Université Libre de Bruxelles

Synthèse

Power electronics
ELEC-H-312

Auteur :
Enes Ulusoy

Professeur :
Johan Gyselink

Année 2015 - 2016

Appel à contribution

Synthèse Open Source

Ce document est grandement inspiré de l'excellent cours donné par Johan Gyselink à l'EPB (École Polytechnique de Bruxelles), faculté de l'ULB (Université Libre de Bruxelles). Il est écrit par les auteurs susnommés avec l'aide de tous les autres étudiants et votre aide est la bienvenue ! En effet, il y a toujours moyen de l'améliorer surtout que si le cours change, la synthèse doit être changée en conséquence. On peut retrouver le code source à l'adresse suivante

`https://github.com/nenglebert/Syntheses`

Pour contribuer à cette synthèse, il vous suffira de créer un compte sur *Github.com*. De légères modifications (petites coquilles, orthographe, ...) peuvent directement être faites sur le site ! Vous avez vu une petite faute ? Si oui, la corriger de cette façon ne prendra que quelques secondes, une bonne raison de le faire !

Pour de plus longues modifications, il est intéressant de disposer des fichiers : il vous faudra pour cela installer LaTeX, mais aussi *git*. Si cela pose problème, nous sommes évidemment ouverts à des contributeurs envoyant leur changement par mail ou n'importe quel autre moyen.

Le lien donné ci-dessus contient aussi le `README` contient de plus amples informations, vous êtes invités à le lire si vous voulez faire avancer ce projet !

Licence Creative Commons

Merci !

Table des matières

Chapitre 1

Introduction

abréviation	nom	*name*
DC	courant continu	*direct current*
AC	courant alternatif	*alternating current*
DPF	facteur de déplacement	*displacement power factor*
PF	facteur de puissance	*power factor*
THD	taux de déformation harmonique total	*total harmonic distortion*
PCC	point de couplage commun	*point of common coupling*
EMC, CEM	compatibilité électromagnétique	*electromagnetic compatibility*

symbole	unité	nom	*name*
T	s	période fondamentale d'une grandeur périodique	*fundamental period*
f	Hz	fréquence fondamentale d'une grandeur périodique	*fundamental frequency*
ω	rad/s	pulsation (fréquence angulaire) fondamentale d'une grandeur périodique	*fundamental pulsation*
V_0, I_0 (ou V, I)	V, A	valeur moyenne de la tension $v(t)$ ou du courant $i(t)$	*average value*
V_{rms}, I_{rms} (ou V, I)	V, A	valeur efficace de la tension $v(t)$ ou du courant $i(t)$	*root-mean-square (rms) value*
V_k, I_k	V, A	valeur efficace de la composante de rang $k \geq 1$ de la tension $v(t)$ ou du courant $i(t)$	*rms value of harmonic of order k*
$\hat{V}_k$, $\hat{I}_k$	V, A	amplitude de la composante de rang $k \geq 1$ du courant $i(t)$	*amplitude of harmonic of order k*
ΔV_{pp}, ΔI_{pp}	V, A	ondulation crête à crête de la tension $v(t)$ ou du courant $i(t)$	*peak-to-peak ripple*
φ_k	rad	angle de retard du courant sur la tension (harmoniques de rang k)	*phase lag angle of current w.r.t. voltage (order k)*
P	W	puissance moyenne (ou active)	*average (or active) power*
P_k	W	puissance moyenne associée aux harmoniques de rang k de tension et de courant	*average power associated with harmonics of order k*
R, L, C	Ω, H, F	résistance, inductance, capacité	*resistance, inductance, capacitance*

Tableau 1.1 – Liste des abréviations et symboles.

Ci-dessus se trouve un tableau reprenant les divers abréviation et symboles. L'électronique de puissance se distingue de l'électronique de signal par le niveau de puissance élevé. On s'occupe de la conversion de l'énergie d'une forme à une autre et non de la transmission et du traitement des informations analogiques ou digitales. Dans ce cours, on étudiera les convertisseurs quasi tout le temps en fonctionnement en régime établi. La déformation des grandeurs, c'est à dire leur contenu harmonique est gênant.

