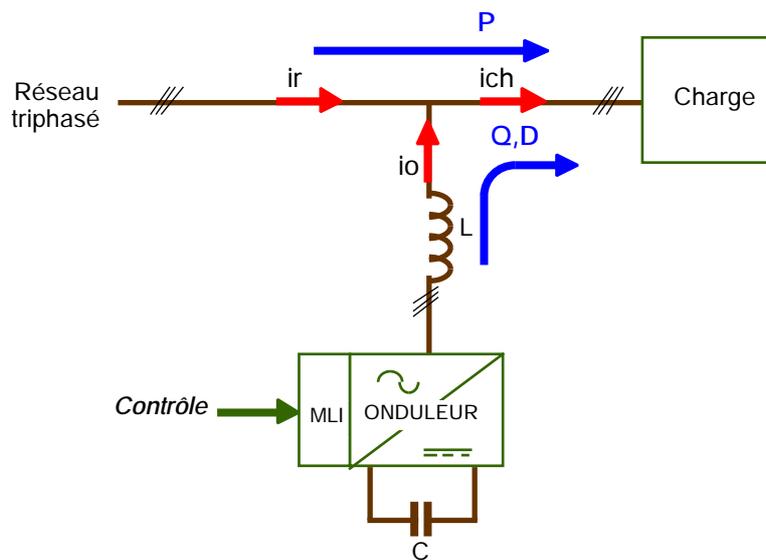


*Systeme didactique*

***Compensateur d'harmoniques  
et de puissance réactive***



Conception du système : P. LADOUX, G. OLLÉ

Rédaction du dossier : G. OLLÉ

Dans le cadre des travaux du Réseau de Ressources en Électrotechnique, Philippe Ladoux\* et Gérard Ollé\* ont conçu et réalisé un système didactique de compensation d'harmoniques et de puissance réactive. Le prototype a été finalisé et mis au point avec la collaboration de Bernard Oustric, professeur agrégé stagiaire, et l'aide technique de l'ENSICA (Ecole nationale supérieure d'ingénieurs de constructions aéronautiques).

Les solutions retenues permettent d'envisager l'utilisation de ce système didactique aussi bien en génie électrique (dans le cadre des essais de systèmes) qu'en TP de physique appliquée, pour des sections de TS Et, de DUT et de licence ingénierie électrique.

Le compensateur actif a été construit autour d'un onduleur "didactique", commercialisé par SEMIKRON. Les caractéristiques (courant - tension) de ce produit permettent d'utiliser des charges, alimentées par le réseau BT industriel 400 V, de puissance significative du domaine de l'électrotechnique (limitée à 3 KW pour des essais en laboratoire).

Pour répondre à un objectif pédagogique, nous avons choisi de réaliser les cartes de commande en analogique. De ce fait, des étudiants électrotechniciens peuvent aisément analyser la structure des boucles de contrôle et vérifier les signaux avec un oscilloscope. La commande permet le fonctionnement en compensation de puissance réactive ou d'harmoniques mais également en redressement MLI à absorption sinusoïdale.

Le compensateur peut être associé à toute charge triphasée équilibrée, non linéaire. Les essais du prototype ont été réalisés avec un variateur de vitesse à thyristors CEGELEC WNTC, alimentant un moteur à courant continu de 1,5 kW.

Dans le cadre d'un projet de 2<sup>ème</sup> année de TS Et, deux étudiants réalisent, en 2001-2002, une version "industrialisée" du système pour le laboratoire d'électrotechnique de l'ENSICA. Celle-ci comprendra une armoire "charges non linéaires", une armoire "compensateur actif" et un pupitre de commande. Le dossier complet, incluant les schémas et la nomenclature des composants, sera disponible sur le serveur du Réseau de Ressources en Électrotechnique, à l'automne prochain.

La présente publication comporte :

- l'étude de la compensation active par onduleur MLI ;
- le dimensionnement d'éléments de puissance et des boucles de régulation ;
- l'étude fonctionnelle et structurelle des circuits de contrôle ;
- des résultats expérimentaux, obtenus avec le prototype.

---

\* **Philippe LADOUX** enseigne l'électrotechnique et l'électronique de puissance en préparation CAPET et PLP à l'IUFM de Toulouse. Il est responsable de l'équipe "convertisseurs statiques" du LEEI (laboratoire d'électrotechnique et d'électronique industrielle) de Toulouse.

\* **Gérard OLLÉ** enseigne le génie électrique en section de TS Et, au lycée technologique Déodat de Séverac à Toulouse.

---

# Compensateur d'harmoniques et de réactif

---

## Etude et dimensionnement

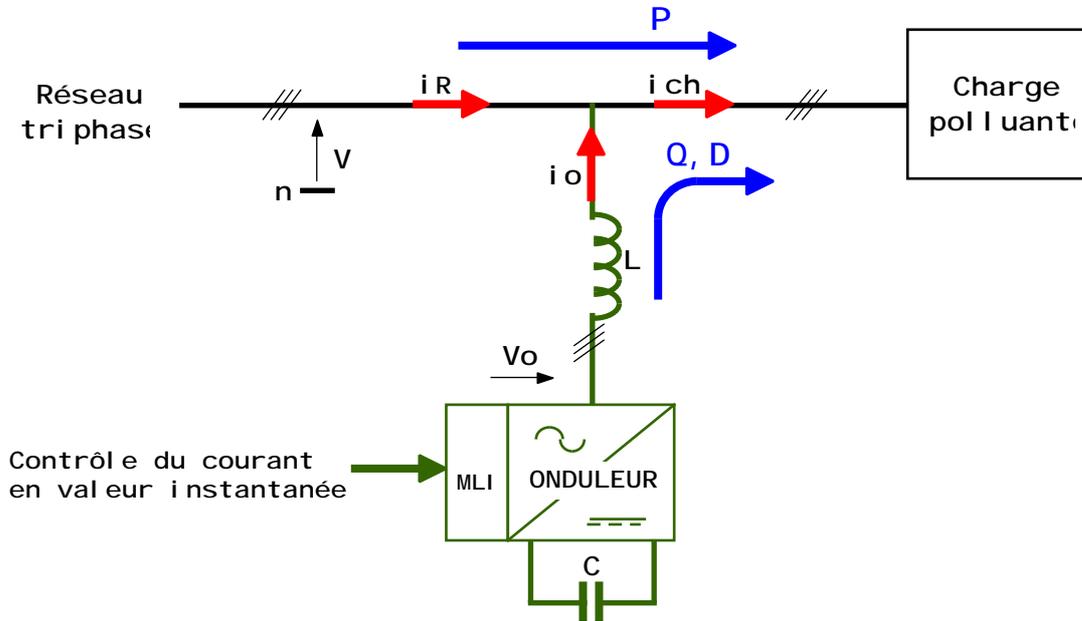
Chap. 1 – De l'onduleur MLI au compensateur actif	
1 – Principe de la compensation active .....	: <i>p. 1</i>
2 – Onduleur MLI .....	: <i>p. 2</i>
3 – Redresseur MLI .....	: <i>p. 5</i>
4 – Compensateur actif .....	: <i>p. 7</i>
Chap. 2 – Etude et dimensionnement du compensateur	
1 – Caractéristiques de l'onduleur utilisé .....	: <i>p. 9</i>
2 – Etude en compensation d'énergie réactive .....	: <i>p. 11</i>
3 – Etude en compensation d'harmoniques .....	: <i>p. 16</i>
4 – Résistance de charge du condensateur .....	: <i>p.20</i>
Chap. 3 – Etude et réglage des boucles de régulation	
1 – Principe de la régulation .....	: <i>p. 22</i>
2 – Modélisation du compensateur actif ... ..	: <i>p. 23</i>
3 – Régulateur courant onduleur .....	: <i>p. 25</i>
4 – Régulateur tension continue .....	: <i>p. 28</i>

## Dossier Technique

Schéma des circuits de puissance .....	: <i>doc 1</i>
Schéma des circuits auxiliaires .....	: <i>doc 2</i>
Schéma fonctionnel des circuits de contrôle de l'onduleur .....	: <i>doc 3</i>
Régulation tension continue & consigne courant .....	: <i>doc 5</i>
Estimation des harmoniques et du courant réactif .....	: <i>doc 6</i>
Régulation courant onduleur & MLI .....	: <i>doc 7</i>
Résultats expérimentaux .....	: <i>doc 8</i>

# De l'onduleur MLI au compensateur actif

## 1 – Principe de la compensation active



Relations fondamentales :  $i_{ch} = i_R + i_o$  (1)

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{V_o - V}{L} \quad (2)$$

Le compensateur actif (ensemble C, OND, L) doit fournir la *puissance déformante* et (ou) la *puissance réactive*. Ainsi, le réseau fournit uniquement la *puissance active*.

Pour cela, le circuit de contrôle (boucles de régulation), en agissant sur la commande MLI, doit imposer la *valeur instantanée* du courant débité par l'onduleur ( $i_{o1, 2, 3}$ ) de telle sorte que le courant fourni par le réseau ( $i_{R1, 2, 3}$ ) soit sinusoïdal et en phase avec la tension simple correspondante ( $V_{1, 2, 3}$ ).

Dans le cas général, le courant absorbé par la charge comporte une composante active ( $i_{cha}$ ), une composante réactive ( $i_{chr}$ ) et une composante harmonique ( $i_{chn}$ ).

et :  $i_{ch} = i_{cha} + i_{chr} + i_{chn}$

Le compensateur actif ne peut absorber ou fournir de la puissance active (aux pertes près) puisqu'il ne comporte pas de source active.

Conséquences :

$$i_R = i_{cha}$$

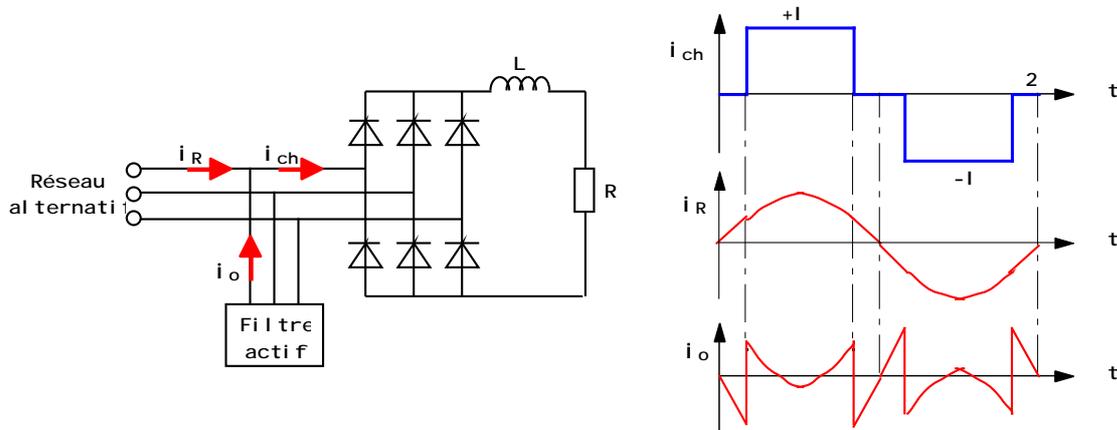
Le réseau fournit la **puissance active** absorbée par la charge.

$$i_o = i_{chr} + i_{chn}$$

Le compensateur actif fournit la **puissance réactive et déformante**.

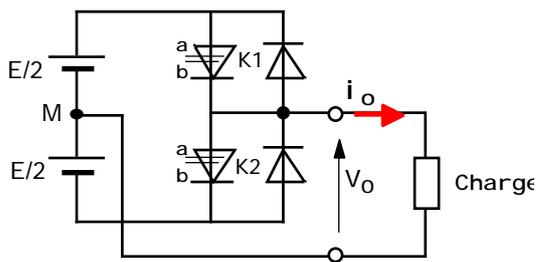
### Exemple de formes d'ondes :

- Charge constituée d'un pont de diodes débitant sur un circuit RL



## 2 – Onduleur MLI

### 2-1 : Cellule de commutation onduleur

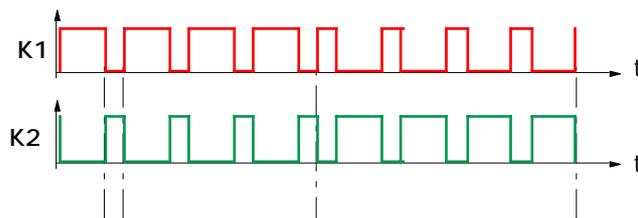


La cellule de commutation onduleur comporte 2 interrupteurs K1 et K2, bidirectionnels en courant, unidirectionnels en tension. Pour fonctionner en MLI, ils doivent être commandables à la fermeture et à l'ouverture. D'autre part, les commandes des 2 interrupteurs doivent être complémentaires.

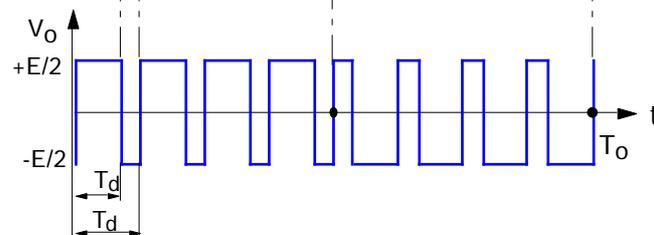
La tension de sortie  $V_o$  est définie entre le point commun des 2 interrupteurs et le point milieu (réel ou fictif) de l'alimentation continue.

### 2-2 : Principe de la modulation de largeur d'impulsions (commande MLI)

Commande des I.S.



Tension de sortie (par rapport au point milieu de l'alimentation continue)



$T_o$  : période onduleur

$T_d$  : période de découpage

: rapport cyclique de découpage

Sur une période de fonctionnement onduleur ( $T_o$ ), la valeur moyenne de  $V_o$  doit être nulle : les commandes des interrupteurs sont permutées à  $T_o / 2$ .

Le réglage de la valeur efficace du fondamental de  $V_o$  s'effectue par modification du rapport cyclique de découpage.

Si l'on néglige les harmoniques de rang élevé (dus au découpage), on peut approximer  $V_o$  par sa valeur moyenne sur chaque période de découpage ( $V_{o_{moy}(T_d)}$ ) :

- En conservant sur une 1/2 période (entre 0 et  $T_o/2$ ), une valeur constante du rapport cyclique pour chaque période de découpage,  $V_{o_{moy}(T_d)}$  est constant. (*modulation linéaire*)

Sur une période,  $V_o$  est approxiné par un signal rectangulaire : sa décomposition comprend des harmoniques de rang faible dont l'amplitude est élevée.

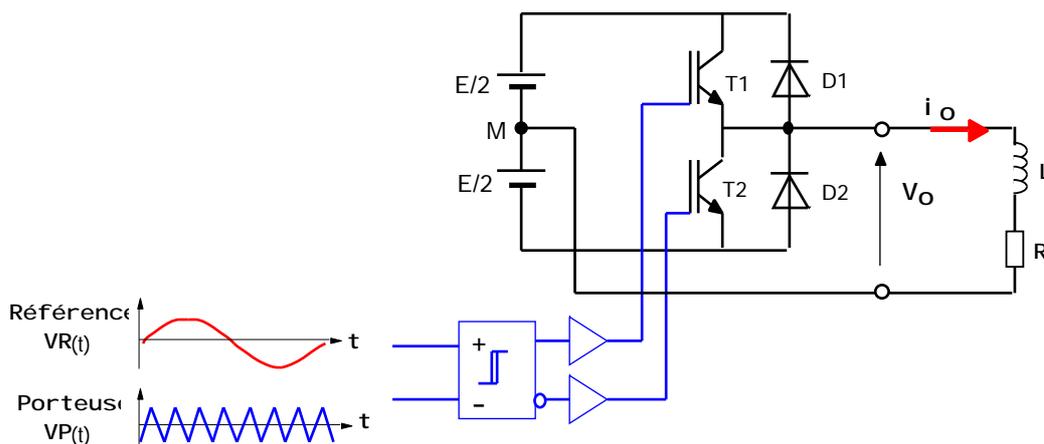
- Si l'on veut supprimer les harmoniques de rang faible, il faut faire varier sinusoidalement le rapport cyclique sur la période  $T_o$  (*modulation sinusoidale*).

## 2-3 : MLI sinus-triangle

### 2-31 : Principe

Le signal de commande des interrupteurs est généré à partir de la comparaison du signal de référence *sinusoidal*, (de fréquence  $f_o = 1/T_o$ ) et du signal de *modulation triangulaire* ou *porteuse* (de fréquence  $f_d = 1/T_d$ ).

Commande MLI sinus-triangle : Schéma de principe



### 2-32 : Caractéristiques

• Deux paramètres caractérisent la commande :

- L'indice de modulation :  $m = f_d/f_o$ , avec  $m \gg 1$   
(exemple :  $f_o = 50$  Hz,  $f_d = 5$  kHz  $m = 100$ )

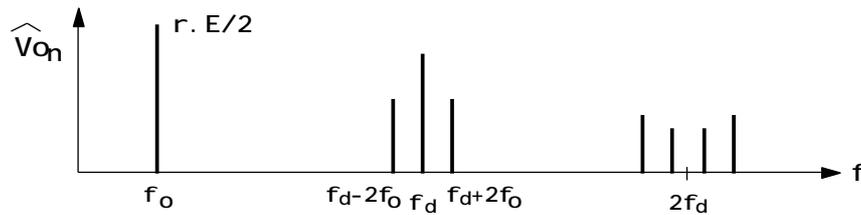
- Le coefficient de réglage :  $r = V_{R_{max}}/V_{P_{max}}$  (rapport des amplitudes de la référence et de la porteuse). Généralement,  $r$  est compris entre 0 et 1 (l'amplitude de la référence reste inférieure à celle de la porteuse).

