

# Alimentation électrolyse 3x400V 30kW

$$\mu\omega := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{T}{\frac{A}{m}} \quad ns := s \cdot 10^{-9} \quad spires := 1 \quad dB := 1 \quad m\Omega := \frac{\Omega}{1000}$$

## Données du problème

### Données externes

$V_{out\_nom} := 40V$  tension nominale de sortie  
 $I_{out\_nom} := 250A$  courant nominal de sortie  
 $V_{secteur} := 400V$  tension secteur nominale  
 $\delta V_{secteur\_sup} := 10\%$  variation relative supérieure de  $V_{secteur}$   
 $\delta V_{secteur\_inf} := 10\%$  variation relative inférieure de  $V_{secteur}$   
 $fdéc := 15kHz$  fréquence de découpage des interrupteurs  
 $R_c := 1m\Omega$  résistance totale de la charge et de l'inductance de lissage

### Ondulations

$\delta i_{in\_rel} := 1\%$  ondulation relative du courant d'entrée absorbé par le hacheur  
 $\delta V_{in\_rel} := 1\%$  ondulation relative de la tension à l'entrée du hacheur  
 $\delta i_{out\_rel} := 1\%$  ondulation relative du courant de sortie fourni par le hacheur

### Onduleur

$t_{c\_int\_off} := 100 \cdot ns$  temps de blocage des transistors  
 $t_{c\_int\_on} := 100 \cdot ns$  temps d'ouverture des transistors  
 $R_{dson} := 0.1\Omega$  résistance à l'état passant des MOSFET  
 $\delta V_{on\_IGBT} := 2.5V$  chute de tension directe IGBT au courant maximum  
 $\delta V_{on\_diodes1} := 1.5V$  chute de tension directe des diodes primaires au courant maximum  
 $\delta \alpha_{n\_max} := 95\%$  rapport cyclique maximum de conduction des transistors  
 $\delta \alpha_{n\_min} := 5\%$  rapport cyclique maximum de conduction des transistors  
 $type\_onduleur := 2$  structure de l'onduleur : 0 pour demi-pont de tension, 1 pour push-pull, 2 pour pont complet

### Transformateur

$B_{fmax\_transfo} := 0.35T$  induction maximale dans le fer du transformateur  
 $N_{s2\_opt2} := 2 \cdot spires$  nombre de spires d'un secondaire  
 $Dens\_I := 5 \frac{A}{mm^2}$  densité de courant utile dans le cuivre du transformateur au primaire et au secondaire  
 $N_{couches\_méplat2} := 5$  nombre de couches de méplat de cuivre au secondaire  
 $K_{fois1} := 60\%$  coefficient de foisonnement du bobinage au primaire  
 $K_{fois2} := 65\%$  coefficient de foisonnement du bobinage au secondaire  
 $Push\_Pull2 := 1$  variable logique disant si le transformateur est de type Push-Pull au secondaire

Le redressement en sortie du transformateur sera toujours choisi comme étant de type double alternance.

**Redresseur**

$\delta V_{on\_diodes2} := 2V$  chute de tension directe des diodes secondaires au courant maximum

**Inductance de sortie**

$S_{fer\_self} := 4 \cdot cm^2$  section du circuit magnétique de l'inductance

$B_{fmax\_self} := 1.65T$  induction maximale dans le fer de l'inductance

$e\_self := 5mm$  entrefer du circuit magnétique

$R_c = 1 m\Omega$  résistance totale de l'inductance de lissage et de la charge (donnée ci-dessus)

**Capteur de courant de sortie**

$\beta_{Is} := 2000$  coefficient de réduction en courant du capteur de courant de sortie

$V_{ccmes} := 10V$  tension d'alimentation de la résistance de charge du capteur de courant

**Asservissement**

$G_{bo} := 1000$  gain en boucle ouverte du système complet

$V_{cc} := 15V$  tension d'alimentation du correcteur

**Introduction**

L'installation comporte trois modules identiques de  $P_{nom} := V_{out\_nom} \cdot I_{out\_nom}$ ,  $P_{nom} = 10 kW$  chacun.

Chaque module doit fournir une tension variable de 0 à  $V_{out\_nom} = 40V$  et un courant de variable de 0 à  $I_{out\_nom} = 250 A$ .

L'ondulation du courant est de 1% sur toute la plage de la tension de sortie. Il faut rajouter une contrainte d'isolement galvanique et de compatibilité CEM globale.

Ces conditions sont très pénalisantes, car elles conduisent à des appareils très volumineux en technologie traditionnelle. Il faut donc envisager des solutions évoluées.

Les questions à poser sont :

- la forme du courant absorbé au secteur:
  - rectangulaire 1/3 2/3 (spectre fréquentiel très pauvre)
  - sinusoïdal
- le temps de réponse de la tension de sortie.
- la précision de régulation (le nombre de valeurs différentes du courant de sortie), qui est indépendante de l'ondulation.

La solution rectangulaire s'accommode d'un redresseur à 6 diodes. La solution sinusoïdale impose une compensation par le découpage. Le temps de réponse est lié au filtrage et à la fréquence de découpage. La précision de la régulation dépend de la structure de puissance et de l'asservissement.

**Inventaire des solutions****Redresseur et contacteurs**

La solution la plus simple consiste en un redresseur triphasé à 6 diodes, alimenté par un transformateur. Le courant y est lissé par une inductance. Des contacteurs sélectionnent la sortie adéquate du transformateur. Une post-régulation linéaire lisse le courant et assure la précision voulue.

