

# **Dimensionnement d'un boost / Inverter200W**

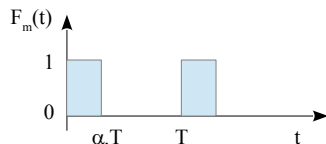
# 1. Modélisation de l'onduleur

L'étude importante menée dans [4] n'est pas suffisante pour faire fonctionner l'ensemble survolteur-onduleur. L'onduleur représente pour le Boost une charge non linéaire, bien différente d'une simple résistance. Nous allons commencer cette étude par l'analyse des formes d'onde de l'onduleur.

## 1.1. Formes d'onde de l'onduleur

### 1.1.1. Rappel théorique sur les formes d'ondes

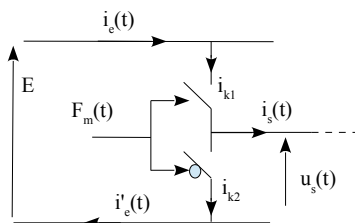
Afin de théoriser les formes d'ondes, on introduit les **fonctions de modulation** (voir Costa). Pour cela, on se focalise sur une seule cellule de commutation et on s'intéresse à son entrée et sa sortie. Une fonction de modulation ne peut prendre que deux valeurs 0 ou 1. Il s'agit de la commande PWM qui commande une cellule.



La tension de sortie  $U_s(t)$  s'obtient directement :

$$u_s(t) = F_m(t) \cdot E$$

Les interrupteurs  $k$  sont bidirectionnels en courant. Ils sont formés par un MOS commandé et une diode anti-parallèle.



Lorsqu'un interrupteur est activé, le courant circule dans celui-ci, peu importe son sens.

On en déduit que si

- $F_m(t) = 1$ ,  $i_{k1} = i_s$  et  $i_{k2} = 0$ ,
- $F_m(t) = 0$ ,  $i_{k2} = -i_s$  et  $i_{k1} = 0$ .

Ainsi on peut écrire :

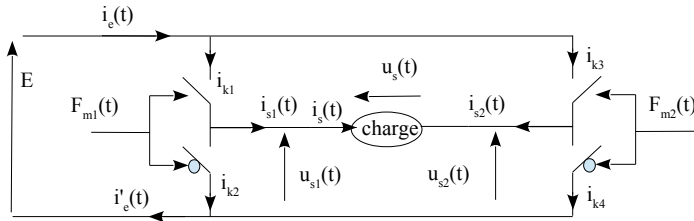
$$i_e(t) = i_{k1}(t) = F_m(t) \cdot i_s(t) \quad \text{en passant par la cellule du haut,}$$

$$i'_e(t) = i_{k2}(t) = -(1 - F_m(t)) \cdot i_s(t)$$

**NB** :  $i_e$  et  $i'_e$  ne sont pas égaux, car dans l'analyse,  $i_s(t)$  ne revient pas à la source. On ne sera donc pas surpris.

**Cas d'une structure hacheur 4 quadrants :**

Appliquons ce qui vient d'être vu à cette structure :



Il vient naturellement :

$$u_s(t) = (F_{m1}(t) - F_{m2}(t)) \cdot E$$

Le courant  $i_{k3}$  est tel que :

$$i_{k3}(t) = F_{m2}(t) \cdot i_s(t) = -F_{m2}(t) \cdot i_s(t)$$



On en déduit donc  $i_e(t) = i_{k1}(t) + i_{k2}(t) F_{m2}(t) = (F_{m1}(t) - F_{m2}(t)) \cdot i_s(t)$

**NB :** on aurait pu passer par le courant  $i'_e$  du bas (qui dans ce cas est bien égal à  $i_e$ ) :

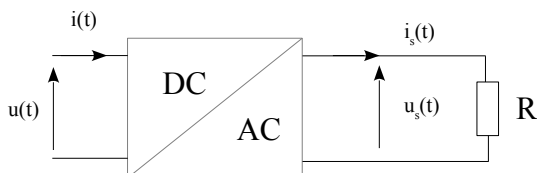
$$i'_e(t) = i_{k2}(t) + i_{k4}(t) = -(1 - F_{m1}(t)) \cdot i_s(t) + (1 - F_{m2}(t)) \cdot i_s(t) = (F_{m1} - F_{m2}(t)) \cdot i_s(t)$$

On retiendra :

$$\begin{aligned} u_s(t) &= F_m(t) \cdot E \\ i_e(t) &= F_m(t) \cdot i_s(t) \\ F_m(t) &= F_{m1}(t) - F_{m2}(t) \end{aligned}$$

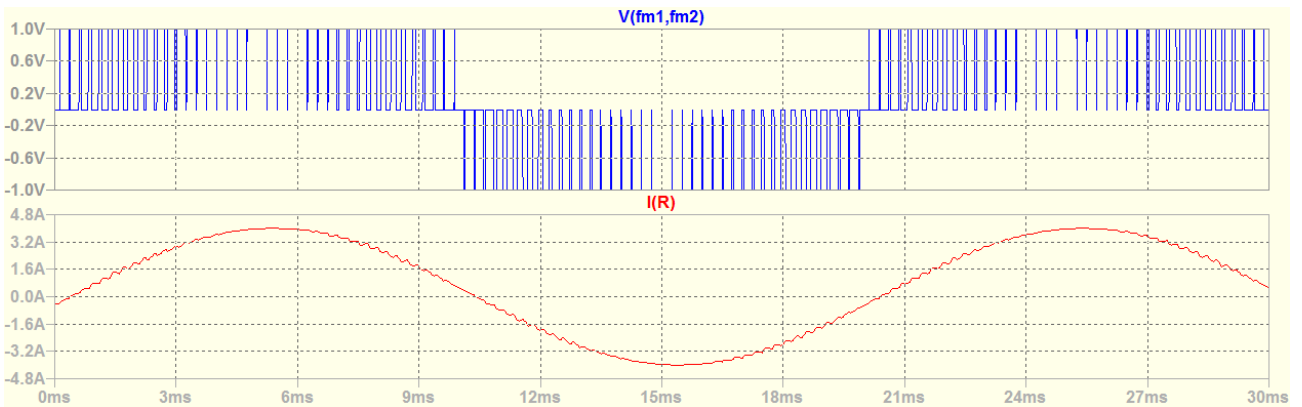
**1.1.2. Forme d'onde de l'onduleur en commande unipolaire (3 niveaux)**

Si l'onduleur est bien dimensionné, le courant de sortie est sinusoïdal avec très peu d'ondulation.