1.1 Aperçu des différents types de convertisseurs, de composants semi-conducteurs et d'applications

1.1.1 Types de convertisseurs

Les convertisseurs électroniques de puissance effectuent un changement de **caractéristiques** entre leur entrée et leur sortie. Le Tableau 1.2 reprend les principaux. Un convertisseur peut être **réversible** en puissance, c'est à dire que le flux de puissance peut s'écouler aussi bien de l'entrée vers la sortie que vice-versa. Cette propriété est naturelle pour les convertisseurs **électromagnétiques** (un transformateur par exemple) mais l'est beaucoup moins pour les **statiques**. Ces derniers contiennent des composants semi-conducteur qui sont fortement **non-linéaires**, en plus éventuellement de composants magnétiques et de capacités.

conversion	**grandeurs réglées**	**appellation**	*name*
AC-DC	amplitude éventuellement	redresseur	*rectifier*
DC-AC	fréquence, amplitude et phase	onduleur	*inverter*
DC-DC	amplitude	hacheur	*chopper*
AC-AC	amplitude	gradateur (dimmer)	*AC chopper*
AC-AC	fréquence, amplitude et phase	cycloconvertisseur	*cycloconverter*

Tableau 1.2 – Types de convertisseurs.

1.1.2 Types de composants semi-conducteurs

Les composants semi-conducteurs sont classifiés selon leur commandabilité :

- **La diode** est un dipole non linéaire et non commandable. Elle correspond pratiquement à un court-circuit pour un sens du courant et un circuit ouvert pour l'autre. Les **redresseurs non commandés** constitués de diodes uniquement sont très utilisés.
  Capacité en fréquence : faible - grande, en puissance : faible - grande.

- **Le thyristor** possède en plus de la diode, une électrode de commande qui permet de reporter le début de la conduction mais pas l'intéruption du courant. C'est pourquoi on dit qu'il est **semi-commandable.** Avec des **ponts redresseurs à thyristors**, on peut commander la tension de sortie et en plus l'inverser (dans le cas de l'onduleur). On le retrouve aussi dans les **gradateurs** et **cycloconvertisseurs**. Il est **unidirectionnel** en courant comme la diode.
  Capacité en fréquence : faible, en puissance : grande.

- Le **triac** ressemble au thyristor dans la mesure où il est semi-commandable mais est **bidirectionel** en courant. Cela correpond à la mise en anti-parallèle de deux thyristor (tête-bêche). On peut les utiliser dans des **gradateurs.**

Capacité en fréquence : faible, en puissance : faible.

- La dernière catégorie reprend les composants dont on peut en contrôler aussi bien le début que la fin de la conduction. Il s'agit de **transistors de puissance** (BJT, IGBT, MOSFET, ...) et de composants dérivé du thyristor (GTO). On parlera d'**intérupteurs commandables** (switches) qu'on retrouve dans les **convertisseurs en pont**. On les qualifie d'universels car on peut faire plusieurs conversion d'énergie (redresseur, onduleur ou hacheur).
  Dans l'ordre pour GTO - BJT, IGBT, ... - MOSFET, capacité en fréquence : faible - moyenne - grande, en puissance : grande - moyenne - faible.

1.1.3 Types d'applications

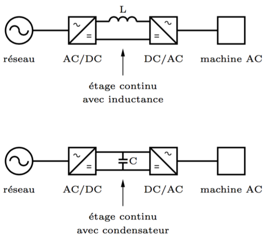

Figure 1.1

La conversion AC-AC est très utilisé notamment pour l'alimentation et la commande des machines électriques à courant alternatif à partir du réseau. Les gradateurs et cycloconvertisseurs réalisent ceci en une seule étape mais ont des limitations importantes. On a une plus grande flexibilité avec la mise en cascade d'un convertisseur AC-DC puis DC-AC avec, entre les deux blocs (étage continu commun), soit un condensateur (parallèle) , soit une self (en série) en tant que tampon d'énergie. Le même s'opère pour l'alimentation de machine à courant continu avec un convertisseur AC-DC puis DC-DC.

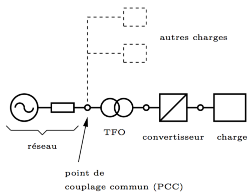

Figure 1.2

Un convertisseur peut être raccordé au réseau par l'intermédiaire d'un transformateur. En fonction du type de convertisseur et de charge, un courant plus ou moins déformé est tiré du réseau (la charge injecte des harmoniques dans le réseau). Vu l'impédance non nulle du réseau, une tension déformée se présente au niveau du PCC (là où d'autres charges sont raccordées) qui peut conduire à un dysfonctionnement, voire l'endommagement de la charge, auquel cas il y a une **in-compatibilité électromagnétique** (EMC). Le problème des harmoniques peut être réglé par des filtres **passifs** (inductances et capacités) ou des filtres **actifs** (convertisseurs avec commande). Pareil entre le convertisseur et la charge pour les déformations.

