t)$ [V]



Les valeurs des constantes des différentes constantes sont donc les suivantes :

- $K = \frac{1}{0,5} = 2$
- $\tau = 0,5 h$

2. Le "bouclage" du système est réalisé à l'aide d'une contre-réaction.

(a) Le système en boucle fermée est représenté sous forme de schéma bloc à la FIGURE 72. On considère que la mesure correspond à une fonction de transfert de gain unitaire.

Avec V_{θ}^* la tension image de la température de consigne de la pièce.

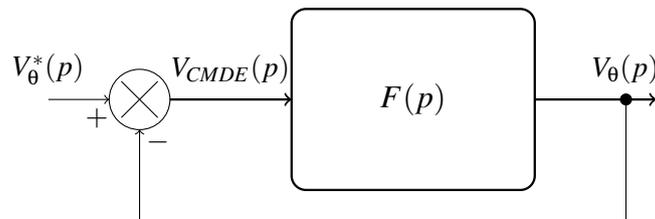


FIGURE 72 – Système en boucle fermée

- (b) Pour définir la fonction de transfert en boucle fermée ($FTBF(p)$), il suffit de lire sur le schéma bloc :

$$V_{\theta}(p) = F(p) \cdot V_{CMDE}(p)$$

Et :

$$V_{CMDE}(p) = V_{\theta}^*(p) - V_{\theta}(p)$$

Il suit :

$$FTBF(p) = \frac{V_{\theta}(p)}{V_{\theta}^*(p)} = \frac{F(p)}{1 + F(p)}$$

Nous connaissons la fonction de transfert en boucle ouverte, d'où :

$$FTBF(p) = \frac{V_{\theta}(p)}{V_{\theta}^*(p)} = \frac{K}{K+1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\tau}{K+1} \cdot p}$$

- (c) La FTBF est donc elle aussi un premier ordre. Elle peut donc se mettre sous la forme suivante :

$$FTBF(p) = \frac{V_{\theta}(p)}{V_{\theta}^*(p)} = \frac{K_{BF}}{1 + \tau_{BF} \cdot p}$$

Avec :

- K_{BF} : Gain statique de la FTBF

$$K_{BF} = \frac{K}{K+1}$$

- τ_{BF} : Constante de temps de la boucle fermée

$$\tau_{BF} = \frac{\tau}{K+1}$$

- (d) Application numérique :

- $K_{BF} = 0,66$
- $\tau_{BF} = 0,16 \text{ h}$

- (e) La réponse temporelle de l'asservissement à un échelon de la température de consigne peut alors être tracée (FIGURE 73).

- (f) On peut voir sur la figure précédente que la contre réaction permet de suivre l'évolution de la température de consigne, qui plus est avec une constante de temps plus rapide que celle de la fonction de transfert en boucle ouverte. Cependant, on peut remarquer qu'en régime permanent, la température de la pièce n'est pas égale à la température de consigne. Il subsiste une erreur, appelée erreur statique (ϵ_s) qui est définie de la manière suivante pour un système sans intégrateur :

$$\epsilon_s = \frac{\Delta V_{\theta}^*}{1 + K_{BO}}$$

Avec :

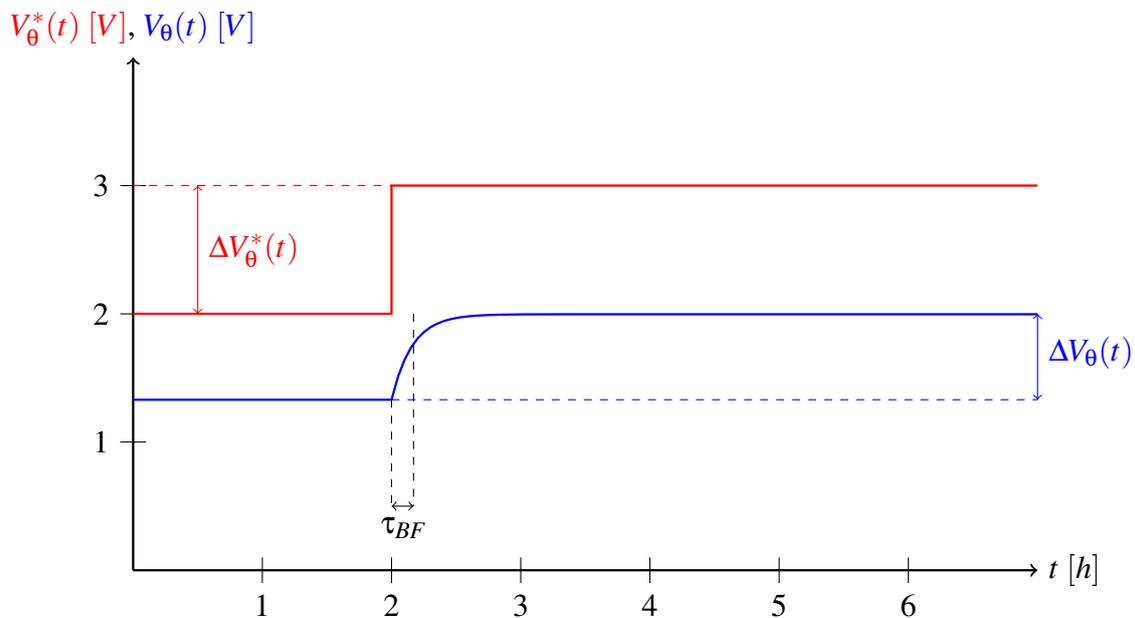


FIGURE 73 – Réponse du système en boucle fermée à un échelon de la température de consigne

- ΔV_{θ}^* : Amplitude de l'échelon en tension de température de consigne
- K_{BO} : Gain statique de la boucle ouverte

Pour conclure, plus le gain statique de la boucle ouverte sera élevé, plus l'erreur statique sera faible et plus la dynamique de l'asservissement sera élevée.

3. Le nouveau schéma bloc est représenté à la FIGURE 74.

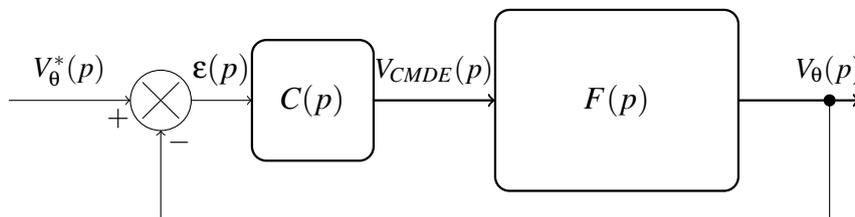


FIGURE 74 – Système en boucle fermée avec correction

En raisonnant sur le schéma bloc de l'asservissement en boucle fermée, il suit :

$$V_{\theta}(p) = C(p) \cdot F(p) \cdot \varepsilon(p)$$

et :

$$\varepsilon(p) = V_{\theta}^*(p) - V_{\theta}(p)$$

D'où :

$$FTBF(p) = \frac{V_{\theta}(p)}{V_{\theta}^*(p)} = \frac{C(p) \cdot F(p)}{1 + C(p) \cdot F(p)}$$

4. Le correcteur est tout d'abord considéré comme un simple gain, il s'agit d'un correcteur dit proportionnel car la tension de commande du système sera simplement proportionnelle à l'erreur entre consigne et mesure.

$$C(p) = G$$

La fonction de transfert en boucle fermée de notre système corrigé s'exprime donc de la manière suivante :

$$FTBF(p) = \frac{V_{\theta}(p)}{V_{\theta}^*(p)} = \frac{G.K}{1+G.K} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\tau}{1+G.K} \cdot p}$$

La fonction de transfert est donc toujours un premier ordre et peut donc se mettre sous la forme suivante :

$$FTBF(p) = \frac{V_{\theta}(p)}{V_{\theta}^*(p)} = \frac{K_{BFp}}{1 + \tau_{BFp} \cdot p}$$

Avec :

$$- K_{BFp} = \frac{G.K}{1+G.K}$$

$$- \tau_{BFp} = \frac{\tau}{1+G.K}$$

Pour $G=3$, les valeurs numériques des constantes de la fonction de transfert sont donc les suivantes :

$$- K_{BFp} = \frac{6}{7}$$

$$- \tau_{BFp} = \frac{0,5}{7} \sim 0,07 \text{ h}$$

Il est alors possible de tracer la réponse du système au même échelon de consigne que précédemment (FIGURE 75). La réponse au même échelon de consigne pour un système non corrigé est aussi représentée en vert sur la figure.

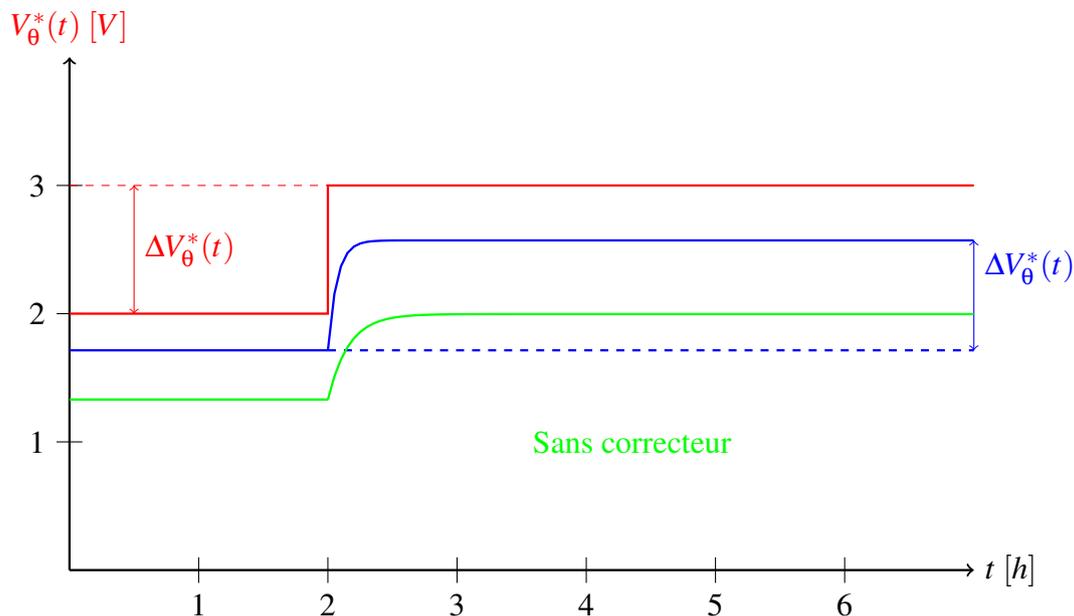


FIGURE 75 – Réponse du système en boucle fermée à un échelon de la température de consigne avec un correcteur proportionnel de gain 3

- Il est possible de remarquer sur la FIGURE 75 que l'utilisation d'un correcteur proportionnel permet d'améliorer la dynamique de l'asservissement et de diminuer l'erreur statique (le gain de la boucle ouverte étant plus élevé). Théoriquement, un gain infini permettrait d'obtenir un temps de réponse et une erreur statique nuls. Cependant, il faut tenir compte des constantes de temps du système à asservir.

6. Le nouveau correcteur utilisé est un correcteur dit proportionnel intégral. Dans ce cas, l'erreur entre consigne et mesure est amplifiée (action proportionnelle) et intégrée. La fonction de transfert en boucle fermée est toujours de la forme suivante :

$$FTBF(p) = \frac{V_{\theta}(p)}{V_{\theta}^*(p)} = \frac{C(p) \cdot F(p)}{1 + C(p) \cdot F(p)}$$

Il suit :

$$FTBF(p) = \frac{V_{\theta}(p)}{V_{\theta}^*(p)} = \frac{K_{PI} \cdot K \cdot \frac{1 + \tau_{PI} \cdot p}{\tau_{PI} \cdot p} \cdot \frac{1}{1 + \tau \cdot p}}{1 + K_{PI} \cdot K \cdot \frac{1 + \tau_{PI} \cdot p}{\tau_{PI} \cdot p} \cdot \frac{1}{1 + \tau \cdot p}}$$

La méthode de la compensation de pôle consiste à fixer la constante du correcteur égale à la constante de temps du système à asservir :

$$\tau_{PI} = \tau$$

Cette méthode simplifie grandement l'expression de la FTBF :

$$FTBF(p) = \frac{V_{\theta}(p)}{V_{\theta}^*(p)} = \frac{K_{PI} \cdot K \cdot \frac{1}{\tau_{PI} \cdot p}}{1 + K_{PI} \cdot K \cdot \frac{1}{\tau_{PI} \cdot p}}$$

Il suit :

$$FTBF(p) = \frac{V_{\theta}(p)}{V_{\theta}^*(p)} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_{PI}}{K_{PI} \cdot K} \cdot p}$$

Il s'agit là encore d'un premier ordre dont les constantes sont les suivantes :

- Gain statique unitaire
- Constante de temps : $\tau_{BFPI} = \frac{\tau_{PI}}{K_{PI} \cdot K}$

On souhaite conserver la même dynamique qu'avec le correcteur proportionnel de gain 3. Il suffit juste de régler le gain du correcteur :

$$\tau_{BFPI} = \frac{\tau_{PI}}{K_{PI} \cdot K}$$

D'où :

$$K_{PI} = \frac{\tau_{PI}}{\tau_{BFPI} \cdot K}$$

D'où : $K_{PI} = 3,57$

Les différentes réponses à une même évolution de la température de consigne sont regroupées à la FIGURE 76.