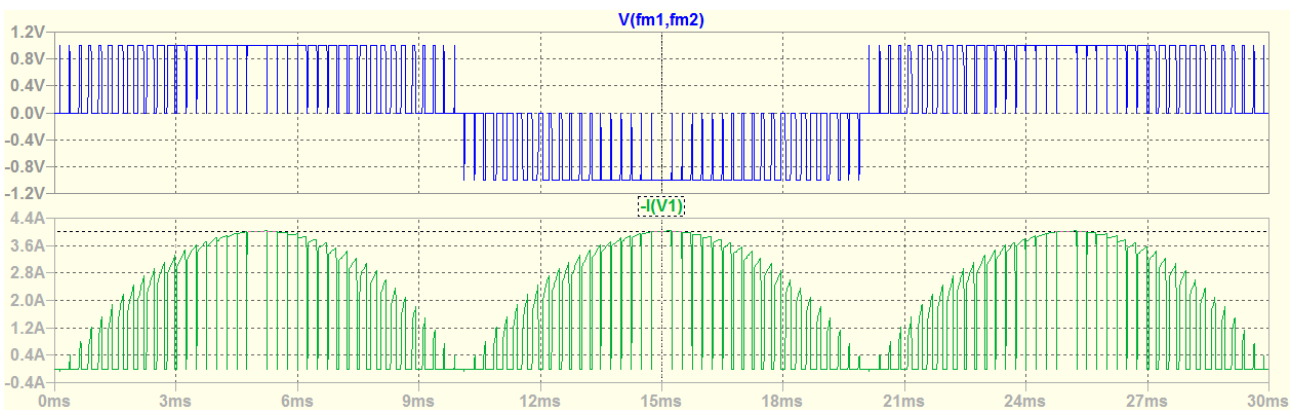


La commande à la fois simple et intéressante du point de vue rendement et ondulation de courant est la commande à trois niveaux ( $f_{m1}$  et  $f_{m2}$  sont entrelacées).

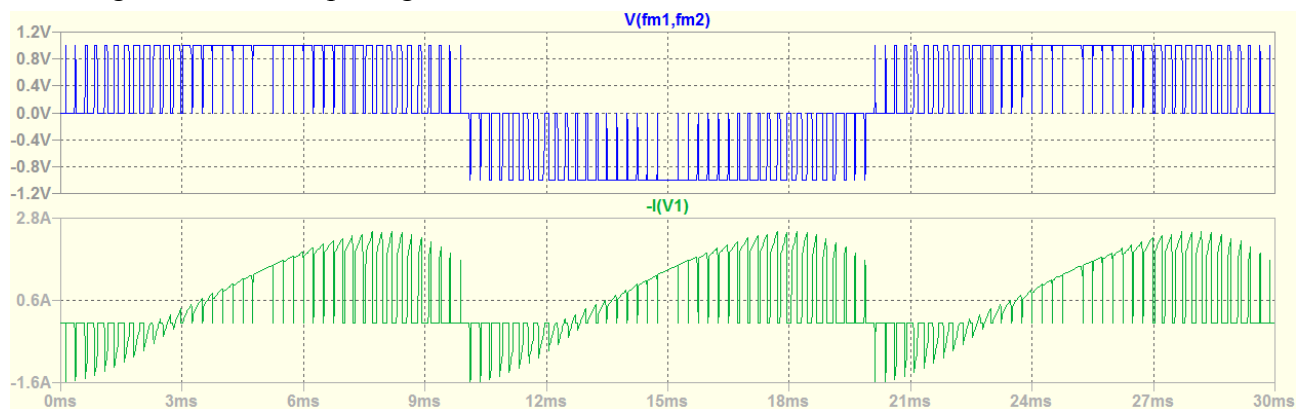
La figure suivante (simulation Spice,  $F_{PWM} = 2\text{kHz}$ ) montre la commande entrelacée  $f_m(t)=f_{m1}(t) - f_{m2}(t)$ , ainsi que le courant de sortie  $i_s(t)$ . La fréquence de la sinusoïde,  $f_{sin}$  est 50Hz.



Le courant d'entrée est tel que  $i(t) = F_m(t) \cdot i_s(t)$ . La mesure du courant d'entrée donne :



Sur charge RL, avec u déphasage courant – tension :



## 1.2. Courant d'entrée de l'onduleur en valeur moyenne glissante

La tension de sortie de l'onduleur est donnée par :

$$v_s(t) = F_m(t) \cdot E \quad , E \text{ étant la tension d'entrée de l'onduleur.}$$

Sur une période, la fonction d'onde  $F_m(t)$  à 3 niveaux est divisée en deux parties antisymétriques. De 0 à  $T_{\text{sin}}$ , le rapport cyclique associé est  $\alpha(t) = \hat{\alpha} \sin(2\pi f_{\text{sin}} t)$ , le découpage ayant lieu à  $F_{\text{PWM}}$ . Sur l'autre  $\frac{1}{2}$  période, le rapport suit la même loi  $\alpha(t) = \hat{\alpha} \sin(2\pi f_{\text{sin}} t - \pi)$ , positif aussi bien entendu.

La moyenne glissante de  $F_m(t)$  sur une demie-période est :

$\langle F_m \rangle_{TPWM}(t) = \hat{\alpha} \sin(2\pi f_{\text{sin}} t)$  puisque sur cet intervalle  $F_m(t)$  évolue entre 0 et 1. Par contre, sur la seconde période,  $\langle F_m \rangle_{TPWM}(t) = -\hat{\alpha} \sin(2\pi f_{\text{sin}} t - \pi) = \hat{\alpha} \sin(2\pi f_{\text{sin}} t)$ .

On confirme donc la moyenne glissante sur l'ensemble de la période  $T_{\text{sin}}$  est :

$$\langle F_m \rangle_{TPWM}(t) = \hat{\alpha} \sin(2\pi f_{\text{sin}} t)$$

La tension moyenne à l'échelle de la PWM est donc en sortie :

$$\langle v_s \rangle_{TPWM}(t) = \langle F_m \rangle_{TPWM}(t) \cdot E = E \hat{\alpha} \sin(2\pi f_{\text{sin}} t)$$

En supposant que le filtrage du courant est bien effectué, le courant de sortie peut s'écrire :

$$i_s = \hat{I} \sin(2\pi f_{\text{sin}} t - \varphi)$$

Le courant d'entrée est donné par  $i(t) = F_m(t) \cdot i_s(t)$ . A l'échelle d'une période PWM, on peut considéré  $i_s(t)$  comme constant, cad,  $i_s(t) \approx i_s(t + T_{\text{PWM}})$ . On peut donc faire l'approximation suivante :