Un autre aspect important est la **puissance réactive** côté réseau (à tension alternative) et/ou côté charge (à courant alternatif). Certains convertisseurs peuvent fournir de la puissance réactive plutôt que tirer un courant en retard sur la tension. Pour le cas des machines asynchrones à charge par exemple qui consomme de la puissance réactive, ceci est indispensable. La réversibilité du convertisseur niveau puissance active est également importante. Par exemple, le freinage électriquement en récupérant l'énergie ou en la dissipant dans une résistance.

1.2 Régimes périodiques et harmoniques

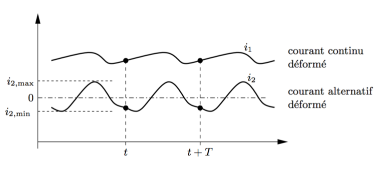

Figure 1.3

On travaillera en régime établi et dans ce cas les courants et tensions sont des fontions périodiques du temps, avec période fondamentale T. Sur la figure ci-contre, le premier signal peut être désigné de continu car ne change pas de signe et la composante continue est prépondérante alors que le deuxième pas. L'ondulation crête à crête est la différence entre la valeur maximum et la valeur minimum du signal. La fréquence fondamentale $f = 1/T$ est directement lié à la fréquence d'alimentation du convertisseur ou à la fréquence de découpage commandée. La présence de composants non-linéaires fait que ces grandeurs sont déformées, donc soit non parfaitement constantes, soit non parfaitement sinusoïdales.

1.3 Décomposition en série de Fourier

Soit un courant périodique $i(t)$ de pulsation fondamentale $\omega = 2\pi f$. Sa décomposition fréquentielle s'écrit :

$$\begin{aligned} i(t) &= I_0 + \sum_{k\geq 1} \left(\hat{\mathrm{I}}_{ck} \cos k\omega t + \hat{\mathrm{I}}_{sk} \sin \omega t \right) \\ &= I_0 + \sum_{k\geq 1} \underbrace{\hat{\mathrm{I}}_k \cos(k\omega t + \gamma_k)}_{i_k(t)} \qquad \textit{avec} \qquad \hat{\mathrm{I}}_{ck} - j\hat{\mathrm{I}}_{sk} = \hat{\mathrm{I}}_k e^{j\gamma_k}, \end{aligned} \tag{1.1}$$

où I_0 est la composante continue et $i_k(t)$ l'harmonique de rang k. La composante continue donne la valeur moyenne de $i(t)$ sur une période fondamentale puisque les harmoniques sont à valeur moyenne nulle :

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i(t)\, dt \tag{1.2}$$

Les relations d'orthogonalité à la page 7 du syllabus donne les relations suivantes pour $k \geq 1$:

$$\begin{aligned} \hat{\mathrm{I}}_{ck} = &\quad \hat{\mathrm{I}}_k \cos \gamma_k = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cos k\omega t\, dt \\ \hat{\mathrm{I}}_{sk} = & -\hat{\mathrm{I}}_k \sin \gamma_k = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \sin k\omega t\, dt \end{aligned} \tag{1.3}$$

La **symétrie demi-onde** (half-wave symetry) se manifeste dans de nombreux cas en pratique, $v(t) = -v(t + T/2)$ ou $i(t) = -i(t + T/2)$. Ceci permet d'annuler les harmoniques de **rang pair** :

$$\int_0^T v(t) \cos k\omega t\, dt = \int_0^{T/2} v(t) \underbrace{(\cos k\omega t - \cos k\omega(t + T/2))}_{= 0 \text{ si k est pair}}\, dt \tag{1.4}$$

1.3.1 Valeur efficace

La valeur efficace ou rms du courant i(t) est défini comme :

$$I_{rms} = \sqrt{\int_0^T i^2(t)\, dt} = \sqrt{I_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{k\geq 1} \hat{\mathrm{I}}_k^2} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{k\geq 1} I_k^2}, \tag{1.5}$$

où $I_k = \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{\mathrm{I}}_k$ est la valeur rms de l'harmonique de rang k. Remarquons que les termes croisées $I_k I_l$ n'apparaissent pas en raison de l'orthogonalité. Considérons un courant parcourant une résistance R, les **pertes Joules instantanées** valent $ri^2(t)$ et celles **moyennées sur une période fondamentale T** sont données par :

$$P_J = \frac{1}{T} \int_0^T Ri^2\, dt = RI_0^2 + \sum_{k\geq 1} RI_k^2 = RI_{rms}, \tag{1.6}$$

et sont donc proportionnelles au carré de la valeur efficace du courant.