• Tension de sortie ( $V_o$ ) :

- Valeur efficace du fondamental de  $V_o$  :

$$V_{o1_{ef}} = r \cdot \frac{E}{2\sqrt{2}}$$

- Décomposition spectrale de  $V_o(t)$  :



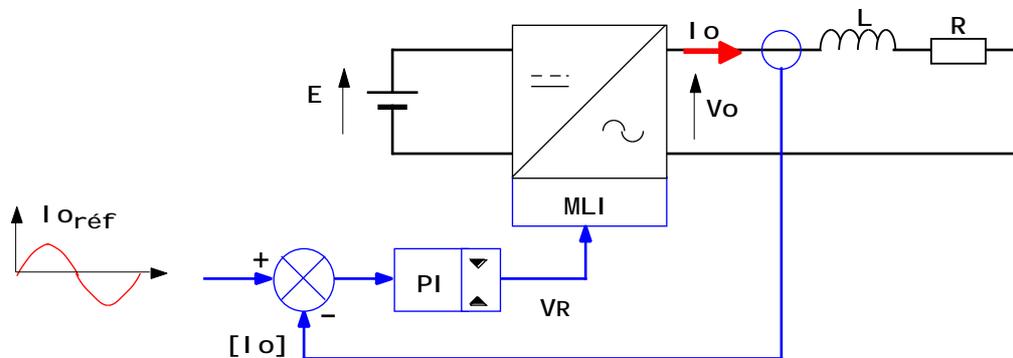
Le spectre de  $V_o(t)$  comporte, outre le fondamental, des familles d'harmoniques centrées sur les raies de rang  $m$  et multiples de  $m$ . Quand le rang de la raie centrale augmente, l'amplitude des harmoniques de la famille correspondante décroît.

### 2-33 : Contrôle du courant

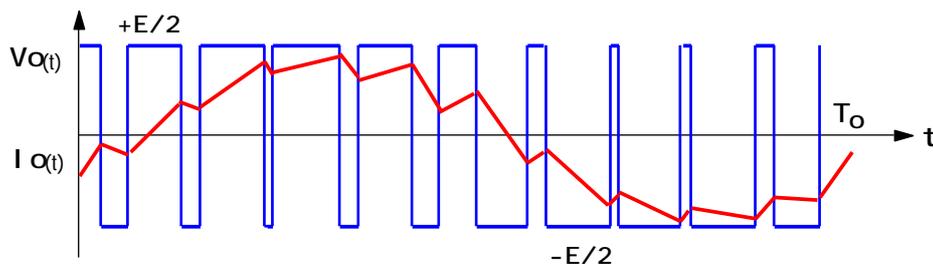
Si l'on veut obtenir un courant sinusoïdal, la charge doit comporter une inductance en série pour filtrer les harmoniques de la tension  $V_o$ .

Pour contrôler le courant débité par l'onduleur, on met en œuvre une boucle de régulation, dont la consigne est une tension sinusoïdale ( $I_{o\text{réf}}$  : tension image de la consigne courant). La référence de la MLI (VR) est fournie par la tension de sortie, limitée, du régulateur (généralement de type P.I.).

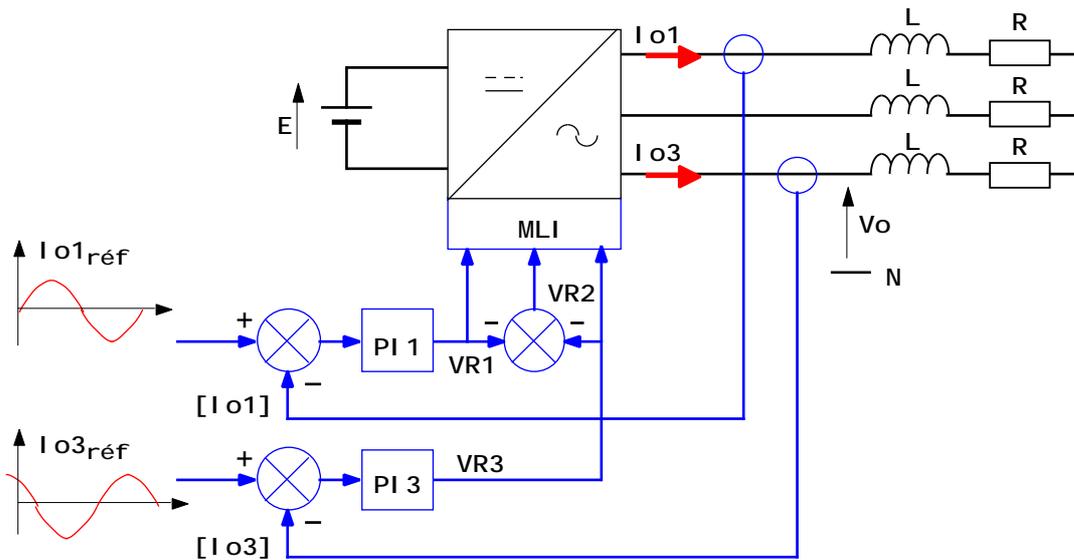
• Schéma de principe d'un onduleur monophasé, avec contrôle du courant sur charge RL



• Formes d'ondes de la tension et du courant



- Schéma de principe d'un onduleur triphasé, avec contrôle du courant



Le contrôle est réalisé sur les phases 1 et 3 à l'aide de régulateurs PI. La référence correspondant à la phase 2 ( $VR_2$ ) est élaborée à partir des sorties des régulateurs PI 1 et PI 3. En effet,  $i_{o1} + i_{o2} + i_{o3} = 0$   $VR_2 = - (VR_1 + VR_3)$ .

### 3 – Redresseur MLI

#### 3-1 : Principe de fonctionnement en redresseur

La réversibilité en courant de l'onduleur MLI autorise son fonctionnement en *redresseur MLI*. Il s'agit alors d'alimenter une charge (passive ou active) *en continu* à partir d'un réseau alternatif, le courant prélevé sur ce réseau étant *sinusoidal* et, éventuellement, en phase avec la tension. On peut donc, avec un redresseur MLI, obtenir un facteur de puissance très proche de l'unité. On peut aussi régler, par le contrôle, l'énergie réactive absorbée ou fournie.

Dans la plupart des applications, la charge du redresseur est de type source de tension (exemples : charge résistive + condensateur de filtrage en parallèle, moteur à courant continu). La structure du convertisseur devra être de type onduleur de tension. Le transfert d'énergie entre le réseau alternatif et le convertisseur nécessite l'insertion d'une inductance, en série, pour transformer l'ensemble *onduleur + charge* en source de courant.

Dans le fonctionnement en redresseur MLI, le réseau alternatif impose la valeur de la tension à l'entrée du convertisseur (côté alternatif). La tension sur le bus continu est liée à la tension alternative et au coefficient de réglage de la MLI :

$$Vo_{1ef} = r \cdot \frac{Uc}{2\sqrt{2}} \quad Uc = \frac{2\sqrt{2} \cdot Vo_{1ef}}{r}$$

$Vo_1$  : fondamental de la tension alternative, à l'entrée de l'onduleur

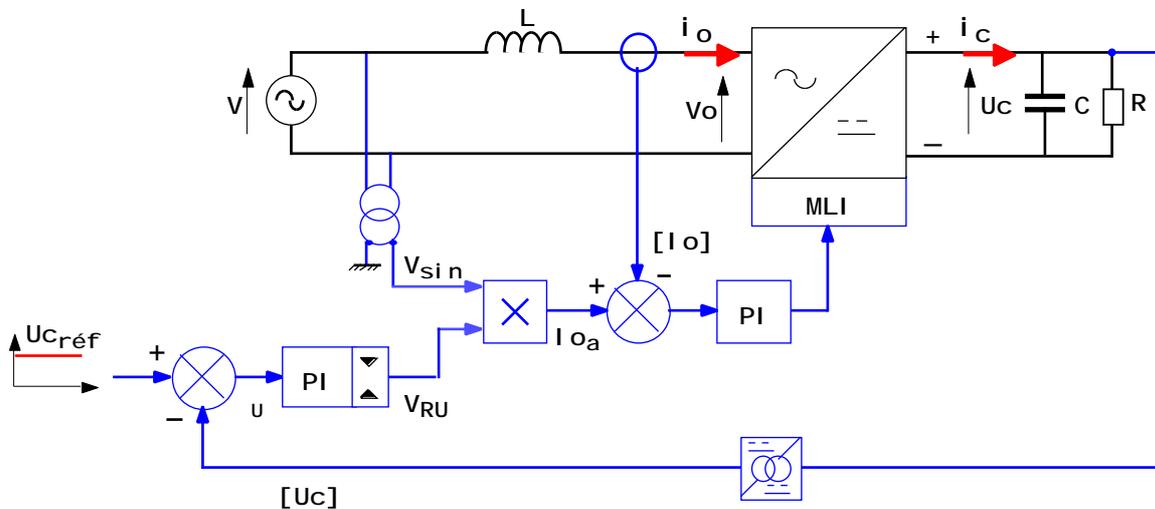
$Uc$  : tension sur le bus continu de l'onduleur

$r$  : coefficient de réglage de la MLI ( $0 < r < 1$ ).

Dans tous les cas,  $Uc > Vo_{ef}$  : un redresseur MLI fonctionne en *élévateur de tension*.

### 3-2 : Principe du contrôle en redresseur MLI

- Schéma de principe d'un redresseur MLI monophasé, avec charge résistive et  $f_p = 1$



$U_{c\text{réf}}$  : référence tension continue

$I_{o_a}$  : référence courant actif

La commande comporte 2 régulateurs *en cascade*.

- La boucle interne permet le contrôle du courant alternatif, en valeur instantanée. Pour imposer un courant sinusoïdal, en phase avec la tension, la *phase* de la référence courant ( $I_{o_a}$ ) est générée à partir de l'image de la tension alternative ( $V_{sin}$ ), l'*amplitude* étant réglée par la sortie de la boucle externe.

- La boucle externe réalise la régulation de la tension du bus continu ( $U_c$ ). Elle est nécessaire pour limiter  $U_c$ , à cause du caractère élévateur du montage. En outre, réguler  $U_c$  revient à régler la puissance fournie à la charge.

Si l'on veut un réglage linéaire, il faut réguler  $U_c^2$  puisque la puissance moyenne côté continu est :

$$P_C = \frac{U_c^2}{R}$$

La référence courant ( $I_{o_a}$ ), fournie par un multiplieur, s'exprime par :

$$I_{o_a} = VRU \times \sin t$$

L'amplitude de  $i_o$  est réglée par la sortie du régulateur tension pour adapter la puissance absorbée par l'onduleur à la puissance dissipée dans la charge. La limitation de  $VRU$  fixe la valeur max du courant alternatif.

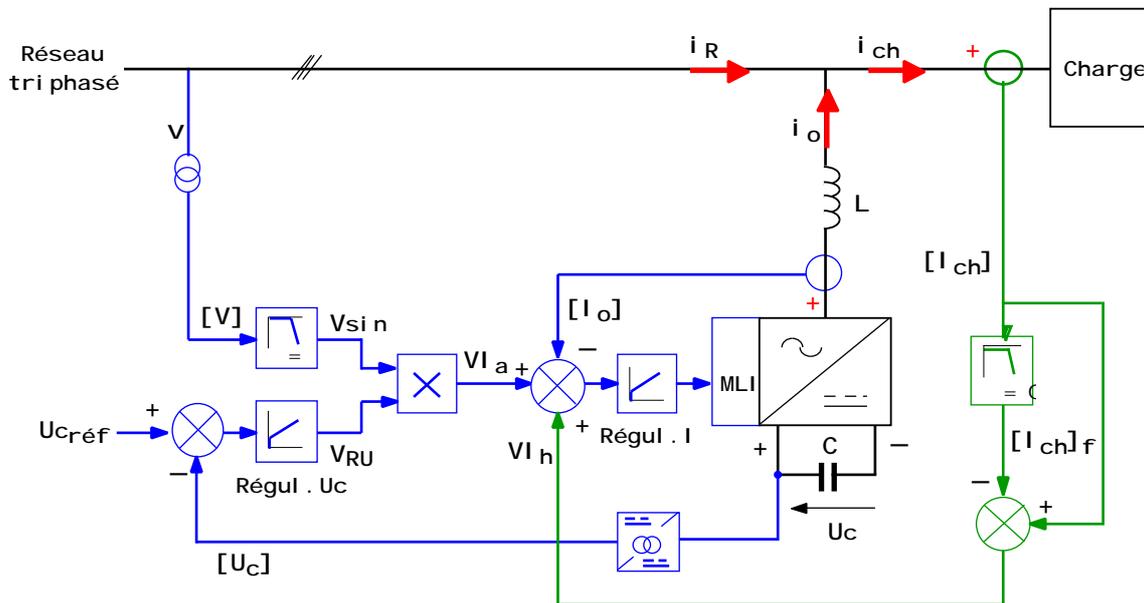
- Analyse "en tendance" des boucles de régulation :

- Etat initial :  $[U_c] = U_{c\text{réf}}$        $U = 0$

- Si l'on augmente  $U_{c\text{réf}}$        $U > 0$        $VRU \nearrow$        $I_{o_a} \nearrow$   
la puissance absorbée  $\nearrow$  et  $U_c \nearrow$ .

## 4 – Compensateur actif

### 4-1 : Principe du contrôle en compensation d'harmoniques



Le condensateur C, connecté sur le bus continu de l'onduleur, constitue un réservoir d'énergie susceptible de fournir à la charge non linéaire la *puissance déformante* due aux courants harmoniques.

La boucle de régulation externe (Régul.  $U_c$ ) fixe la valeur de la tension  $U_c$  du bus continu, choisie en fonction de la tension du réseau alternatif (voir chapitre 3). La structure de la boucle tension est identique à celle décrite dans le fonctionnement en redresseur MLI. La sortie du régulateur tension, multipliée par  $\sin t$ , donne la référence "composante active du courant onduleur :  $V_{I_a}$ ". En régime permanent,  $V_{I_a}$  se règle à 0, puisque le montage est non dissipatif (aux pertes près).

La référence "courant onduleur" est obtenue en ajoutant à  $V_{I_a}$ , la *tension image* de la *composante harmonique* du courant absorbé par la charge " $V_{I_h}$  : référence harmoniques", avec :  $V_{I_h} = [I_{ch}] - [I_{ch}]_f$

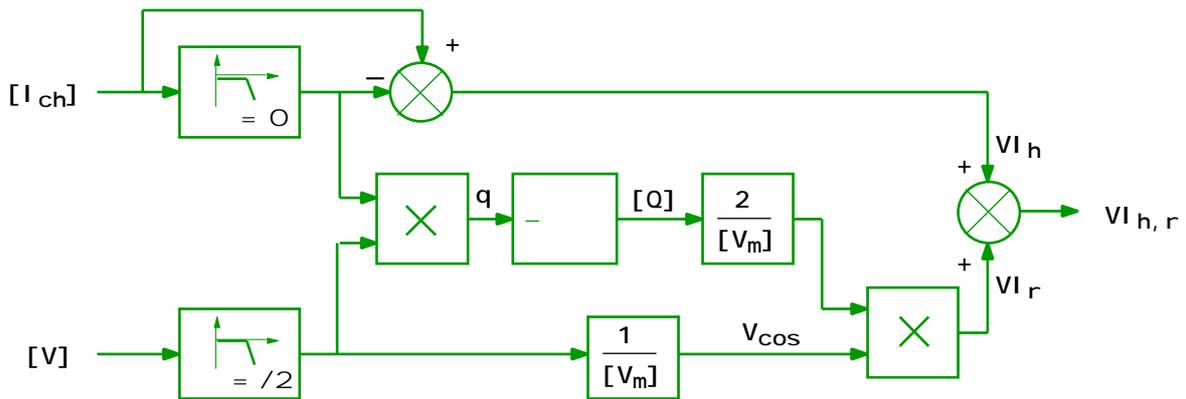
$[I_{ch}]_f$  : tension image du fondamental de  $i_{ch}$ , obtenue par un filtre passe-bas.

La boucle interne de courant génère la commande MLI, permettant le contrôle en valeur instantanée du courant fourni par l'onduleur. En régime permanent, celui-ci correspond à la composante harmonique de  $i_{ch}$ .

### 4-2 : Principe du contrôle en compensation de puissance réactive

Le condensateur C peut aussi fournir la *puissance réactive* absorbée par la charge (dans le cas d'un pont tout thyristors, par exemple). Pour cela, il faut ajouter à la référence "courant onduleur" la *tension image* de la *composante réactive* de  $i_{ch}$ . Celle-ci est élaborée en évaluant la puissance réactive absorbée par la charge.

- Schéma de principe de l'élaboration de la référence " courant harmonique + réactif "



- Principe de l'élaboration de la référence " courant réactif ", pour une phase :

En prenant comme référence de phase la tension simple réseau ( $v(t) = V_m \cdot \sin t$ ), la composante réactive du courant s'exprime par :  $i_{chr}(t) = -I_{chr_m} \times \cos t$

A partir de la tension image [V] de la tension simple réseau, on génère  $V_{cos} = -\cos t$ , en déphasant [V] de  $\pi/2$  et en divisant par  $[V_m]$  : amplitude de [V].

On calcule la puissance réactive, qui est donnée par l'expression :

$$Q = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T -V_m \cdot \cos t \times I_m \cdot \sin(t - \phi) \cdot dt$$

D'autre part :  $Q = V_{ef} \cdot I_{chr_{ef}} = V_m \cdot I_{chr_m} / 2$

On obtient l'image de  $i_{chr}(t)$ , en effectuant le produit de  $[2 \cdot Q/V_m]$  et de  $V_{cos}$ .

# Etude et dimensionnement du compensateur

## 1 – Caractéristiques de l'onduleur utilisé

Le prototype du compensateur actif a été réalisé à partir d'un onduleur didactique, commercialisé par SEMIKRON.