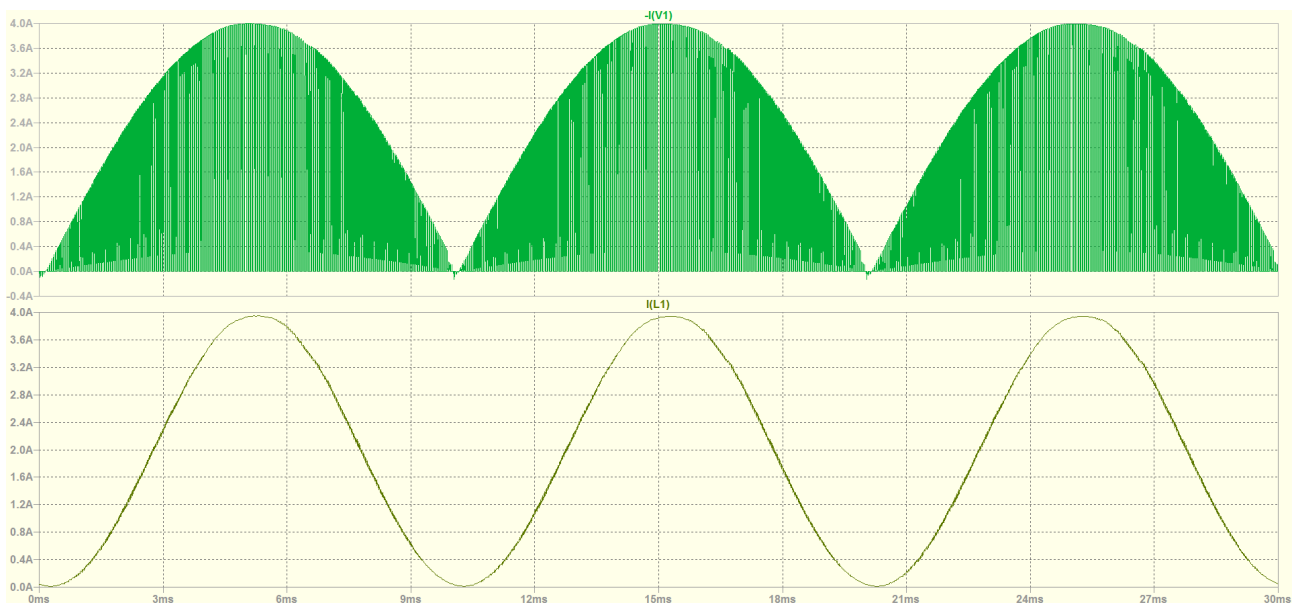
$$\langle i \rangle_{TPWM}(t) = \langle F_m \rangle_{TPWM}(t) \cdot i_s(t) \quad \text{soit}$$

$$\langle i \rangle_{TPWM}(t) = \hat{\alpha} \sin(2\pi f_{\text{sin}} t) \cdot \hat{I} \sin(2\pi f_{\text{sin}} t - \varphi) \quad , \text{ ce qui s'écrit :}$$

$$\langle i \rangle_{TPWM}(t) = \hat{\alpha} \hat{I} \left[ \frac{1}{2} \cdot \cos(\varphi) - \frac{1}{2} \cdot \cos(2\pi \cdot 2f_{\text{sin}} + \varphi) \right]$$

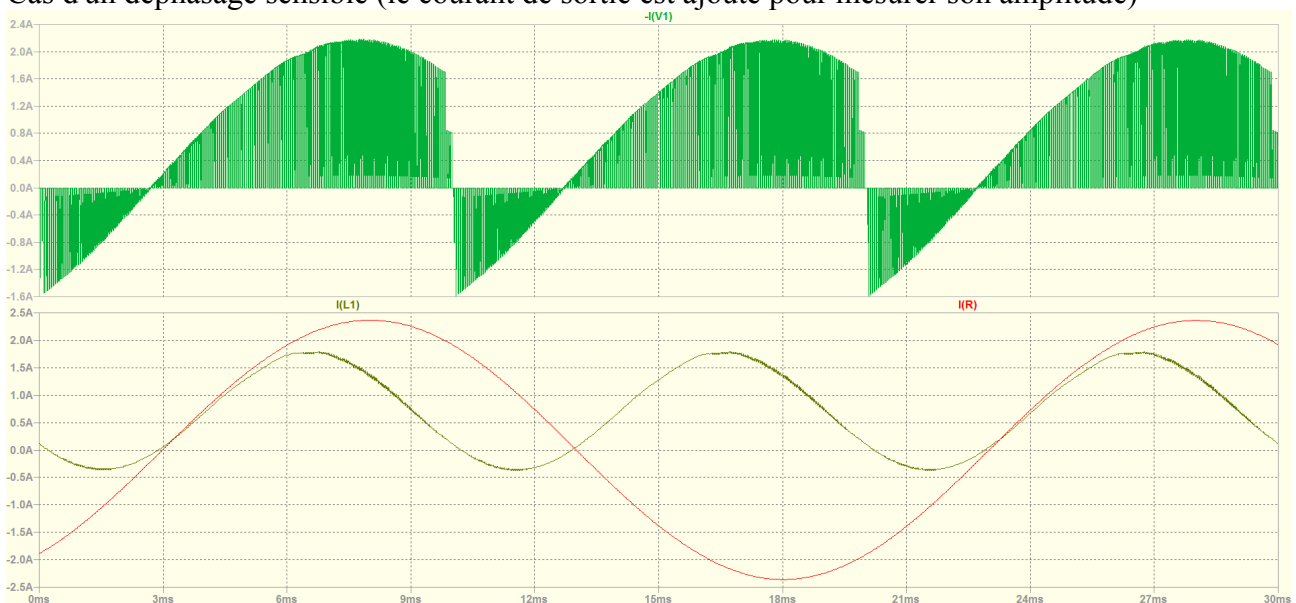
Les figures suivantes permettent de vérifier le raisonnement précédent. Pour cela, le courant d'entrée est recopiée grâce à une source de courant contrôlée, ensuite on applique un filtre RL en parallèle,  $R=1\Omega$ ,  $L=200\mu\text{H}$ , en modifiant la fréquence de PWM qui passe à 20kHz (le filtre n'est qu'un premier ordre).

Cas d'un déphasage quasiment nul ( $\hat{\alpha}=1, \hat{I}=4\text{A}, f_{\text{sin}}=50\text{Hz}, F_{\text{PWM}}=20\text{kHz}$ ):



On observe bien le doublement de la fréquence et la moyenne de  $\frac{1}{2}$ , soit 2A moyen. L'amplitude de du cosinus est bien  $\frac{1}{2} \cdot \hat{\alpha} \hat{I}$ , soit 2A.

Cas d'un déphasage sensible (le courant de sortie est ajouté pour mesurer son amplitude)

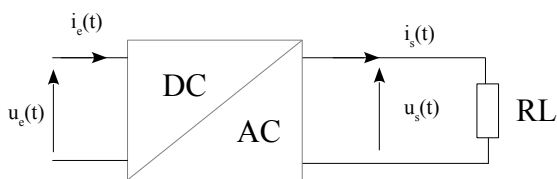


On mesure pour le courant de sortie  $\hat{I}=2,36 A$  . Le déphasage courant tension en sortie est de  $53^\circ$ , ce qui donne  $\cos(\varphi)=0.6$  .