1.3.2 Puissances électriques instantanée et moyenne

Soit une tension $v(t)$ et un courant $i(t)$:

$$v(t) = V_0 + \sum_{k\geq 1} \underbrace{\sqrt{2}V_k \cos(k\omega t + \gamma_{vk})}_{v_k(t)} \qquad et \qquad i(t) = I_0 + \sum_{k\geq 1} \underbrace{\sqrt{2}I_k \cos(k\omega t + \gamma_{ik})}_{i_k(t)} \tag{1.7}$$

La puissance instantanée dans un système monophasé est donné par $p(t) = v(t)i(t)$ et celle moyennée

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T p(t)\,dt = \underbrace{V_0 I_0}_{P_0} + \underbrace{V_1 I_1 \cos\varphi_1}_{P_1} + \sum_{k\geq 2} \underbrace{V_k I_k \cos\varphi_k}_{P_k} \tag{1.8}$$

où P_0 est la puissance associée aux composantes continues, P_k aux harmoniques de rang $k \geq 1$ et où $\varphi_k = \gamma_{vk} - \gamma_{ik}$ est le retard du courant k sur la tension k. Notons que de nouveau les termes croisées n'apparaissent pas. La sommation dans (1.8) peut être limité à un seul terme :

- Si la tension $v(t)$ est continue et non déformée ($v(t) = V_0; V_k = 0, k \geq 1$) la puissance moyenne est donnée par $P = V_0 I_0$, quelle que soit la déformation du courant. Pareil en inversant tension et courant.
- Si la tension est sinusoïdale non déformée ($v(t) = \sqrt{2}V_1 \cos(\omega t + \gamma_v); V_k = 0, k \neq 1$), la puissance moyenne est donnée par $P = V_1 I_1 \cos\varphi_1$, quelle que soit la déformation du courant. Pareil en inversant tension et courant.

Dans les autres cas, les P_k sont souvent négligeable devant P_0 ou P_1.

1.3.3 Grandeurs continues

En l'absence de toute déformation, les grandeurs dites continues sont parfaitement constantes. L'éventuelle déformation du courant $i(t)$ peut comprendre toutes les harmoniques de rang $k \geq 1$:

$$i(t) = I_0 + \underbrace{\sum_{k\geq 1} \hat{\mathrm{I}}_k \cos(k\omega t + \gamma_k)}_{\Delta i(t)} \tag{1.9}$$

La valeur efficace de la déformation $\Delta i(t)$ est donné par :

$$\Delta I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2}\sum_{k\geq 1} \hat{\mathrm{I}}_k^2} = \sqrt{\sum_{k\geq 1} I_k^2} \tag{1.10}$$

Il vient pour la valeur efficace du courant total :

$$I_{rms} = \sqrt{I_0^2 + \Delta I_{rms}^2}. \tag{1.11}$$

Les pertes Joules supplémentaires dues à la déformation sont données par $R(\Delta I_{rms})^2$.

1.3.4 Grandeurs sinusoïdales (systèmes monophasés)

En l'absence de déformation, les grandeurs alternatives sont parfaitement sinusoïdales. L'éventuelle déformation se manifeste en une composante I_0 et les harmoniques de rang $k \geq 2$:

$$i(t) = \underbrace{\hat{\mathrm{I}}_1 \cos(\omega t + \gamma_1)}_{i_1(t)} + \underbrace{I_0 + \sum_{k\geq 2} \hat{\mathrm{I}}_k \cos(k\omega t + \gamma_k)}_{\Delta i(t)} \tag{1.12}$$

La valeur efficace de la déformation est donnée par :

$$\Delta I_{rms} = \sqrt{I_0^2 + \frac{1}{2}\sum_{k\geq 2} \hat{I}_k^2} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{k\geq 2} I_k^2} \tag{1.13}$$

