

Electronique de Puissance - I.U.T. 2ⁱème année

Option E.E.P. [99DIV030]

Annexe 7 - Redressement monophasé et triphasé sur charge RL et CR	2
7.1 Redresseur monophasé à capacité en tête.....	2
7.1.1 Présentation	2
7.1.2 Schéma équivalent.....	2
7.1.3 Résolution numérique.....	3
7.1.4 Solution analytique	3
7.2 Caractéristique d'un redresseur biphasé.....	5
7.2.1 Principe.....	5
7.2.2 Cas particulier d'un faible ondulation – Redressement à point milieu.....	6
7.2.3 Cas particulier d'un faible ondulation – Redressement en point.....	7
7.2.4 Calcul du condensateur.....	8
7.2.5 Exemple de choix des composants	8
7.2.6 Approximation du courant de ligne.....	11
7.2.7 Calcul de harmoniques du courant de ligne.....	11
7.2.8 Application expérimentale.....	13
7.3 Ondulation de courant du redresseur monophasé sur charge R-L.....	14
7.4 Ondulation de courant du redresseur triphasé sur charge R-L	15
7.5 Bibliographie	17

Annexe 7 - Redressement monophasé et triphasé sur charge RL et CR

7.1 Redresseur monophasé à capacité en tête

7.1.1 Présentation

Les charges du type "redresseur + capacité en tête" se retrouvent dans les alimentations continues à redresseur et capacité en tête (exemple du FORWARD) dans les équipements suivant :

- les postes de télévision (60W – 200W) ;
- les alimentation d'écrans de PC (100 - 150W) ;
- les unité centrale de PC (150W à 500W) ;
- les postes de radio,...

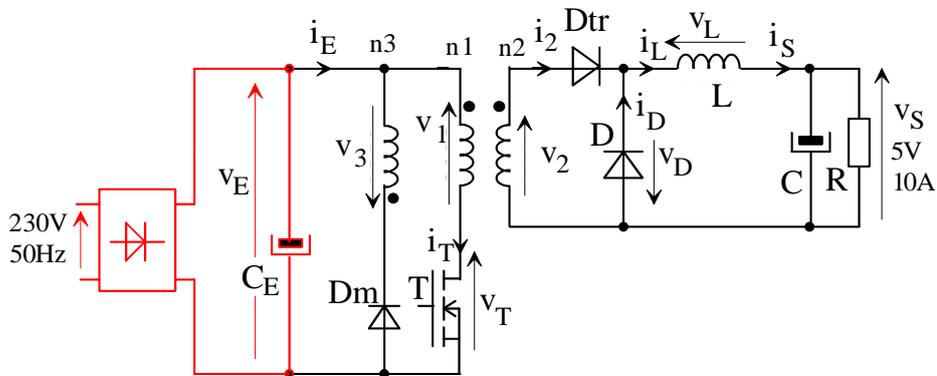


Figure 7.1. Alimentation continue FORWARD (dessins\forward2.drw).

7.1.2 Schéma équivalent

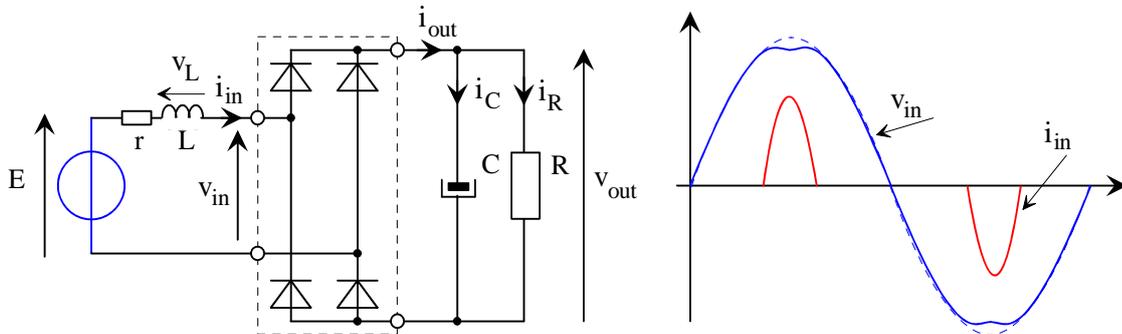


Figure 7.2. Redresseur à capacité en tête (dessins\red_cr.drw).

La tension d'entrée est sinusoïdale et vaut $e(t) = E\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t)$ avec $\omega = 2\pi \cdot f$, $f = 50$ Hz la fréquence du réseau. Pendant la phase de conduction des diodes, en négligeant la chute de tension dans les diodes, la tension v_{in} est appliquée aux bornes du condensateurs. Le courant d'entrée est redressé et vaut $i_{in}(t) = i_{out}(t) = i_C(t) + i_R(t)$. On peut écrire alors :

$$e(t) = r \cdot i_{in}(t) + L \frac{di_{in}(t)}{dt} + v_C(t) ; i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} \tag{7.1}$$

$$\text{soit } i_{in}(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} + \frac{v_C(t)}{R} \tag{7.2}$$

7.1.3 Résolution numérique

Les variables principale du systèmes sont les dérivées du courant dans l'inductance et de la tension du condensateur. On peut écrire alors :

$$\begin{cases} \frac{di_{in}}{dt} = \frac{1}{L} [e(t) - r \cdot i_{in}(t) - v_C(t)] \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} \left[i_{in}(t) - \frac{v_C(t)}{R} \right] \end{cases} \quad (7.3)$$

En discrétisant avec une période d'échantillonnage T_e , l'équation (7.3) devient

$$\begin{cases} di_{in} = \frac{T_e}{L} [e(n) - r \cdot i_{in}(n) - v_C(n)] \\ dv_C = \frac{T_e}{C} \left[i_{in}(n) - \frac{v_C(n)}{R} \right] \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} i_{in}(n+1) = i_{in}(n) + di_{in} \\ v_C(n+1) = v_C(n) + dv_C \end{cases} \quad (7.4)$$

La condition initiale est déterminée à partir du régime permanent (fin de la période d'étude).

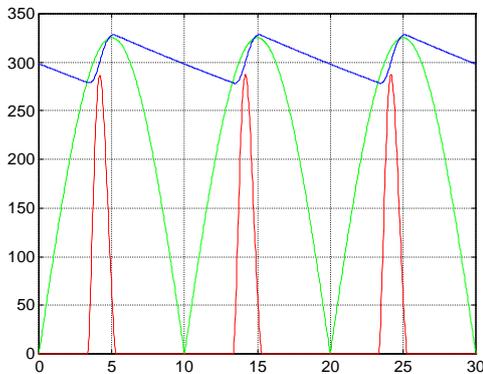


Figure 7.3. Tension redressée v_C et courant i_{out} (redresse\red_crd.m).