On attend donc un offset pour la courant d'entrée en moyenne glissante de  $\frac{1}{2} \cdot \hat{\alpha} \hat{I} \cdot \cos(\varphi)=0,7 A$  et une amplitude du cosinus de  $\frac{1}{2} \cdot \hat{\alpha} \hat{I}=1,18 A$  .

Les résultats de simulation précédents confirment ces valeurs (0,7A et 1,07A respectivement).

### 1.3. Conservation de puissance



Si l'on considère les valeurs moyennes glissantes en entrée et en sortie (fréquences PWM ignorée), nous pouvons faire le bilan suivant :

En sortie :

$$\langle u_s \rangle_{TPWM}(t) = E \hat{\alpha} \sin(2\pi f_{\sin} t)$$

$$i_s = \hat{I}_s \sin(2\pi f_{\sin} t - \varphi)$$

$$\text{Soit, } P = \frac{E \hat{\alpha} \hat{I}_s \cdot \cos(\varphi)}{2}$$

En entrée :

$$u(t) = E$$

$$\langle i \rangle_{TPWM}(t) = \hat{\alpha} \hat{I}_s \left[ \frac{1}{2} \cdot \cos(\varphi) - \frac{1}{2} \cdot \cos(2\pi \cdot 2f_{\sin} t + \varphi) \right]$$

$$\text{Soit, } P = \frac{E \hat{\alpha} \hat{I}_s \cdot \cos(\varphi)}{2} \text{ puisque seule la composante 0 Hz est porteuse de puissance.}$$

On retrouve bien le bilan de puissance théorique de 1.

**Remarque :** Dans notre cas, on cherche  $V_{seff} = 24V$  soit  $\hat{V}_s = \sqrt{2} \cdot V_{seff} = 34V$  , cad  $\alpha = 0,85$

On en déduit pour 200W avec une charge sans déphasage,  $I_{seff} = \frac{P}{V_{seff}} = 8,33 A$  , soit  $\hat{I} = 11,8 A$  .

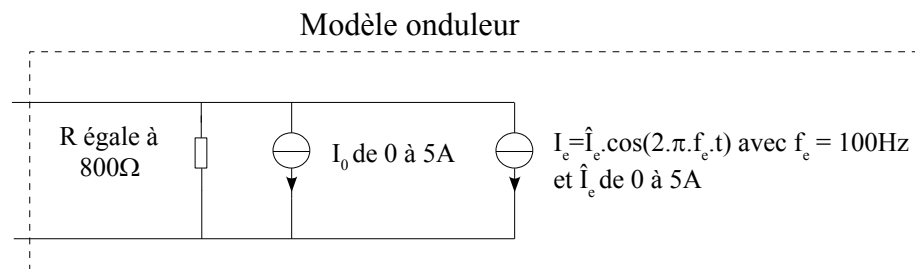
Le courant statique d'entrée vaut donc  $\langle i \rangle = \hat{\alpha} \frac{\hat{I}_s}{2} = \frac{0,85 \cdot 11,8}{2} = 5A$  , ce qui redonne bien les 200W sous 40V DC

#### 1.4. Modélisation finale de l'onduleur vu de l'entrée

Le courant consommé à l'entrée (moyenne glissante, HF négligée) a donc deux composantes. L'une est continue, l'autre sinusoïdale.

Par ailleurs, l'onduleur possède une consommation statique de l'ordre de 2W, ce qui donne une résistance équivalent de  $800\Omega$ .

Le modèle de l'onduleur vu de l'entrée est donc le suivant :



**NB :** la modélisation dynamique de l'onduleur va fortement changer par rapport à une charge simple. La résistance de charge valant  $800\Omega$  soit 100 fois plus que le cas d'une analyse purement résistive.

Le zéro instable est alors repoussé à  $f_{zrlhp} = \frac{1}{2\pi} \frac{R}{L} = \frac{800}{2\pi \cdot 80\mu} = 1,6 \text{ MHz}$ .

→ Avec la charge onduleur en régime sinusoïdal, il est tout à fait correct de négliger totalement le zéro instable.



## 2. Entrée et sortie du survolteur, moyennes glissantes

La forme d'onde en sortie du boost est fortement sinusoïdale. Cela implique en terme de puissance de repenser le dimensionnement de certains éléments, notamment le MOS, la diode, la résistance de shunt. Avant cela, il est nécessaire de faire le point sur les grandeurs aux valeurs moyennes à tous les niveaux du système. L'entrée et sortie de l'onduleur viennent d'être traitées. Il reste à analyser ce qui se passe au niveau du boost.

Le premier élément à considérer est le cas d'une charge inductive, car à ce moment là, le courant de sortie du boost est régulièrement négatif (cf §1.2). Or le boost est unidirectionnel en courant.

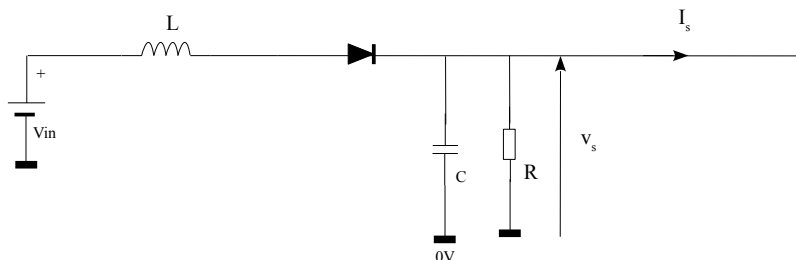
### 2.1. Problématique d'une charge inductive ou capacitive

Comme nous venons de le voir, le courant moyen glissant en sortie du survolteur (entrée de l'onduleur) est :

$$\langle i_s \rangle_{TPWM}(t) = \hat{\alpha} \hat{I}_s \left[ \frac{1}{2} \cdot \cos(\varphi) - \frac{1}{2} \cdot \cos(2\pi \cdot 2f_{\sin} t + \varphi) \right]$$

Si ce courant vient à s'annuler, et pire, s'il devient négatif ( $\cos \varphi \neq 1$ ), il va être absorbé par le condensateur de sortie. La tension de sortie va donc augmenter. La régulation ne peut pas lutter contre ce dépassement : elle réagira en coupant complètement le MOS.

Le schéma équivalent devient alors le suivant :



Il s'ensuit que le boost va évoluer durant une période complète entre :

- coupure de la régulation, la tension  $V_s$  va augmenter (seul la forte valeur de condensateur peut éviter un trop fort dépassement),
- une reprise de la régulation lorsque la tension  $V_s$  retombe à 40V,
- un suivi normal de régulation sur le reste de la période.