Le **THD - total harmonic distorsion** d'une grandeur AC est défini comme le quotient de la valeur efficace de sa déformation sur la valeur efficace de la composante fondamentale :

$$THD = \frac{\Delta I_{rms}}{I_1} \tag{1.14}$$

Le **DPF - displacement power factor** est défini comme le cosinus de l'angle φ_1, le retard du fondamental de courant sur le fondamental de tension :

$$DPF = \cos\varphi_1. \tag{1.15}$$

La **puissance apparente S** et le **PF - power factor** sont défini :

$$S = V_{rms} I_{rms} \qquad et \qquad PF = \frac{P1}{S} = \frac{V_1 I_1 \cos\phi_1}{S} \tag{1.16}$$

où P_1 est la puissance moyenne ou active associé aux fondamentaux. Le PF est souvent inférieur à 1 en raison du déphasage φ_1 ou encore à la déformation de la tension ou du courant ($V_{rms} > V_1$ ou $I_{rms} > I_1$). Pour la transmission d'énergie AC électrique, une charge est dite idéale si connecté à une source de tension parfaitement sinusoidale, le courant absorbé l'est de même et est en phase avec la tension. Le DPF et PF valent alors 1. Dans ce cas, la valeur efficace du courant et les pertes Joules sont minimales.

Ondes carrée et triangulaire

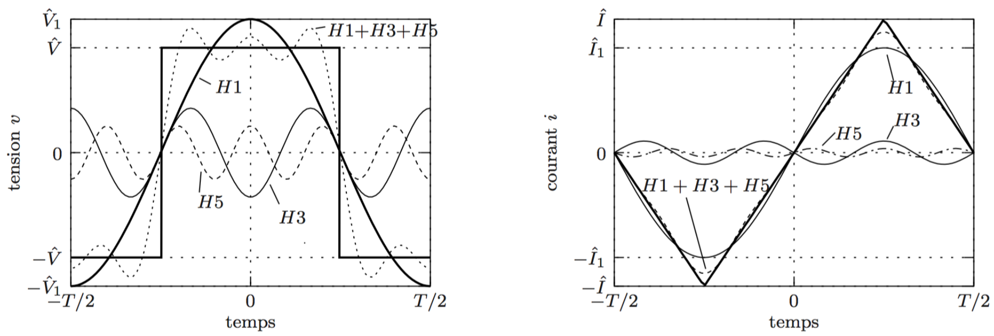

FIGURE 1.4

D'après la figure ci-dessus, l'onde carrée de tension varie entre $\hat{V}$ et $-\hat{V}$ et l'amplitude et valeur efficace de la fondamentale sont

$$\hat{V}_1 = \frac{4}{\pi}\hat{V} \qquad et \qquad V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}\hat{V} \tag{1.17}$$

Les harmoniques de rang pairs étant nulles grâce à la symétrie demi-onde et l'amplitude des harmoniques de rangs $k \geq 1$ étant inversement proportionnelle à leur rang $\hat{V}_k = \frac{1}{k}\hat{V}_1$:

$$THD = \sqrt{1/3^2 + 1/5^2 + 1/7^2 + \ldots} = 48.3\% \tag{1.18}$$

Pour l'**onde triangulaire**, on applique une tension carrée $v(t) = \pm\hat{V}$ sur une inductance L. On a alors un courant triangulaire de pente $\frac{di}{dt} = \pm\frac{1}{L}\hat{V}$. La symétrie demi-onde est de nouveau là et les harmoniques (rang impair) de tension et courant sont lié comme :

$$\hat{V}_k \cos(k\omega t + \gamma_k) = L\frac{d}{dt}\left(\hat{\mathrm{I}}_k \sin(k\omega t + \gamma_k)\right) \qquad \Rightarrow \hat{V}_k = k\omega L\hat{\mathrm{I}}_k \tag{1.19}$$