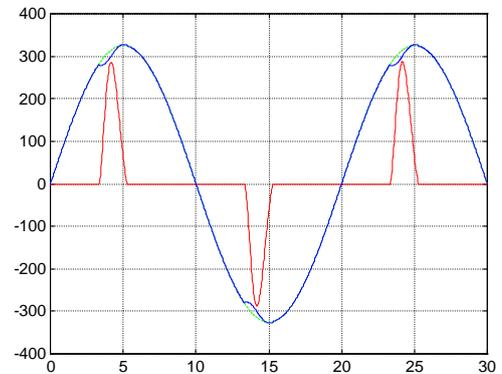


Figure 7.4. Tension et courant d'entrée v_{in} et i_{in} (redresse\red_crd.m).

Les simulations ont été faites avec $r = 0.5 \Omega$, $L = 200 \mu\text{H}$, $C = 500 \mu\text{F}$ et $R = 100 \Omega$, pour une tension d'entrée de $E = 230 \text{ V}$. Le temps d'étude est de 30 ms et le courant est affiché avec un facteur $\times 10$.

$$\Delta V_C = \frac{I_R}{C} \cdot \frac{T}{2} ; dv = 59.7030. \text{ Condition initiale : } v_{c0} = 298.0887$$

Vcmoy = 303.1114	Charge R	Eeff = 229.8877
Vcmax = 328.0519	IRmoy = 3.0311	VINeff = 227.9351
Vcmin = 278.4967	Pout = 918.7654	VINmoy = 0.0059
DVC = 49.5552		IINeff = 7.9962
Vceff = 303.4864		IINmoy = -0.0085
		IImax = 28.1327

7.1.4 Solution analytique

Pendant la phase de conduction des diodes, on considère que la tension aux bornes du condensateur $v_C = v_{out}$ est pratiquement constante et que le courant dans la charge i_R est constant $i_R = I$. Le courant d'entrée $i = i_{in} = i_{out} = i_C + I$. On peut écrire alors :

$$e(t) = L \frac{di(t)}{dt} + v_C(t) ; i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} ; i(t) = i_C(t) + I \quad (7.5)$$

d'ou l'équation différentielle : $e(t) = E\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t) = v_C(t) + LC \cdot \frac{d^2 v_C(t)}{dt^2}$

La solution de l'équation sans second membre : $v_{C1}(t) = A\sqrt{2} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi)$

La solution de l'équation avec second membre : $v_{C2}(t) = \frac{E\sqrt{2}}{1 - LC \cdot \omega^2} \cdot \sin(\omega \cdot t)$

7.2 Caractéristique d'un redresseur biphasé

[LIVRE353] P. MAYE, *Les alimentations électroniques*, 2001, DUNOD, pp.61-69.

7.2.1 Principe

L'angle de conduction de la diode vaut :

$$\theta_1 = \text{Arctan}\left(\frac{1}{RC\omega}\right) \quad (7.6)$$

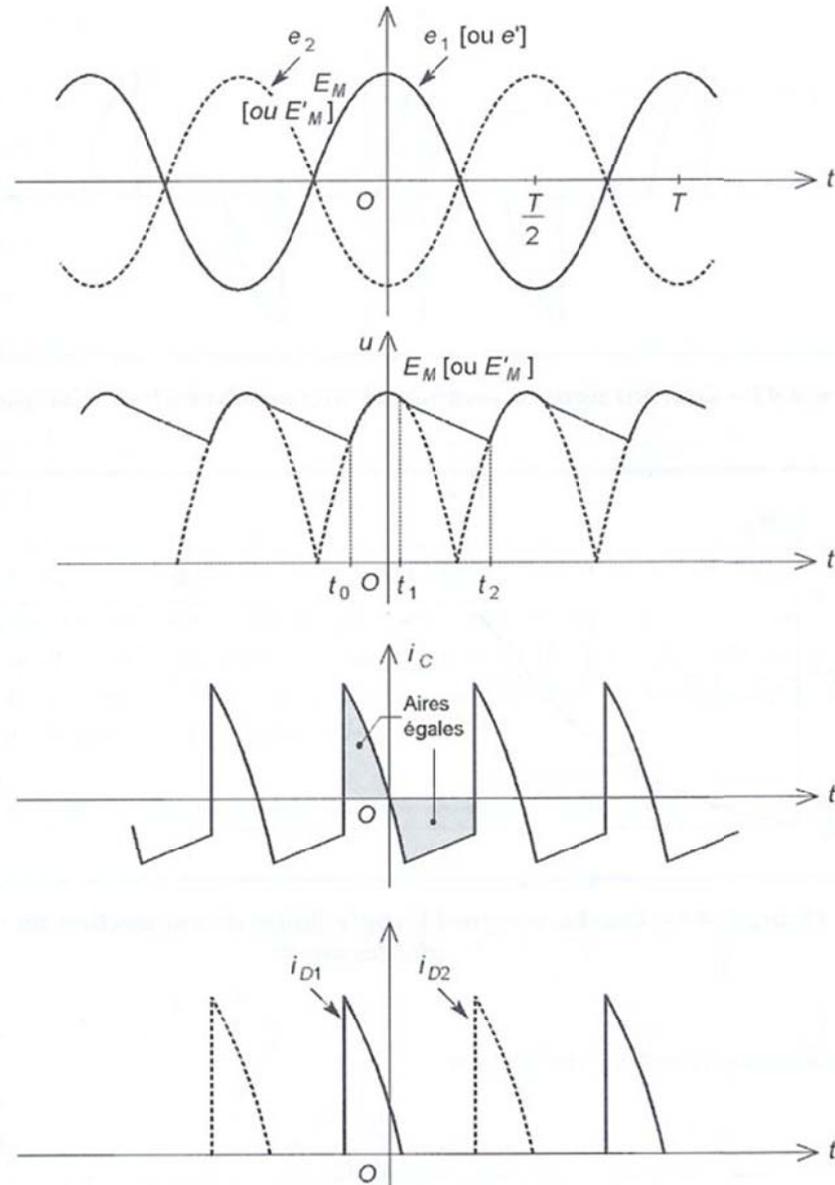


Figure 7.5. Courbes des signaux dans un redresseur biphasé avec filtre (image\edp\mayé-63b.jpg).

La valeur de θ_2 est solution de l'équation différentielle suivante :

$$E_M \cos(\theta_1) \cdot e^{-\frac{\theta_2 - \theta_1}{RC\omega}} = -E_M \cos(\theta_2) \quad (7.7)$$

On en déduit $\theta_0 = \theta_2 - \pi$.