Dans ce fonctionnement, le modèle de régulation petit signaux sur lequel toute l'étude est basée n'est valable que dans la phase de régulation. La phase de reprise est de type « variation fort signaux ».

En supposant le pire cas 5A qui refluent dans le condensateur ( $\cos \varphi = 0$ ), la montée en tension est d'environ 6V au delà des 40V ( $C=1320\mu\text{F}$ ,  $f=100\text{Hz}$ ).

**Dans la suite du sujet, nous allons considérer le cas idéal d'une charge résistive :  $\cos \varphi = 1$ .**

## 2.2. Forme d'onde en entrée du boost

En entrée on note  $i_e$ ,  $u_e$ , en sortie  $i$ ,  $u$ .

Aux valeurs moyennes glissantes, la relation entrée sortie en courant est :

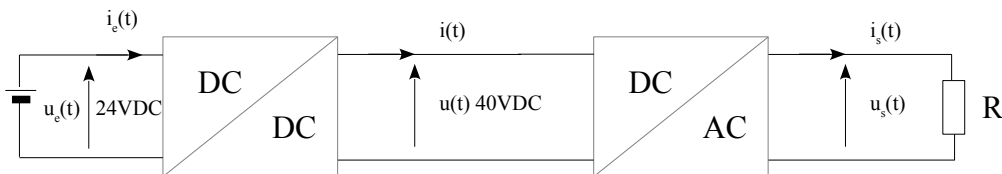
$$\langle i_e \rangle_{TPWM}(t) = \frac{\langle i \rangle_{TPWM}(t)}{1 - \alpha_{boost}}, \text{ cad}$$

$$\langle i_e \rangle_{TPWM}(t) = \frac{\alpha_{\hat{Ond}} \hat{I}_s}{1 - \alpha_{boost}} \cdot \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos(2\pi \cdot 2f_{\sin} t) \right]$$

Relation valable uniquement si  $\langle i_s \rangle_{TPWM}(t) > 0$  (Charge résistive)

## 3. Bilan des grandeurs moyennes au niveau de l'ensemble de la structure

L'ensemble de la structure se présente globalement comme suit :

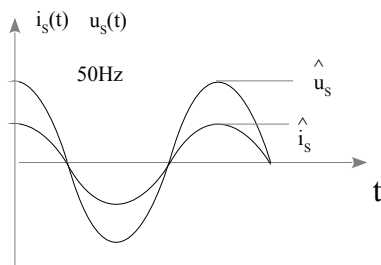


### 3.1. Considérations rendement 100%

On prend pour hypothèse ici qu'il n'y a pas de pertes. Par ailleurs, on fixe :

- pour le boost  $\alpha_0 = 0.4$ ,
- pour l'onduleur,  $\hat{\alpha} = 0,85$

**Sortie :**

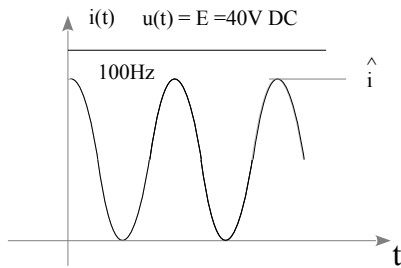


$$\langle u_s \rangle_{TPWM}(t) = E \hat{\alpha} \sin(2\pi f_{\sin} t), \quad \hat{U}_s = 34V, U_{eff} = 24V$$

$$P = \frac{E \hat{\alpha} \hat{I}}{2} \quad P = 200W$$

$$i_s = \hat{I} \sin(2\pi f_{\sin} t - \varphi), \quad \hat{I}_s = 11,8 A, \quad I_{eff} = 8,33 A$$

### Tension et courant intermédiaires :

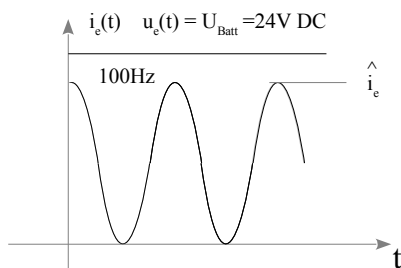


$$u(t) = E = 40V$$

$$\langle i \rangle_{TPWM}(t) = \hat{\alpha} \hat{I}_s \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos(2\pi \cdot 2f_{\sin} t) \right], \hat{I} = 10A$$

$$P = \frac{E \hat{\alpha} \hat{I}}{2} = 200W$$

### Entrée :



$$\hat{i}_e = \frac{\alpha_{Ond} \hat{I}_s}{1 - \alpha_{boost}} = 16,7 A$$

$$P_e = \frac{U_{Batt} \cdot I_e}{2} = 200W$$

### 3.2. Rendement plus réaliste

Des mesures permettent d'estimer plus finement le rendement. Sur le système testé (Boost 200W DC), un rendement de 92% avait été trouvé. Avec ce même boost (dont on a diminué un peu la résistance de shunt, voir plus loin), le rendement global est de 85%. Cela donne également un rendement de 92% au niveau de l'onduleur.

#### Grandeurs intermédiaires :

La tension reste à 40V. La puissance à ce niveau est  $P = \frac{P_s}{\eta} = \frac{200}{0,92} = 217W$ . Le courant moyen DC est donc de  $I_0 = \frac{P}{E} = \frac{217}{40} = 5,42 ADC$ . La crête de courant est donc  $\hat{I} = 2 \cdot I_0 = 10,85 A$

#### Grandeurs d'entrée :

La tension d'entrée est supposée égale à 24V. La puissance d'entrée est donc  $P_e = \frac{P}{\eta} = \frac{217}{0,92} = 235W$ , soit un courant continu de  $I_{e0} = \frac{P_e}{U_{Batt}} = \frac{235}{24} = 9,79 ADC$ , soit une crête de courant de  $\hat{I}_s = 2 \cdot I_{e0} = 19,6 A$

Ces nouvelles valeurs limite vont stresser davantage les composants. Il faut les repenser, vérifier leur tenu en tension /courant. Pour cela on va se référer à [4].

## 4. Revu des éléments de puissance

### 4.1. L'inductance

A vérifier, à priori ça passe (essais à 180W d'entrée, forme d'onde OK). Par contre, vu le nominal, ne vaut il pas mieux diminuer l'inductance et ainsi améliorer la dynamique, éloigner le zéro instable ?

### 4.2. Condensateur de sortie

Il devra supporter en moyenne sur 100ms les mêmes contraintes que le boost sur charge statique. Meme s'il est davantage stressé en courant, on conserve le même.