### Description du produit :

Le produit comprend :

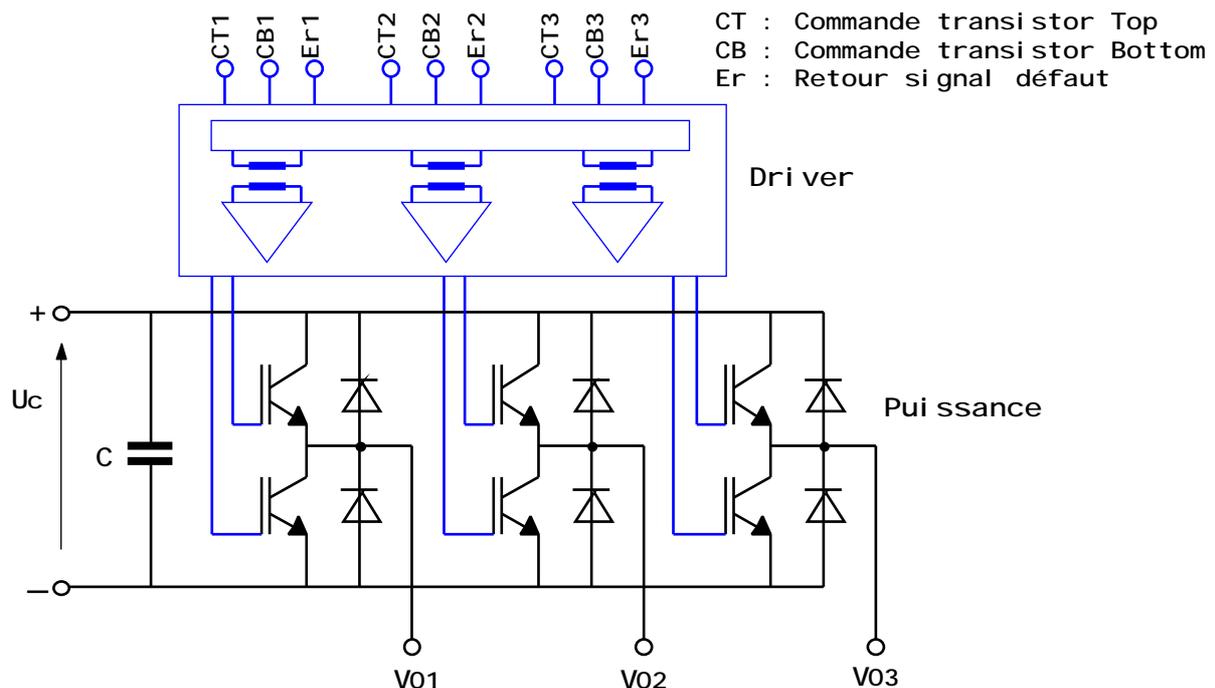
- 3 bras d'onduleur, constitués chacun d'un module de 2 IGBT (référence SKM 50 GB 123 D) monté sur dissipateur ;
- les drivers (référence SKHI 22), réalisant la commande rapprochée et la protection en cas de désaturation d'un transistor ;
- le condensateur de filtrage du bus continu (1100  $\mu\text{F}$  / 800V).

La commande des 6 interrupteurs est réalisée à partir de signaux, compatibles CMOS, appliqués sur connecteurs BNC. On dispose, également sur BNC, de signaux de défaut fournis par les drivers, que l'on peut reprendre sur la commande.

La puissance est connectée par l'intermédiaire de bornes de sécurité ( $I_{\text{max}} = 30\text{A}$ ).

L'ensemble est protégé par un capot en PVC transparent.

### Schéma de principe du module onduleur :



Principales caractéristiques :

✓ Caractéristiques limites de l'onduleur :

- IGBT 40A / 1200V

- Tension continue max :  $V_{c_{max}} = 750 \text{ V}$

✓ Limites fixées pour l'application :

• Courant débité par l'onduleur :

- valeur efficace :  $I_{O_{efmax}} = 12 \text{ A}$

- valeur crête :  $I_{O_{max}} = 25 \text{ A}$

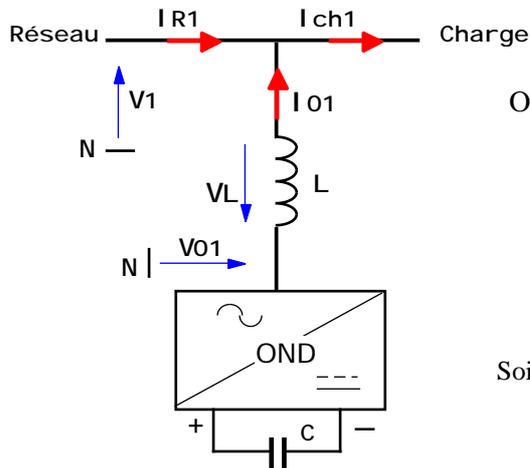
• Tension continue :  $U_c$  à 600 V

• Fréquence de découpage :  $f_d = 10 \text{ kHz}$

## 2 – Etude en compensation d'énergie réactive

### 2-1 : Relations fondamentales

On se place dans le cas où la charge est inductive et ne génère pas d'harmoniques. Le compensateur statique se comporte en générateur de courants réactifs à la fréquence de 50Hz. Les courants sont sinusoïdaux et l'on peut écrire les relations en notation complexe.



On peut écrire, pour la phase 1 :

$$\underline{I_{ch1}} = \underline{I_{R1}} + \underline{I_{O1}} \quad (1)$$

$\underline{I_{R1}}$  est en phase avec  $V_1$

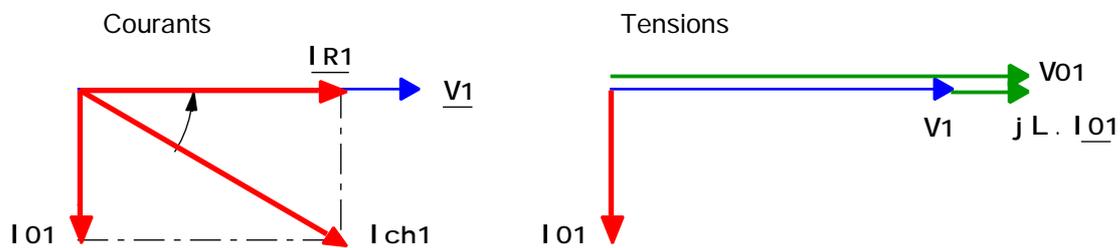
(correspond à la composante active de  $I_{ch1}$ )

$\underline{I_{O1}}$  est en quadrature arrière par rapport à  $V_1$

Soit  $V_{O1}$  : fondamental de la tension alternative onduleur

$$\underline{V_{O1}} = V_1 + \underline{V_L} = V_1 + jL \cdot \underline{I_{O1}} \quad (2)$$

#### • Diagrammes de Fresnel



$V_{O1}$  est en phase avec  $V_1$  la relation (2) est algébrique :

$$V_{Oef} = V_{ef} + L \cdot \omega \cdot I_{Oef} \quad (3)$$

Par ailleurs, le fondamental de la tension alternative onduleur ( $V_0$ ) s'exprime, en fonction de la tension continue ( $U_c$ ) et du coefficient de réglage ( $r$ ) de la commande MLI, par la relation :

$$V_{Oef} = r \cdot \frac{U_c}{2 \cdot \sqrt{2}} \quad (4)$$

#### Principe de la commande de l'onduleur :

- On maintient la tension continue  $U_c$  constante par une 1<sup>ère</sup> boucle de régulation.
- La boucle de régulation de courant agit sur le coefficient de réglage de la MLI et donc sur la tension de sortie de l'onduleur.
- On impose ainsi, en valeur instantanée, le courant fourni par l'onduleur ( $I_0$ ).

## 2-2 : Dimensionnement des composants passifs

### 2-21 : Adaptation des tensions réseau et onduleur

La tension alternative en sortie de l'onduleur ( $V_0$ ) est limitée par la tension maximale admissible sur le bus continu ( $U_c$ ).

Par ailleurs, l'inductance  $L$  doit être dimensionnée pour que la chute de tension  $L \cdot I_{O_{ef}}$  soit de l'ordre de 20% de la tension réseau (pour le courant onduleur maximal).

Les relations (3) et (4) permettent de lier la valeur de la tension continue  $U_c$  à la valeur de la tension réseau  $U_{ef}$  (tension entre phases) :

$$U_c = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{O_{efmax}}}{r_{max}} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,2 \cdot U_{ef}}{\sqrt{3} \cdot r_{max}} \cdot \frac{U_{ef}}{r_{max}}$$

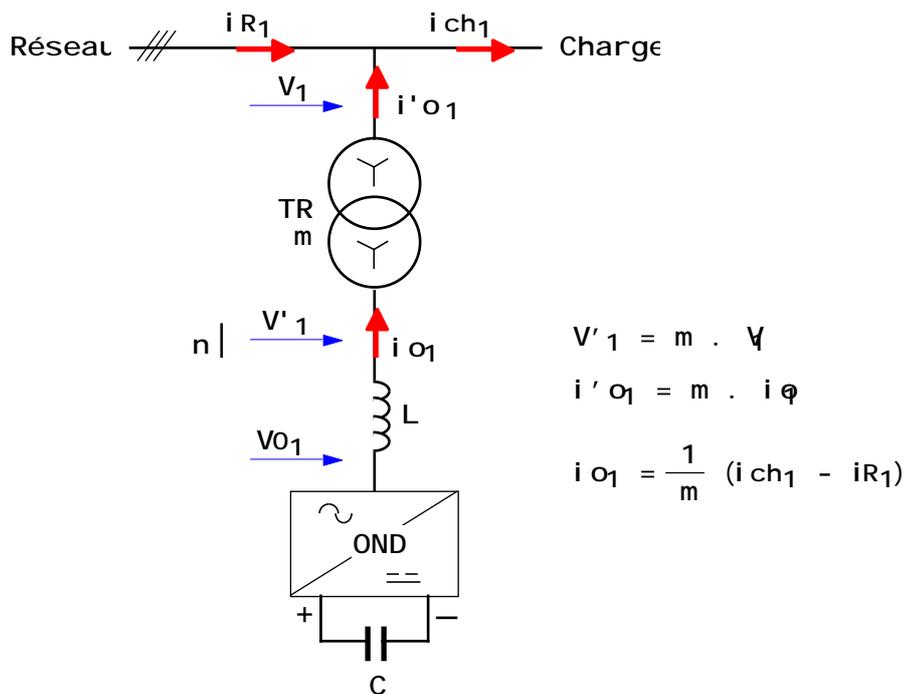
Avec un réseau 400 V et en fixant  $r_{max} = 0,8$  :  $U_c = 1000$  V

Pour l'onduleur SEMIKRON utilisé, on ne peut dépasser :  $U_c = 750$  V. Il est donc nécessaire d'abaisser la tension par un transformateur placé entre le réseau et le filtre actif. Pour ne pas introduire de déphasage, on choisit un transformateur Yy0 de rapport de transformation  $m = 1 / 3$  (transformateur 400V / 230V).

Avec le transformateur :  $U_c = 580$  V

On adopte une tension sur le bus continu de :  $U_c = 600$  V

Schéma du compensateur actif avec transformateur d'adaptation au réseau



$$\begin{aligned} V'_{1} &= m \cdot V \\ i'_{o1} &= m \cdot i_{\phi} \\ i_{o1} &= \frac{1}{m} (i_{ch1} - i_{R1}) \end{aligned}$$

## 2-22 : Dimensionnement des inductances de filtrage du courant onduleur

Les inductances  $L_{1,2,3}$  transforment l'ensemble "condensateur + onduleur" en source de courant et réalisent le lissage des courants onduleur  $I_{O1,2,3}$ .

L'ondulation (à la fréquence de découpage  $f_d$ ) du courant alternatif onduleur ( $I_O$ ) est liée à la tension continue  $U_c$  et à l'inductance de filtrage  $L$  par la relation :

$$I_{Omax} = \frac{U_c}{12 \cdot f_d \cdot L}$$

( $I_{Omax}$  correspond à un échelon de tension aux bornes de  $L = U_c/3$  et un rapport cyclique de découpage = 0,5)

On en déduit l'expression permettant de dimensionner l'inductance  $L$ , en fonction de l'ondulation relative du courant ( $I_O(\%) = 100 \cdot I_O/I_{Oef}$ ) :

$$L = \frac{100 \cdot U_c}{12 \cdot f_d \cdot I_O(\%) \cdot I_{Oef}}$$

Application numérique :

$$U_c = 600 \text{ V}$$

$$f_d = 10 \cdot 10^3 \text{ Hz}$$

$$I_O = 5 \%$$

$$I_{Oef} = 12 \text{ A}$$

$$L = 8,3 \text{ mH}$$

Avec la valeur de  $L$  calculée, il faut vérifier que la chute de tension, pour le courant maximal, est inférieure à 20 % de la tension réseau au secondaire du transformateur ( $V'$ ).

$$V_L = L \cdot I_{Oef} \quad V_L = 31 \text{ V} \text{ soit } 23 \% \text{ de } V'$$

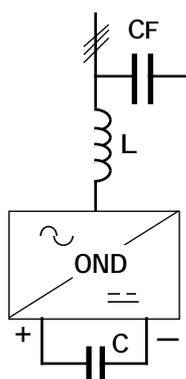
En définitive, on retiendra :

$$L = 7 \text{ mH}$$

## 2-23 : Problème posé par les commutations de tension, en sortie de l'onduleur

Au moment des commutations, les tensions de sortie de l'onduleur ( $V_{O1,2,3}$ ) subissent des discontinuités importantes ( $= 2 \cdot U_c/3$ ). Le gradient de tension ( $dV/dt$ ) est alors très élevé ( $\gg 1000V/\mu s$ ). Ces  $dV/dt$  génèrent des surintensités à travers les capacités parasites de l'inductance  $L$  et du transformateur ( $I_c = C \cdot dV/dt$ ).

Pour éviter que ces surintensités n'affectent le courant réseau, on place des condensateurs, cablés en étoile, au secondaire du transformateur.



$CF$  et  $L$  réalisent un filtre passe bas du 2° ordre.  
On fixe la pulsation propre à une décade au dessous de la fréquence de découpage :

$$CF = \frac{100}{(2 \cdot f_d)^2 \cdot L}$$

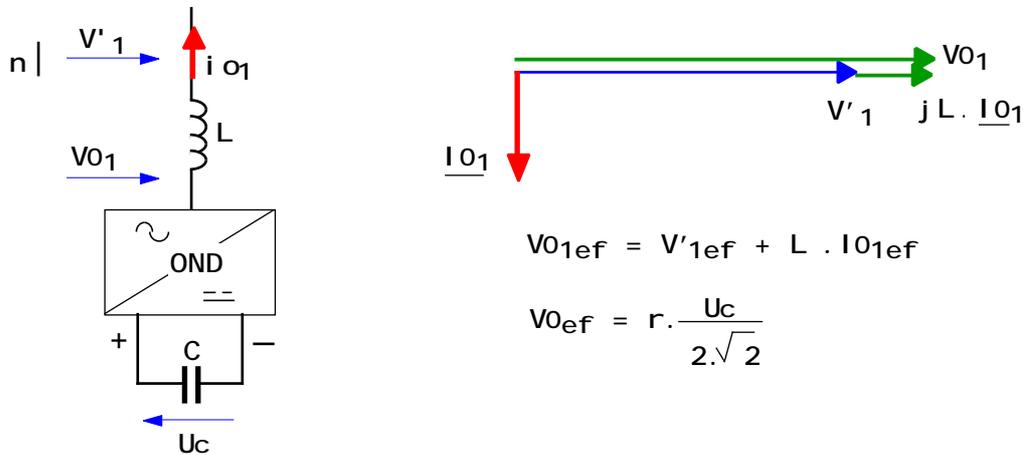
$$f_d = 10 \text{ kHz}$$

$$L = 7 \text{ mH}$$

$$CF = 4,7 \mu F$$

## 2-3 : Puissance réactive fournie par le compensateur statique

• Diagramme de Fresnel :



La puissance réactive fournie par le compensateur actif s'exprime par :

$$Q = 3 \cdot V'_{ef} \cdot I_{oef}$$

$$I_{oef} = \frac{V_{0ef} - V'_{ef}}{L}$$

$$Q = 3 \cdot V'_{ef} \cdot \frac{V_{0ef} - V'_{ef}}{L}$$

La tension onduleur alternative ( $V_o$ ) est liée à la tension continue ( $U_c$ ) et au coefficient de réglage ( $r$ ) :

$$V_{0ef} = r \cdot \frac{U_c}{2 \cdot \sqrt{2}}$$

On en déduit :  $Q = k \cdot r - Q_{cc}$

$$\text{avec : } Q_{cc} = \frac{3 \cdot V_{ef}^2}{L} \quad \text{et} \quad k = \frac{3 \cdot V'_{ef} U_c}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot L}$$

• Conséquences :

- La puissance réactive maximale que peut fournir le compensateur ( quand  $r = r_{max}$  ) est fonction de la valeur de  $U_c$  ( mais également de  $I_{oefmax} : Q_{max} = 3 \cdot V'_{ef} \cdot I_{oefmax}$  ).
- A  $U_c = \text{constante}$ , on fait varier  $Q$  par le coefficient de réglage  $r$ .
- En fonction de la valeur de  $r$ , le compensateur fournit de la puissance réactive ( $Q > 0$ ) ou en absorbe ( $Q < 0$ ).