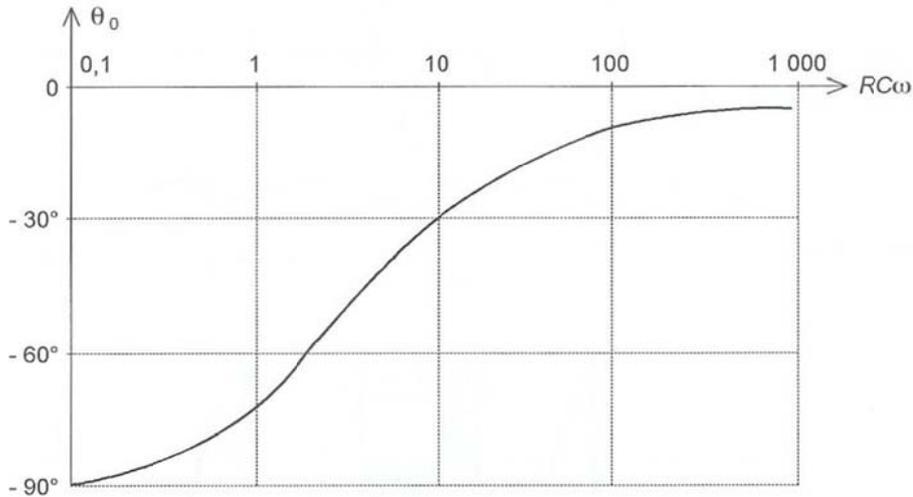


Figure 7.6. Courbe donnant l'angle limite de conduction de la diode (image\edp\mayé-64b.jpg).

La tension moyenne de sortie s'exprime par :

$$U_0 = \frac{1}{\pi} \int_{\theta_0}^{\theta_2} u(\theta) \cdot d\theta \quad (7.8)$$

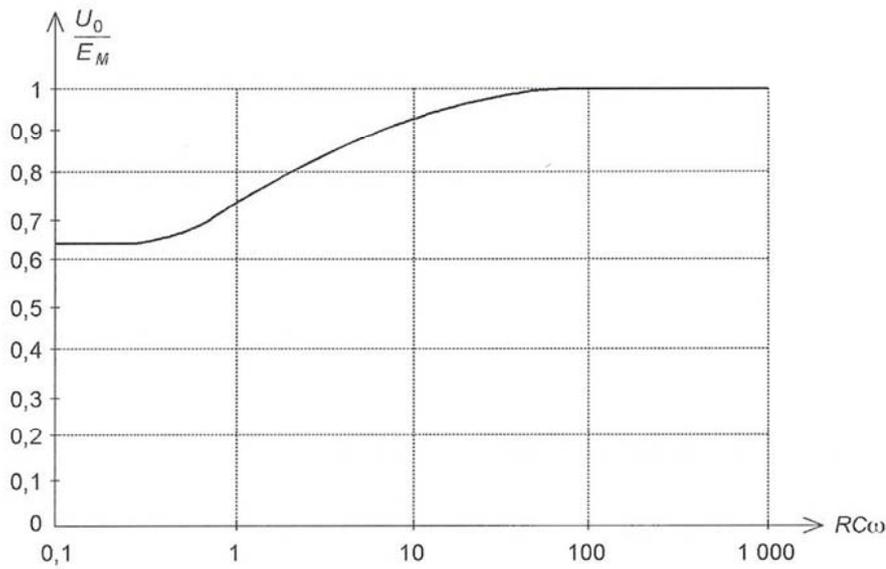


Figure 7.7. Variation de la tension moyenne en fonction de RCω (image\edp\mayé-65b.jpg).

7.2.2 Cas particulier d'une faible ondulation – Redressement à point milieu

Le demi-angle de conduction de la diode vaut :

$$\alpha = \text{Arccos} \left(\frac{U_0 + V_0}{E_M} \right) \quad (7.9)$$

L'intensité moyenne du courant dans une diode est :

$$I_{D0} = \frac{E_M}{\pi \cdot \rho} (\sin(\alpha) - \alpha \cdot \cos(\alpha)) \quad \text{avec } \rho = R_s + r + r_D \quad (7.10)$$

R_s étant la résistance équivalente vue du secondaire du transformateur, r la résistance des connexions et r_D la résistance dynamique de la diode.

Le courant dans la charge est double :

$$I_0 = 2 \cdot I_{D0} = \frac{2 \cdot E_M}{\pi \cdot \rho} (\sin(\alpha) - \alpha \cdot \cos(\alpha)) \quad (7.11)$$

La valeur efficace courant dans une diode est donnée par :

$$I_D = I_{D0} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{\sqrt{\alpha - 3 \cdot \cos(\alpha) \cdot \sin(\alpha) + 2\alpha \cdot \cos(\alpha)^2}}{\sin(\alpha) - \alpha \cdot \cos(\alpha)} \quad (7.12)$$

La valeur maximale du courant dans une diode est donnée par :

$$I_{\max} = \frac{E_M}{\rho} \cdot (1 - \cos(\alpha)) \quad (7.13)$$

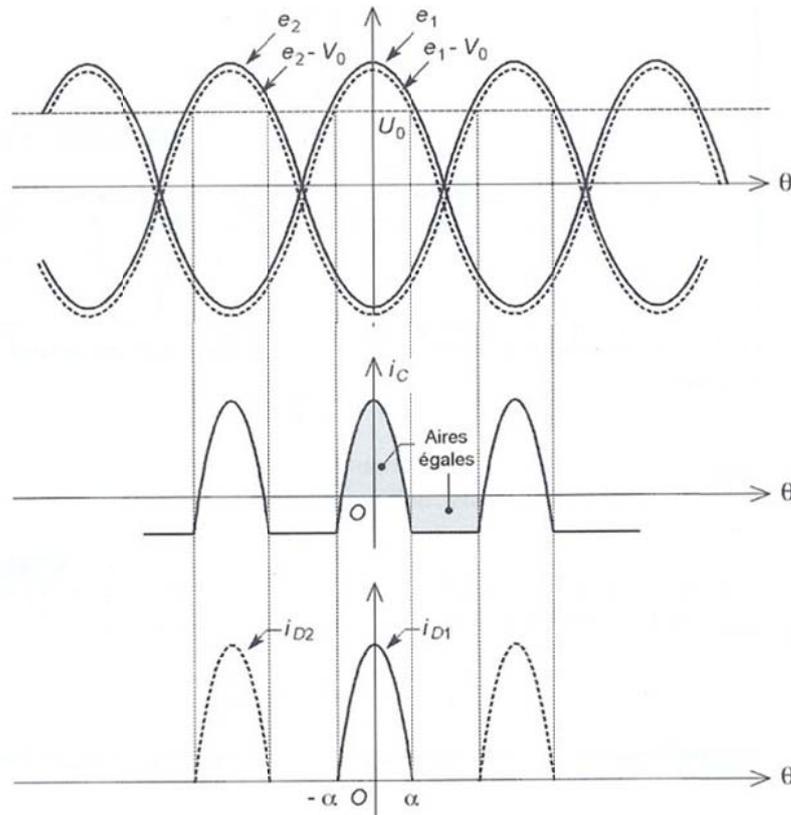


Figure 7.8. Courbes du redresseur biphasé à simple voie avec filtre lorsque l'ondulation est faible (image\edp\mayé-67b.jpg).