Le correcteur PI ajoute une intégration dans la boucle ouverte ce qui permet d'annuler l'erreur statique.

4.3.4 PFC actif

Nous allons désormais nous intéresser à un PFC dit "actif" car on va venir corriger de façon active (à l'aide d'un asservissement) le courant absorbé par cette charge. La structure du PFC actif que nous allons étudier est représenté à la FIGURE 89. Il s'agit d'une structure à 2 étages composée d'un redresseur monophasé à diodes suivi d'un hacheur survolteur. Dans la pratique, un troisième étage vient en sortie du hacheur pour adapter la tension de sortie à la charge.

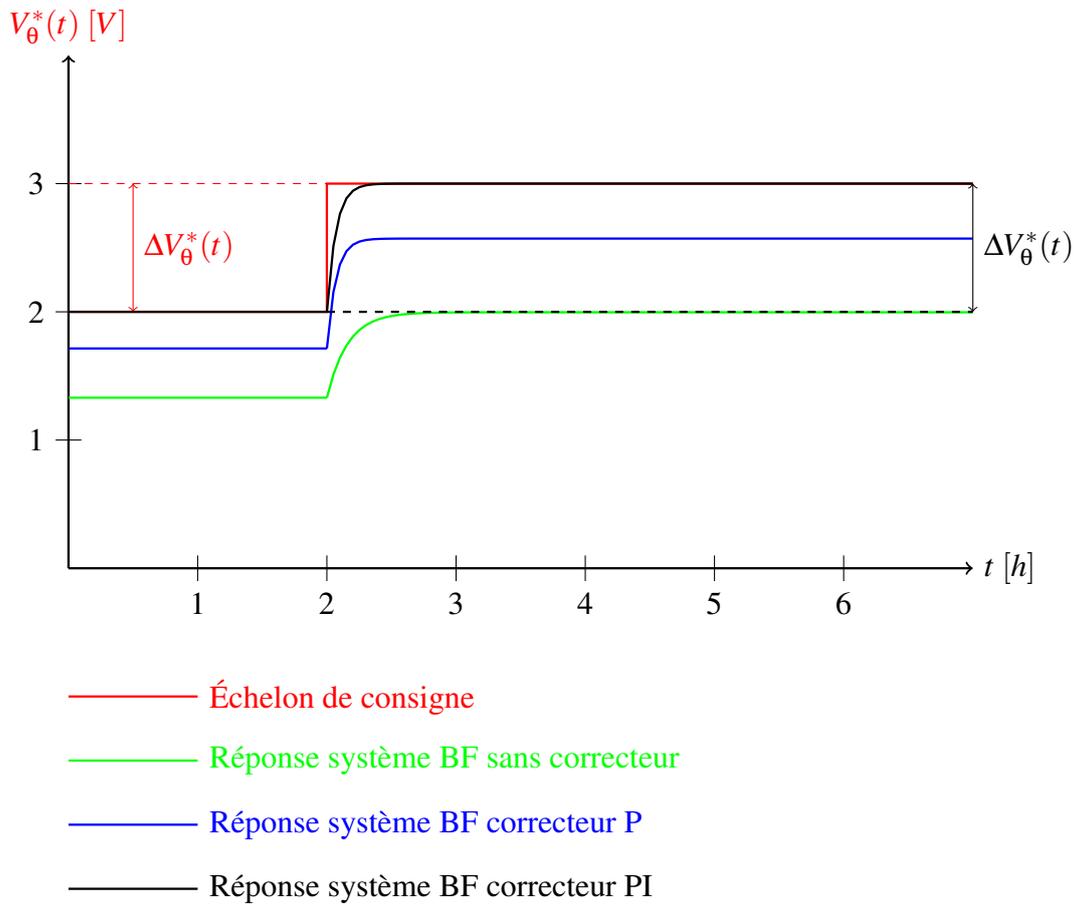


FIGURE 76 – Réponse du système en boucle fermée à un échelon de la température de consigne avec un correcteur proportionnel de gain 3

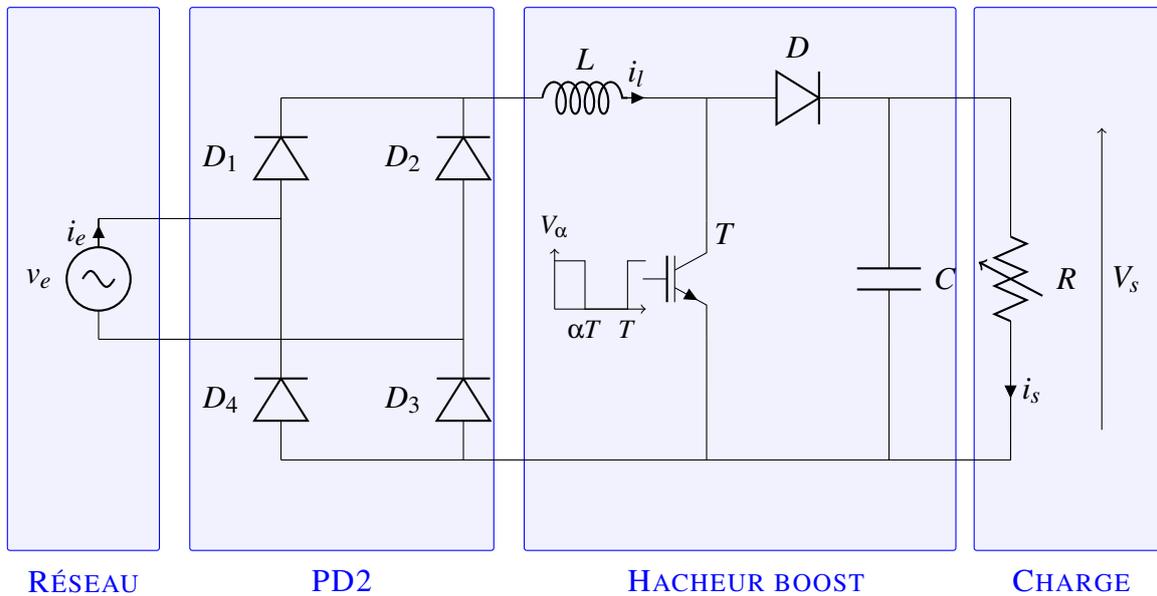
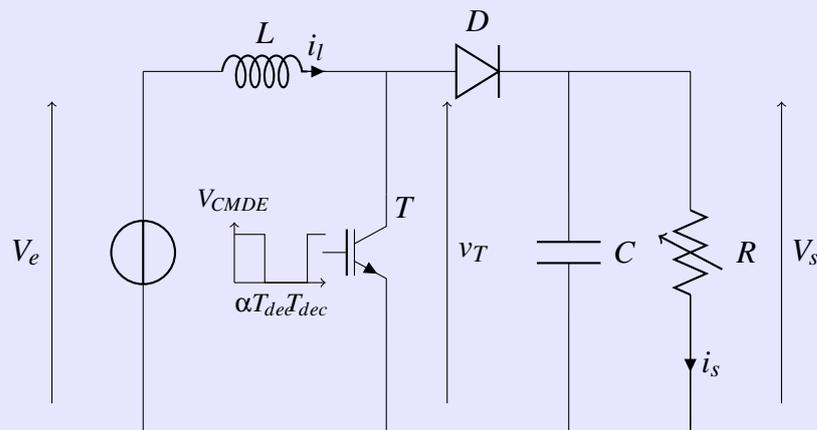


FIGURE 77 – PFC - PD2 + Hacheur Série

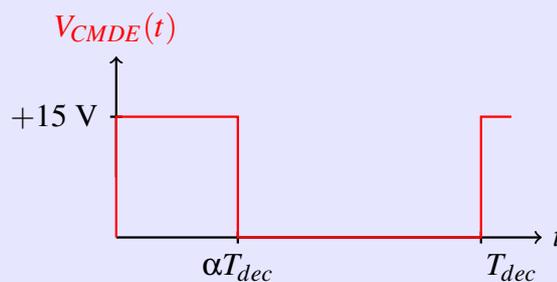
Hacheur parallèle Avant de nous pencher plus sérieusement sur l'absorption sinusoïdale de courant, nous allons revenir brièvement sur le fonctionnement du hacheur élévateur.

Exercice : Étude du hacheur parallèle

Le hacheur étudié est représenté ci-dessous :



On considère dans un premier temps que les tensions d'entrée (V_e) et de sortie (V_s) sont constantes. De même, nous ferons l'hypothèse de conduction continue dans la charge. La tension de commande appliquée sur la grille du transistor IGBT est représentée ci-dessous. La fréquence de découpage est égale à 100 kHz. L'inductance de lissage d'entrée vaut 10 mH et la tension d'entrée 100 V.



1. Représenter l'évolution de la tension aux bornes de l'inductance L
2. En déduire une relation entre la tension d'entrée et la tension de sortie
3. Tracer la fonction $\frac{V_s}{V_e} = f(\alpha)$
4. Déduire de la tension aux bornes de l'inductance, les équations temporelles du courant dans l'inductance ($i_L(t)$) sur les 2 intervalles de temps. Nous ferons l'hypothèse que nous nous trouvons en conduction continue.
5. Exprimer alors l'ondulation de courant dans l'inductance. Tracer l'allure de l'ondulation du courant en fonction du rapport cyclique, à tension d'entrée constante.
6. Le rendement du hacheur est supposé unitaire, exprimer le courant moyen de sortie en fonction du courant moyen d'entrée. Pour un rapport cyclique de 0,6 ; déterminer la valeur de la charge pour limiter le courant d'entrée à 2 A. S'agit-t-il d'une valeur maximale ou minimale ?
7. Tracer l'évolution de la tension et du courant aux bornes du transistor sur une période de découpage. Quel est alors la tension moyenne aux bornes du transistor ?
8. Est-il possible d'assurer une tension de sortie constante lorsque la tension d'entrée varie ? Si oui, comment ?
9. Pourquoi le hacheur choisi pour le PFC représenté à la FIGURE 89 est-il élévateur ? Quel condition cela implique sur la tension de sortie du hacheur ?

1. Sur le premier intervalle de temps, $t \in [0, \alpha T_{dec}]$, le transistor (T) est commandé au blocage, celui-ci est donc passant. La tension aux bornes de la diode est donc négative sur cet intervalle de temps, la diode D est donc bloquée. D'où :

$$v_L(t) = V_e$$

Sur le deuxième intervalle de temps, $t \in [\alpha T_{dec}, T_{dec}]$, le transistor est commandé au blocage et la diode rentre en conduction. D'où :

$$v_L(t) = V_e - V_s$$

L'allure temporelle de la tension $v_L(t)$ est représentée à la FIGURE 78.

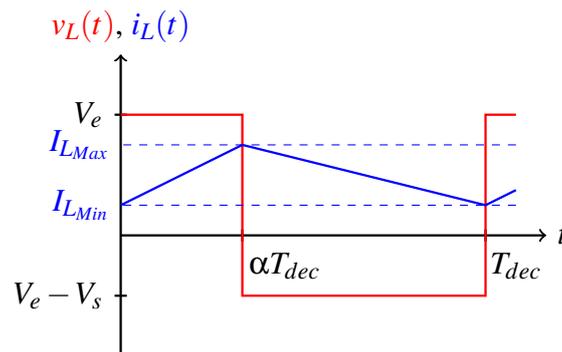


FIGURE 78 – Tension et courant de l'inductance L

2. La relation entre le courant et la tension aux bornes de l'inductance L nous est donnée par la relations suivante :

$$v_L(t) = L \cdot \frac{d i_L(t)}{d t}$$

En valeur moyenne, on trouve :

$$\langle v_L \rangle = L \cdot \frac{d \langle i_L(t) \rangle}{d t}$$

En régime permanent, le courant moyen est constant, d'où :

$$\langle v_L \rangle = 0$$

Dans le cas du hacheur parallèle, la relation suivante est donc vérifiée :

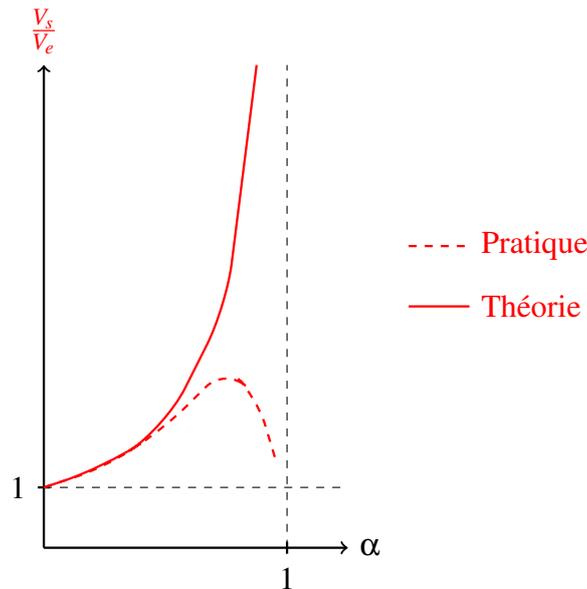
$$V_e \cdot \alpha T_{dec} = -(V_e - V_s) \cdot (1 - \alpha) \cdot T_{dec}$$

D'où :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 - \alpha}$$

3. Il est alors possible de tracer l'évolution de $\frac{V_s}{V_e} = f(\alpha)$ (FIGURE 79).

Bien entendu, il ne s'agit que d'une courbe théorique. Lorsque l'on se rapproche d'un rapport cyclique unitaire, la tension de sortie ne tend pas vers l'infini. En réalité, les chutes de tension créées par les éléments résistifs des différents composants vont limiter la tension de sortie. L'allure réelle de la courbe se rapproche alors de la courbe en pointillés.