### 4.3. La résistance de shunt

La résistance doit être revue à la baisse. Le pic de courant a changé, donc il y a risque de voir le contrôleur entrer en mode restart. Le courant maximum annoncé est de 19,6A et il faut y jouter l'ondulation de courant dû à la self de 1,5A.

$$R_{Shunt} < \frac{V_{CLmin}}{I_{LMax}} \text{ soit } R_{Shunt} < \frac{0,36}{21} \text{ cad } R_{Shunt} < 17\text{m}\Omega$$

### 4.4. Le transistor MOS

Le transistor IRF3710ZPBF est donné pour 100V maximum, 59A maximum et une résistance à l'état passant  $R_{dson}$  de 18mΩ.

Il pourrait être intéressant d'en changer pour diminuer un peu le  $R_{dson}$ . Chercher une limite à 80V ?  $R_{dson}$  de 10mΩ ? Doit tenir 20A !

### 4.5. La diode

La diode doit tenir le courant moyen d'entrée maximum de 20A. Il faut partir avec la STPS20H60ST qui tient 20A sous 60V. Ou alors 2 STPS10H100CT en // ? Ca ferait 4 diodes en // ...

Il faudra revoir les snubbers.

## 5. Modélisation du système complet survolteur + onduleur

### Hypothèses de travail :

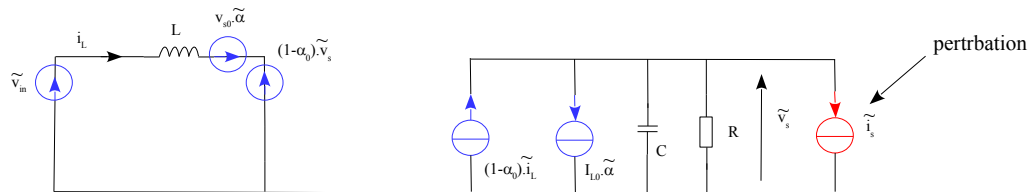
La charge constitué par l'onduleur est non linéaire. Si le  $\cos(\varphi)$  vaut 1, le courant de sortie moyenné glissant évolue entre 0 et un maximum à 100Hz. Si par contre la charge possède un  $\cos(\varphi)$  différent, alors le courant peut être négatif. Or dans ce cas, l'onduleur ne peut pas fonctionner. Il n'est pas réversible.

Si cela se produit, la commande va réagir en coupant le MOS puisque le condensateur de sortie va se charger au delà de 40V. La régulation ne fonctionne plus et c'est le condensateur de 1320 $\mu$ F qui va devoir supporter la surcharge. Seulement ensuite le régulateur reprendra le contrôle.

Ce cas de figure devra être vérifié pour voir si le contrôle est acceptable.

La perturbation que représente l'onduleur peut être modélisée comme suit. Ce modèle n'est valable que si la tension de sortie reste que faiblement modifiée, dans le cas contraire, tout le modèle petits signaux ne tient plus. Nous allons voir que cette hypothèse petits signaux reste valable.

Le schéma bloc du système devient [3] :



La fonction  $G(p)$  doit être un peu modifié :

$$\frac{\tilde{v}_s}{\tilde{v}_{refl}} = G(p) = A_{v0} \cdot \frac{1 - j \frac{f}{f_{zrhp}}}{1 + j \frac{f}{f_c}}, \text{ qui devient : } v_s(p) = G(p) \cdot v_{refl}(p) + H(p) \cdot i_s(p)$$

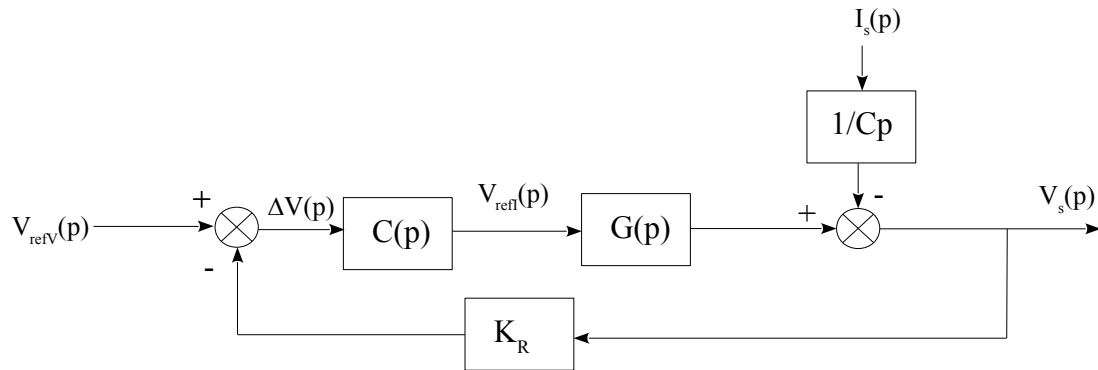
avec  $H(p) = \frac{R}{1 + RCp}$  si R est significatif,  $H(p) \approx \frac{1}{Cp}$  si la fréquence de coupure du pôle est très basse devant la fréquence fondamentale de la perturbation.

Exemple :  $R = 800\Omega$ ,  $C = 1000\mu\text{F}$  donne  $f_c = \frac{1}{2\pi RC} = 0,2 \text{ Hz}$  .

Avec  $C = 100\mu\text{F}$ , on obtient :  $f_c = \frac{1}{2\pi RC} = 2 \text{ Hz}$

Dans les deux cas, la fréquence de perturbation 100Hz est largement au dessus de  $f_c$ . On conservera donc l'approximation.

Le schéma bloc devient alors :



En procédant par superposition, on retrouve

$$\frac{v_s(p)}{v_{refV}(p)} = \frac{C(p) \cdot G(p)}{1 + K_R \cdot C(p) \cdot G(p)} = \frac{C(p) \cdot G(p)}{1 + FTBO(p)} \approx \frac{1}{K_R} \quad \text{et}$$

$$\frac{v_s(p)}{I_s(p)} = \frac{-1/Cp}{1 + K_R \cdot C(p) \cdot G(p)} = \frac{-1/Cp}{1 + FTBO(p)} \approx \frac{-1}{Cp \cdot FTBO(p)}$$

La perturbation sera d'autant mieux rejetée que le produit  $Cp \cdot FTBO(p)$  est grand à la fréquence de la perturbation  $f_e = 100\text{Hz}$ .

Pour aller plus loin dans les calculs on peut se reporter à [3] et à la simulation Matlab, notamment le fichier *Modelisation\_Boost\_Onduleur.m*.

Il permet d'afficher la réponse en BO, de voir la marge de phase, de changer les paramètres ...