7.2.3 Cas particulier d'un faible ondulation – Redressement en point

Le demi-angle de conduction de la diode vaut :

$$\alpha = \text{Arccos}\left(\frac{U_0 + 2V_0}{E'_M}\right) \quad (7.14)$$

La valeur efficace courant dans le secondaire vaut :

$$I_2 = I_0 \sqrt{\frac{\pi}{4}} \cdot \frac{\sqrt{\alpha - 3 \cdot \cos(\alpha) \cdot \sin(\alpha) + 2\alpha \cdot \cos(\alpha)^2}}{\sin(\alpha) - \alpha \cdot \cos(\alpha)} \quad (7.15)$$

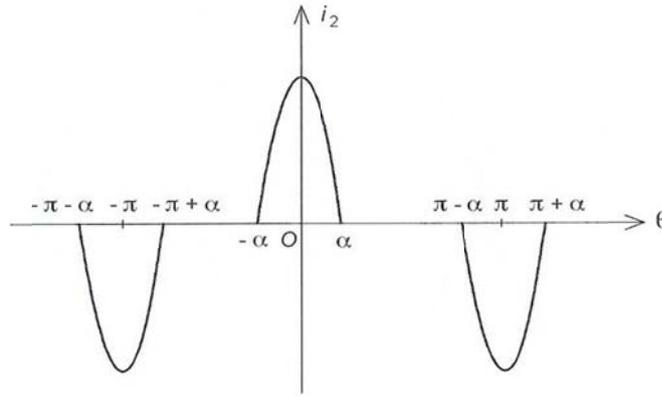


Figure 7.9. Courant dans le secondaire du transformateur avec un pont de Graetz lorsque l'ondulation est faible (image\edp\mayé-68b.jpg).

7.2.4 Calcul du condensateur

D'après l'approximation linéaire, avec $i = C \frac{dv_C}{dt}$, $dv_C = \Delta U_0$ et $dt = \Delta T = \frac{T}{2}$, on obtient :

$$C_{\min} = \frac{I_{0\max} \cdot T}{2 \cdot \Delta U_{0\max}} \text{ avec } V_{C\max} = U_0 \text{ à vide} = E'_M - 2V_0 \quad (7.16)$$

En tenant compte de l'angle de conduction, $\Delta T = \Delta\theta \cdot \frac{T}{2\pi} = (\pi - 2\alpha) \cdot \frac{T}{2\pi} = T \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi}\right)$

$$C_{\min} = \frac{I_{0\max}}{F \cdot \Delta U_{0\max}} \left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi}\right) \quad (7.17)$$

La valeur moyenne de la tension vaut :

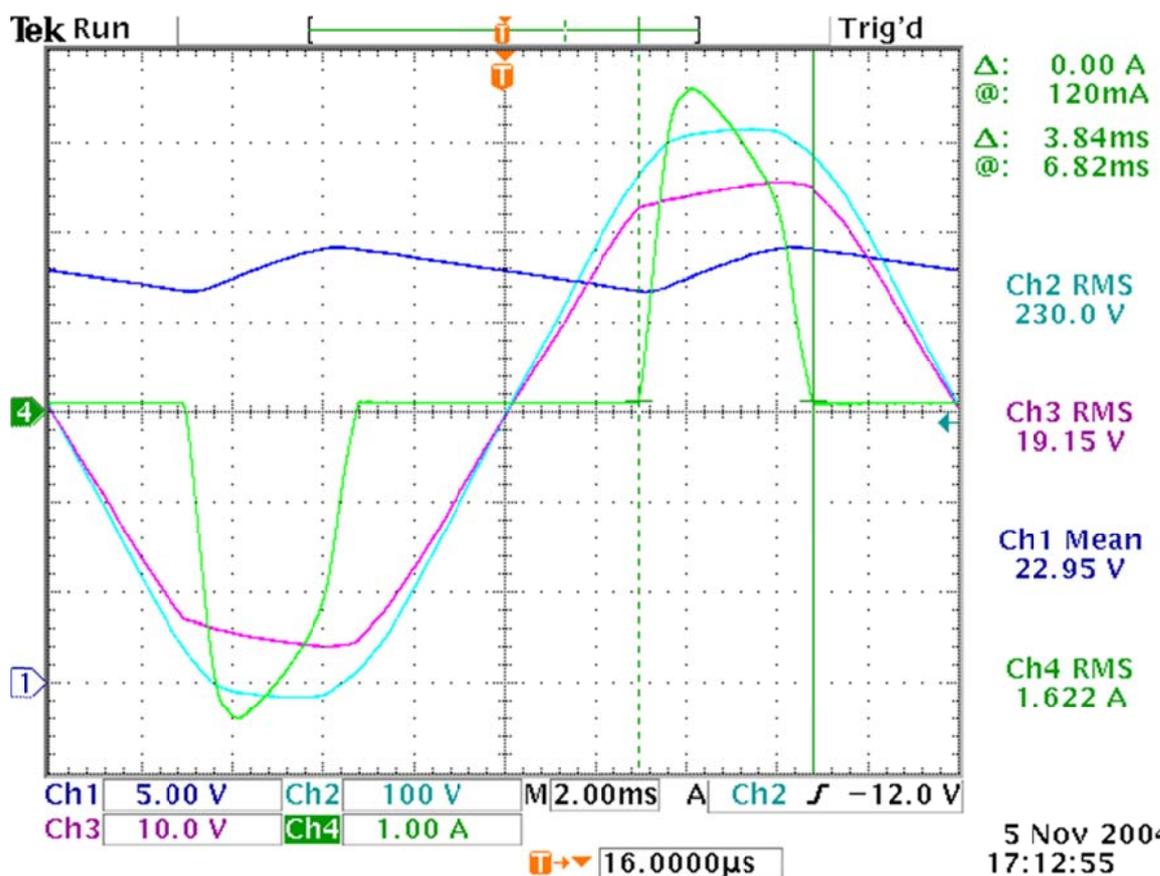
$$U_0 = V'_M - 2 \cdot V_0 - \frac{\Delta U}{2} = V'_M - 2 \cdot V_0 - \frac{I_0}{4 \cdot F \cdot C} \quad (7.18)$$