FIGURE 79 – $\frac{V_s}{V_e} = f(\alpha)$

4. Pour calculer l'expression du courant dans l'inductance, nous utiliserons l'expression suivante :

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int v_L(t) dt$$

– Intervalle $[0, \alpha T_{dec}]$: $v_L(t) = V_e$

$$i_L(t) = \frac{V_e}{L} \cdot t + i_L(0)$$

Nous nous trouvons en conduction continue : $i_L(0) = I_{LMin}$

$$i_L(t) = \frac{V_e}{L} \cdot t + I_{LMin}$$

– Intervalle $[\alpha T_{dec}, T_{dec}]$: $v_L(t) = V_e - V_s$

$$i_L(t) = \frac{V_e - V_s}{L} \cdot (t - \alpha T_{dec}) + i_L(\alpha T_{dec})$$

Nous nous trouvons en conduction continue : $i_L(\alpha T_{dec}) = I_{LMax}$

$$i_L(t) = \frac{V_e - V_s}{L} \cdot (t - \alpha T_{dec}) + I_{LMax}$$

L'allure du courant dans l'inductance est représentée à la FIGURE 78.

5. L'ondulation de courant dans l'inductance représente l'excursion entre la valeur minimale et maximale du courant rencontrée sur une période de celui-ci :

$$\Delta i_L = I_{LMax} - I_{LMin}$$

Pour déterminer, cette ondulation, il suffit par exemple d'exprimer le courant à $t = \alpha T_{dec}$ en utilisant une des deux équations définies précédemment :

$$i_L(\alpha T_{dec}) = \frac{V_e}{L} \cdot \alpha T_{dec} + I_{LMin} = I_{LMax}$$

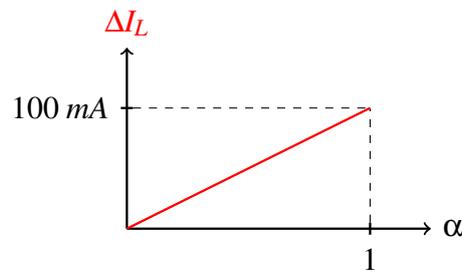


FIGURE 80 – Ondulation de courant dans l'inductance

D'où :

$$\Delta I_L = I_{LMax} - I_{LMin} = \frac{V_e}{L} \cdot \alpha T_{dec} = \frac{V_e \cdot \alpha}{L \cdot f_{dec}}$$

L'ondulation de courant est bien inversement proportionnelle à la valeur de l'inductance et à la fréquence.

L'ondulation de courant en fonction du rapport cyclique est représenté à la FIGURE 80.

6. Si le rendement du hacheur est considéré unitaire, la puissance d'entrée est égale à la puissance de sortie :

$$V_e \cdot I_e = V_s \cdot I_s$$

D'où :

$$I_s = \frac{V_e \cdot I_e}{V_s} = (1 - \alpha) \cdot I_e$$

D'après les expressions précédentes, la valeur de la charge peut être déterminée de la façon suivante :

$$R = \frac{V_e}{(1 - \alpha)^2 \cdot I_e}$$

Pour un rapport cyclique de 0,6 la valeur de la charge permettant d'obtenir un courant d'entrée de 2 A est de 312,5 Ω. La sortie étant une source de tension, la puissance appelée est inversement proportionnelle à la valeur de la charge. Il s'agit donc **d'une valeur minimale**.

7. La tension aux bornes du transistor est nulle lorsque celui-ci est commandé (composant parfait) et vaut V_s lorsque celui-ci est bloqué (la diode D rentrant alors en conduction). Pour le courant, celui-ci est égal au courant traversant l'inductance lorsque le transistor est commandé et est nul lorsque le transistor est bloqué. Les grandeurs électriques relatives au transistor IGBT sont représentées à la FIGURE 81.

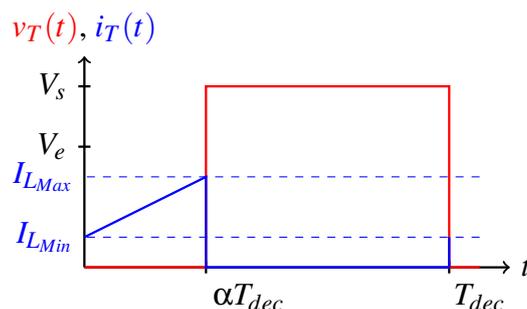


FIGURE 81 – Tension et courant aux bornes du transistor T

La valeur moyenne de la tension aux bornes du transistor est facilement calculable à l'aide de la figure précédente :

$$\langle v_T \rangle = (1 - \alpha) \cdot V_s$$

8. Si la tension d'entrée varie, il est possible de conserver la tension de sortie constante en jouant sur la commande de rapport cyclique. Si la tension d'entrée baisse, il faut alors augmenter le rapport cyclique pour conserver une tension de sortie constante (et inversement).

PFC Actif Un exemple répandu de convertisseur permettant de réaliser une absorption sinusoïdale de courant en vue d'améliorer le facteur de puissance d'une charge est représenté à la FIGURE 82. On parlera alors de convertisseur ou d'étage PFC. Celui-ci est composé d'un pont de diodes suivi d'un hacheur parallèle. En pratique, un convertisseur DC/DC à isolation galvanique est placé entre le hacheur parallèle et la charge de façon à adapter le niveau de tension.

Il est important ici de bien se rendre compte de l'écart entre les domaines temporels (ou fréquentiels) :

1. Le premier domaine temporel est celui correspondant à la période du réseau (20 ms en France).
2. Le second domaine temporel est celui correspondant à la période de découpage (commande du transistor du hacheur) qui est nettement inférieur au premier domaine temporel. Les fréquences de découpages dépassent fréquemment la dizaine de kHz , les périodes correspondantes sont de quelques dizaines de μs .

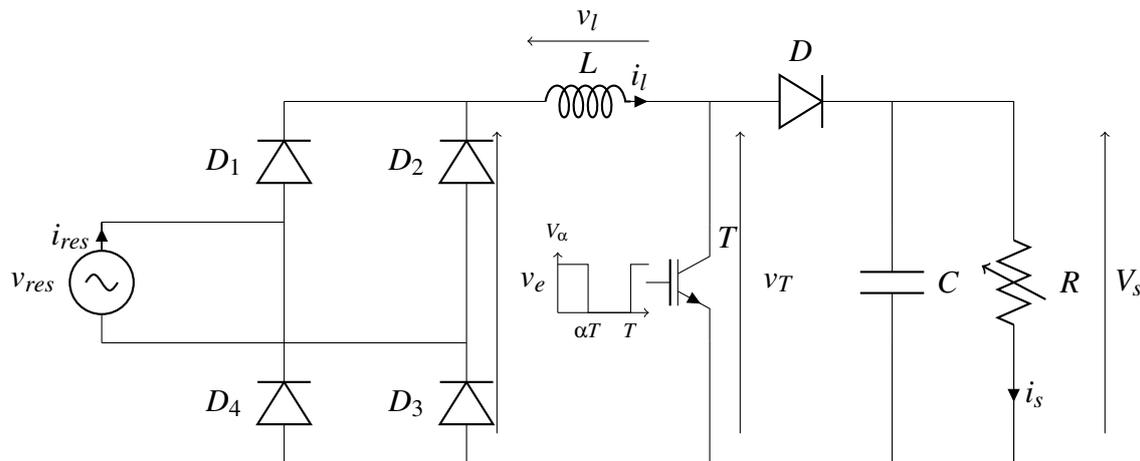


FIGURE 82 – Exemple d'une structure courante de PFC

Exercice : Étude d'une structure PFC

La tension d'entrée est supposée parfaitement sinusoïdale :

$$v_e(t) = V \cdot \sqrt{2} \sin(\omega t)$$

Le réseau est monophasé de valeur efficace 230 V, sa période est notée T_{res} . On imagine que la tension de sortie du hacheur est réglée à une tension de 400 V.

1. Donner l'expression et tracer l'allure du courant réseau $i_{res}(t)$ permettant d'obtenir un facteur de puissance unitaire (la valeur efficace du courant réseau sera notée I).
 2. En déduire l'allure et l'expression du courant $i_l(t)$ toujours pour obtenir un facteur de puissance unitaire
 3. Donner la relation entre v_l , v_e et v_t (tension aux bornes du transistor IGBT).
 4. Compte-tenu du fonctionnement du hacheur parallèle, que vaut la valeur moyenne de la tension v_t sur une période T_{dec} .
 5. En déduire l'expression temporelle du rapport cyclique ($\alpha(t)$) sur l'intervalle de temps $[0, \frac{T_{res}}{2}]$.
 6. Le hacheur est considéré sans pertes. Exprimer la relation entre les grandeur électriques V , I , V_s et I_s . Donner alors la nouvelle expression du rapport cyclique en faisant intervenir la puissance P appelée par la charge.
 7. Dans le cas où la puissance transmise et l'inductance de lissage sont suffisamment faibles, donner l'expression simplifiée du rapport cyclique, toujours sur le même intervalle de temps.
 8. Tracer alors l'évolution temporelle de $\alpha(t)$.
 9. Proposer un exemple de schéma bloc de la boucle de courant permettant d'imposer cette loi de commande du convertisseur.
 10. Nous venons de voir une première boucle de courant. Existe-t-il une boucle externe à cette boucle de courant ? Si oui, laquelle ? La faire alors figurer sur le schéma bloc précédent. Quelle doit être la condition à respecter entre ces 2 boucles pour que l'ensemble puisse fonctionner correctement ?
1. Pour obtenir un facteur de puissance unitaire, l'ensemble de la structure doit être assimilée par le réseau à une charge résistive. Ainsi, le courant appelé est de forme sinusoïdale et en phase avec la tension du réseau. Les allures de la tension et du courant réseau idéal sont représentés à la FIGURE 83.

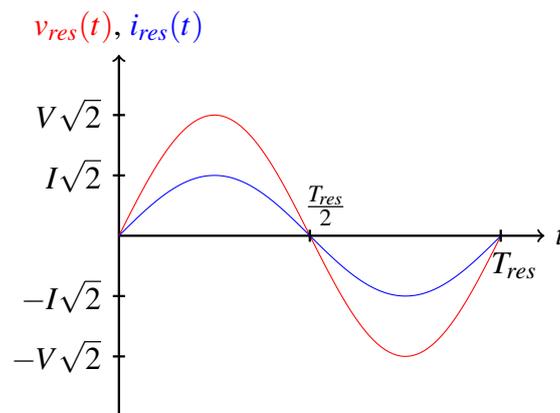


FIGURE 83 – Allure du courant réseau permettant d'obtenir un facteur de puissance unitaire

L'expression du courant réseau est donc la suivante :

$$i_{res}(t) = I\sqrt{2}\sin(\omega t)$$

2. Un courant réseau sinusoïdal et en phase avec la tension permet d'obtenir un facteur de puissance unitaire. L'allure du courant correspondant en aval du redresseur monophasé à diode est représentée à la FIGURE 84.

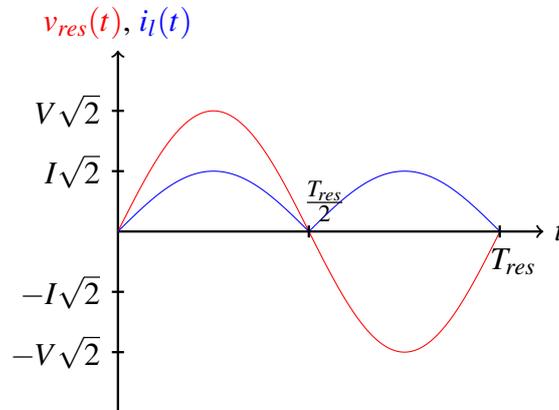


FIGURE 84 – Allure du courant en aval du redresseur permettant d'obtenir un facteur de puissance unitaire

- Sur l'intervalle $[0, \frac{T_{res}}{2}]$:

$$i_l(t) = i_{res}(t) = I\sqrt{2}\sin(\omega t)$$

- Sur l'intervalle $[\frac{T_{res}}{2}, T_{res}]$:

$$i_l(t) = -i_{res}(t) = -I\sqrt{2}\sin(\omega t)$$

Il faut bien entendu garder à l'esprit qu'il s'agit d'expressions théoriques, le découpage à haute fréquence introduit par le hacheur imposant une ondulation sur le courant.

3. D'après la loi des mailles :

$$v_l(t) = v_e(t) - v_t(t)$$

Soit :

$$L \cdot \frac{d i_l(t)}{d t} = v_e(t) - v_t(t)$$

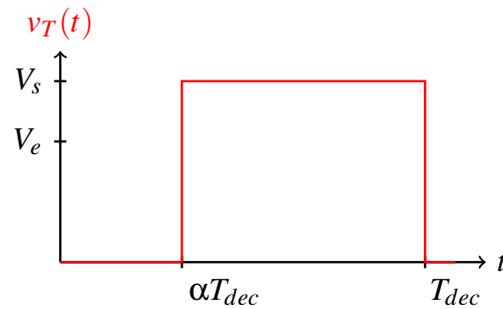
4. Compte tenu du signal de commande du transistor IGBT du hacheur parallèle, l'allure de la tension aux bornes de ce transistor est celle représentée à la FIGURE 85.