Alors, l'amplitude des harmoniques impaires $k \geq 1$ est $\hat{\mathrm{I}}_k = \frac{1}{k^2}\hat{\mathrm{I}}_1$. Le courant est moins déformé que la tension :

$$THD = \sqrt{1/3^4 + 1/5^4 + 1/7^4 + \ldots} = 12.12\% \tag{1.20}$$

De façon dual, un courant carré dans une capacité donnera une tension triangulaire de pente $\frac{dv}{dt} = \pm\frac{1}{C}\hat{\mathrm{I}}$ et les harmoniques seront liées par :

$$\hat{\mathrm{I}}_k = k\omega C\hat{V}_k. \tag{1.21}$$

1.3.5 Systèmes triphasés symétriques

Régime périodique quelconque

Considérons un systèmes de trois courant $i_a(t), i_b(t)$ et $i_c(t)$, de même fréquence et période fondamentale. On parlera de **symétrique triphasé** lorsque les grandeurs de phase sont décalé de $\pm T/3$, ce qui donne en ordre de phase **direct** et **inverse** :

$$i_a(t) = i_a(t+T/3) = i_a(t-T/3) \qquad et \qquad i_a(t) = i_a(t-T/3) = i_a(t+T/3) \tag{1.22}$$

On parle de **courants homopolaires** lorsque les 3 courants sont identiques. Pour ce qui est du **contenu harmonique** dans le cas d'une symétrie d'ordre direct, on suppose la symétrie demi-onde donc pas de rang pair. Le rang k des harmoniques impaires restantes peut être exprimé comme $k = 6m+1, k = 6m+3, k = 6m+5$ (n entier). Les courants se développent comme :

$$i_a(t) = \sum_{k=6m+1} \hat{\mathrm{I}}_{a,k}\cos(k\omega t + \gamma_{a,k}) + \sum_{6m+3} \hat{\mathrm{I}}_{a,k}\cos(k\omega t + \gamma_{a,k}) + \sum_{6m+5} \hat{\mathrm{I}}_{a,k}\cos(k\omega t + \gamma_{a,k}) \tag{1.23}$$

La symétrie est aussi d'application au niveau des harmoniques, donc l'amplitude du courant est la même dans les 3 phases. Pour trouver le lien entre les angles de phase, on sait d'après l'ordre des phases direct que :

$$\cos(\omega t + \gamma_{a,k}) = \cos(\omega t + \gamma_{b,k} + \frac{2\pi}{3}) = \cos(\omega t + \gamma_{c,k} - \frac{2\pi}{3}). \tag{1.24}$$

- $k = 6m+1$:
  On a $\gamma_{a,k} = \gamma_{b,k} + \frac{2\pi}{3} = \gamma_{c,k} - \frac{2\pi}{3}$. Les harmoniques constituent donc un système triphasé d'ordre direct de période T/k.
- $k = 6m+3$:
  On a $\gamma_{a,k} = \gamma_{b,k} = \gamma_{c,k}$, traduisant des systèmes homopolaires lorsque $k = 3, 9, ...$ Lorsque la somme des phases est nulle à tout instant, $i_{a,k}(t) + i_{b,k}(t) + i_{c,k}(t)$. Les harmoniques multiples de 3 sont donc d'office exclus.
- $k = 6m+5$
  On a $\gamma_{a,k} = \gamma_{b,k} - \frac{2\pi}{3} = \gamma_{c,k} + \frac{2\pi}{3}$. Les harmoniques constituent des systèmes triphasés d'ordre inverse.

Onde carrée triphasée

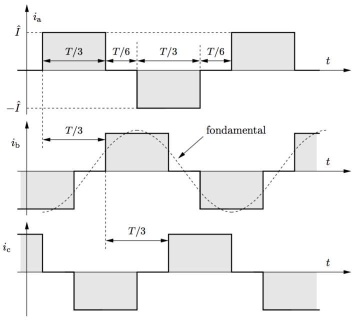

FIGURE 1.5

Sur le schéma on voit bien la symétrie d'ordre direct des courants de période fondamentale T. Les impulsions positives et négatives de période $T/3$ sont séparées par des intervalles de valeur nulle et de largeur T/6. L'amplitude et la valeur efficace du courant sont donné par

$$\hat{\mathrm{I}}_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi}\hat{\mathrm{I}} \qquad et \qquad I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi}\hat{\mathrm{I}}. \tag{1.25}$$