7.2.5 Exemple de choix des composants

Cahier des charges : $U_0 = 18 \text{ V}$, $I_0 = 500 \text{ mA}$, $\frac{\Delta U_0}{U_0} = 10\%$

<ol style="list-style-type: none"> 1) Choix de la structure du redresseur ; 2) choix de la tension au secondaire – prendre une valeur normalisée – ajouter environ 20% pour avoir la tension à vide ; 3) calcul du demi-angle de conduction ; 4) calcul du courant efficace dans le secondaire du transformateur ; 5) calcul de la puissance apparente du transformateur ; 	<ol style="list-style-type: none"> 1) Pont de Graetz $V_0 = 0,6 \text{ V}$; 2) $V'_M = U_0 + 2 \cdot V_0 + \frac{\Delta U}{2} = 20,1 \text{ V} / V'_{\text{eff}} = 14,2 \text{ V} / V' = 15 \text{ V} / E' = 120\% V' = 18 \text{ V}$. 3) $\alpha = \text{Arccos}\left(\frac{U_0 + 2V_0}{E'_M}\right) = 41^\circ$ 4) $I_2 = I_0 \sqrt{\frac{\pi}{4} \cdot \frac{\sqrt{\alpha - 3 \cdot \cos(\alpha) \cdot \sin(\alpha) + 2\alpha \cdot \cos(\alpha)^2}}{\sin(\alpha) - \alpha \cdot \cos(\alpha)}} = 0,813 \text{ A}$ 5) $S = E' \cdot I_{2\text{eff max}} = 14,6 \text{ VA}$; 6) $C_{\min} = \frac{I_{0\max} \cdot T}{2 \cdot \Delta U_{0\max}} = 2780 \quad \mu\text{F} /$
---	--

6) calcul de la capacité ;	$C_{\min} = \frac{I_{0\max}}{F \cdot \Delta U_{0\max}} \left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi} \right) = 1570 \quad \mu\text{F} \quad /$ $V_{C\max} = 23,5\text{V}.$
7) choix des diodes	7) Diodes 1N4001 – $I_{F(AV)} = 1\text{A}$ – $V_{RRM} = 50\text{V}$ – $I_{FSM} = 30\text{A}$ – $V_{F(1A)} = 1,1\text{V}$.
8) calcul de la résistance de limitation du courant initial ;	8) $I_{\max} = \frac{E'_M - 2V_0}{R_s + 2 \cdot r_D} = 6,31\text{A} < I_{FSM}$
9) calcul du courant maximum dans les diodes ;	$r_D = \frac{1,1\text{V} - 0,6\text{V}}{1\text{A}} = 0,5\Omega \quad \text{et} \quad I_{2n} = \frac{S_n}{U_{2\text{vide}}} = 0,914\text{A}$ $\text{et } R_s = \frac{U_{2\text{vide}} - U_{2n}}{I_{2n}} = 2,73\Omega$
10) calcul de la valeur moyenne nominale de la tension de sortie	9) $I_{\max} = \frac{E_M}{\rho} \cdot (1 - \cos(\alpha)) = 1,49\text{A} < I_{FRM} = 10\text{A}$.
	$U_0 = V'_M - 2 \cdot V_0 - \frac{I_0}{4 \cdot F \cdot C}$ $10) \quad = 15\sqrt{2} - 2 \cdot 0,6 - \frac{0,5}{4 \cdot 50 \cdot 2200 \cdot 10^{-6}}$ $= 18,9\text{V}$

Figure 7.10. Mesure des tensions v_1 , v_2 , v_c et courant i_2 (orcad\iut4\alim15V\2004-11-05\tek00002.pcx).

Ici $\Delta T = 3,84$ ms, correspondant à $\Delta\theta = 69^\circ = 2\alpha$. $I_0 = 1$ A et $U_0 = 23$ V.

Avec $R_s \approx 0,5 \Omega$ et $r_D \approx 0,5 \Omega$, $E_M = 25$ V, $I_{\max} = \frac{E_M}{\rho} \cdot (1 - \cos(\alpha)) = 4,4$ A.

$$I_2 = I_0 \sqrt{\frac{\pi}{4}} \cdot \frac{\sqrt{\alpha - 3 \cdot \cos(\alpha) \cdot \sin(\alpha) + 2\alpha \cdot \cos(\alpha)^2}}{\sin(\alpha) - \alpha \cdot \cos(\alpha)} = 1,77 \text{ A}$$

$I_{2\text{eff}} = 1,62$ A pour $I_{2\text{crête}} = 3,48$ A

7.2.6 Approximation du courant de ligne

[99ART035] : J.-C. GUIGNARD, mai 1999, [99ART053] : J.-C. GUIGNARD, septembre 1994.

J.-C. GUIGNARD propose une approximation du courant de ligne par une demi sinusoïde. La tension est prise comme référence de phase sous la forme $v(t) = V\sqrt{2} \cdot \cos(\omega t)$ avec $\omega = 2\pi \cdot f$, $f = 50$ Hz la fréquence du réseau. Le courant est défini sur une demi-période par :

$$i(t) = \hat{I} \cdot \cos\left(\frac{\omega t}{2\alpha}\right) \text{ avec } \theta = \omega \cdot t \text{ et } \theta \in [-\alpha\pi; +\alpha\pi] \quad (7.19)$$

La figure 7.11 donne l'allure :

- de la tension normalisé $yv(t) = \frac{v(t)}{V}$
- et du courant normalisé $yi(t) = \frac{i(t)}{\hat{I}}$

pour t variant de -5 ms à +5 ms.

α est le paramètre de cette modélisation et représente la demi durée de conduction du pont de diode δT .