Il est important ici de noter l'existence de 2 domaines temporels distincts, à savoir celui lié à la fréquence de découpage nécessairement élevée du transistor IGBT et celui lié à la fréquence du réseau (par exemple 50 Hz en France). Ainsi, si l'on s'intéresse à l'évolution du courant de l'inductance L au rythme de la fréquence réseau (indice BF), il suit :

$$L \cdot \frac{d i_{lBF}(t)}{d t} = v_{eBF}(t) - v_{tBF}(t)$$

Avec :

- $v_{eBF}(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega t)$ sur l'intervalle $[0, \frac{T_{res}}{2}]$
- $v_{tBF}(t) = (1 - \alpha(t))V_s$

FIGURE 85 – Tension aux bornes du transistor T

– $i_{l_{BF}}(t) = I\sqrt{2}\sin(\omega t)$ sur l'intervalle $[0, \frac{T_{res}}{2}]$

ω désignant la pulsation du réseau ($\omega = 100.\pi \text{ rad/s}$ pour un réseau 50 Hz).

Le rapport cyclique est donc amené à varier au rythme de l'évolution des grandeurs électriques du réseau BF pour permettre d'obtenir un courant sinusoïdal et en phase avec la tension réseau.

D'où :

$$L \cdot \frac{d I\sqrt{2}\sin(\omega t)}{d t} = V\sqrt{2}\sin(\omega t) - (1 - \alpha(t))V_s$$

5. L'expression de l'évolution du rapport cyclique au cours d'une demi période du réseau peut alors être définie :

$$\alpha(t) = 1 + \frac{L \cdot \omega \cdot I\sqrt{2}}{V_s} \cos(\omega t) - \frac{V\sqrt{2}}{V_s} \sin(\omega t)$$

6. Si le hacheur est considéré sans pertes, la puissance électrique en entrée du hacheur est égale à la puissance électrique de sortie du hacheur :

$$P_e = P_s = P$$

Avec :

– Puissance électrique d'entrée : courant et tension sont sinusoïdaux et en phase (sur l'intervalle $[0, \frac{T_{res}}{2}]$)

$$P_e = V \cdot I$$

– Puissance électrique de sortie (grandeurs DC) :

$$P_s = V_s \cdot I_s$$

Il est alors possible de faire intervenir la puissance électrique dans l'expression de l'évolution temporelle du rapport cyclique :

$$\alpha(t) = 1 + \frac{L \cdot \omega \cdot P\sqrt{2}}{V_s \cdot V} \cos(\omega t) - \frac{V\sqrt{2}}{V_s} \sin(\omega t)$$

La commande de l'interrupteur du hacheur dépend donc aussi de la puissance électrique demandée par la charge.

7. Dans le cas où l'inductance de lissage et la puissance transmise sont suffisamment faibles, l'expression du rapport cyclique se simplifie grandement, il suit :

$$\alpha(t) = 1 - \frac{V\sqrt{2}}{V_s} \sin(\omega t)$$

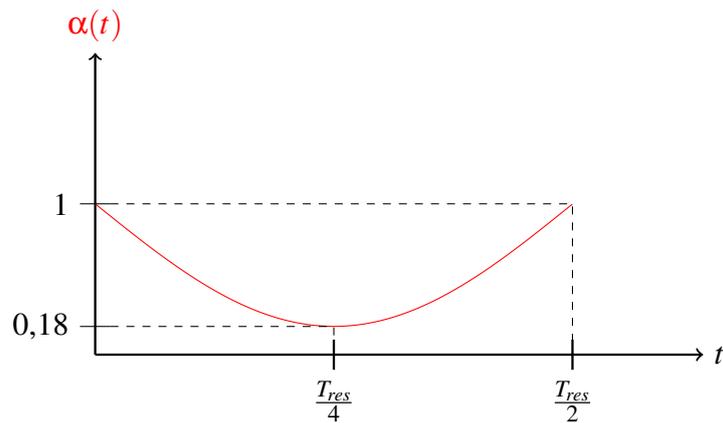


FIGURE 86 – Évolution théorique du rapport cyclique sur une demi-période du réseau permettant d'absorber un courant sinusoïdal et en phase avec la tension réseau

8. Compte-tenu du cahier des charges ($V = 230\text{ V}$ et $V_s = 400\text{ V}$), l'évolution du rapport cyclique du transistor sur une demi période du réseau permettant l'absorption sinusoïdale du courant réseau est celle représentée à la FIGURE 86.
9. Bien entendu, cette évolution du rapport cyclique permettant d'obtenir un facteur de puissance unitaire est générée en interne à l'aide de la boucle d'asservissement de la FIGURE 87. La consigne de courant dans l'inductance L sera générée par la multiplication de la consigne en amplitude (I^*) par la pulsation du réseau ($\sin(\theta)^*$) permettant d'obtenir un courant sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau.

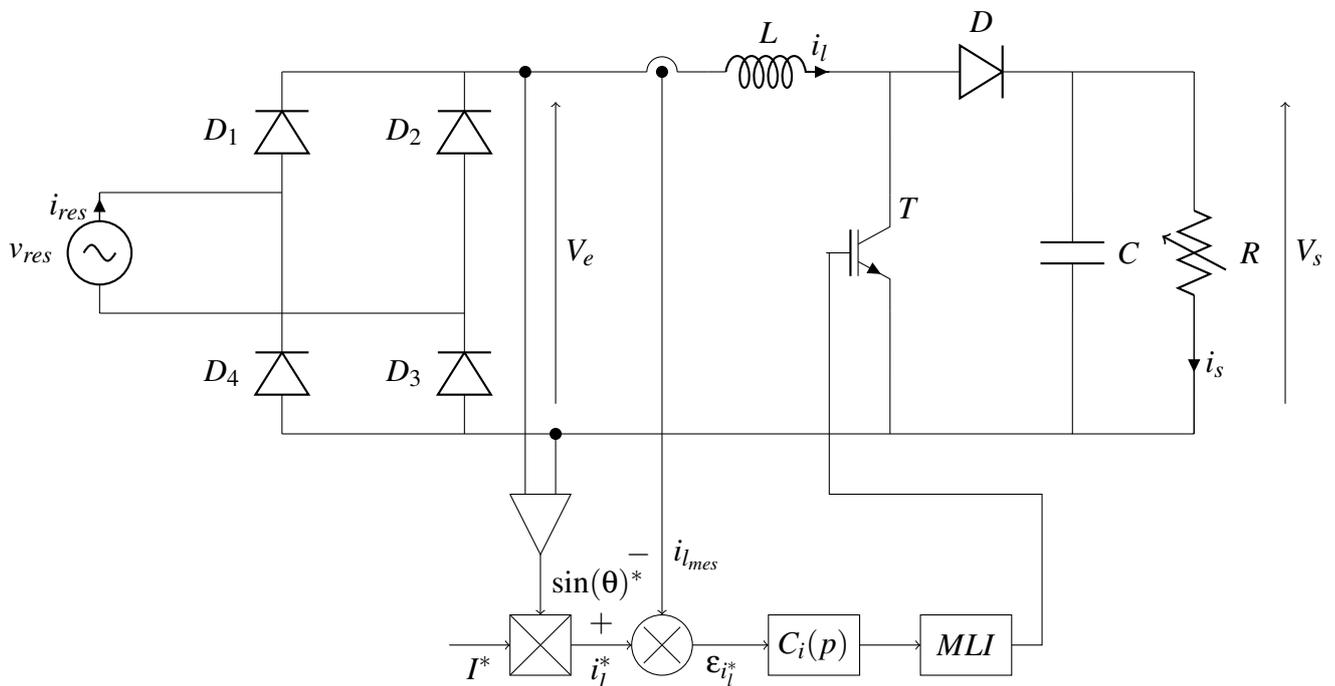


FIGURE 87 – Régulation en courant permettant une absorption sinusoïdale de courant

10. Le but premier de ce convertisseur est d'assurer une tension de sortie constante. Il est donc impératif que la structure soit régulée en tension. Nous venons de voir une première boucle de régulation permettant d'absorber un courant sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau. Celle-ci sera donc insérée au sein d'une boucle externe de tension permettant de réguler la

tension de sortie du hacheur (FIGURE 88).

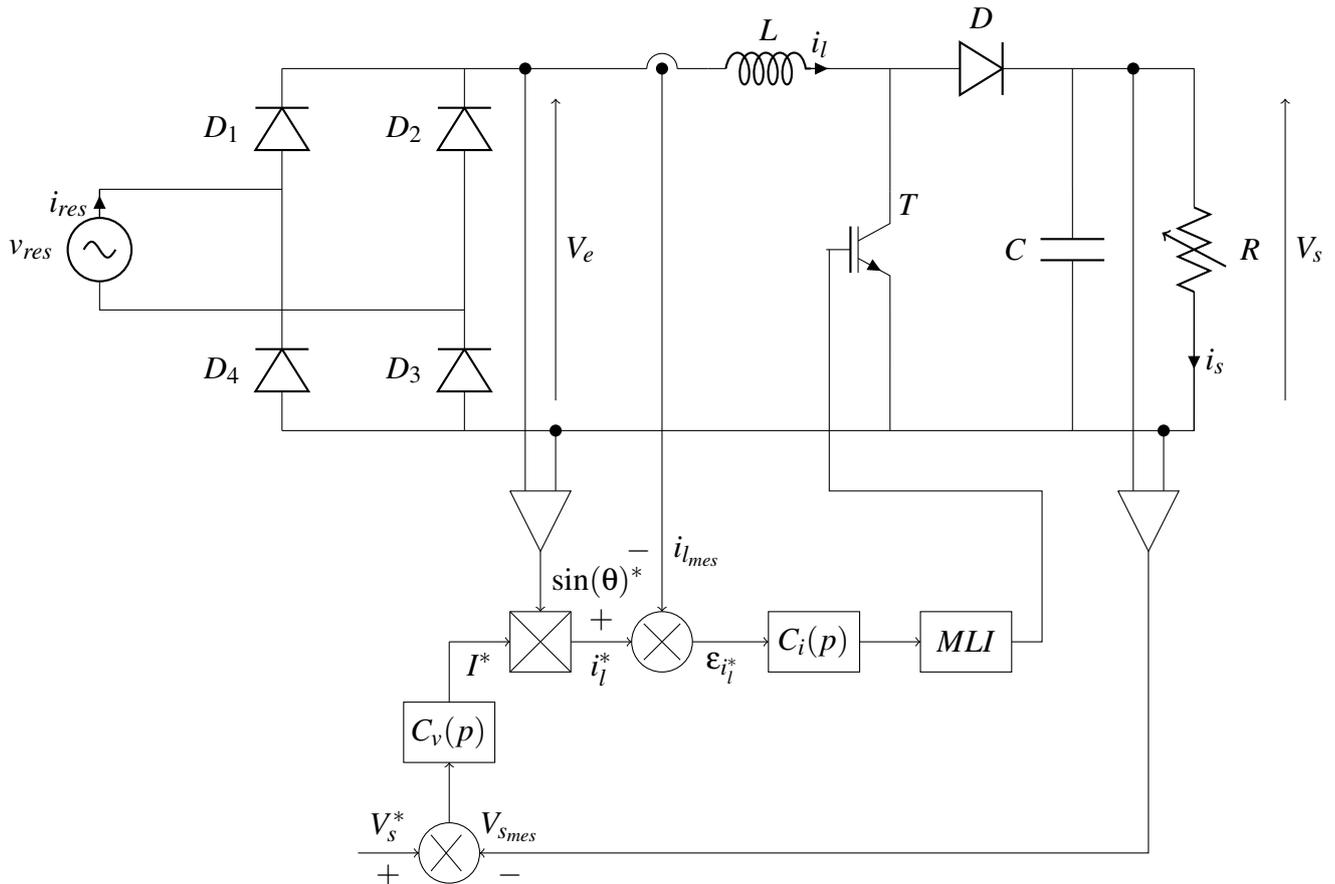


FIGURE 88 – Régulation en courant permettant une absorption sinusoïdale de courant

Ainsi, la sortie du correcteur de la boucle de tension fournit la consigne d'amplitude du courant de l'inductance L.

De façon à garantir un bon fonctionnement de ces boucles imbriquées, la dynamique de la boucle de courant doit être nettement supérieure à celle de la boucle de tension. La boucle de courant sera dans ce cas "vue" de la boucle de tension comme un simple gain unitaire.

PFC sous P-SIM

- Structure étudiée : La structure utilisée est la même que celle évoquée en séance de cours. Il s'agit de la structure à 2 étages associant un redresseur monophasé à un hacheur parallèle **commandé en courant et en tension**. La structure de puissance de ce montage est représentée à la FIGURE 89.

Le but du montage est d'assurer une tension de sortie régulée autour de 120 V pour une tension du réseau 50 Hz de valeur maximale égale à 100 V tout en absorbant un courant sinusoïdal et en phase avec la tension réseau.

- Boucles d'asservissements du hacheur parallèle :

Dans un premier temps, nous allons nous intéresser uniquement au hacheur parallèle. Nous chercherons tout d'abord à contrôler le courant dans l'inductance puis, dans un second temps, à asservir la tension de sortie de celui-ci. Dans cette partie, nous fixerons la tension d'entrée à 30 V comme représenté à la FIGURE 90.

Sur la FIGURE 90, il est possible de voir que l'inductance d'entrée et le condensateur de sortie sont représentés avec leurs éléments parasites résistifs.