*Application numérique : voir page suivante*

• Application numérique :

$$V'_{ef} = 133 \text{ V}$$

$$U_c = 600 \text{ V}$$

$$L = 7 \text{ mH}$$

$$= 314 \text{ rd.s}^{-1}$$

$$I_{O_{efmax}} = 12 \text{ A}$$

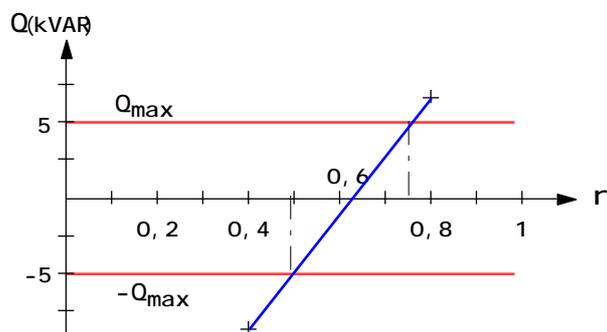
$$k = 38,5 \cdot 10^3$$

$$Q_{CC} = 24,1 \cdot 10^3 \text{ VAR}$$

$$Q = 38,5 \cdot 10^3 \cdot r - 24,1 \cdot 10^3$$

$$Q_{max} = 5 \cdot 10^3 \text{ VAR}$$

Graphe  $Q = (r)$



$$-5 \text{ kVAR} < Q < 5 \text{ kVAR}$$

$$0,5 < r < 0,76$$

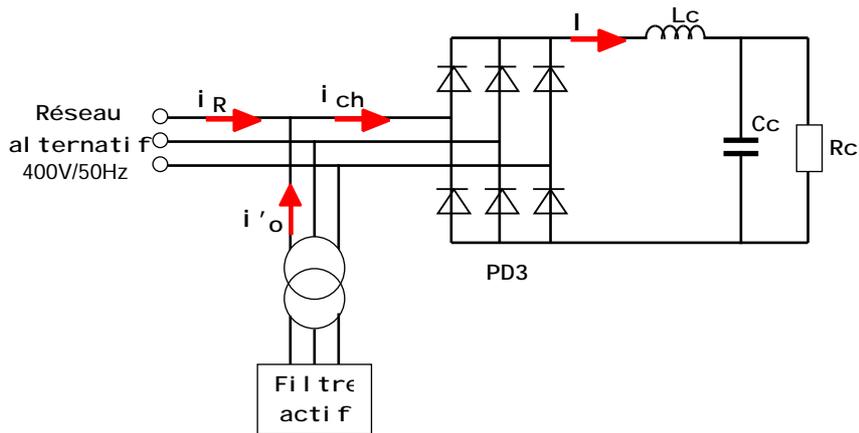
### 3 – Etude en compensation d'harmoniques

#### 3-1 : Cadre de l'étude

On considère une charge qui absorbe un courant ( $i_{ch}$ ) comportant une composante active ( $i_{cha}$ ), une composante harmonique ( $i_{chn}$ ) mais pas de composante réactive :

$$i_{ch} = i_{cha} + i_{chn} \quad (i_{chr} = 0)$$

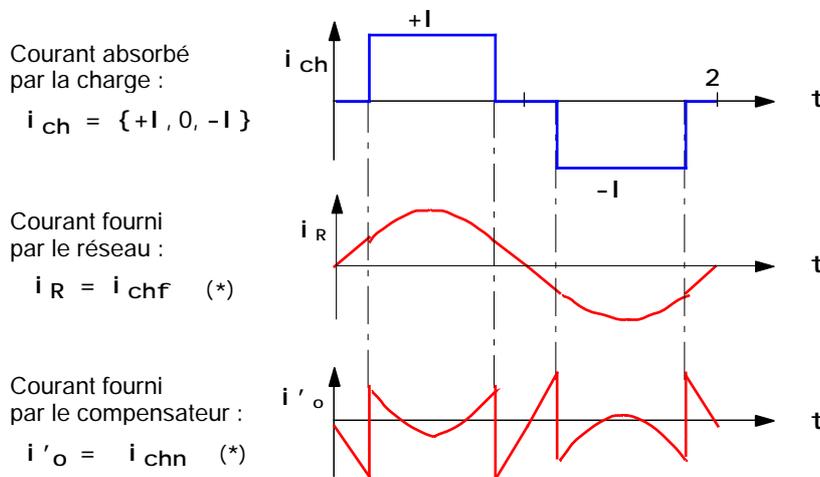
C'est typiquement le cas d'un pont de diodes triphasé avec un filtre LC côté continu.



Dans ce mode de fonctionnement, l'ensemble "condensateur + onduleur + inductances de lissage" se comporte en générateur de courants harmoniques et réalise donc la fonction : *compensateur actif d'harmoniques*.

#### 3-2 : Etude du courant fourni par le compensateur

Formes d'ondes :



(\*)  $i_{chf}$ : fondamental de  $i_{ch}$  ;  $i_{chn}$ : harmonique de rang n

Développement en série de Fourier de  $i_{ch}(t)$  :

$$i_{ch}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{3} \cdot I \left( \sin t - \frac{1}{5} \sin 5t - \frac{1}{7} \sin 7t + \frac{1}{11} \sin 11t + \frac{1}{13} \sin 13t \dots \right)$$

Valeur efficace de  $i_{ch}$  :

$$I_{ch_{ef}} = I \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}$$

Valeur efficace de  $i_R$  :

$$I_{R_{ef}} = I_{ch_{ef}} = I \cdot \frac{\sqrt{6}}{3}$$

Valeur efficace de  $i'_o$  :

$$I'_{O_{ef}} = I \cdot \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{6}{2}} = 0,242 \cdot I$$

Valeur crête de  $i'_o$  :

$$I'_{O_{max}} = \frac{I_{R_{ef}} \cdot \sqrt{2}}{2} = I \cdot \frac{\sqrt{3}}{3} = 0,551 \cdot I$$

Facteur de crête :

$$F = \frac{I'_{O_{max}}}{I'_{O_{ef}}} = 2,3$$

### 3-3 : Limitation de la puissance de la charge, due au courant onduleur max

La puissance de la charge que l'on peut compenser est limitée par les valeurs maximales efficace et crête du courant alternatif onduleur.

$$\begin{aligned} I_{O_{efmax}} &= 12 \text{ A} & I'_{O_{efmax}} &= 6,9 \text{ A} \\ I_{O_{max}} &= 25 \text{ A} & I'_{O_{max}} &= 14,4 \text{ A} \end{aligned}$$

Pour  $I_{O_{efmax}} = 12 \text{ A}$ , et en tenant compte du facteur de crête  $F = 2,3$ , la valeur crête de  $I_O$  vaut :  $I_{O_{max}} = F \cdot I_{O_{efmax}} = 27,6 \text{ A}$

La limite sur la valeur crête du courant onduleur est donc plus contraignante que la limite sur la valeur efficace. On détermine la puissance max de la charge à partir de  $I_{O_{max}} = 25 \text{ A}$ .

On peut exprimer la puissance active absorbée par la charge en fonction de  $I'_{O_{max}}$  :

$$P = 3 \cdot V_{ef} \cdot I_{R_{ef}} = 3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ef} \cdot I'_{O_{max}}$$

• Application numérique :

$$\begin{aligned} V_{ef} &= 230 \text{ V} & P_{max} &= 14 \text{ kW.} \\ I'_{O_{max}} &= 14,4 \text{ A} \end{aligned}$$

### 3-4 : Limitation du rang des harmoniques compensés

- Approche qualitative du problème

Pour le type de charge étudié (pont de diodes + charge inductive), le courant absorbé ( $i_{ch}$ ) est rectangulaire et sa décomposition spectrale comporte des harmoniques de rangs élevés (dus aux discontinuités).

Le gradient du courant fourni par le compensateur actif ( $di_o/dt$ ) est limité par les inductances ( $L_{1,2,3}$ ) de lissage. De ce fait,  $i_o$  ne peut "suivre"  $i_{ch}$  au moment des discontinuités : les harmoniques de rangs élevés ne sont pas compensés.

- Etude quantitative :

La bande passante du compensateur actif est limitée par la fréquence de coupure de la boucle de régulation de courant, que l'on fixe à une valeur inférieure à la fréquence de découpage ( $f_d/4$  par exemple).

Dans les relations écrites ci-dessous, on ne tient pas compte des harmoniques dus à la MLI : la tension onduleur  $V_O$  est alors approximée par sa valeur moyenne sur chaque période de découpage (notée  $V_O^*$ ) ; le courant  $i_o$  n'est pratiquement pas modifié.

On établit  $V_O^*(t)$ , à partir de :

$$V_O(t) = V(t) + L \cdot \frac{di_o}{dt} \quad \text{avec : } i_o(t) = \sqrt{3} \cdot i'_{o}(t) = \sqrt{3} \cdot i_{chn}$$

Le courant fourni par l'onduleur correspond à la composante harmonique de  $i_{ch}$  :

$$i_o(t) = \frac{6}{5} \cdot I \left( -\frac{1}{5} \sin 5 t - \frac{1}{7} \sin 7 t + \frac{1}{11} \sin 11 t + \dots \right)$$

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{6}{5} \cdot I \left( -\cos 5 t - \cos 7 t + \cos 11 t + \dots \right)$$

On déduit, des relations précédentes, l'équation de  $V_O^*(t)$  :

$$V_O^*(t) = V'_{max} \cdot \sin t + \frac{6}{5} L \cdot I \left( -\cos 5 t - \cos 7 t + \cos 11 t + \dots \right)$$

La puissance apparente de la charge est proportionnelle au courant continu ( $I$ ) :

$$S = 3 \cdot V_{ef} \cdot I \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}$$

Par ailleurs,  $V_O^*(t)$  s'exprime en fonction de la tension continue ( $U_c$ ) et de la tension de référence MLI ( $VR(t)$ ) :

$$V_O^*(t) = \frac{U_c}{2} \cdot \frac{VR(t)}{VP_{max}} \quad \text{avec : } \frac{VR_{max}}{VP_{max}} < \text{à } 1$$

Conséquence :

On doit choisir la tension continue  $U_c$  en fonction de la *puissance apparente* de la charge et du *rang maximal de l'harmonique* que l'on veut compenser .

- Détermination de la valeur de réglage de  $U_c$  :

Méthode :

- on calcule  $I$  en fonction de la puissance apparente  $S$  de la charge ;
- on écrit l'équation de  $V_0^*(t)$ , incluant les termes correspondants aux harmoniques que l'on veut compenser, puis on détermine la valeur maximale de  $V_0^*(t)$  :  $V_{0^*max}$  ;
- on calcule  $U_c$  par :

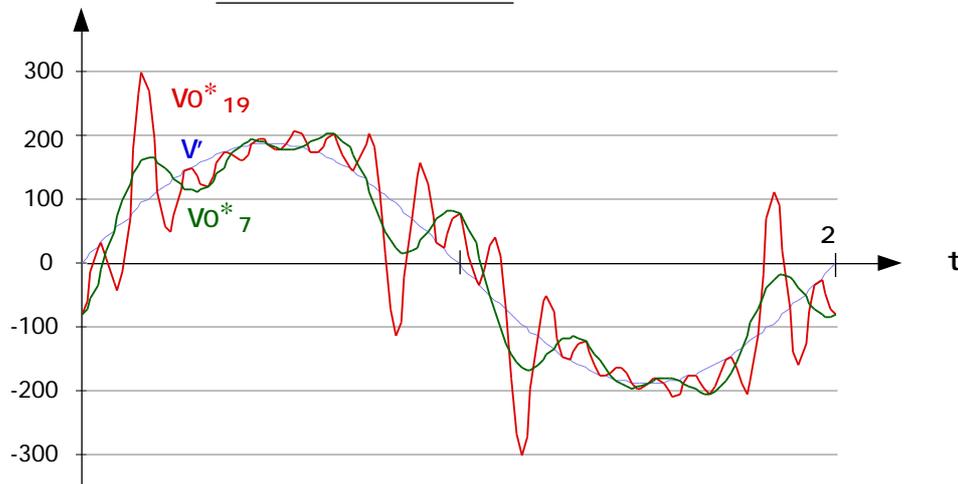
$$U_c = \frac{2 \cdot V_{0^*max}}{r_{max}} \quad \text{avec} \quad r_{max} = \frac{V_{Rmax}}{V_{Pmax}}$$

Application numérique :

Données :

-  $V'_{ef} = 133 \text{ V}$  ;  $L = 7 \text{ mH}$  ;  $S = 5 \text{ kVA}$        $I = 8,9 \text{ A}$  ;  $r_{max} = 0,8$ .

Chronogrammes de  $V_0^*$



$V_0^*_7$  : chronogramme de la tension onduleur nécessaire pour compenser les harmoniques 5, 7

$$V_{0^*_7max} = 200 \text{ V} \quad U_c = 500 \text{ V}$$

$V_0^*_{19}$  : chronogramme de la tension onduleur nécessaire pour compenser les harmoniques jusqu'au rang 19

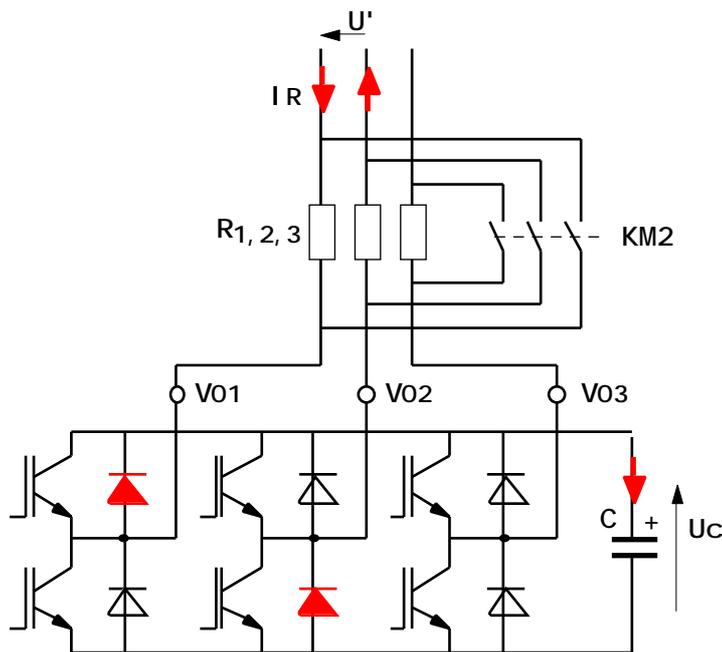
$$V_{0^*_{19max}} = 300 \text{ V} \quad U_c = 750 \text{ V}$$

#### 4 – Résistances de charge du condensateur C

- Charge du condensateur C :

L'alimentation de puissance de l'onduleur doit être connectée avant l'application des signaux de commande sur les transistors. Dès que l'on relie l'onduleur au réseau, le condensateur C se charge à travers les diodes placées en antiparallèle sur les IGBT. Il est indispensable de limiter le courant de charge à l'aide de résistances montées en série sur l'alimentation alternative de l'onduleur. Ces résistances seront ensuite court-circuitées.

Schéma de l'onduleur, avec les résistances de charge :



$R_{1, 2, 3}$  : résistances de charge du condensateur C

- Dimensionnement de  $R_{1, 2, 3}$  :

La résistance équivalente de charge est égale à  $2R$ .

$$I_{R_{max}} = \frac{U'_{max}}{2 \cdot R} \quad R = \frac{U'_{max}}{2 \cdot I_{R_{max}}}$$

On fixe  $I_{R_{max}} = 25 \text{ A}$      $R = 6,5$     on choisit :  $R = 10$

La durée de la charge est évaluée à :  $T_c = 5 \cdot C = 5 \cdot 2 \cdot R \cdot C$

$$C = 1100 \text{ } \mu\text{F} \quad T_c = 0,1 \text{ s}$$

L'énergie dissipée dans la résistance équivalente de charge vaut :

$$E_c = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U_c^2 = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U'_{max}^2 \quad E_c = 58 \text{ J}$$

Puissance moyenne dissipée dans chaque résistance pendant  $T_c$  :

$$P_c = \frac{E_c}{2 \cdot T_c} \quad P_c = 290 \text{ W}$$

Cette valeur étant trop élevée, on augmente  $R$  on choisit :  $R = 47$

Avec  $R = 47$  :  $T_c = 0,5 \text{ s}$  ;  $P_c = 58 \text{ W}$

La durée de la pointe de courant étant très faible, on peut prendre, pour déterminer la puissance nominale des résistances, un coefficient de surcharge en puissance de 10.

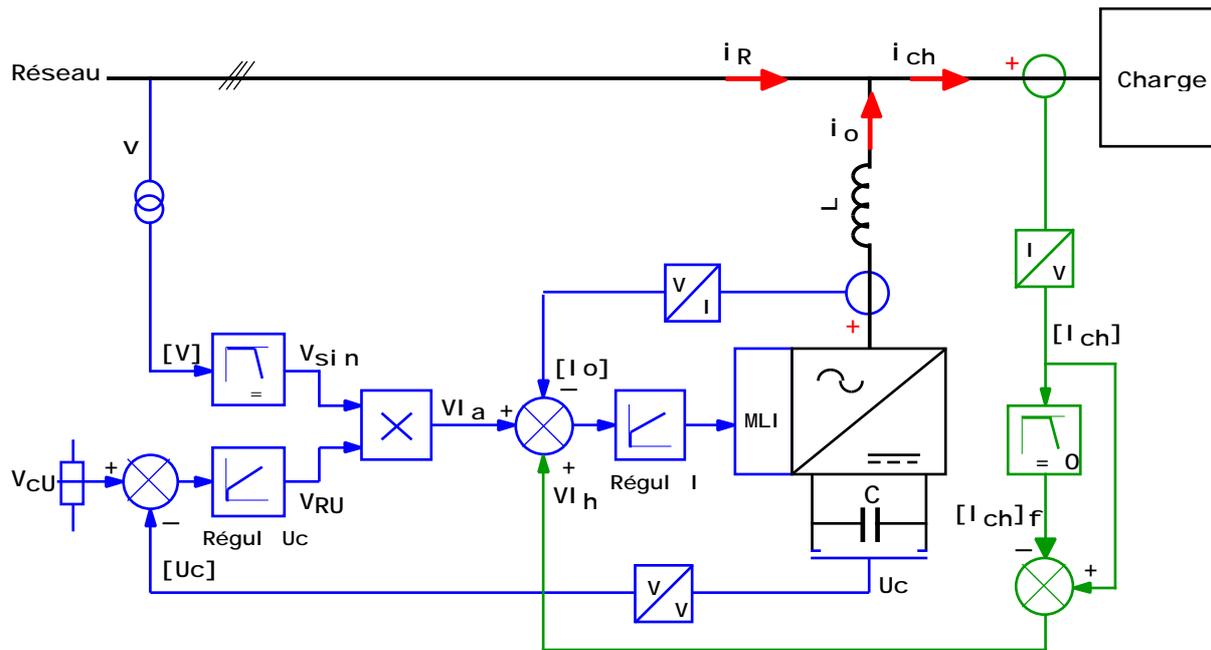
$$P_N = 6 \text{ W}$$

Choix : Résistances  $R_1, R_2, R_3$  : 47 / 6 W.