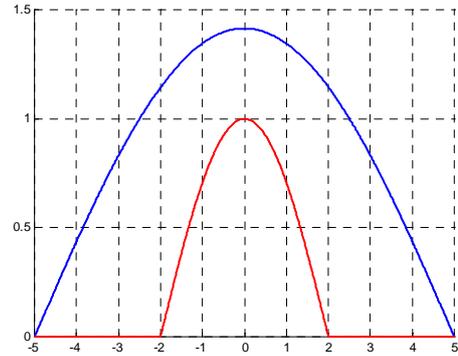


Figure 7.11. Approximation du courant de ligne (redresse\red_harmo[1].m).

$$\delta T = 2\alpha \frac{T}{2} = \alpha T$$

7.2.7 Calcul de harmoniques du courant de ligne

Le courant de ligne est ainsi défini par une fonction paire, donc la série de Fourier est de la forme :

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos(n \omega t) \quad (7.20)$$

La fonction présentant une symétrie de glissement, les coefficients d'indice pair sont nul [99DIV032]. On peut calculer les coefficients a_{2k+1} sur une demi période, avec $n = 2k + 1$:

$$a_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} i(t) \cdot \cos(n \omega t) \cdot dt = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i(\theta) \cdot \cos(n \theta) \cdot d\theta \quad (7.21)$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{+\alpha\pi} \hat{I} \cos\left(\frac{\theta}{2\alpha}\right) \cdot \cos(n \theta) \cdot d\theta \text{ avec } \cos(a) \cdot \cos(b) = \frac{1}{2} [\cos(a+b) + \cos(a-b)]$$

$$a_n = \frac{2\hat{I}}{\pi} \int_0^{+\alpha\pi} \left[\cos\left(\frac{\theta}{2\alpha} + n\theta\right) + \cos\left(\frac{\theta}{2\alpha} - n\theta\right) \right] d\theta = \frac{2\hat{I}}{\pi} \int_0^{+\alpha\pi} \left[\cos\left(\theta \frac{1+2n\alpha}{2\alpha}\right) + \cos\left(\theta \frac{1-2n\alpha}{2\alpha}\right) \right] d\theta$$

$$a_n = \frac{2\hat{I}}{\pi} \left[\frac{2\alpha}{1+2n\alpha} \sin\left(\theta \frac{1+2n\alpha}{2\alpha}\right) + \frac{2\alpha}{1-2n\alpha} \sin\left(\theta \frac{1-2n\alpha}{2\alpha}\right) \right]_0^{+\alpha\pi}. \text{ On obtient alors les coefficients :}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \forall k \in \mathbb{N}, a_{2k} = 0 \\ \forall k \in \mathbb{N}, n = 2k + 1 \text{ et} \\ a_n = \frac{2\hat{I}}{\pi} \left[\frac{2\alpha}{1+2n\alpha} \sin\left(\frac{\pi}{2}(1+2n\alpha)\right) + \frac{2\alpha}{1-2n\alpha} \sin\left(\frac{\pi}{2}(1-2n\alpha)\right) \right] \end{array} \right. \quad (7.22)$$

La figure 7.12 donne un exemple pour $\alpha = \frac{1}{10}$. La tension réduite et le courant réduit sont tracés pour t allant de -5 ms à +15 ms. Le spectre calculé (en barre pleine) et le spectre théorique (en trait continu) représentent l'amplitude crête des 20 premier harmoniques du courant de ligne.

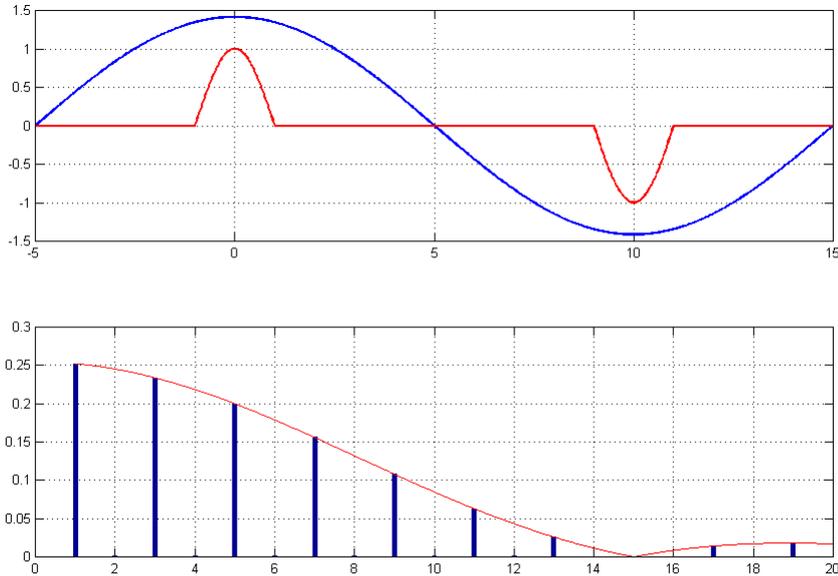


Figure 7.12. Harmoniques du courant (redresse\red_harmo[2].m)

La figure 7.13 montre la variation de l'amplitude crête du fondamental \hat{I}_1 et des 3 premiers harmoniques ($\hat{I}_3 ; \hat{I}_5 ; \hat{I}_7$) du courant de ligne réduit en fonction de α variant de 0 à $\frac{1}{2}$.

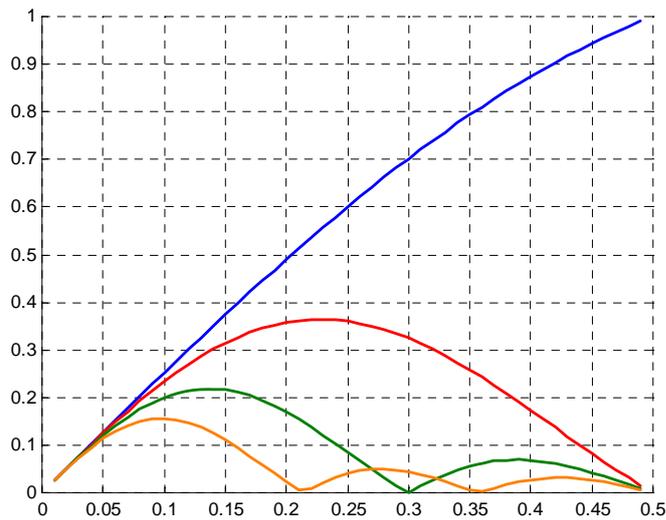


Figure 7.13. Evolution des harmoniques en fonction de α (redresse\red_harmo[4].m)