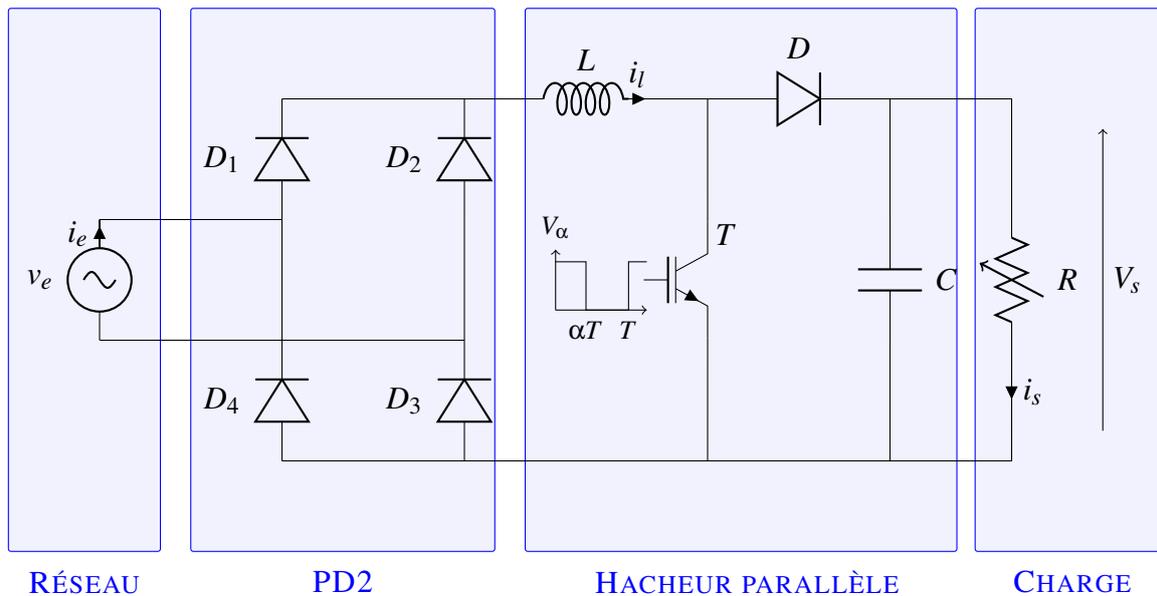


FIGURE 89 – PFC - PD2 + Hacheur parallèle

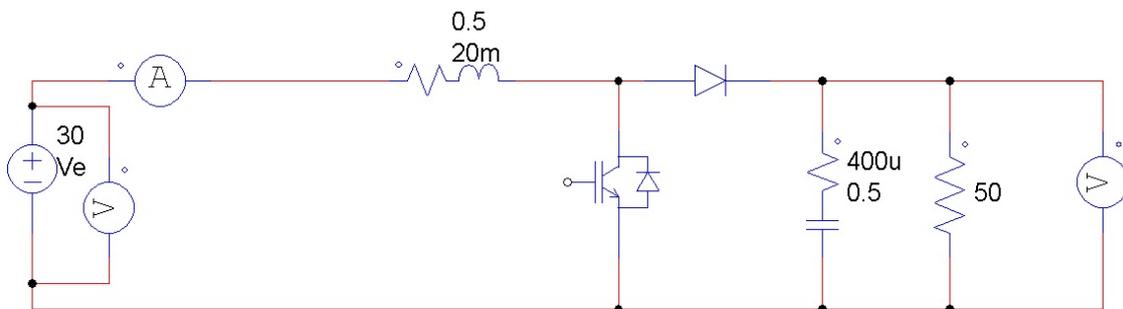


FIGURE 90 – Schéma de puissance du hacheur parallèle étudié

1. Réaliser le schéma de puissance du hacheur présenté à la FIGURE 90 avec les valeurs de composants spécifiés TABLE 5.

– Réalisation de la commande MLI du transistor IGBT :

La commande du transistor IGBT est une commande en Modulation de Largeur d'Impulsion. Celle-ci sera réalisée en comparant un signal triangulaire à haute fréquence à un signal de consigne compris entre 0 et 1 V permettant de fixer le rapport cyclique conformément à la FIGURE 91. Les paramètres concernant le signal triangulaire sont rappelés TABLE 6.

La tension de sortie du comparateur est reliée à la grille de l'IGBT via un circuit "On-Off controller" permettant de relier la partie commande à la partie puissance. Le rapport cyclique de conduction du transistor est donc fixé par le signal de consigne.

1. Compléter le schéma P-Sim conformément à la FIGURE 91.

2. Vérifier le bon fonctionnement du hacheur pour un rapport cyclique de $\frac{1}{2}$.

3. Vérifier l'évolution temporelle des principales grandeurs électriques du système.

– Asservissement en courant :

La structure présentée à la FIGURE 89 est destinée à alimenter en tension des appareils électroniques. Cette structure doit donc être régulée en tension. Cependant, de façon à contrôler le courant (en veillant notamment à ce qu'il n'atteigne pas des valeurs critiques pour les composants), une boucle interne d'asservissement du courant est mise en place. Cette boucle nous

Composant	Paramètre	Valeur	Unité
Inductance	L	20	[mH]
	r_L	0,5	[Ω]
Condensateur	C	400	[μF]
	r_C	0,5	[Ω]
Charge	R	50	[Ω]
Diode	r_D	1	[Ω]
IGBT	r_T	1	[Ω]

TABLE 5 – Paramètres des composants de puissance du hacheur

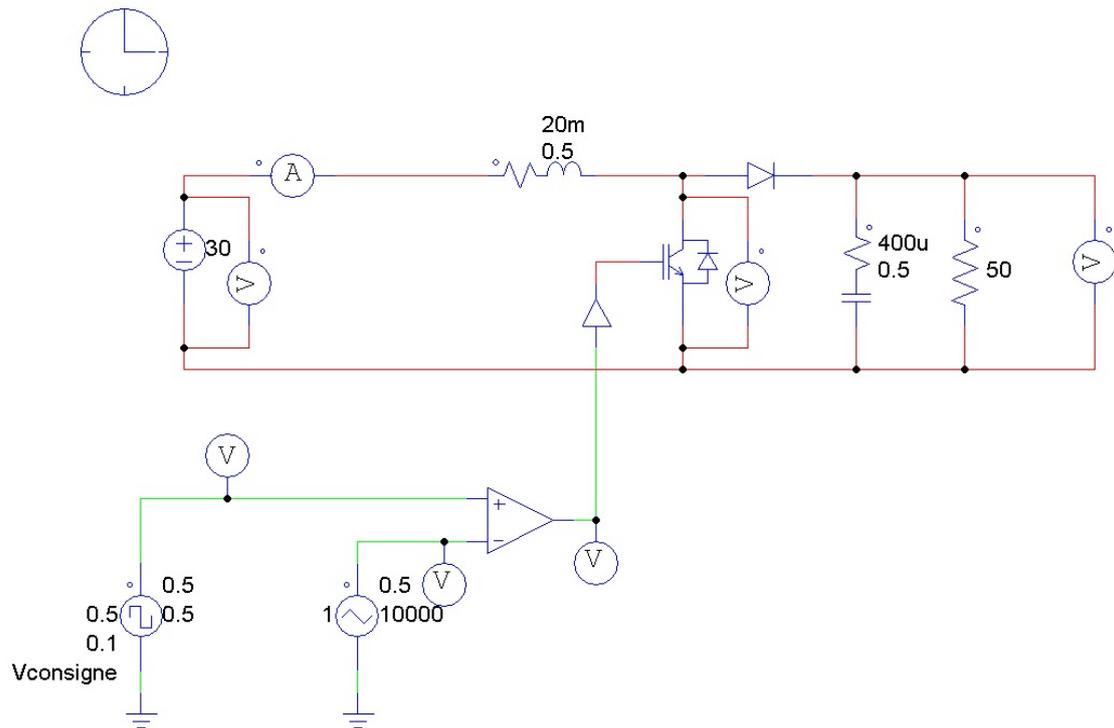


FIGURE 91 – Commande MLI du transistor IGBT du hacheur parallèle étudié

permettra par la suite de fixer la forme du courant de sortie du pont redresseur lors de l'absorption sinusoïdale de courant. Avant de réaliser cet asservissement, il faut identifier la fonction de transfert. Le courant à asservir est le courant de l'inductance L .

– Identification de la boucle de courant :

Pour procéder à l'identification, il suffit de réaliser un essai indiciel sur le signal de consigne de la MLI et d'observer l'évolution du courant dans l'inductance L . Les caractéristiques du signal de consigne de la MLI permettant de réaliser l'essai indiciel sont indiqués TABLE 7. Bien entendu, la fréquence d'évolution du signal de consigne de la MLI sera bien plus faible que la fréquence du signal triangulaire permettant de générer la MLI.

Le schéma sous P-SIM permettant de réaliser l'identification de la fonction de transfert en courant est indiqué à la FIGURE 92.

- 1. Compléter le schéma P-SIM permettant de réaliser l'identification de la fonction de transfert en courant.**
- 2. Réaliser cette identification en observant sur un même graphique le signal de consigne MLI et le courant dans l'inductance L .**

Paramètre	Valeur
Frequency	10 kHz
Duty Cycle	0,5
V peak to peak	1 V

TABLE 6 – Paramètres du signal triangulaire de génération de la MLI

Paramètre	Valeur	Unité
Frequency	0,5	[Hz]
Duty Cycle	0,5	
V peak to peak	0,1	[V]
DC Offset	0,5	[V]

TABLE 7 – Paramètres du signal de consigne de la MLI pour l'identification de la fonction de transfert en courant

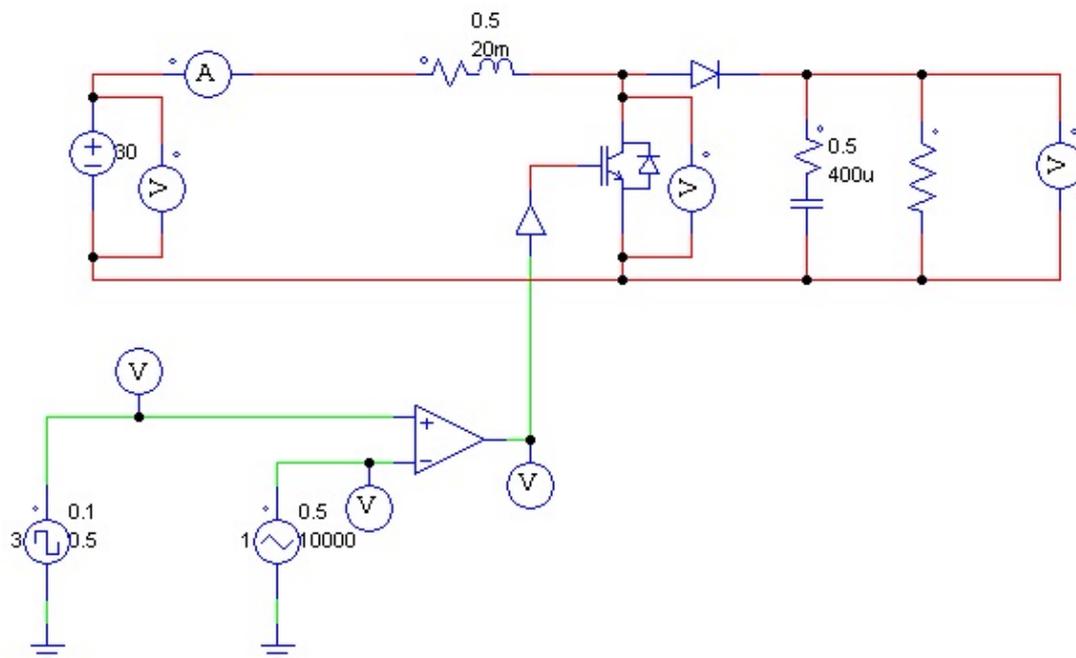


FIGURE 92 – Schéma P-SIM permettant de réaliser l'identification de la boucle de courant

3. De quel ordre est cette fonction de transfert ?

4. Nous ferons l'hypothèse simplificatrice qu'il s'agit d'une fonction de transfert du premier ordre, mettez alors cette fonction de transfert sous la forme suivante en identifiant les 2 constantes :

$$F_1(p) = \frac{V_i(p)}{V_{CMDE}(p)} = \frac{K_1}{1 + \tau_1 \cdot p}$$

– Correction de la boucle de courant :

Nous utiliserons un correcteur de type **proportionnel intégral** pour la boucle de courant de façon à annuler l'erreur statique entre consigne et mesure de courant. Le schéma de la structure asservie en courant est représenté à la FIGURE 93.