# Etude et réglage des boucles de régulation

## 1 - Principe de la régulation

Schéma de principe des boucles de régulation (en compensation d'harmoniques)

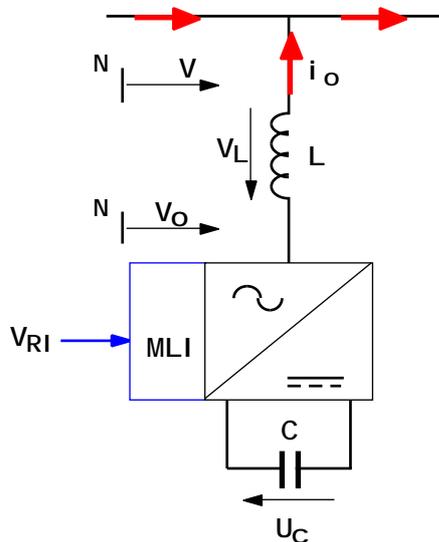


Une boucle interne de régulation (Régul . I) impose la valeur instantanée des courants fournis par l'onduleur. Une 2<sup>ème</sup> boucle, externe, (Régul . Uc) assure la régulation de la tension du bus continu. Les références "courant actif" des phases 1 et 3,  $V_{Ia(1,3)}$ , sont élaborées à partir de la tension simple réseau correspondante, que l'on multiplie par la tension de sortie du régulateur de tension ( $V_{RU}$ ). Les références "courant réactif et harmonique"  $V_{Ih,q(1,3)}$  sont déterminées par estimation des harmoniques et de la composante réactive du courant dans la charge. Le signal de contrôle du courant de la phase 2 est élaboré à partir des sorties des régulateurs 1 et 3.

Un filtre passe-bas est utilisé pour générer chaque référence "tension simple réseau"  $V_{sin(1,3)}$ . Les retours "courant onduleur"  $I_{o(1,3)}$  étant câblés en convention générateur (courant sortant de l'onduleur), un déphasage de  $180^\circ$  est introduit sur les références "tension simple réseau".

## 2 - Modélisation du compensateur actif :

### 2-1 : Inductance :



$$i_{ch} = i_R + i_o$$

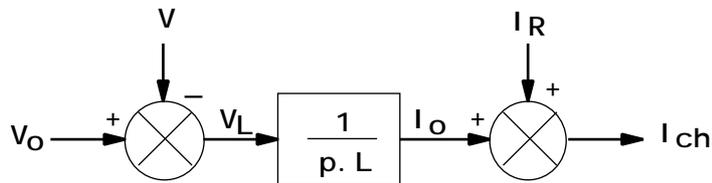
$$V_L = V_o - V = L \cdot \frac{di_o}{dt}$$

En notation symbolique :

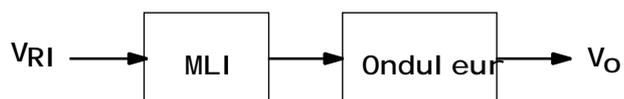
$$V_L(p) = V_o(p) - V(p) = L \cdot p \cdot I_o(p)$$

$$I_o(p) = \frac{V_o(p) - V(p)}{p \cdot L}$$

Les équations ci-dessus conduisent au schéma-bloc :



### 2-2 : Onduleur + Commande MLI

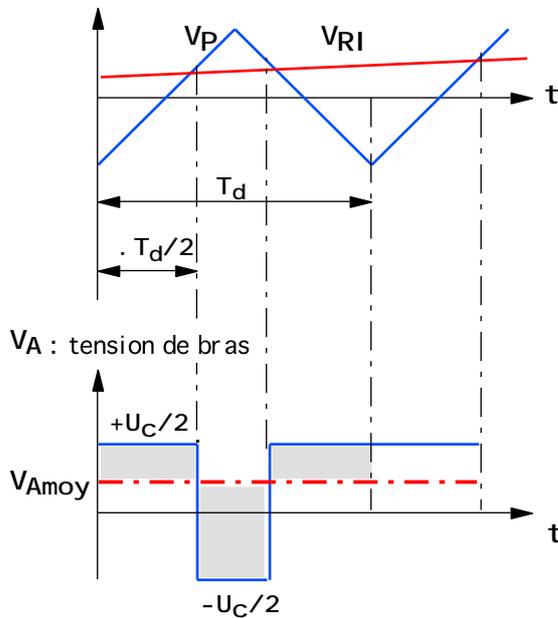


$V_{RI(1, 2, 3)}$  : tension de sortie du régulateur de courant

$V_{O(1, 2, 3)}$  : fondamental de la tension alternative, en sortie de l'onduleur

Sur une période de découpage ( $T_d$ ), on peut approximer  $V_O$  par sa valeur moyenne, notée  $V_{O moy(T_d)}$ . (on néglige les harmoniques dus à la porteuse triangulaire)

Or :  $V_{O moy(T_d)} = V_{A moy}$ ,  $V_A$  étant la tension de sortie de l'onduleur par rapport au point milieu (fictif) de la source de tension continue. ( $V_O(t)$  et  $V_A(t)$  ont le même fondamental).



$$V_{A moy} = \frac{U_c}{2} \cdot (2 - 1)$$

$$\text{avec } = \frac{V_{Pmax} + V_{RI}}{2 \cdot V_{Pmax}}$$

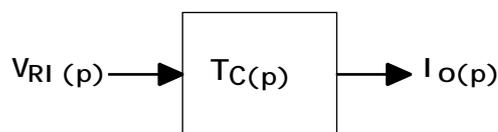
$V_{Pmax}$  : amplitude du signal triangle (porteuse)

$$V_{A moy} = \frac{U_c}{2} \cdot \frac{V_{RI}}{V_{Pmax}}$$

On en déduit la fonction de transfert de l'ensemble MLI + Onduleur :

$$T_{O(p)} = \frac{V_{O(p)}}{V_{RI(p)}} = \frac{U_c}{2 \cdot V_{Pmax}}$$

2-3 : Fonction de transfert du compensateur actif non régulé :



$$T_{C(p)} = \frac{I_{O(p)}}{V_{RI(p)}} = \frac{U_c}{2 \cdot L \cdot V_{Pmax} \cdot p} = \frac{1}{a \cdot p}$$

La fonction de transfert du système non corrigé comporte un intégrateur.

Application numérique :

$$U_c = 600 \text{ V}$$

$$L = 7 \text{ mH}$$

$$V_{Pmax} = 5 \text{ V}$$

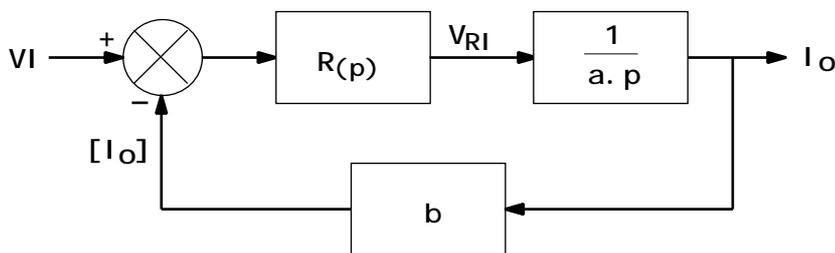
$$a = 0,12 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

### 3 - Régulateur courant onduleur

Pour annuler l'erreur de traînage (suivi de la référence valeur instantanée du courant), on met en œuvre un régulateur de type P. I. que l'on dimensionne pour une bande passante de la boucle de courant inférieure à la fréquence de découpage. Pratiquement, on limitera la bande passante à  $f_d/4$  environ.

#### 3-1 : Fonction de transfert de la boucle courant

Schéma-bloc de la boucle de régulation du courant onduleur



$V_I$  : référence courant

$[I_o]$  : tension image courant onduleur

$$R(p) = \frac{1 + 1 \cdot p}{2 \cdot p} = K \frac{1 + i \cdot p}{i \cdot p} \quad \text{: F. de T. du régulateur P.I.}$$

$$b = \frac{[I_o]}{I_o} = 0,25 \text{ V/A} \quad \text{: facteur d'échelle du module de mesure du courant}$$

• Expressions des différentes fonctions de transfert :

- Chaîne directe :  $TA(p) = \frac{1 + 1 \cdot p}{a \cdot 2 \cdot p^2}$

- Boucle ouverte :  $TBO(p) = b \cdot TA(p)$

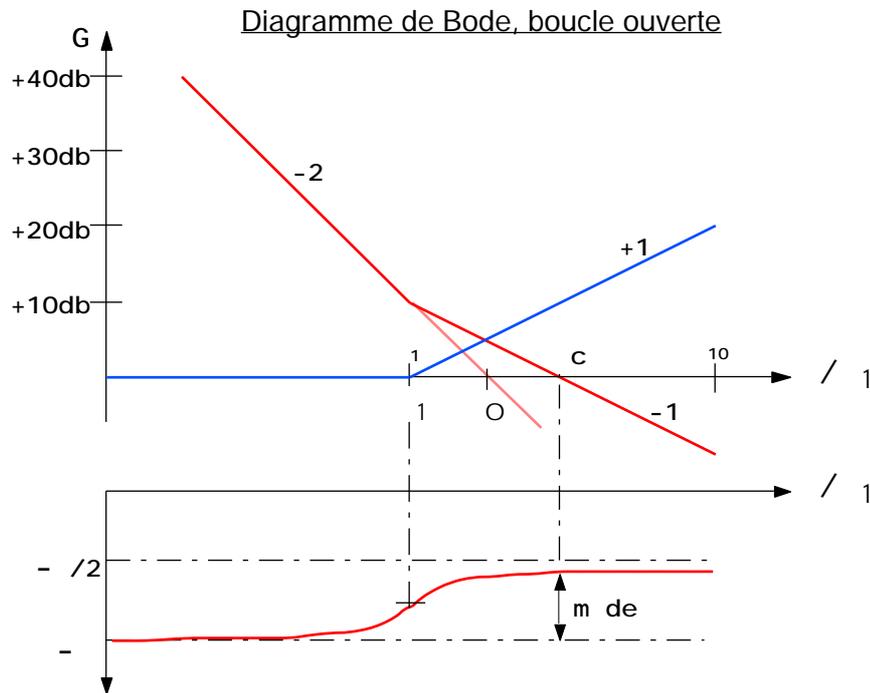
- Boucle fermée :  $TBF(p) = \frac{TA(p)}{1 + b \cdot TA(p)} = \frac{1}{b} \cdot \frac{1 + 1 \cdot p}{1 + 1 \cdot p + \frac{a \cdot 2}{b} \cdot p^2}$

#### 3-2 : Dimensionnement du régulateur de courant

• On définit d'abord la condition de stabilité à partir de l'étude de la fonction de transfert en boucle ouverte, en régime harmonique.

$$TBO(j\omega) = \frac{1 + j \cdot (\omega / 1)}{j^2 \cdot (\omega / \omega_0)^2} \quad \text{avec : } \omega_0 = \frac{1}{1} \quad \text{et} \quad \omega_c = \sqrt{\frac{b}{a \cdot 2}}$$

- Pour assurer une marge de phase suffisante, il faut que la courbe de gain coupe l'axe 0 db avec une pente de -20 db/dec.

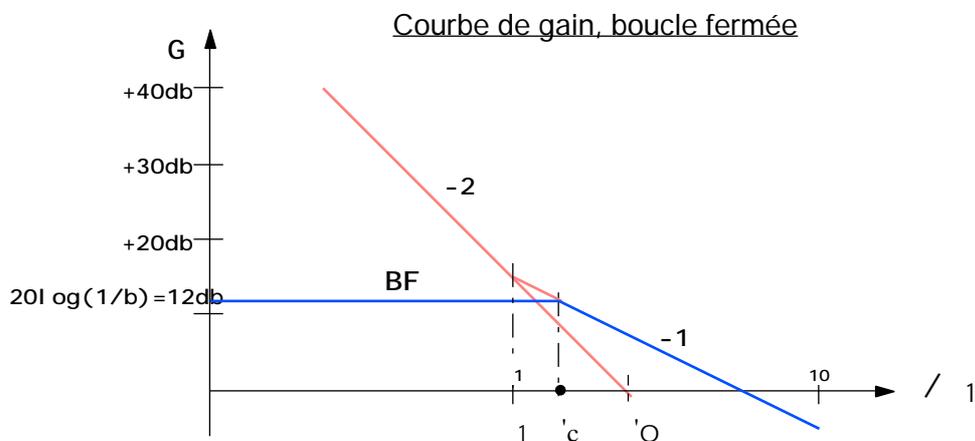


Une marge de phase de  $60^\circ$  correspond à :

$$\omega_c / \omega_1 = \sqrt{3} \quad \text{et} \quad \omega_c / \omega_0 = \sqrt{2} \quad \omega_0 / \omega_1 = 1,225$$

- On détermine  $\omega_1$  pour avoir une bande passante en boucle fermée à  $f_c/4$ , en traçant l'allure de la courbe de gain de la fonction de transfert en boucle fermée. Pour cela, on trace les courbes de gain de la chaîne directe  $TA(j\omega)$  et de l'inverse du retour  $(1/b)$ .

$$TA(j\omega) = \frac{1 + j\omega/\omega_1}{j^2 \omega^2 (\omega/\omega_0)^2} \quad \text{avec} \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{a \cdot 2}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{b}}$$



Avec  $b = 0,25 \text{ V/A}$  :  $\omega_0 = 2$ ,  $\omega_1 = 2,5$  et  $\omega_c = 1,6$

• Le dimensionnement du régulateur de courant s'effectue en utilisant les relations suivantes :

- $\tau_c = \frac{2 \cdot \tau_d}{4}$
- $\tau_1 = \frac{\tau_c}{1,6} \qquad \tau_1 = \frac{1,6}{\tau_c} = \frac{3,2}{\tau_d}$
- $\tau_0 = 1,225 \cdot \tau_1$
- $\tau_2 = \frac{b}{a \cdot \tau_0^2} \qquad k = \frac{1}{2} = \frac{a \cdot \tau_0^2}{b \cdot \tau_1}$

Application numérique :

$a = 0,12 \cdot 10^{-3} \text{ s}$

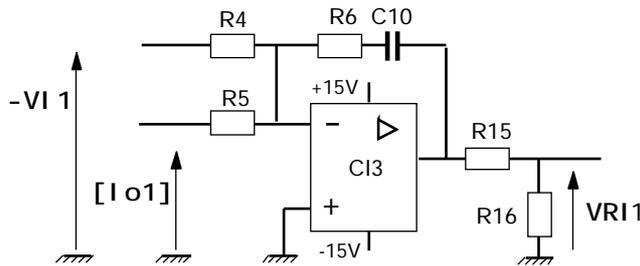
$b = 0,25 \text{ V/A}$

$f_d = 10 \cdot 10^3 \text{ Hz}$

$\tau_1 = 100 \cdot 10^{-6} \text{ s}$
$\tau_2 = 14,4 \cdot 10^{-6} \text{ s}$
$k = 6,94$

3-3 : Schéma structurel du régulateur de courant

• Pour une phase :

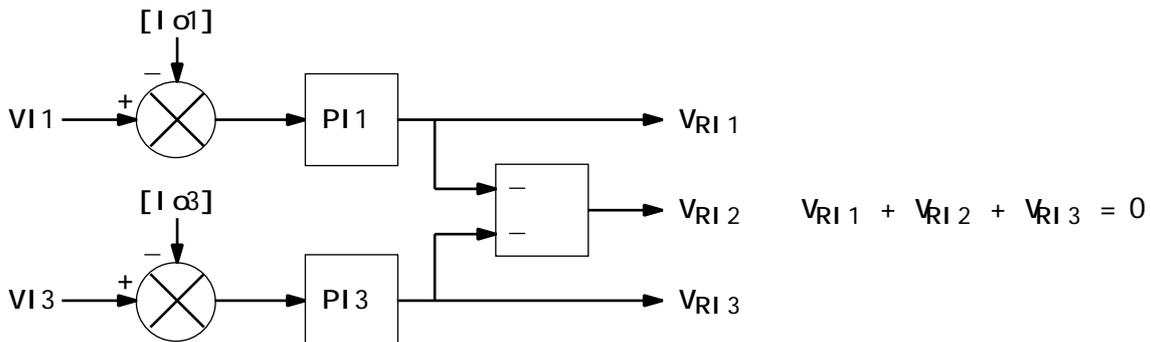


- $\tau_1 = R6 \cdot C10$  ;  $k = \frac{R6}{R4} \cdot \frac{R16}{R15 + R16}$
- $\frac{R16}{R15 + R16} = \frac{1}{3}$

$R4 = R5 = 10 \text{ k}$
$R6 = 200 \text{ k}$
$C10 = 0,47 \text{ nF}$

• Pour les 3 phases :

On utilise 2 régulateurs PI identiques pour contrôler les courants des phases 1 et 3. On réalise le signal de contrôle du courant  $I_{o2}$  à partir des signaux de contrôle de  $I_{o1}$  et  $I_{o3}$ , la somme des 3 courants étant forcément nulle.