Chapitre 2

Redresseur à diodes

Ils sont simples, bon marché et ne nécessitent aucun réglage, délivrent une tension continue essentiellement constante sur base d'une tension alternative. Il existe deux catégories de charges à alimenter, celles pour lesquelles il faut délivré une tension continue lisse et celle pour lesquelles il faut limiter la déformation du signal. Les équipements électroniques appartiennent à la 1ère catégorie, c'est pourquoi on retrouve un condensateur connecté entre les bornes de sortie qui permet de lisser le signal redressé. Les machines à courant continu, charges dites RLE, appartiennent à la 2è catégorie, nécessite un redresseur à thyristors (**commandable**) puisque celui à diode est **non-commandable**. La liste des symbole utilisé est repris ci-dessous.

symbole	unité	nom	name
$V_{\mathrm{D,on}}$	V	tension de seuil (d'une diode)	threshold voltage
$R_{\mathrm{D,on}}$	Ω	résistance en conduction (d'une diode)	on-resistance
V_{ac}^{0}	V	tension à vide (valeur rms) de la source de tension monophasée	noload voltage of single-phase voltage source
U_{ac}^{0}	V	tension à vide phase-phase (valeur rms) de la source de tension triphasée	noload phase-to-phase voltage (of three-phase voltage source)
L_{ac}	H	inductance totale côté AC (par phase en triphasé)	total AC inductance
$T_{\mathrm{com}}, \theta_{\mathrm{com}}$	s, rad	durée de la commutation entre phases	phase-commutation time or angle
ΔV_{com}	V	réduction de tension moyenne due à la commutation entre phases	average-voltage decrease due to commutation
$\Delta V_{\mathrm{dc,pp}}$	V	ondulation crête à crête de la tension de sortie	peak-to-peak ripple of the output voltage
V_{dc}^{0}	V	tension à vide de la source de tension DC équivalente	noload voltage of the equivalent DC voltage source
$R_{\mathrm{i,dc}}$	Ω	résistance interne de la source de tension DC équivalente	internal resistance of the equivalent DC voltage source
$T_{\mathrm{c}}, \theta_{\mathrm{c}}$	s, rad	durée d'un intervalle de conduction	conduction time or angle interval
$T_{\mathrm{nc}}, \theta_{\mathrm{nc}}$	s, rad	durée d'un intervalle de non-conduction	non-conduction time or angle interval

Tableau 2.1 – Liste des symboles.

2.1 Caractéristique des diodes

La figure ci-dessous reprend la représentation réelle à idéalisée de la diode. Elle est **conductrice** ou passante pour $v_D = v_{AK}$ lorsque la tension entre l'anode A et la cathode K est positive. La tension dépend alors peu du courant i_D.

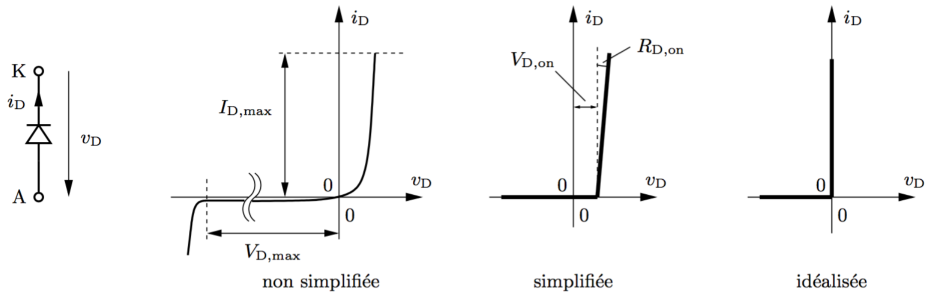

FIGURE 2.1 – Modélisation d'une diode.

Le courant maximum qu'elle peut supporter, noté $i_{D,max}$ dépend de sa construction, sa taille et du radiateur, refroidisseur sur lequel elle est montée et peut atteindre plusieurs kA pour celles sur le commerce. Pour les diodes de puissance, le transfert de chaleur vers le radiateur est essentiel. De plus elles ont une faible **inertie thermique** vu leur taille. Pour le modèle simplifié on a en conduction :

$$v_D = v_{D,on} + R_{D,on} i_D \tag{2.1}$$

où $v_{D,on}$ est appelé **tension de seuil** et est de l'ordre du volt. Sauf pour les basses tensions (dizaine de volts ou moins), on négligera cette tension v_D car elle influence peu les caractéristiques macroscopique des convertisseurs. On n'oubliera cependant pas qu'il existe une **perte de conduction** instantanée $P_D(t) = v_D(t) i_D(t)$.