## 6. Essais

### 6.1. Matériel utilisé

Le dispositif utilisé est :

- une grosse alimentation (prise au GC qui peut lâcher 20A voire 40A) sous 24V,
- le boost préalablement testé et validé en statique sous 200W [4],
- la maquette onduleur triphasé (2 bras utilisés) avec une modification de l'alim à découpage pour tenir 80V d'entrée (conception d'une alimentation 12V à découpage),
- le programme associé à l'onduleur : génération sinus à 3 niveaux avec contrôle manuel de l'amplitude par potentiomètre (sinus obtenu par table de 36 élt),
- mise en place d'un filtre LCRC (zéro amortisseur) pour avoir un pur sinus en sortie  
 $L=450\mu\text{H}$ ,  $C = 1,36\mu\text{F}$  (deux capa de 680n en //), R1C1 série en // sur C,  $R1 = 10\Omega$ ,  $C1=10\mu$ )

Les appareils de mesures :

- sondes de courants,
- sondes de tension différentielles.

### 6.2. Manipulation 1

La première manipulation a été un échec car j'avais pas vu que les courants moyens glissant monteraient à des pointes deux fois plus élevés dans le boost (par rapport à une charge statique du boost). Aucune analyse fine avait été faite vis à vis de l'interconnexion entre boost et onduleur.

Durant les essais, à partir de 100W, une instabilité en forme de cycle limite avait été observée. Or il s'agissait du boost qui se mettait en sécurité avec un restart qui a une durée d'environ 5 à 8ms, soit justement l'ordre de grandeur de la période 100Hz..

Essais faits avec un transfo survolteur 24/230 → TB, ventillo 50W OK

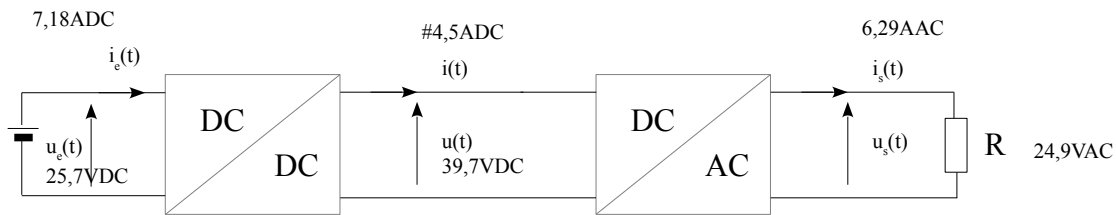
### 6.3. Manipulation 2

Changement de résistance shunt. La résistance actuelle était de  $50 // 50 = 25\text{m}\Omega$ . On a rajouté  $40\text{m}\Omega$  en parallèle, donnant  $15\text{m}\Omega$ .

Le correcteur reste inchangé ( $C=220\text{nF}$  et  $R = 1500\Omega$ ).

Le système n'arrive pas à démarrer en charge. A éclaircir.

Essais concluant avec pour limite avant instabilité :



$V_{\text{sense}}$  observé, même si très parasité.

0.3V pic mesuré, 0,275mV au départ de l'ondulation courant, ce qui donne :

18,3A de courant utile, 20A de courant total en comptant l'ondulation. Mesures peu précises car bruités mais qui concordent.

La forme d'onde  $i(t)$  est presque conforme. Le bas passe par un écrasement de la sinusoïde. Normal je pense, car la charge est RL en fait à cause du filtre. Ce dernier contient une inductance qui amène un petit déphasage. Donc du courant doit chercher à revenir vers le boost...

La forme de  $i_e$  est très non linéaire, de forme carrée avec pente. On voit bien que le processus de régulation n'est pas très propre.

## Bilan de puissance

$P_s = 156W$

$P_{\#}$  ... pas évident car pas de mesure directe de I moyen. Environ 4,5A...

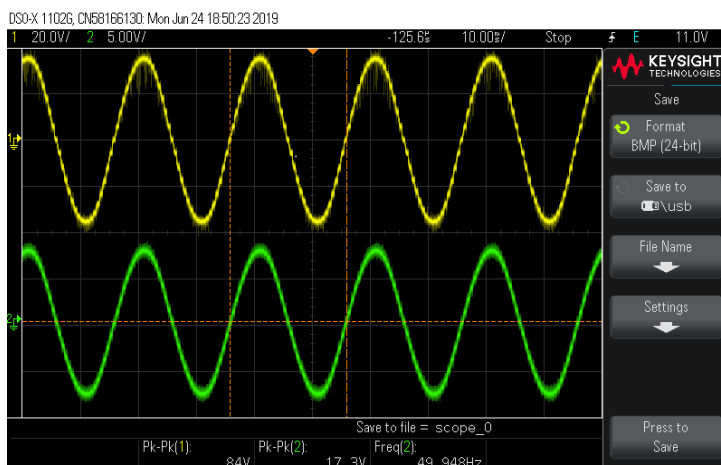
$P_e = 184W$

Rendement de 84,7%

## 6.4. Manipulation 3

La manipulation 3 est la même que la 2, mais avec une autre puissance et avec les images d'écran d'oscilloscope : Tension et courant en sortie

### 6.4.1. Tension et courant en sortie : bien sinusoïdal



On distingue les créneaux de tension (courbe jaune), provenant d'un échantillonnage en 36 pts.

Les mesures en valeurs efficaces sont :

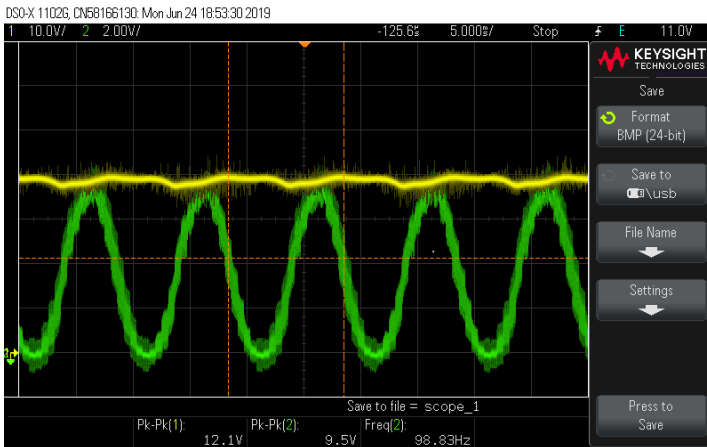
$$I_{\text{seff}} = 5,36 A$$

$$V_{\text{seff}} = 25,1 V$$

$$P_s = 134W$$



### 6.4.2. Tension et courant intermédiaires (entre boost et onduleur)



La tension est quasiment continue, et vaut 40V environ (39,7VDC pour être précis). Elle flanche au moment des pointes de courant.

Le maximum de courant est ici :

7A environ, soit une moyenne à 3,5A environ.