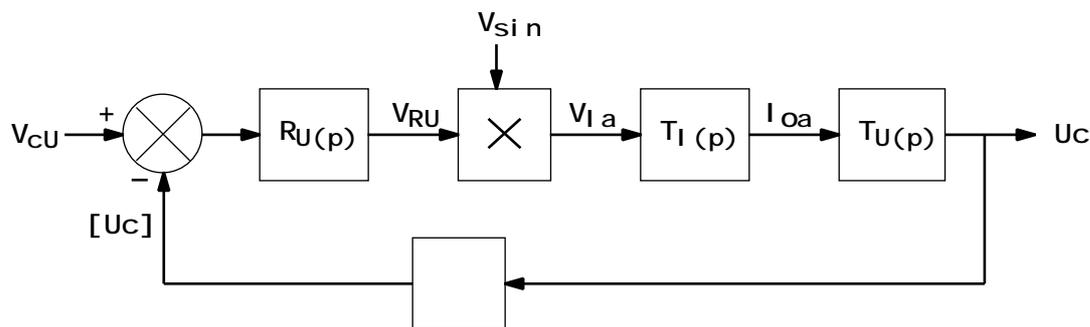
## 4 - Régulateur tension continue

La boucle tension permet de fixer et réguler la *valeur moyenne* de la tension du bus continu ( $U_{cm}$ ). Le fonctionnement en compensation de réactif et d'harmonique ajoute à  $U_{cm}$  une ondulation dont le spectre comporte des fréquences multiples de 50 Hz et d'autres liées à la fréquence de découpage.

La bande passante de la boucle tension est fixée à une valeur inférieure à 50 Hz.

### 4-1 : Fonction de transfert de la boucle tension, non corrigée

Schéma-bloc de la boucle de régulation de la tension continue



$V_{CU}$  : référence tension continue

$[Uc]$  : tension image "tension continue"

$$= \frac{[Uc]}{U_C} = 0,01 \text{ V/V} : \text{facteur d'échelle du module de mesure de tension}$$

$R_U(p)$  : F. de T. du régulateur tension

$T_I(p)$  : F. de T. de la boucle de courant

$I_{Oa}$  : composante active du courant onduleur

$$T_U(p) = \frac{U_C(p)}{I_{Oa}(p)} : \text{F. de T. courant-tension}$$

On établit l'expression de la fonction de transfert  $T_U(p)$ , en considérant une petite variation de la tension continue ( $dU_C$ ) autour de sa valeur moyenne ( $U_{cm}$ ).

L'échange d'énergie entre le condensateur  $C_o$  et le réseau, s'écrit alors :

$$dW_C = C_o \cdot U_{cm} \cdot dU_C = (p_1 + p_2 + p_3) \cdot dt$$

$p$  : puissance instantanée côté alternatif.

La puissance fluctuante étant nulle en triphasé :  $p_1 + p_2 + p_3 = 3 \cdot V'_{ef} \cdot I_{Oaef}$

On en déduit (en notation symbolique) :

$$T_U(p) = \frac{3 \cdot V'_{ef}}{\sqrt{2} \cdot C_o \cdot U_{cm} \cdot p} = \frac{1}{\cdot p} \text{ avec } = \frac{\sqrt{2} \cdot C_o \cdot U_{cm}}{3 \cdot V'_{ef}}$$

#### 4-2 : Dimensionnement du régulateur de tension

La bande passante de la boucle tension étant très inférieure à celle de la boucle courant, le pôle de la fonction de transfert de la boucle de courant n'intervient pas dans la stabilité de la boucle tension. On peut considérer :  $T_I(p) = 1/b$ .

La fonction de transfert en BO non corrigée de la boucle de tension est de type intégrateur :

$$T'_{BO}(p) = \frac{(p)}{V_{Ia}(p)} = \frac{1}{b \cdot p}$$

Le régulateur de tension peut être simplement proportionnel (de gain  $K_U$ ).

La fonction de transfert en BF de la boucle de tension corrigée s'écrit :

$$T'_{BF}(p) = \frac{1}{1 + \frac{b \cdot p}{K_U}}$$

$$T'_{BF}(j) = \frac{1}{1 + \frac{j}{c''}} \quad \text{avec} \quad c'' = \frac{K_U}{b}$$

#### Application numérique :

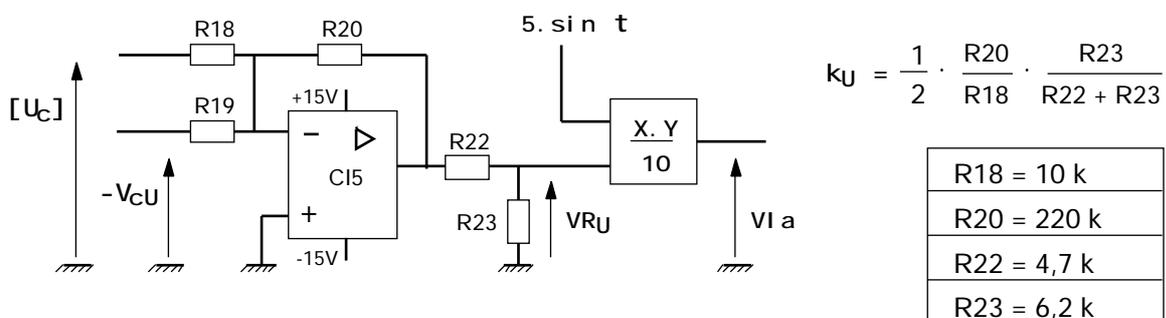
$V_{ef} = 133 \text{ V}$   
 $C_o = 1100 \text{ } \mu\text{F}$   
 $U_{cm} = 600 \text{ V}$   
 $b = 0,25 \text{ V/A}$   
 $= 0,01 \text{ V/V}$

$= 2,34 \cdot 10^{-3} \text{ s}$   
 $c'' = 17 \cdot K_U$

On fixe la bande passante de la boucle tension à :

$f''_c = 20 \text{ Hz}$        $\omega_c = 125 \text{ rd/s}$        $K_U = 7,5$

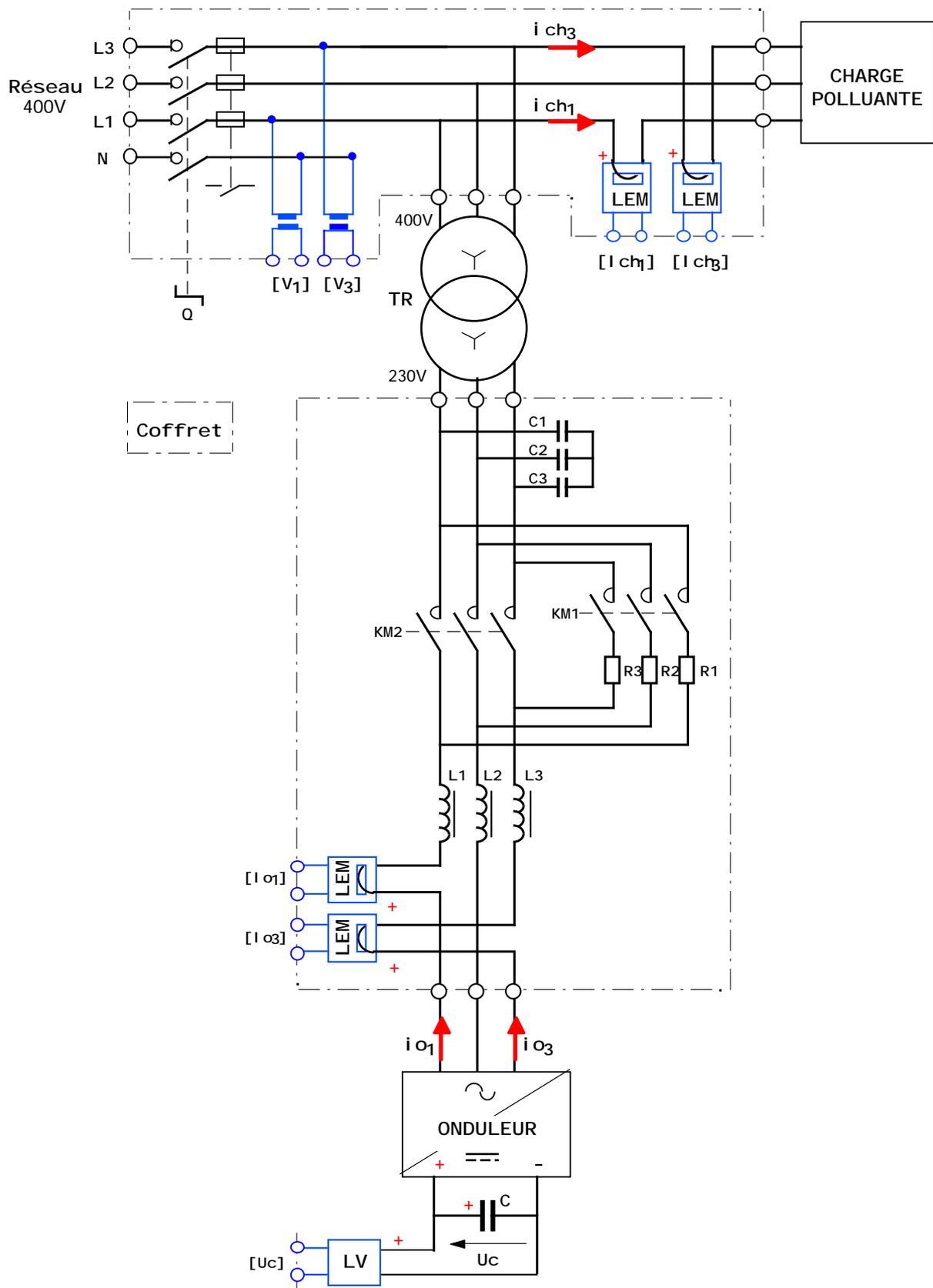
#### 4-3 : Schéma structurel du régulateur de tension



Les résistances R22 et R23 limitent la référence courant actif

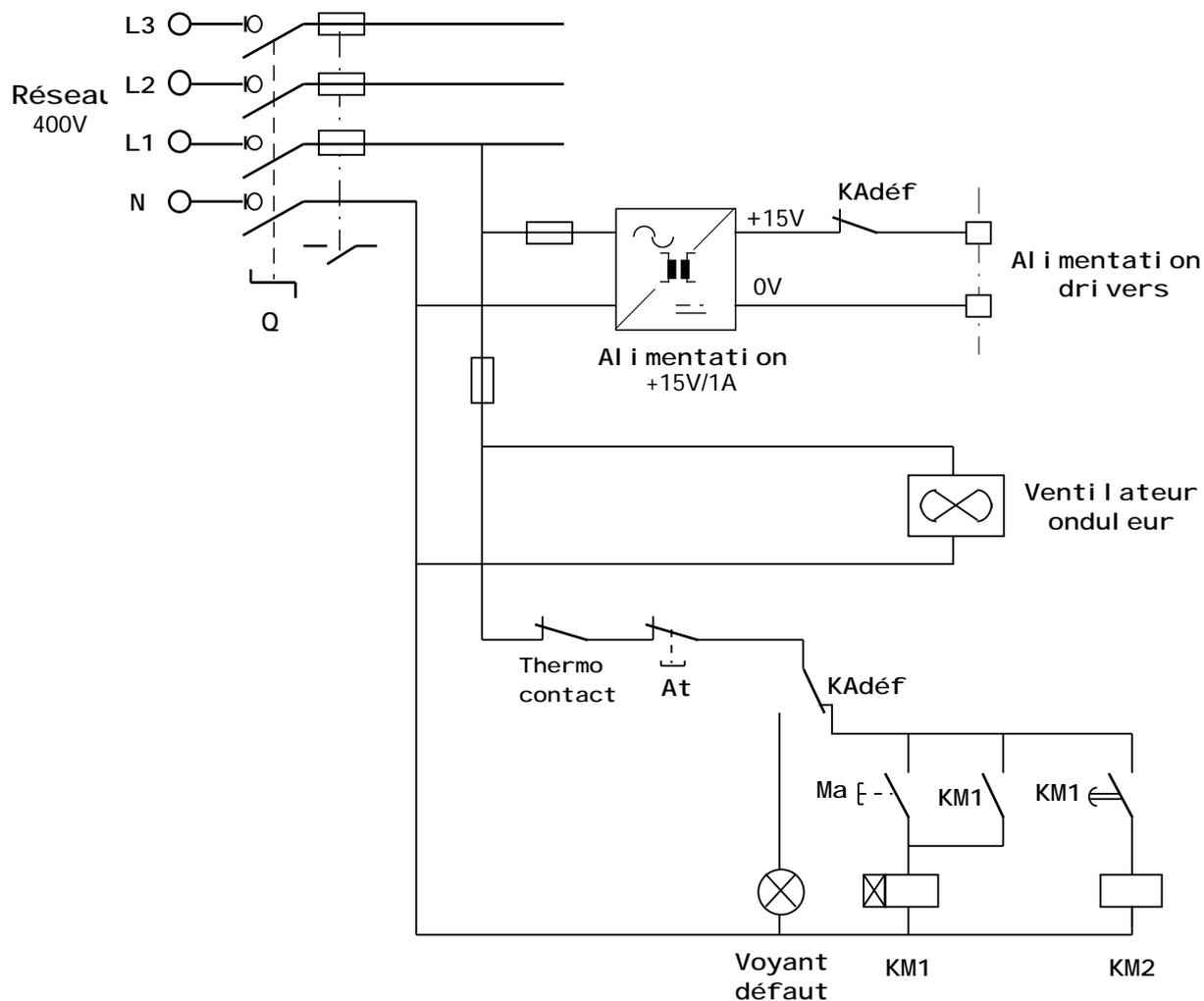
# Compensateur d'harmoniques et de réactif

## Schéma des circuits de puissance



# Compensateur d'harmoniques et de réactif

## Schéma des circuits auxiliaires



### Procédure de mise en marche et d'arrêt :

#### → Fermeture de l'interrupteur-sectionneur Q :

- Mise sous tension des cartes électroniques
- Mise sous tension des drivers de l'onduleur
- Alimentation du ventilateur de l'onduleur

#### → Mise en marche (appui sur BP Ma) :

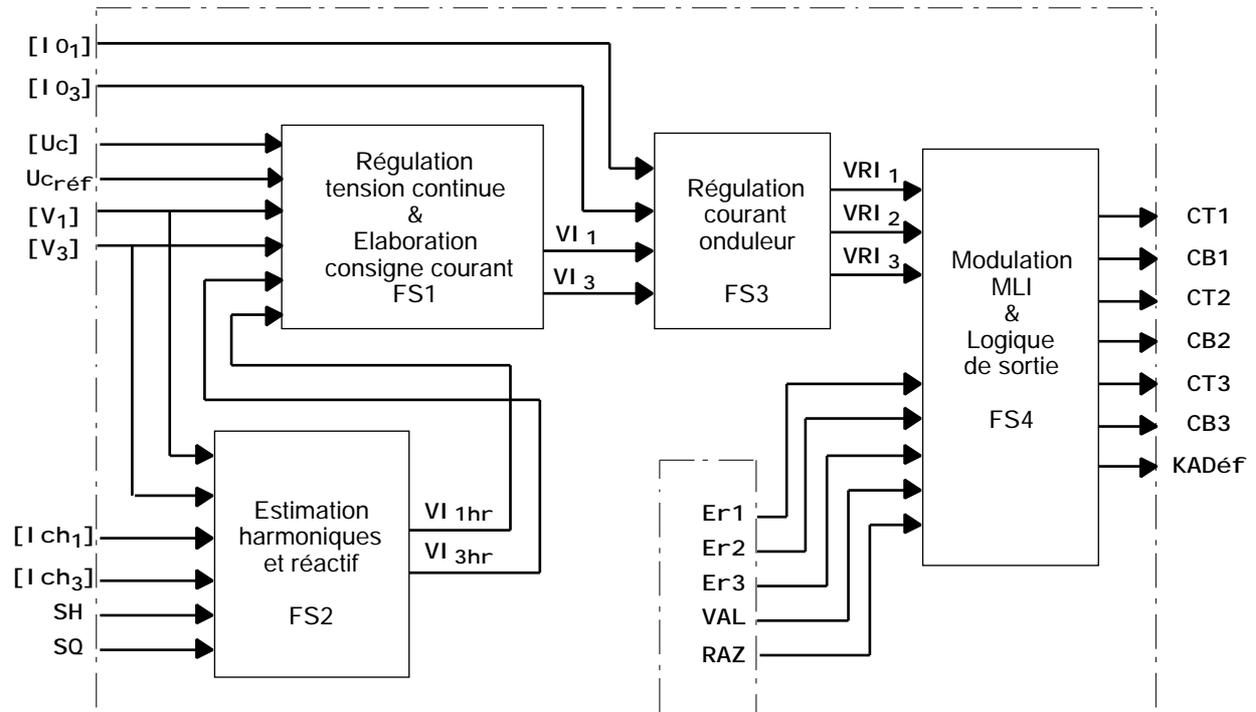
- Fermeture de KM1 : charge de C
- Temporisation
- Fermeture de KM2 : validation de la commande des transistors

#### → Arrêt sur défaut onduleur : (défaut température ou défaut interrupteur statique)

- Coupure de l'alimentation des drivers
- Ouverture des contacteurs mise hors énergie de l'onduleur
- Signalisation du défaut
- Remise à zéro de la mémoire défaut par appui sur bouton poussoir (RAZ).

# Compensateur d'harmoniques et de réactif

## Schéma fonctionnel des circuits de contrôle



**FS1** : Régulation tension continue et élaboration consigne courant

- Entrées :

[Uc] : tension image de la tension continue  $U_c$  ; (facteur d'échelle :  $[Uc] / U_c = 0,01 \text{ V/V}$ )

$U_{c\text{réf}}$  : référence tension continue ;

[V<sub>1, 3</sub>] : tensions images des tensions simples  $V_1$  et  $V_3$  ;

VI hr<sub>1, 3</sub> : références composantes harmonique et réactive des courants onduleur.