La fonction de transfert du correcteur de la boucle de courant est la suivante :

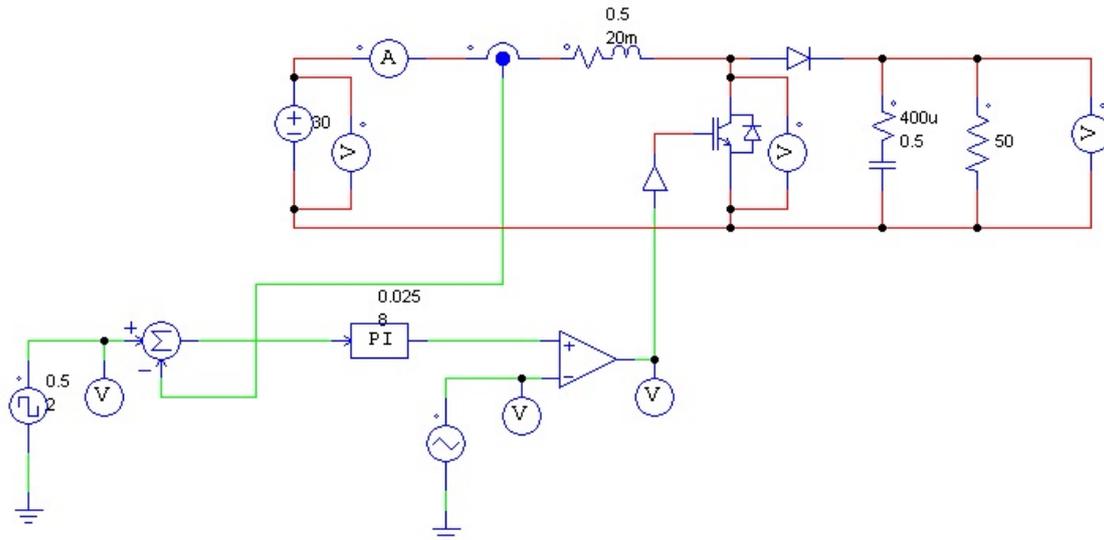


FIGURE 93 – Schéma P-SIM du hacheur en courant

$$C_I(p) = K_I \cdot \left(\frac{1 + \tau_I(p)}{\tau_I(p)} \right)$$

1. Choisir les 2 constantes du correcteur PI. Nous utiliserons la méthode de compensation de pôles vue précédemment en séance de TD. Le gain du correcteur sera choisi pour fixer la constante de temps de la boucle fermée. Expliquer votre choix.
2. Vérifier alors le bon fonctionnement de la boucle de courant en imposant un signal créneau d'amplitude et de fréquence adéquate pour le signal de consigne du courant.

– Asservissement en tension :

Le hacheur utilisé est régulé en tension de façon à garantir une tension de sortie constante. Ainsi, une boucle externe visant à asservir la tension de sortie est utilisée. Là encore, après une phase d'identification de la nouvelle fonction de transfert en tension, cette fois par un essai indiciel sur la consigne de courant, un correcteur permettra d'obtenir les performances attendues pour l'asservissement en tension.

– Identification de la boucle de tension :

Pour identifier la fonction de transfert en tension de notre système, réaliser un essai indiciel sur la consigne de courant et observer la tension de sortie du hacheur. Les paramètres du signal de consigne du courant sont indiqués TABLE 8.

Paramètre	Valeur	Unité
Frequency	0,5	[Hz]
Duty Cycle	0,5	
V peak to peak	2	[V]
DC Offset	0,5	[V]

TABLE 8 – Paramètres du signal de consigne du courant de l'inductance L pour l'identification de la fonction de transfert en tension

1. De quel ordre est cette fonction de transfert ?

2. Nous ferons là encore l'hypothèse simplificatrice qu'il s'agit d'une fonction de transfert du premier ordre, mettre alors cette fonction de transfert sous la forme suivante en identifiant les 2 constantes :

$$F_2(p) = \frac{V_s(p)}{V_{i_l}(p)} = \frac{K_2}{1 + \tau_2 \cdot p}$$

- Correction de la boucle de tension :

Le correcteur de la boucle de tension sera aussi du type **proportionnel intégral**.

$$C_V(p) = K_V \cdot \left(\frac{1 + \tau_V(p)}{\tau_V(p)} \right)$$

Nous appliquerons là encore la méthode dite de compensation de pôle. La dynamique de l'asservissement en tension sera fixée par le gain du correcteur.

1. Quelles sont les contraintes à respecter sur le choix de la constante de temps de la boucle de tension pour garantir un bon fonctionnement de notre système ?
2. Faire un choix sur cette constante de temps et définir alors le gain du correcteur.
3. Réaliser la boucle de tension sous P-Sim (conformément à la FIGURE 94) et vérifier le bon fonctionnement du hacheur.

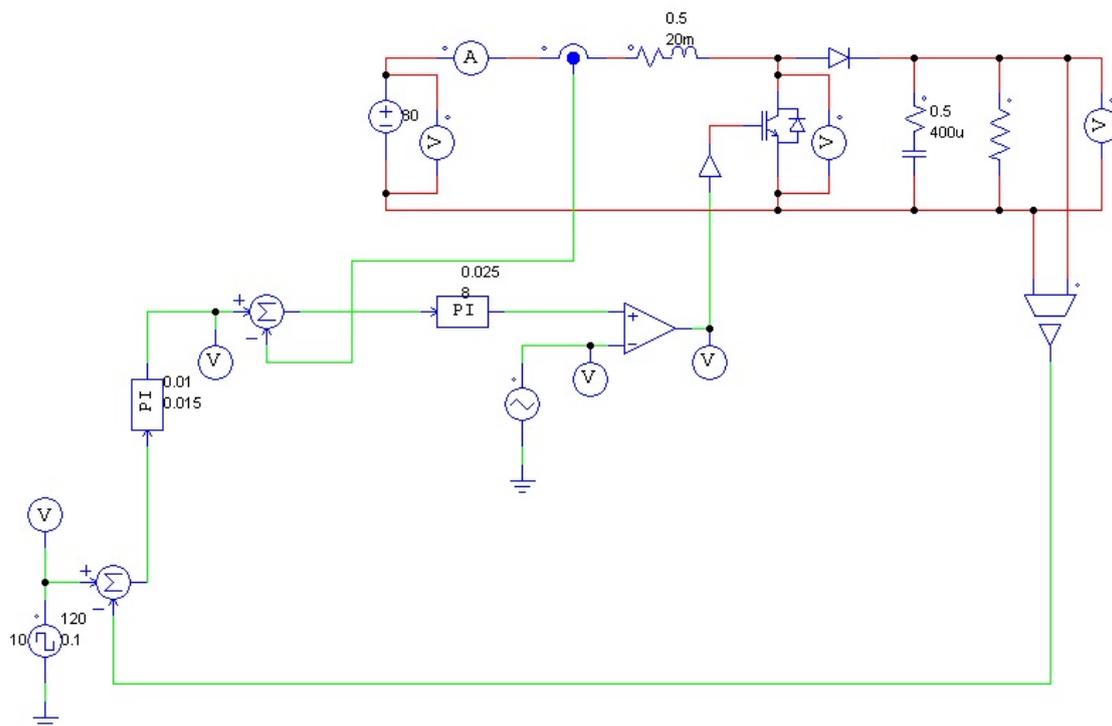


FIGURE 94 – Schéma P-SIM du hacheur asservi en courant et en tension

- Fonctionnement du montage complet :

Nous disposons désormais d'un hacheur asservi en tension et en courant. L'idée désormais va être de l'insérer dans la structure du PFC décrite à la FIGURE 89. Le schéma dont il faut s'inspirer est décrit à la FIGURE 95.

1. Câbler sous P-SIM le reste de la structure de puissance (pont de diode et tension réseau (50 Hz / 100 V max.))

2. Modifier alors la structure de commande nous permettant de disposer d'une consigne de courant sinusoïdale et en phase avec la tension réseau.
3. Vérifier le bon fonctionnement du PFC complet.
4. Observer notamment les grandeurs d'entrée, de sortie ainsi que le courant dans l'inductance L. Le courant de l'inductance suit-il parfaitement la consigne en courant ? A quoi est due cette distorsion ?
5. Pour conclure, mesurer le facteur de puissance de l'installation.

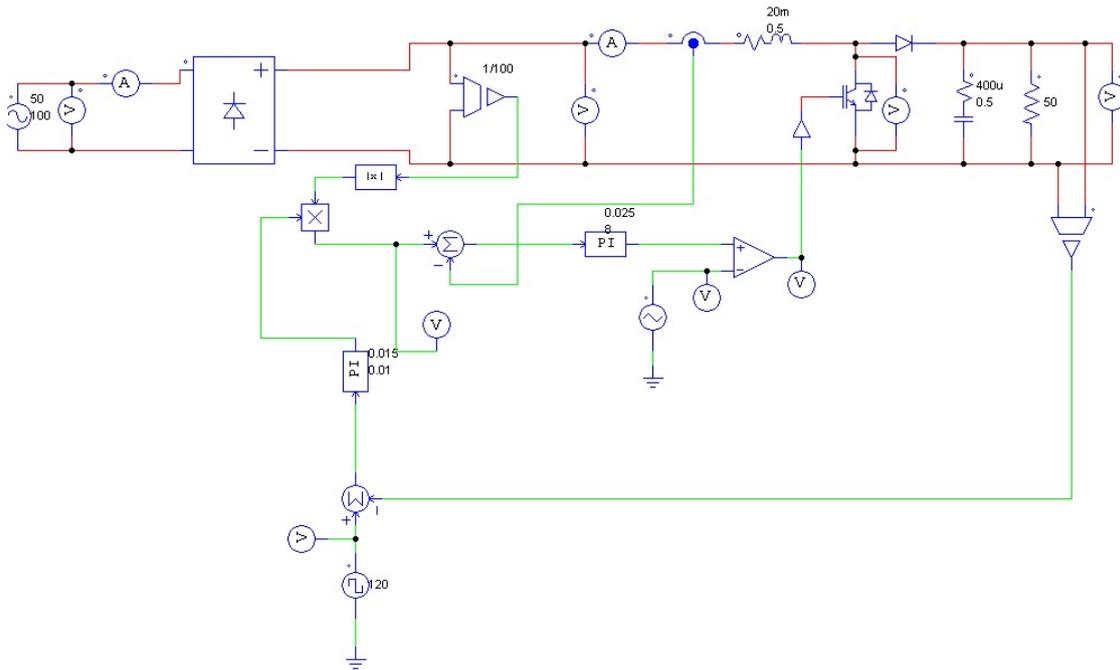


FIGURE 95 – Schéma P-SIM du PFC permettant une absorption sinusoïdale de courant

5 Annexes

5.1 Datasheet Diode

SKN 140F



Stud Diode

Fast Recovery Rectifier Diode

SKN 140F
SKR 140F

Features

- Small recovered charge
- Soft recovery
- Hermetic metal case with glass insulator
- Threaded stud M12
- SKN: anode to stud;
SKR: cathode to stud

Typical Applications*

- Inverse diode for GTO and asymmetric thyristor
- Inverters and choppers
- A.C. motor control
- Uninterruptible power supplies (UPS)

V_{RSM} V	V_{RRM} V	$I_{FRMS} = 260$ A (maximum value for continuous operation) $I_{FAV} = 140$ A (sin. 180; 1000 Hz; $T_c = 100$ °C)	
1200	1200	SKN 140F12	SKR 140F12
1400	1400	SKN 140F14	SKR 140F14
1500	1500	SKN 140F15	SKR 140F15
1700	1700	SKN 140F17	SKR 140F17

Symbol	Conditions	Values	Units
I_{FAV}	sin. 180; $T_c = 85$ (100) °C	168 (140)	A
I_{FAV}	K1,1F; $T_a = 35$ °C; sin. 180; 1000 Hz	114	A
I_{FSM}	$T_{vj} = 25$ °C; 10 ms $T_{vj} = 150$ °C; 10 ms	2500 2100	A
θt	$T_{vj} = 25$ °C; 8,3 ... 10 ms $T_{vj} = 150$ °C; 8,3 ... 10 ms	31000 22000	A ² s
V_F	$T_{vj} = 25$ °C; $I_F = 300$ A	max. 1,8	V
$V_{(TO)}$	$T_{vj} = 150$ °C	max. 1,1	V
r_T	$T_{vj} = 150$ °C	max. 2	mΩ
I_{RD}	$T_{vj} = 25$ °C; $V_{RD} = V_{RRM}$	max. 1	mA
I_{RD}	$T_{vj} = 150$ °C; $V_{RD} = V_{RRM}$	max. 100	mA
Q_{rr}	$T_{vj} = 150$ °C; $I_F = 100$ A	90	μC
I_{RM}	$-di/dt = 100$ A/μs; $V_R = 400$ V	90	A
t_{rr}		2000	ns
E_{rr}		-	mJ
$R_{th(j-c)}$		0,2	KW
$R_{th(o-a)}$		0,08	KW
T_{vj}		- 40 ... + 150	°C
T_{stg}		- 55 ... + 150	°C
V_{isol}		-	V~
M_b	to heatsink	10	Nm
a		5 * 9,81	m/s ²
m	approx.	100	g
Case		E 14	



SKN



SKR

1
05-04-2004 SCT
© by SEMIKRON

FIGURE 96 – Datasheet d’une diode de puissance (page 1)