7.2.8 Application expérimentale

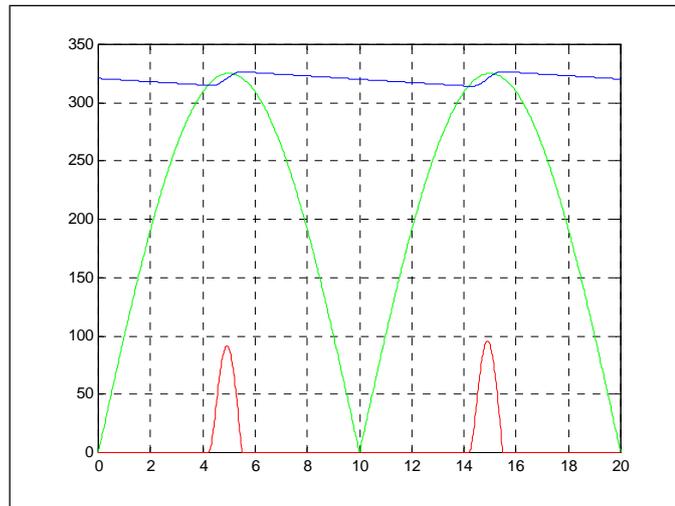


Figure 7.14. Tension redressée v_C et courant i_{out} (redresse\red_crd.m)

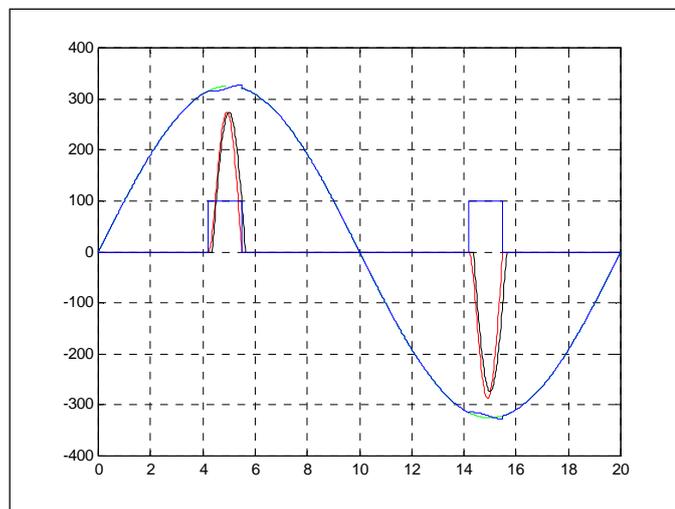


Figure 7.15. Tension et courant d'entrée v_{in} et i_{in} (redresse\red_crd.m)

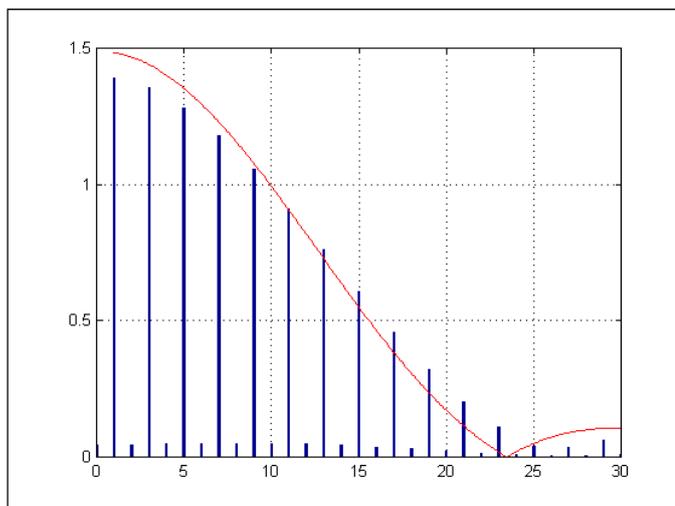


Figure 7.16. Harmoniques du courant (redresse\red_crd.m)

7.3 Ondulation de courant du redresseur monophasé sur charge R-L

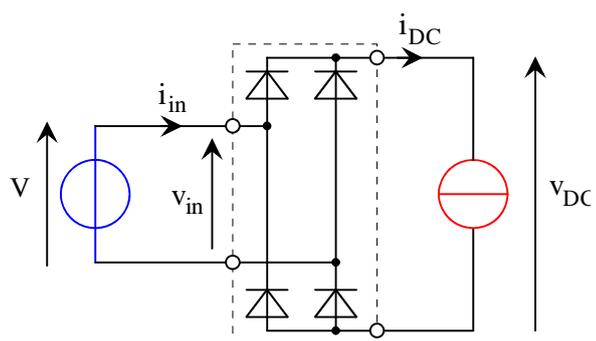


Figure 7.17. Redresseur double alternance monophasé à diode ($m = 2$) (dessins/red_i.drw).

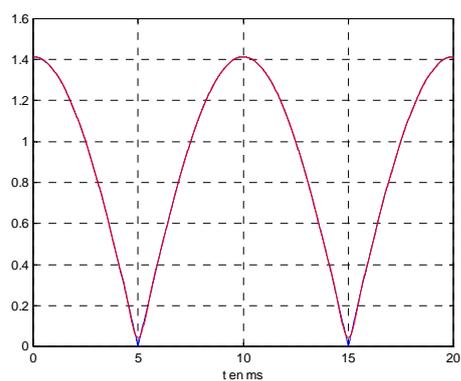


Figure 7.18. Tension redressée ($m = 2$) (red(2).m).

7.4 Ondulation de courant du redresseur triphasé sur charge R-L

Le schéma d'un pont redresseur triphasé (PD3) à diode est donnée à la figure 7.19. Le courant de ligne est décrit par la fonction $i : \theta \rightarrow i(\theta)$ définie à la figure 7.20, avec $\theta = \omega t$, $\omega = 2\pi F$ et F la fréquence du réseau ($F = 50$ Hz en France). La tension simple $v(\theta) = V_{\text{eff}} \sqrt{2} \cdot \sin(\theta)$ est prise comme référence des phases.

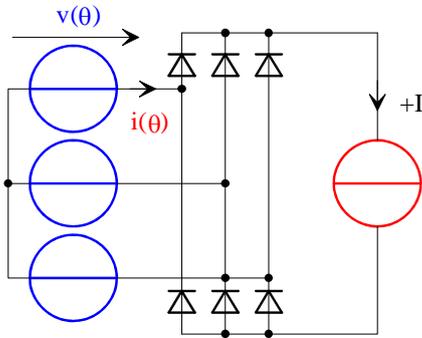


Figure 7.19. Schéma du pont redresseur triphasé (dessins/i_pd3.drw).