- Sorties :

VI<sub>1, 3</sub> : références courants onduleur.

**FS2** : Estimation des harmoniques et du réactif

- Entrées :

[V<sub>1, 3</sub>] : tensions images des tensions simples  $V_1$  et  $V_3$  ;

[I ch<sub>1, 3</sub>] : tensions images des courants absorbés par la charge ;

(facteur d'échelle :  $[I \text{ ch}] / I \text{ ch} = 0,25 \text{ V/A}$ )

SH, SQ : sélection compensation harmonique ou compensation réactif.

- Sorties :

VI hr<sub>1, 3</sub> : références composantes harmonique et réactive des courants onduleur.

FS3 : Régulation courant onduleur

• Entrées :

$VI_{1, 3}$  : références courants onduleur ;

$[IO_{1, 3}]$  : tensions images des courants fournis par l'onduleur ;

(facteur d'échelle :  $[IO] / IO = 0,25 \text{ V/A}$ ).

• Sorties :

$VRI_{1, 2, 3}$  : tensions de référence MLI .

FS4 : MLI et logique de sortie

• Entrées :

$VRI_{1, 2, 3}$  : tensions de référence MLI ;

$Er_{1, 2, 3}$  : signaux de défaut de commutation des interrupteurs de l'onduleur ;

$VAL$  : validation des signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur ;

$RAZ$  : remise à zéro de la mémoire défaut onduleur.

• Sorties :

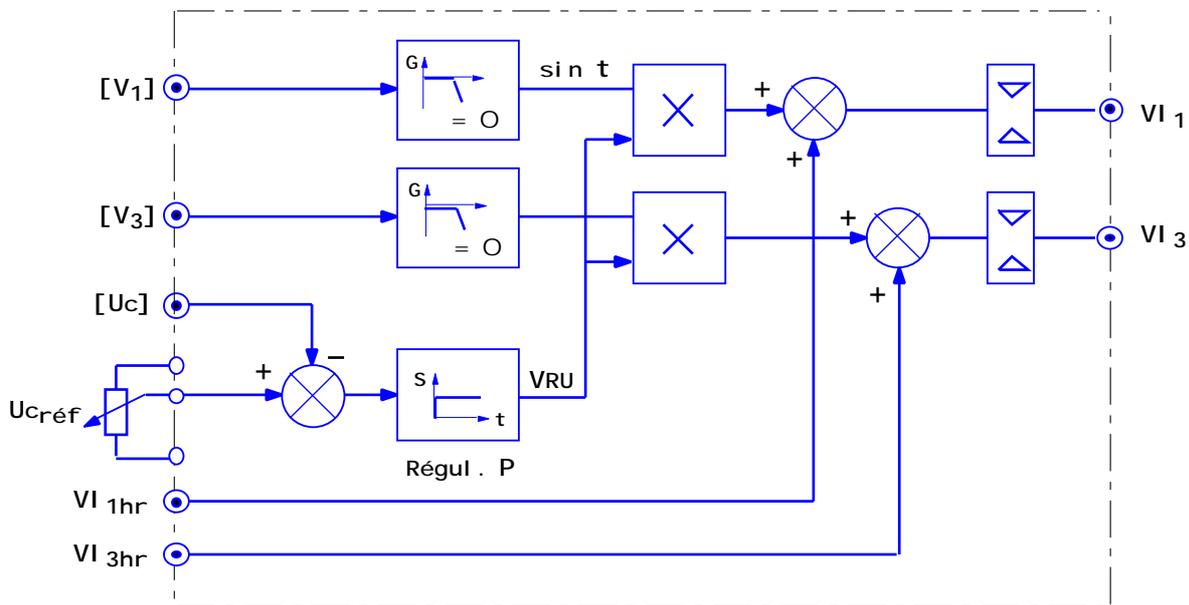
$CT_{1, 2, 3}$  : signaux de commande des transistors **Top** de l'onduleur ;

$CB_{1, 2, 3}$  : signaux de commande des transistors **Bottom** de l'onduleur ;

$KADéf$  : relais défaut onduleur.

# Compensateur d'harmoniques et de réactif

## Régulation tension continue & consigne courant



La tension du bus continu de l'onduleur est contrôlée par un régulateur de type proportionnel. La consigne ( $U_{c\text{réf}}$ ) est réglable par un potentiomètre. Le facteur d'échelle  $U_{c\text{réf}} / U_c$  est de 0,01 V/V.

Un filtre passe-bas d'ordre 3 permet d'obtenir une référence sinusoïdale à faible distorsion, en phase avec la tension simple réseau  $V_1$ . Le même montage est utilisé sur la phase 3.

La référence courant ( $VI_{1,3}$ ) est obtenue par sommation de sa *composante active* et de sa *composante harmonique et réactive*.

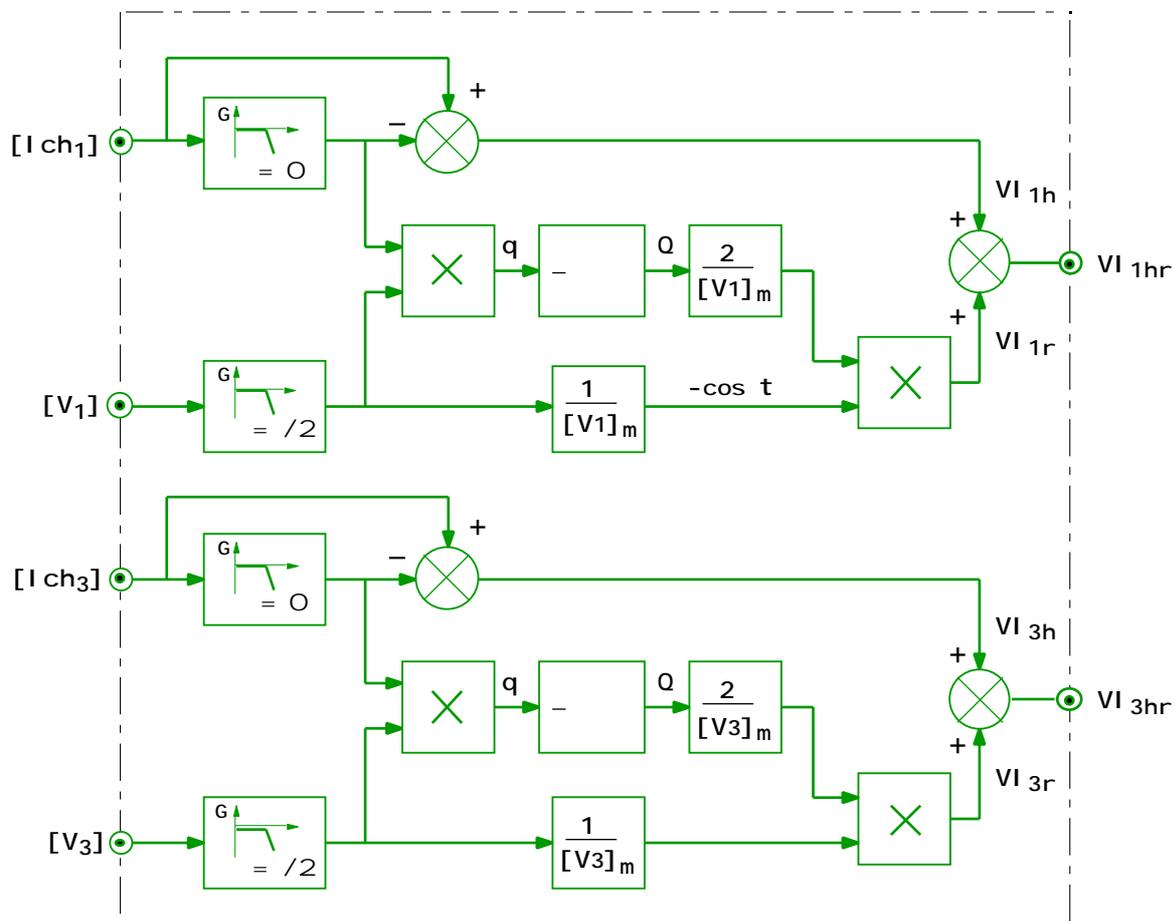
La composante active est élaborée par un multiplieur, à partir de la référence sinusoïdale (qui détermine la phase) et de la sortie ( $VRU$ ) du régulateur de tension continue (qui fixe l'amplitude).

La composante harmonique et réactive est élaborée par la structure fonctionnelle FS2 (voir doc 6).

La référence courant est limitée en valeur crête à 6,3V, ce qui correspond à  $I_{0\text{max}} = 25\text{A}$ .

# Compensateur d'harmoniques et de réactif

## Estimation des harmoniques et du courant réactif



Le montage est identique pour les phases 1 et 3.

Pour la phase 1 :

Un filtre d'ordre 3 permet d'extraire le fondamental de la *tension image*  $[I_{ch1}]$  du courant absorbé par la charge. La référence *composante harmonique* ( $VI_{1h}$ ) est obtenue par soustraction du fondamental au signal non filtré.

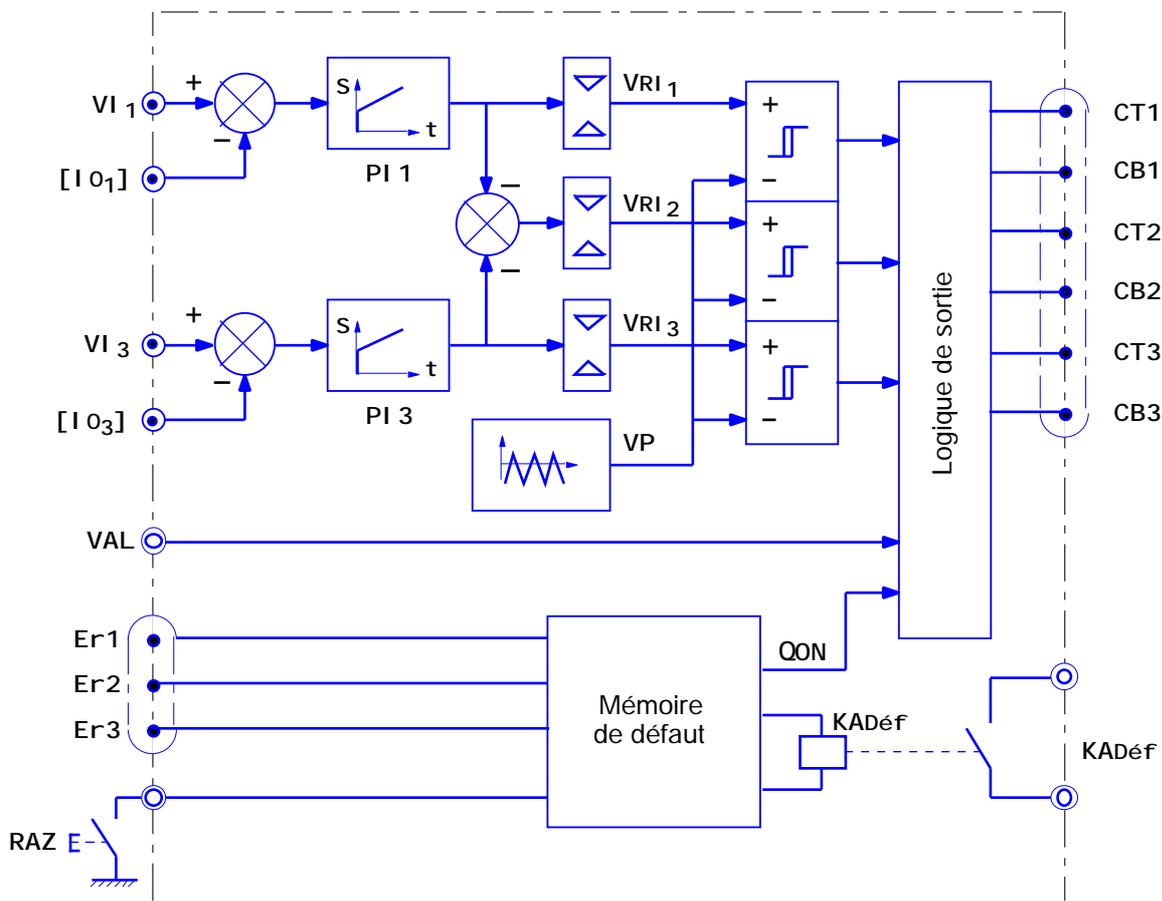
La composante réactive de  $I_{ch1}$  est estimée par un calcul de la puissance réactive.

Un filtre passe-bas déphase  $[V_1]$  de  $\pi/2$ . La puissance réactive absorbée par la phase 1 ( $Q$ ) est calculée par un multiplieur ( $q = -[V_1]_{\max} \cdot \cos t \times [I_{ch1f}]_{\max} \cdot \sin(t - \dots)$ ), associé à un filtre de valeur moyenne. La référence *composante réactive* ( $VI_{1r}$ ) est élaborée par un 2<sup>ème</sup> multiplieur, à partir de  $Q$  (amplitude de  $VI_{1r}$ ) et de  $-\cos t$  (phase de  $VI_{1r}$ ).

Deux interrupteurs SH et SQ (non représentés) permettent de sélectionner la référence *composante harmonique* (SH fermé) ou *composante réactive* (SQ fermé) ou la somme des 2 (SH et SQ fermés).

# Compensateur d'harmoniques et de réactif

## Régulation courant onduleur & MLI



Deux régulateurs, de type proportionnel et intégral, réalisent le contrôle du courant onduleur dans les phases 1 et 3. Un montage sommateur inverseur élabore le signal de référence ( $VRI_2$ ) du courant  $I_{O2}$ , à partir des signaux de référence des courants  $I_{O1}$  et  $I_{O3}$ .

Les signaux de référence  $VRI_{1, 2, 3}$  sont limités à  $\pm 5$  V.

Les signaux MLI sont générés par des comparateurs, à partir des signaux de référence  $VRI_{1, 2, 3}$  et de la porteuse triangulaire VP.

La logique de sortie fournit les signaux de commande des transistors IGBT, à partir des signaux MLI et des conditions logiques de validation.

Les commandes sont validées si :

- $VAL = 0$ . La validation est effective 100 ms environ après application d'un état 0 sur VAL.
- la sortie de la mémoire de défaut (QON) est au niveau 1.

Si une entrée retour défaut  $Er_{1, 2, 3}$  passe fugitivement à 0, la sortie QON de la mémoire de défaut est mise à 0. Pour remettre QON à 1, il faut appuyer sur le bouton poussoir RAZ.

Le relais KADéf est enclenché quand  $QON = 0$ .

Les sorties  $CT_{1, 2, 3}$  et  $CB_{1, 2, 3}$  sont complémentaires.

# Compensateur d'harmoniques et de réactif

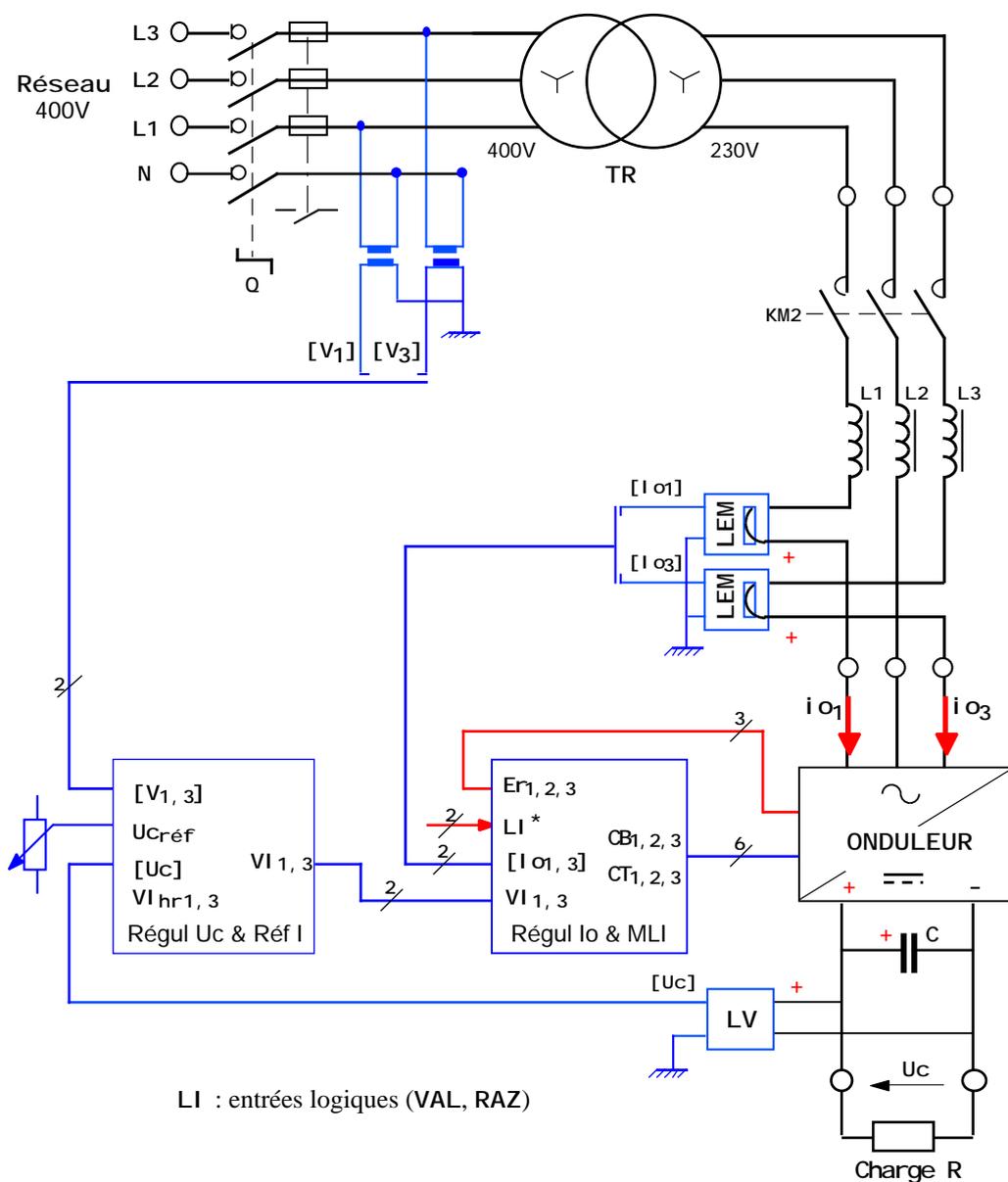
## Résultats expérimentaux

Le système didactique réalisé permet le fonctionnement dans les 3 modes :

- onduleur MLI , avec contrôle du courant ;
- redresseur MLI , à absorption quasi-sinusoïdale avec facteur de puissance égal à 1 ;
- compensateur d'harmoniques ou de puissance réactive.