La puissance en sortie de Boost est aux alentours de :

$$P_s \approx 3,5 \cdot 39,7 \approx 139W.$$

### 6.4.3. Tension et courant d'entrée

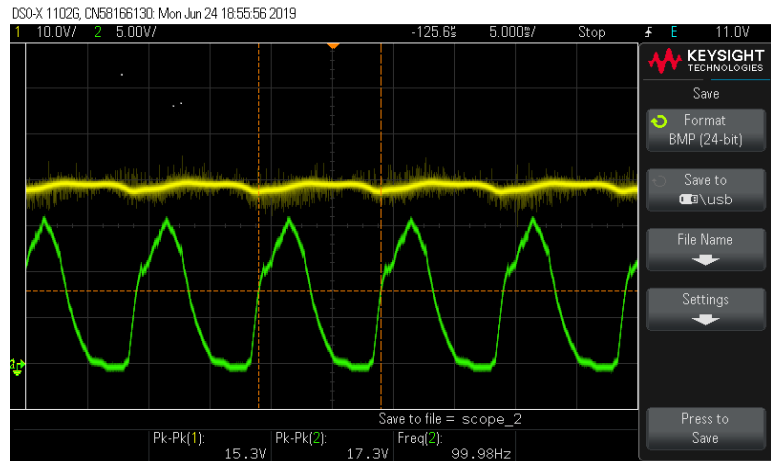
L'oscillogramme suivant représente encore la tension de sortie du boost pour pouvoir se repérer.

La courbe verte est le courant absorbé par le boost. Il est fortement non linéaire et le haut de la courbe présente une forme laissant à penser que la régulation commence dysfonctionner.

La pointe est à 15A.

Le dissipateur subit un échauffement important.

Les mesures DC donnent :



$$I_{eDC} = 6,56 A$$

$$V_{eDC} = 24,1 V$$

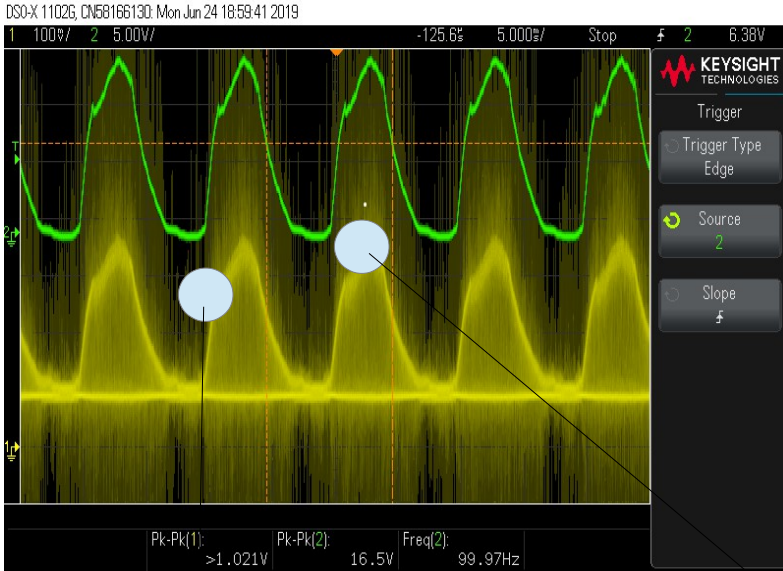
$$P_e = 158 W$$

### 6.4.4. Rendement

Le rendement global est  $\eta = \frac{134}{158} = 84,8\%$

Vu les échauffements et l'estimation de la puissance intermédiaire, il semble que ce soit le boost qui possède le rendement le plus faible.

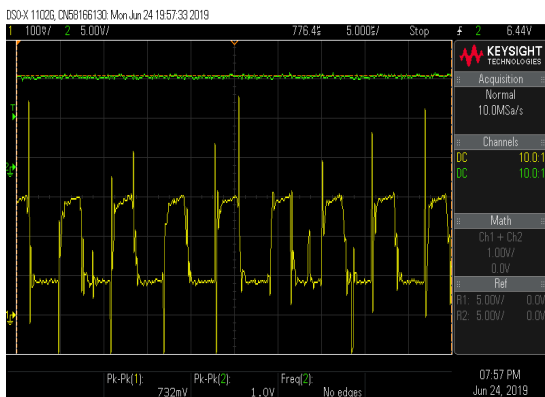
### 6.4.5. Observation du retour courant *Visense*



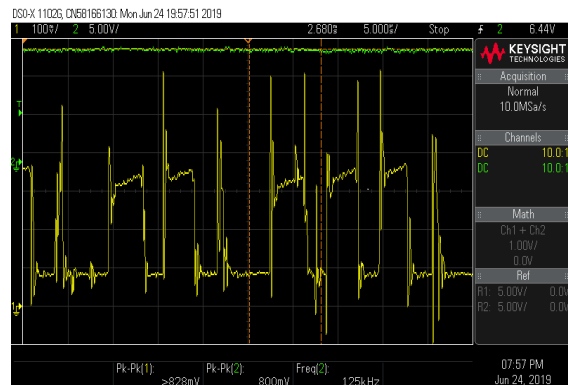
Les pointes de courant *Visense* (courbe jaune) suivent bien entendu le courant en entrée.

On devine une zone où les signaux semblent correct et une zone davantage bruitée. Un zoom sur chaque partie est fait (courbes ci-dessous).

Notons que la mesure présente une anomalie non expliquée, il y a un offset anormal sur *Visense* qui devrait retomber à 0.



Forme correcte



Forme erratique

Explication de l'offset : il ne s'agit pas d'une explication mais d'un constat : cette forme observée est celle en sortie du filtre de courant. En entrée du courant il n'y a rien, pas d'offset !

→ essais sans filtre, pas mieux, gresillement.

→ résoudre ce pb d'offset dans le filtrage, revoir le couple RC du passe bas ? Input de *Visense* ?

- opérationnel pour les 160W max du PV
- doit être revu tout de même pour passer plus de puissance
- éléments MOS / diode / Shunt à revoir
- régulation à mettre en place sur l'onduleur

Remarque,

tentative de baisser C à 330uF, n'améliore rien, pas bon si charge inductive  
essayer d'avoir R inférieur à 5k dans le PI. Si trop fort, le boost « gresille », RI trop fort vis à vis de  $V_c$  ?

- [1] « **Amortissement des circuits du second ordre** » *Amortissement\_Ordre2.pdf*, 11p
- [2] « **Les snubbers, analyse approfondie de la commutation des cellules** », *Snubber.pdf*, 11p
- [3] « **Théorie du convertisseur Boost en mode courant** » *Modélisation\_TheorieBoost .pdf*, 28p
- [4] « **Dimensionnement d'un convertisseur Boost 200W en mode courant avec le NCV887100** » *Dimensionnement\_Boost\_200W.pdf*, 31p