Pour ce qui est de l'état **bloquant** ou **bloqué**, il se manifeste lorsque $v_D < 0$ et i_D sera négatif mais négligeable. La tension inverse maximum qu'on peut appliquer est noté $v_{D,max}$ et vaut plusieurs kV. Les diodes de puissance sont utilisées à des faibles **fréquences de commutation** (50 ou 60 Hz).

2.2 Charge inductive générique et circuits redresseurs élémentaires à une ou deux diodes

2.2.1 Charge RLE générique

Pour l'étude des circuits, on considèrera une charge inductive générique RLE avec une résistance R_{dc}, une inductance L_{dc} et une source de tension continue E_{dc}. Ces paramètres sont supposés constant c'est à dire que leur variation sur un cycle d'alimentation AC est négligeable. Ceci représente par exemple le circuit d'induit d'une MCC ($E_{dc} \neq 0$) ou son circuit d'excitation ($E_{dc} = 0$). L'équation différentielle pour la tension aux bornes de la charge est :

$$v_{dc} = E_{dc} + R_{dc} i_{dc} + L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt}. \tag{2.2}$$

En régime établi et en introduisant la **tension moyenne** V_{dc} et le **courant moyen** I_{dc}, on a :

$$V_{dc} = E_{dc} + R_{dc} I_{dc}. \tag{2.3}$$

La charge étant alimenté par un redresseur à diode, i_{dc} et I_{dc} ne peuvent pas être négatifs et si E_{dc} est trop élevé, le courant est nul. On a :

$$I_{dc} = max\left(\frac{V_{dc} - E_{dc}}{R_{dc}}\right). \tag{2.4}$$

L'inductance de la charge tend à lisser le courant. C'est d'autant plus le cas que la constante de temps $\tau = L_{dc}/R_{dc}$ est grand par rapport à $T = 1/f$ du réseau. Pour les ponts monophasé ou triphasé c'est l'intervalle de temps $T/2$ ou $T/6$ qui importe. Dans le cas d'une MCC, les ondulations de la tension implique une ondulation du courant et donc une ondulation du **couple électromagnétique**, ce qui est dérangeant. On peut donc adjoindre une inductance extérieur si c'est insuffisant, au détriment de performance dynamique réduits en cas de commande de couple, vitesse ou de position de l'entraînement électrique.

2.2.2 Circuits redresseurs élémentaires avec une diode et une charge R, ER ou EL

Avec charge R

La figure ci-dessous représente un circuit avec une source de tension AC de fréquence f idéale raccordée à une diode idéale et une résistance avec R_{dc} constante. Dans ce cas, $i_{ac}(t) = i_{dc}(t)$ à tout instant. La diode n'est passante que lorsque $v_{ac}(t) > 0$, avec $v_{dc}(t) = v_{ac}(t)$ et $i_{dc} = v_{ac}(t)/R_{dc}$. La diode est bloquante lorsque $v_D = v_{ac} < 0$, avec $v_{dc} = 0 = i_{dc}$.

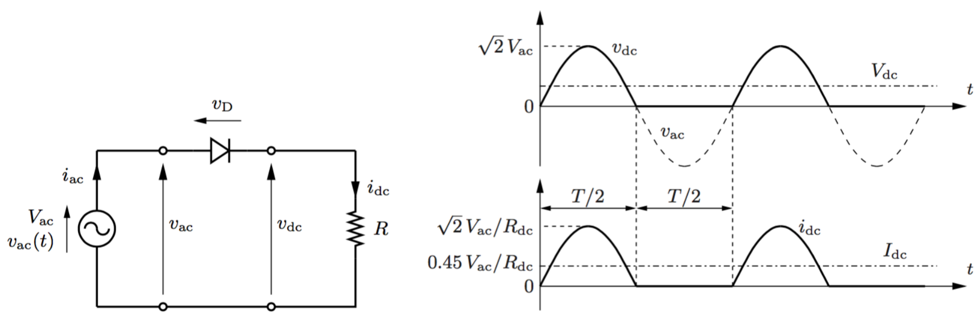

FIGURE 2.2 – Montage redresseur élémentaire avec une diode et une résistance.

On obtient la valeur moyenne de la tension en intégrant sur une demi-période de conduction :

$$V_{dc} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} \sqrt{2}V_{ac}\sin(\omega t)\, d\omega t = \underbrace{\frac{\sqrt{2}}{\pi}}_{0.450} V_{ac}. \tag{2.5}$$