### 1 - Fonctionnement en onduleur MLI

1-1 : Schéma du montage



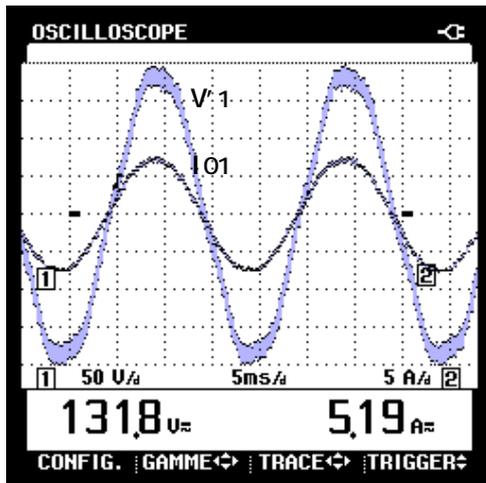
- La charge est constituée d'un plan de charge résistif :  $R = 120 \Omega$  /  $U_{max} = 600 \text{ V}$ .
- $U_c$  est réglable entre 400 V et 600 V.

## 1-2 : Relevés et conclusions

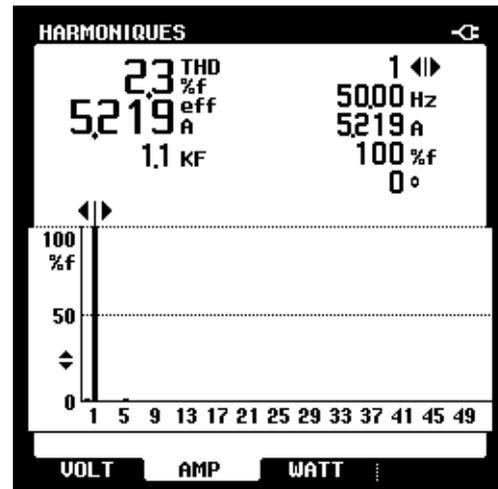
Appareil utilisé : Analyseur d'énergie FLUKE 43

### • Chronogrammes de la tension et du courant alternatifs

Tension et courant (phase 1)



Spectre du courant (phase 1)

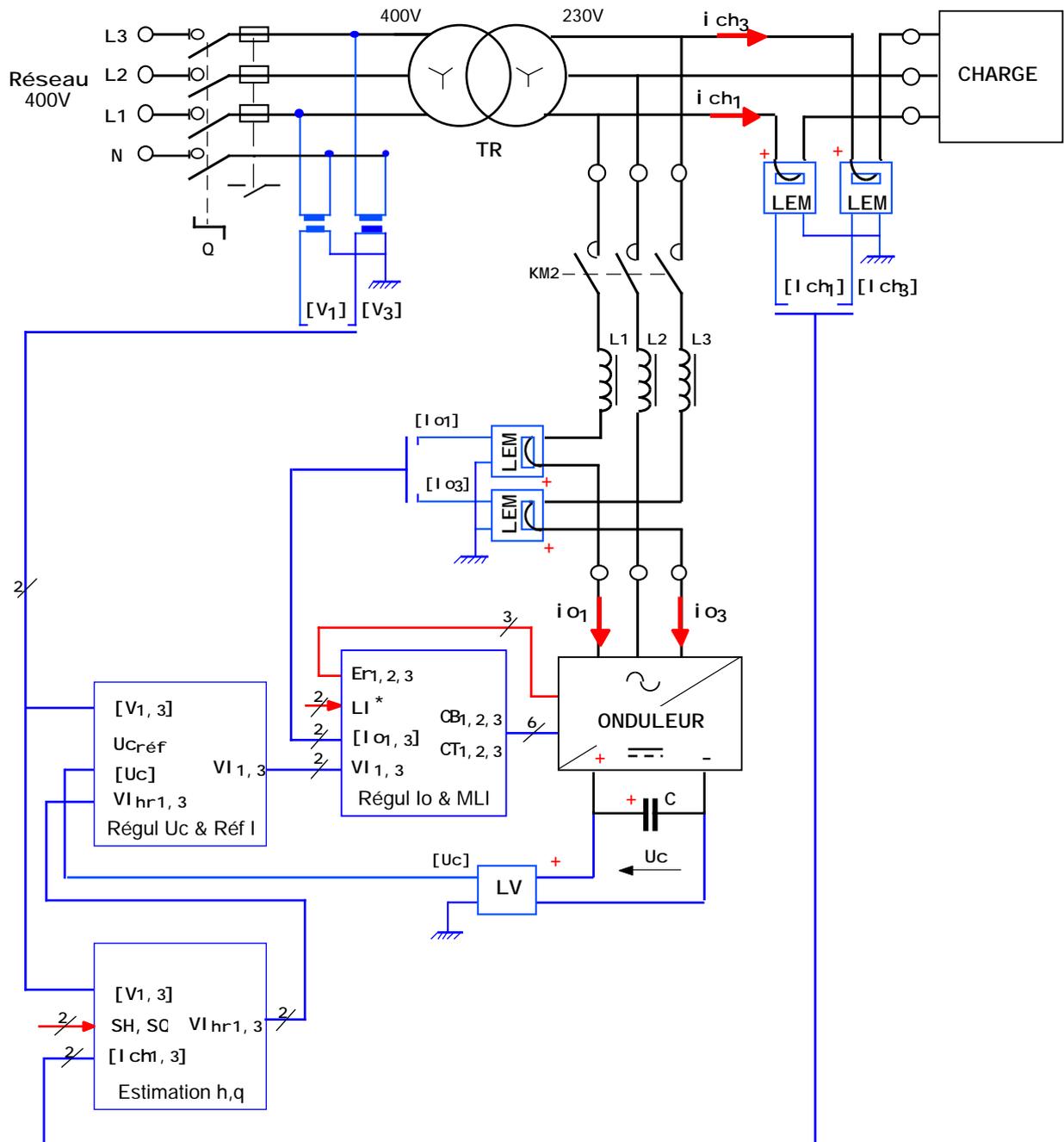


### • Conclusions :

- le courant est quasi-sinusoidal (taux de distorsion harmonique : TDH = 2,3 %)
- le facteur de puissance est proche de 1 ( $\text{fp} = 0,99$ )

## 2 - Fonctionnement en compensateur

### 2-1 : Schéma du montage



- La charge est constituée d'un variateur-redresseur tout thyristors, alimentant un moteur à courant continu :

Variateur de vitesse WNTC (PD3)

Banc moteur Mcc 1.2 KW - 1500 tr/mn - 220V / 7.2 A

- La tension alternative triphasée d'alimentation du variateur étant de 230 V, le transformateur TR est branché en amont du compensateur et du variateur.

- La tension sur le bus continu est réglée à 600 V.

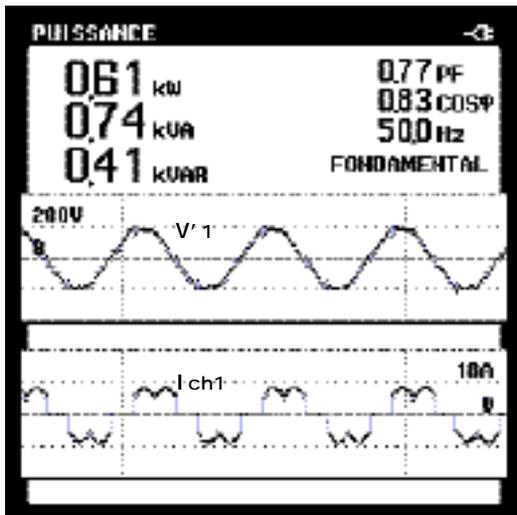
## 2-2 : Mesures en compensation de puissance réactive

Les mesures ont été effectuées pour le point de fonctionnement nominal du moteur.

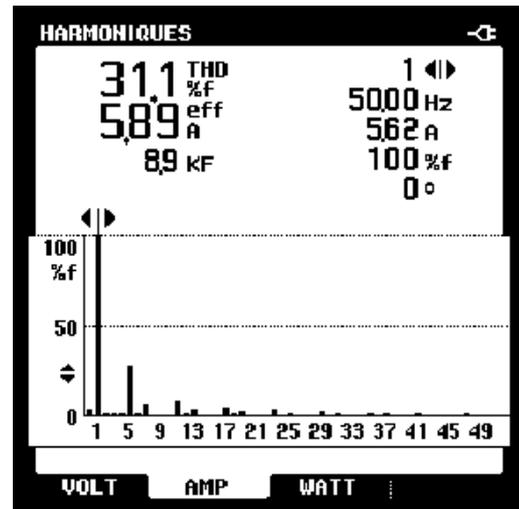
Appareil utilisé : Analyseur d'énergie FLUKE 43

### • Mesures au niveau de la charge

Tension, courant, puissances



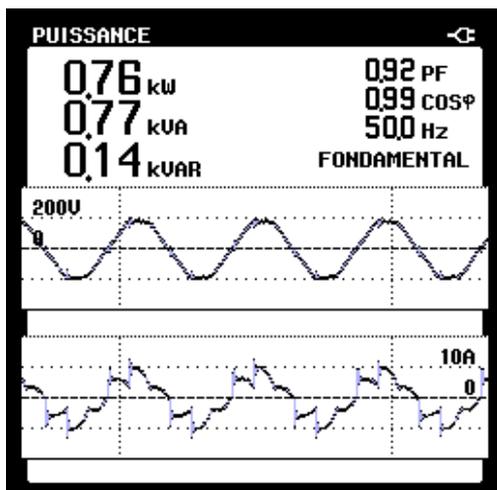
Spectre du courant



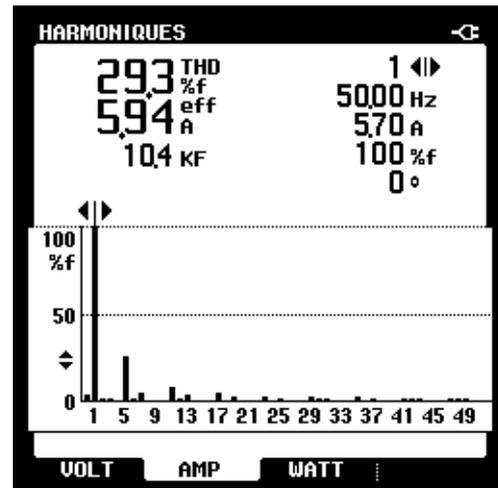
- Taux de distorsion harmonique du courant absorbé par le variateur : THD = 31,1 % ;
- $\cos \phi = 0,83$  ;  $f_p = 0,77$ .

### • Mesures au niveau du réseau (secondaire du transformateur)

Tension, courant, puissances



Spectre du courant



- THD = 29,3 % ;  $\cos \phi = 0,99$  ;  $f_p = 0,92$  :

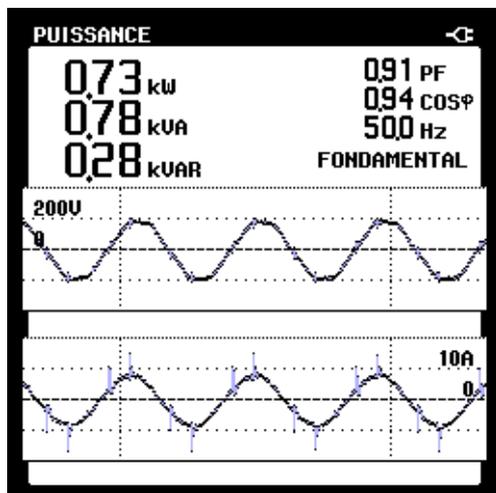
L'énergie réactive est compensée, les harmoniques ne sont pas compensés.

## 2-3 : Mesures en compensation d'harmoniques et de puissance réactive

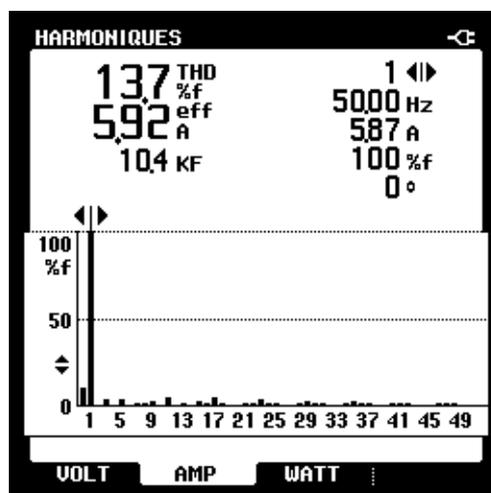
Les mesures ont été effectuées pour le point de fonctionnement nominal du moteur.

### • Mesures au niveau du réseau

#### Tension, courant, puissances



#### Spectre du courant



- THD = 13,7 % ;  $\cos \phi$  (capacitif) = 0,94 ;  $f_p = 0,91$  :

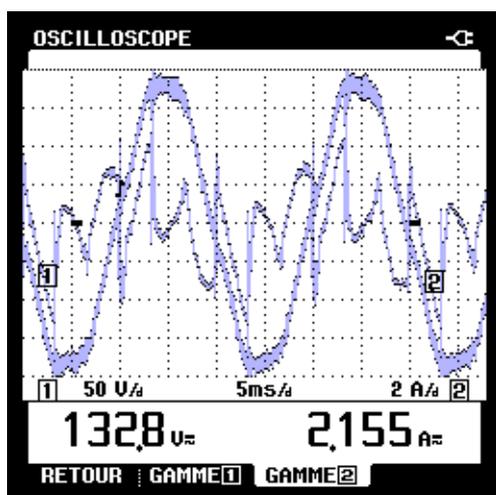
Les courants harmoniques de rang faible (surtout 5 et 7) sont compensés.

L'énergie réactive est surcompensée (à cause des condensateurs CF du filtre de protection en dv/dt et d'un réglage non optimisé de la carte "Estimation du réactif").

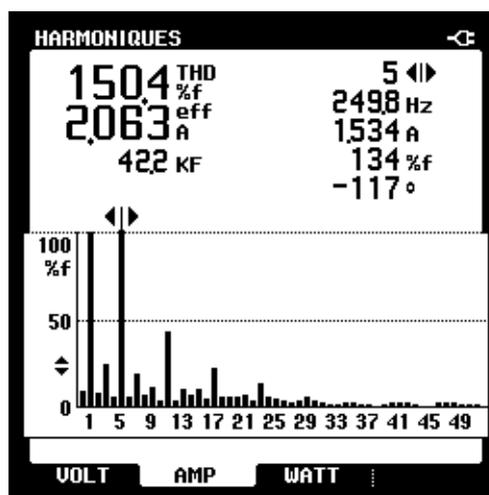
### • Mesures au niveau du compensateur

- Compensation d'harmoniques, sans compensation du réactif

#### Tension, courant



#### Spectre du courant

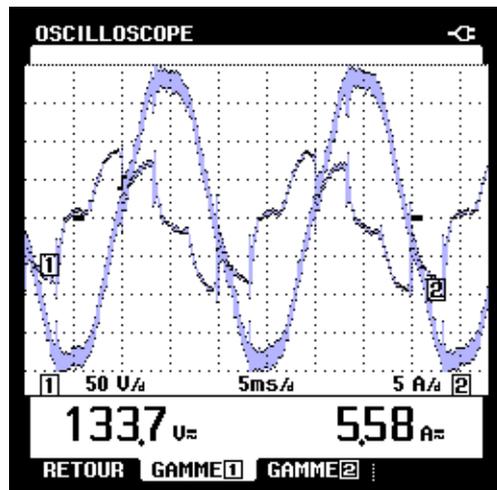


La décomposition spectrale du courant fourni par le compensateur montre la prépondérance de l'harmonique 5 (134 % par rapport au fondamental). La composante fondamentale (de fréquence

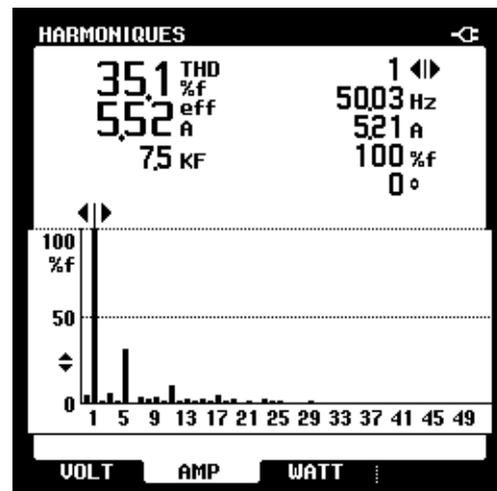
50 Hz) correspond essentiellement à un courant actif, une résistance de 800  $\Omega$  étant connectée sur le bus continu de l'onduleur.

- Compensation d'harmoniques et de puissance réactive

Tension, courant



Spectre du courant



- Le courant fourni par le compensateur comporte une composante réactive importante :  $\cos \phi$  (capacitif) = 0,16.
- TDH = 35,1 %.

• Conclusion sur les relevés expérimentaux :

Les relevés effectués valident toutes les fonctionnalités du système didactique réalisé. La carte "Estimation des harmoniques et du réactif" doit être plus finement réglée pour obtenir une compensation optimale.