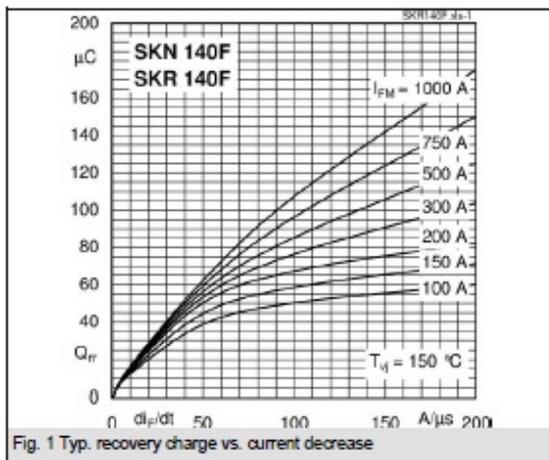


Fig. 1 Typ. recovery charge vs. current decrease

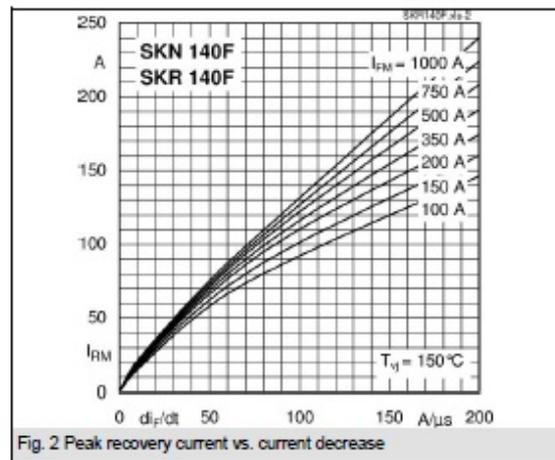


Fig. 2 Peak recovery current vs. current decrease

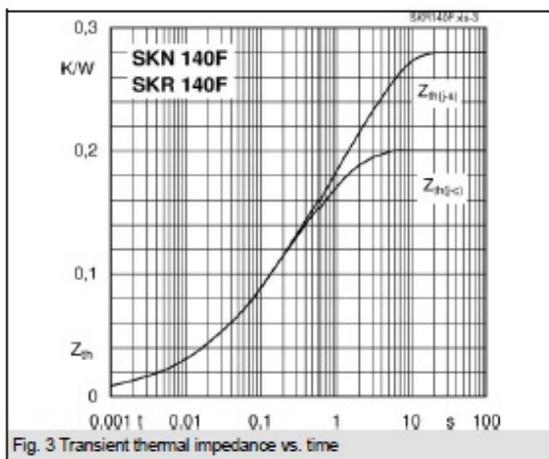


Fig. 3 Transient thermal impedance vs. time

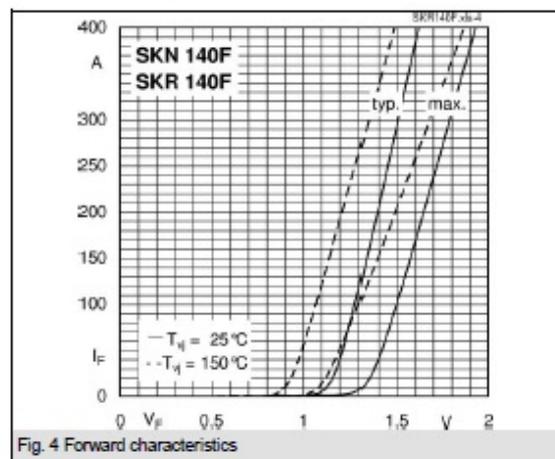


Fig. 4 Forward characteristics

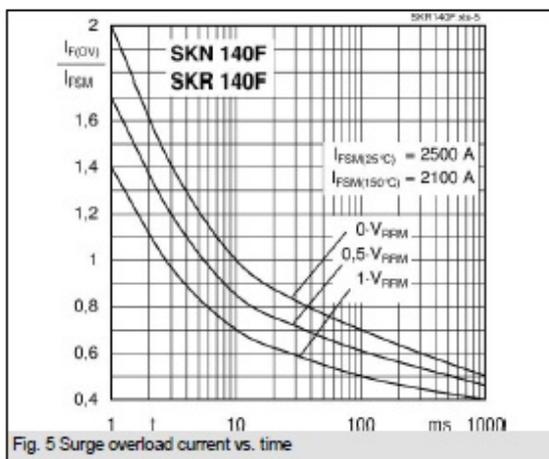


Fig. 5 Surge overload current vs. time

FIGURE 97 – Datasheet d’une diode de puissance (page 2)

5.2 Datasheet Thyristor

SKT 1200



Capsule Thyristor

Line Thyristor

SKT 1200

Features

- Hermetic metal case with ceramic insulator
- Capsule package for double sided cooling
- International standard case
- Off-state and reverse voltages up to 1800 V
- Amplifying gate

Typical Applications*

- DC motor control (e. g. for machine tools)
- Controlled rectifiers (e. g. for battery charging)
- AC controllers (e. g. for temperature control)
- Recommended snubber network e. g. for $V_{VRMS} \leq 400$ V: $R = 33 \Omega / 32$ W, $C = 1 \mu F$

V_{RSM} V	V_{RRM}, V_{DRM} V	$I_{TRMS} = 2800$ A (maximum value for continuous operation) $I_{TAV} = 1200$ A (sin. 180; DSC; $T_c = 85$ °C)	
1300	1200	SKT 1200/12E	
1500	1400	SKT 1200/14E	
1700	1600	SKT 1200/16E	
1900	1800	SKT 1200/18E	

Symbol	Conditions	Values	Units
I_{TAV}	sin. 180; $T_c = 100$ (85) °C;	840 (1200)	A
I_D	2 x P8/180F; $T_a = 35$ °C; B2 / B6	1440 / 2050	A
	2 x P19/190F; $T_a = 35$ °C; B2 / B6	1550 / 2200	A
I_{RMS}	2 x P8/180F; $T_a = 35$ °C; W1C	1600	A
I_{TSM}	$T_{vj} = 25$ °C; 10 ms	30000	A
	$T_{vj} = 125$ °C; 10 ms	25500	A
βt	$T_{vj} = 25$ °C; 8,3 ... 10 ms	4500000	A*s
	$T_{vj} = 125$ °C; 8,3 ... 10 ms	3250000	A*s
V_T	$T_{vj} = 25$ °C; $I_T = 3600$ A	max. 1,65	V
$V_{T(TC)}$	$T_{vj} = 125$ °C	max. 0,95	V
r_T	$T_{vj} = 125$ °C	max. 0,18	m Ω
$I_{DD}; I_{RD}$	$T_{vj} = 125$ °C; $V_{RD} = V_{RRM}; V_{DD} = V_{DRM}$	max. 160	mA
t_{gd}	$T_{vj} = 25$ °C; $I_G = 1$ A; $di_G/dt = 1$ A/ μ s	1	μ s
t_{gr}	$V_G = 0,67 * V_{DRM}$	2	μ s
$(di/dt)_{cr}$	$T_{vj} = 125$ °C	max. 125	A/ μ s
$(di/dt)_{cr}$	$T_{vj} = 125$ °C	max. 1000	V/ μ s
t_{ij}	$T_{vj} = 125$ °C	100 ... 250	μ s
I_H	$T_{vj} = 25$ °C; typ. / max.	250 / 500	mA
I_L	$T_{vj} = 25$ °C; $R_G = 33 \Omega$; typ. / max.	500 / 2000	mA
V_{GT}	$T_{vj} = 25$ °C; d.c.	min. 3	V
I_{GT}	$T_{vj} = 25$ °C; d.c.	min. 250	mA
V_{GD}	$T_{vj} = 125$ °C; d.c.	max. 0,25	V
I_{GD}	$T_{vj} = 125$ °C; d.c.	max. 10	mA
$R_{th(j-c)}$	cont.; DSC	0,021	KW
$R_{th(j-c)}$	sin. 180; DSC / SSC	0,0225 / 0,054	KW
$R_{th(j-c)}$	rec. 120; DSC / SSC	0,027 / 0,06	KW
$R_{th(o-a)}$	DSC / SSC	0,005 / 0,01	KW
T_{vj}		-40 ... +125	°C
T_{stg}		-40 ... +130	°C
V_{isd}		-	V~
F	mounting force	22 ... 25	kN
a			m/s ²
m	approx.	480	g
Case		B 14	



SKT

1
16-02-2009 MAY
© by SEMIKRON

FIGURE 98 – Datasheet d'un thyristor (page 1)

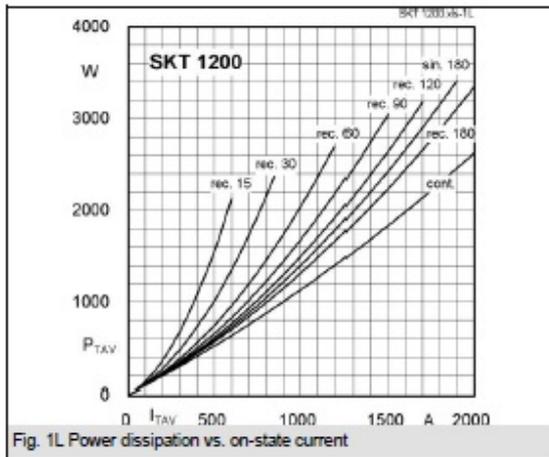


Fig. 1L Power dissipation vs. on-state current

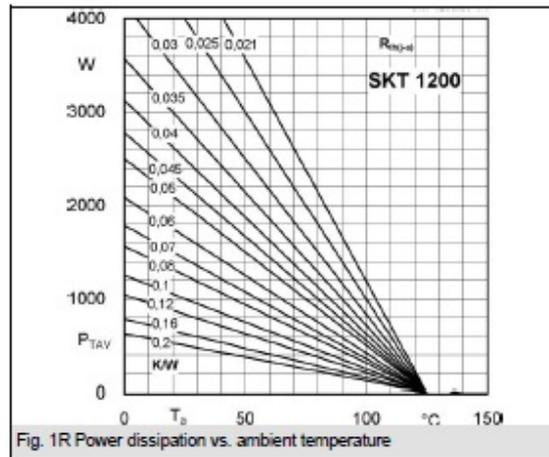


Fig. 1R Power dissipation vs. ambient temperature

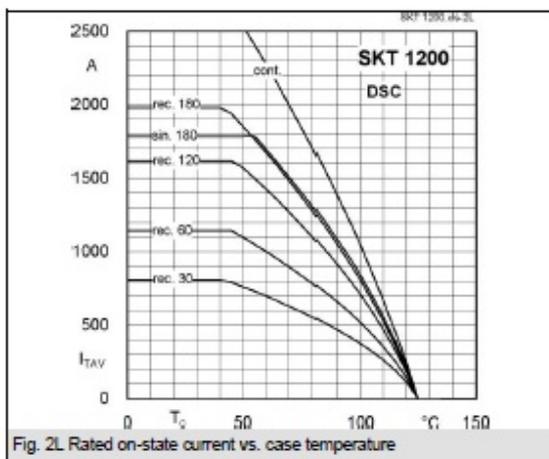


Fig. 2L Rated on-state current vs. case temperature

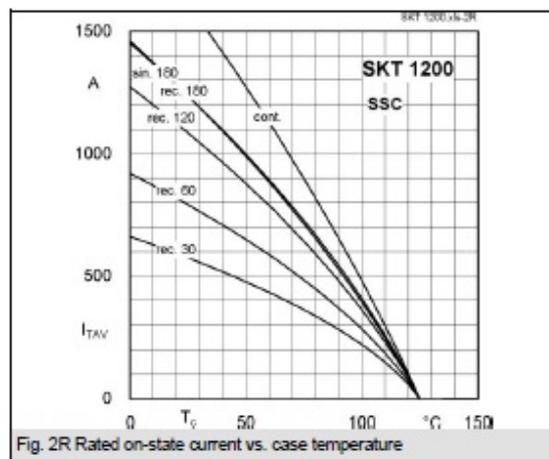


Fig. 2R Rated on-state current vs. case temperature

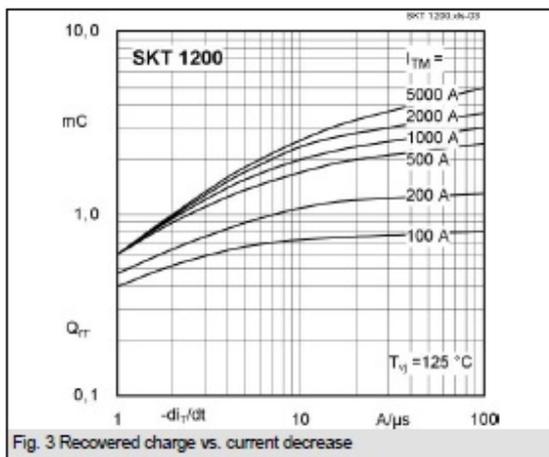


Fig. 3 Recovered charge vs. current decrease

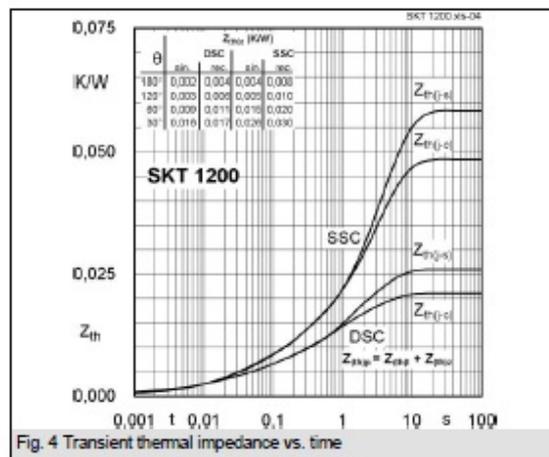


Fig. 4 Transient thermal impedance vs. time

FIGURE 99 – Datasheet d'unthyristor (page 2)

5.3 TD Entraînement Partiel

Le redresseur triphasé de la FIGURE 100 est alimenté par un réseau de tensions triphasées 230 V / 400 V de fréquence 50 Hz. Nous supposons pour cet exercice que la charge absorbe un courant

constant $I = 10 \text{ A}$.