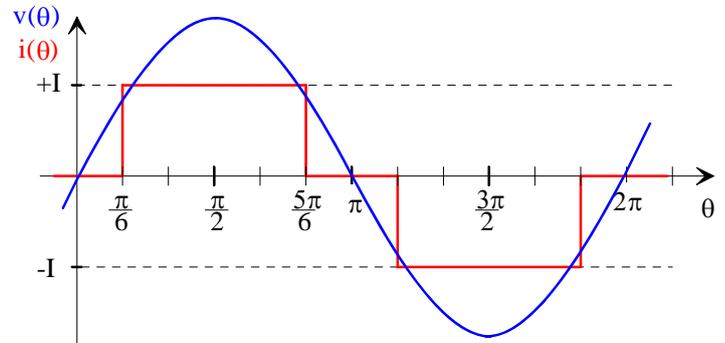


Figure 7.20. Courant de ligne du pont PD3 et tension simple (dessins/i_pd3.drw).

Thierry LEQUEU / mercredi 8 décembre 1993

On s'intéresse à l'intervalle $[\theta_0 = 30^\circ + \psi ; \theta_f = 90^\circ + \psi]$.

Le thyristor TH1 conduit : $V_+ = V_1 = V\sqrt{2} \sin(\theta)$, avec $\theta = \omega t = 2\pi f$, $f = 50$ Hz.

Le thyristor TH5 conduit : $V_- = V_2 = V\sqrt{2} \sin(\theta - 120^\circ)$.

On a donc $u_c = V_+ - V_- = V_1 - V_2 = U_{12} = V\sqrt{6} \sin(\theta + 30^\circ)$

Dans le cas d'une charge R.L.E., l'équation différentielle du courant vaut :

$$u_c = V\sqrt{6} \sin(\theta + 30^\circ) = L\omega \frac{di}{d\theta} + Ri + E \quad (7.23)$$

La résolution de cette équation nous donne :

$$i(\theta) = Ke^{-\frac{\theta}{\text{tg}\varphi}} + \frac{V\sqrt{6}}{Z} \sin(\theta + 30^\circ - \varphi) - \frac{E}{R} \quad (7.24)$$

où K est une constante d'intégration, $Z = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2}$ et $\varphi = \text{arc tg}\left(\frac{L\omega}{R}\right)$.

A "l'instant" θ_0 , on a $i_c(\theta_0) = I_0$:

$$I_0 = Ke^{-\frac{\theta_0}{\text{tg}\varphi}} + \frac{V\sqrt{6}}{Z} \sin(\theta_0 + 30^\circ - \varphi) - \frac{E}{R} \quad (7.25)$$

L'élimination de K entre (7.24) et (7.25) conduit à :

$$i(\theta) = \left[I_0 + \frac{E}{R} - \frac{V\sqrt{6}}{Z} \sin(\theta_0 + 30^\circ - \varphi) \right] e^{\frac{\theta_0 - \theta}{\text{tg}\varphi}} + \frac{V\sqrt{6}}{Z} \sin(\theta + 30^\circ - \varphi) - \frac{E}{R} \quad (7.26)$$

On détermine I_0 en écrivant que $i(\theta_f) = I_0$, avec $\theta_f = 90^\circ + \psi$. On obtient :

$$I_0 = -\frac{E}{R} + \frac{V\sqrt{6}}{Z} \cdot \frac{\sin(\theta_f + 30^\circ - \varphi) - \sin(\theta_0 + 30^\circ - \varphi)e^{-\frac{\theta_0 - \theta_f}{\text{tg}\varphi}}}{1 - e^{-\text{tg}\varphi}} \quad (7.27)$$

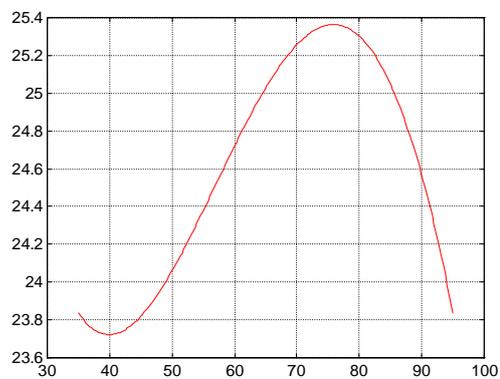


Figure 7.21. Ondulation du courant (redresse\red3.m)

7.5 Bibliographie

- [LIVRE353] P. MAYE, *Les alimentations électroniques*, 2001, DUNOD, 464 pages.
- [99ART035] J.-C. GUIGNARD, *Les harmoniques : application des normes de CEM associées*, REE N° 5, mai 1999, pp 37-43.
- [99ART053] J.-C. GUIGNARD, *Alimentation des ordinateurs*, séminaire : Qualité de l'alimentation électrique, 1er septembre 1994, E.S.E.O. Angers.
- [DIV125] M. LAVABRE, *La conversion Alternatif Continu*, polycopié de cours, ENS de CACHAN, 86 pages.
- [LIVRE122] J.-P. FERRIEUX, F. FOREST, *Alimentations à découpage - Convertisseurs à résonance*, DUNOD, 3e édition revue et augmentée, 1999.
- [LIVRE026] G. SEGUIER, *Volume 1 : La conversion alternatif-continu*, Lavoisier TEC & DOC, 2° édition, septembre 1992, 386 pages.
- [LIVRE036] G. SEGUIER, *L'électronique de puissance : les fonctions de base et leurs applications - Cours et exercices résolus*, DUNOD, 7eme édition, 1998, 424 pages.
- [DIV041] Norme Française, Norme Européenne, NF EN 61000-3-2, *Compatibilité électromagnétique (CEM) partie 3 : limites - section 2 : limites pour les émissions de courant harmonique (courant appelé par les appareils inférieur à 16 A par phase)*, Août 1995, 1er tirage 95-08.
- [LIVRE032] P.-T. KREIN, *Element of power electronics*, Oxford University Press, 1997.
- [LIVRE034] N. MOHAN, T.M. UNDELAND, W.P. ROBBINS, *Power Electronics - Converters, Applications and Design*, John Wiley & Sons, 1995 second edition, 802 pages.
- [99ART039] A.W. KELLEY, W.F. YADUSKY, *Rectifier design for minimum line current harmonics and maximum power factor*, proceeding of APEC'89, march 1989, pp 13-22.
- [PAP072] A.S. KISLOVSKI, *Low-cost, low-power, Buck-based input stages meeting the IEC 1000-3-2 Line-current-harmonics limits*, proceeding of EPE'97, Trondheim, Vol. 1, pp. 1.336-1.341.
- [99ART030] M.M. JOVANOVIC, D.E. CROW, *Merits and limitations of full-bridge rectifier with LC filter in meeting IEC 1000-3-2 harmonic-limit specifications*, proceeding of APEC'96, vol. 1, pp 354-360.
- [99DIV032] T. LEQUEU, *Annexe 06 - Décomposition en série de Fourier*, cours d'Electronique de Puissance, septembre 2000, 44 pages.