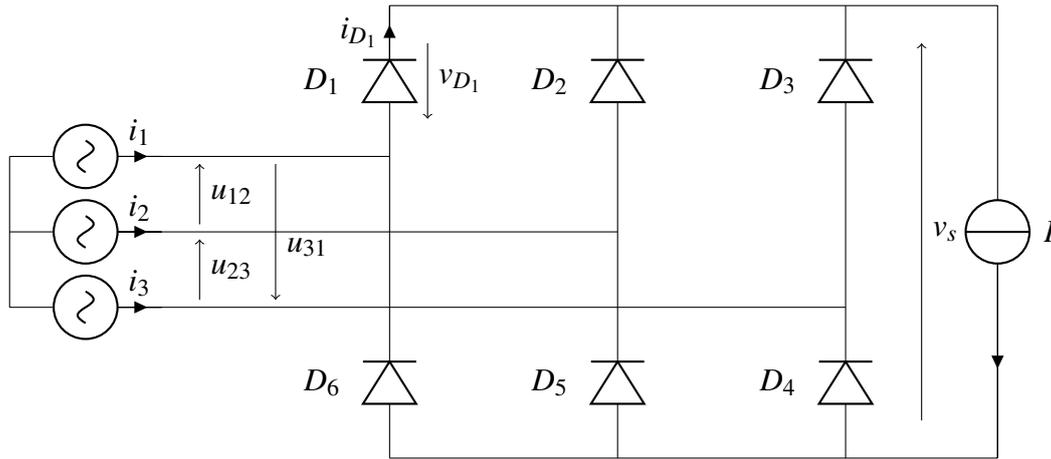


FIGURE 100 – PD3

1. Représenter sur la FIGURE 101 la séquence de conduction des semi-conducteurs ainsi que l'allure de la tension de sortie.
2. Déterminer l'expression puis calculer la valeur de la tension moyenne de sortie ($\langle V_s \rangle$)
3. Représenter sur la FIGURE 101 l'allure de la tension et du courant de la diode 1 ($i_{D_1}(t)$ et $v_{D_1}(t)$).
4. Déterminer et calculer les grandeurs électriques déterminantes pour le choix d'une diode.
5. Représenter sur la FIGURE 102 l'allure du courant de la phase 1 ($i_1(t)$).
6. Déterminer la valeur efficace du courant réseau (I_{Reseau}).
7. Dans l'hypothèse d'un rendement unitaire du convertisseur, que vaut la puissance active demandée au réseau (P) ?
8. On considère maintenant les caractéristiques statiques des diodes représentées à la FIGURE 103. Déterminer la puissance perdue par une diode (P_{Diode}) en considérant les grandeurs électriques déterminées à la question 4.
9. Pour une puissance électrique consommée dans la charge de 5 kW, quel est le rendement de l'installation ?
10. Connaissez vous d'autres types de pertes dans les semi-conducteurs ?
11. Dans le cas d'un redresseur triphasé tout thyristor (toujours débitant dans une charge appelant un courant constant), faire figurer sur la FIGURE 104 la séquence de conduction des semi-conducteurs ainsi que l'allure de la nouvelle tension de sortie en fonction de l'angle de retard à l'amorçage (on considèrera pour le tracé un angle de retard à l'amorçage $\psi = \frac{\pi}{3}$). Exprimer alors la valeur moyenne de cette tension de sortie.

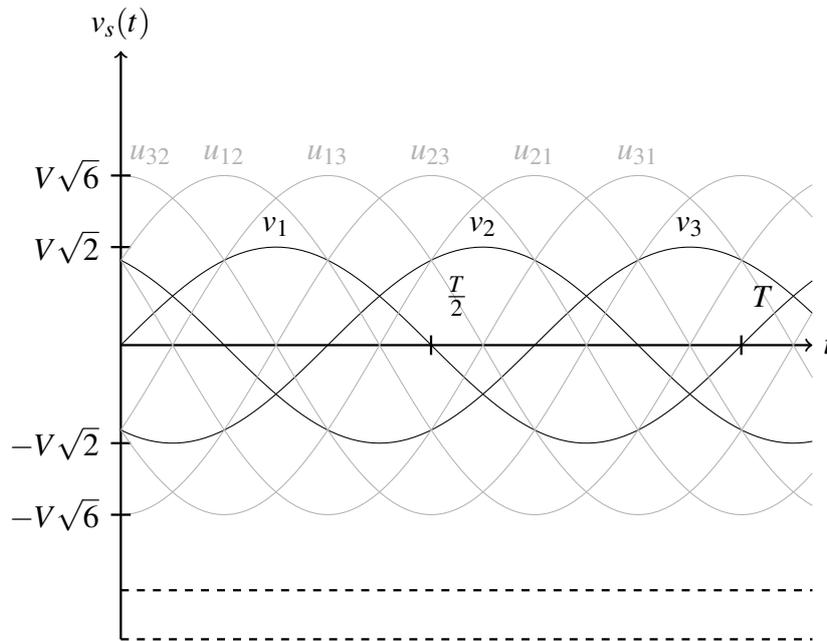


FIGURE 101 – Document réponse 1

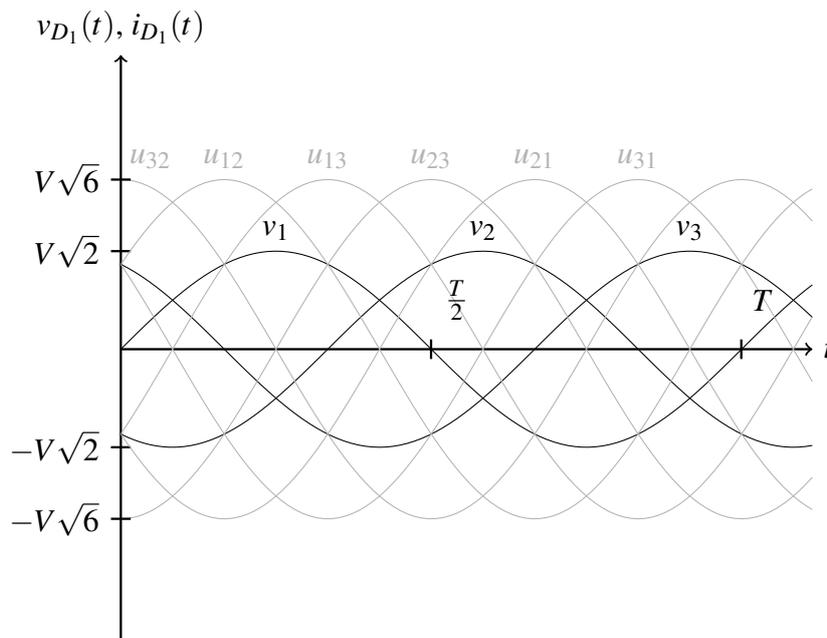


FIGURE 102 – Document réponse 2

5.4 TD Autopilotage d'une machine synchrone

On souhaite asservir la vitesse de rotation Ω d'une machine synchrone à aimant permanent (MSAP) utilisée en moteur conformément à la FIGURE 105. Dans le cadre de cet exercice, nous négligerons l'ensemble des pertes énergétiques.

1. Représenter le diagramme de Ben-Eschenburg d'une phase de la machine synchrone en convention récepteur. Exprimer les conditions de validité de ce modèle.
2. Représenter le diagramme de Fresnel correspondant (l'angle entre la f.e.m à vide et le courant de phase sera noté ψ).
3. Exprimer la puissance électrique absorbée par le moteur synchrone.

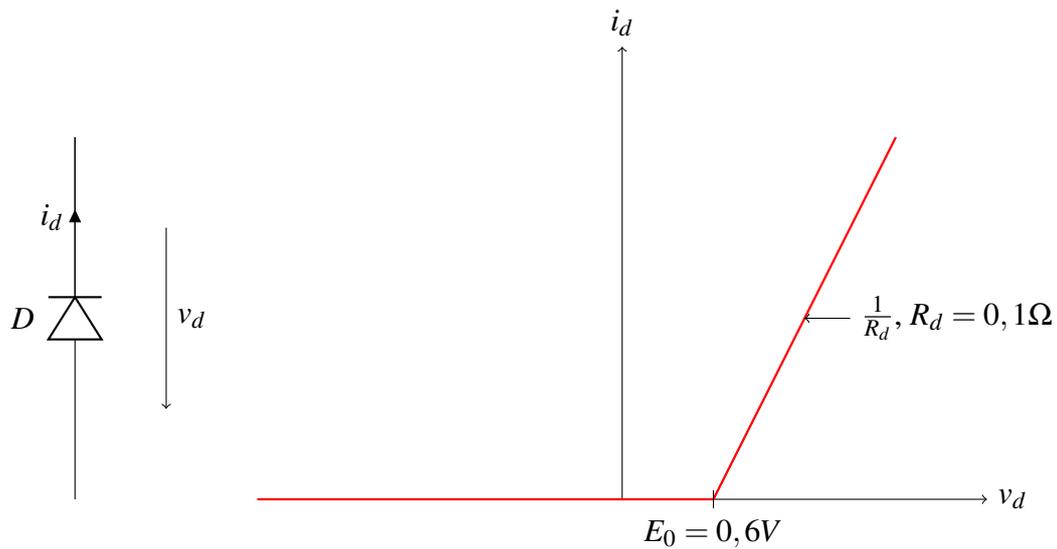


FIGURE 103 – Caractéristique statique de la diode

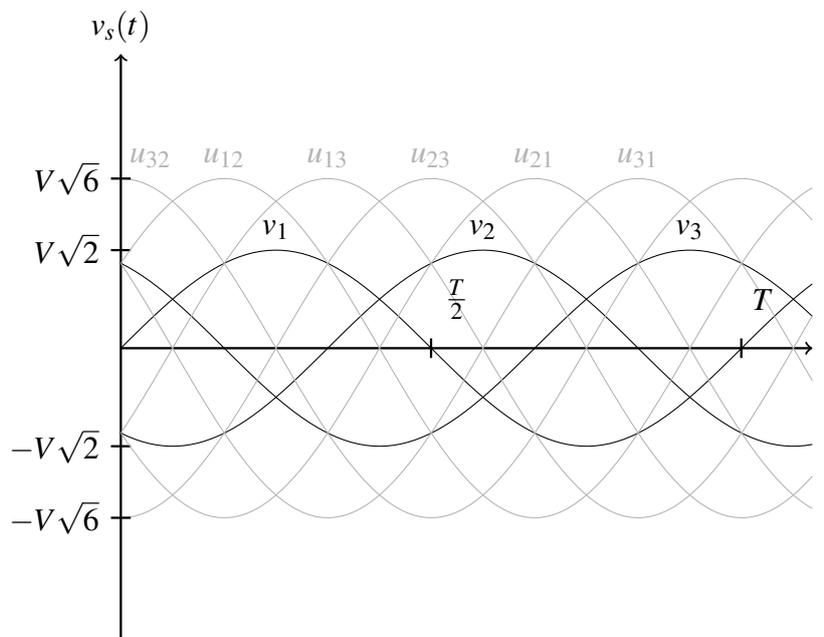


FIGURE 104 – Document réponse 3

4. En tenant compte des hypothèses de travail, exprimer le couple mécanique (C) fourni par le moteur synchrone.
5. Exprimer la condition de synchronisme. En déduire une nouvelle relation du couple moteur en fonction de la pulsation des courants statoriques (ω).
6. A quoi est homogène le rapport $\frac{E}{\omega}$. En déduire une nouvelle relation du couple moteur.
7. Compte tenu de la nature du moteur synchrone, quelles sont les grandeurs de réglage du couple moteur ?
8. On souhaite maximiser le couple de la machine tout en minimisant les pertes joules statoriques. Quelle est la valeur optimale de l'angle d'autopilotage ?
9. On souhaite imposer les courants statoriques de la machine synchrone à l'aide d'un onduleur triphasé. Faire le schéma de puissance du montage (proposer un moyen simple d'obtenir la

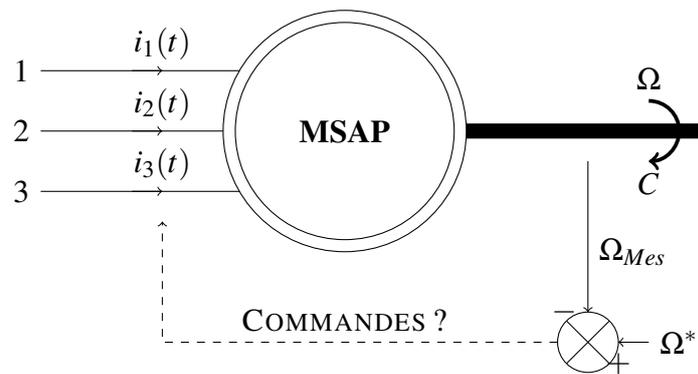


FIGURE 105 – Asservissement de vitesse d’une machine synchrone à aimants permanents

tension continue en amont de l’onduleur).

10. Les f.e.m statoriques sont choisies comme origine des phases. Donner alors les expressions temporelles de ces 3 f.e.m ainsi que des trois courants statoriques.
11. Représenter alors la boucle d’asservissement du couple de la machine synchrone.
12. Faire figure sur le même schéma la boucle de vitesse. Quelle condition est impérative à l’imbri-
cation des 2 boucles d’asservissement.
13. Que se passe t-il sur le bus continu lors d’un freinage de la machine synchrone ? Proposer un
moyen simple de remédier à ce problème.