Le problème posé par cette solution est la taille de ses éléments. Quel que soit la répartition des pertes, il faut soit une grosse inductance, soit un gros régulateur linéaire. On peut choisir un redressement à 3 diodes push-pull, mais c'est au détriment du lissage. Le transformateur est dimensionné pour la puissance nominale. On peut séparer le système en sous-ensembles indépendants, mais on arrivera à un volume global important.

Un autre défaut de cette solution consiste dans la taille des contacteurs, et la gestion du courant durant leur commutation.

## Redresseur à thyristors

Cette solution reprend la précédente, avec un redresseur mixte triphasé à 3 thyristors et 3 diodes (ou push-pull). Le lissage est toujours assuré par une inductance et une post-régulation linéaire, avec des contraintes pires que précédemment. Son intérêt réside dans l'élimination des transitoires issus des commutations des contacteurs.

## Hacheur

La solution du hacheur est séduisante, car ce dernier peut intégrer l'isolement galvanique et ne comporte qu'un seul transistor et une seule diode. Une mise en parallèle est donc possible, à partir de modules de puissance unitaire réduite. Mais la maîtrise des hacheurs de puissance élevée est difficile, en raison des contraintes sur la conception des transformateurs, dont les fuites doivent être maîtrisées. Le cahier des charges imposé au bobineur est très contraignant, ce qui pose des problèmes de seconde source.

Les deux contraintes liées aux solutions hacheur (pour les versions monointerrupteur) sont le surdimensionnement :

- en tension ou en courant des interrupteurs (doublement de la valeur théorique, triplement si on inclut les surtensions) ;
- en taille du transformateur, qui n'est magnétisé que de façon unidirectionnelle (doublement du volume théorique du fer, avec une incidence sur le volume de fer, excursion en induction unidirectionnelle).

On peut envisager des hacheurs asymétriques, mais cette solution ne fait que minimiser le calibre des interrupteurs. Le transformateur reste de taille double par rapport à une solution onduleur.

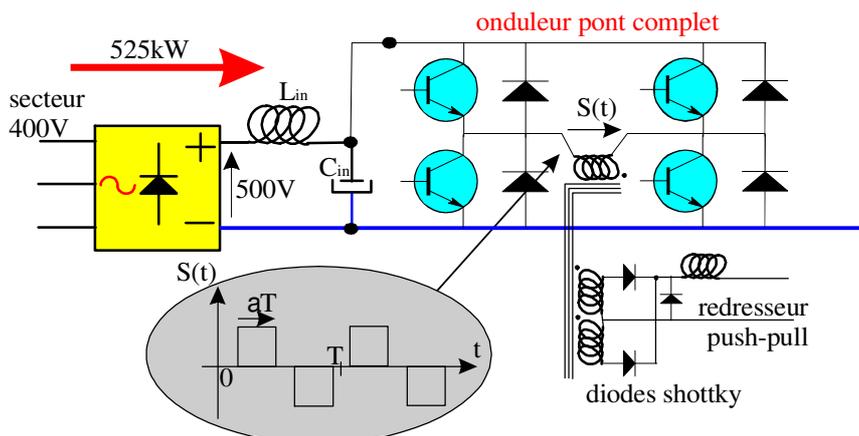
La solution du hacheur en pont complet se ramène structurellement à celle de l'onduleur, que nous allons examiner maintenant.

## Onduleur H.F. redresseur

Cette solution est la plus intéressante elle est décrite à la figure ci-contre.

Le secteur redressé par un pont à 6 diodes est appliqué à un filtre LC dimensionné à la fréquence de découpage, qui limite l'ondulation résiduelle H.F. du courant consommé au secteur.

L'onduleur haute fréquence de type pleine onde, attaque un transformateur HF de petite taille. Des diodes shottky, à faible chute de tension directe redressent la tension, une inductance de lissage par demi-pont lisse le courant.



On peut envisager la décomposition en modules élémentaires de ce montage, soit en mettant parallèle les onduleurs, soit les secondaires redressés, soit les transformateurs. Nous choisissons d'assembler trois modules complets de  $P_{nom} = 10 kW$  chacun au niveau de leurs sorties continues lissées. Il faudra à cet effet prévoir un contrôle du courant pour chaque module unitaire. La mise en parallèle après l'inductance de lissage ne pose alors pas de problème particulier, puisque que les courants individuels sont lissés. Il n'y a pas de risque de courants de circulation HF.

Le réglage de la puissance est effectué par le rapport de conduction, avec une fréquence de découpage constante, donc aucun problème de déplacement du spectre fréquentiel. Le transformateur est magnétisé en excursion positive et négative, ce qui optimise sa taille (deux fois plus petit qu'avec un hacheur). L'onduleur ne peut recevoir de CALC capacitif (non dissipatif), car le redresseur est passif (il faudrait utiliser un redresseur à thyristors). La conception du transformateur est libre, aucun coefficient de Blondel particulier (couplage primaire/secondaire) n'est imposé, car sa démagnétisation est entièrement assurée par le primaire. Son approvisionnement en seconde source sera donc aisé.

Il faut prendre garde au dimensionnement des condensateurs du filtre de tête, qui sont souvent choisis de valeur trop importante, afin de ne pas perturber le secteur en mode rayonné. Un dimensionnement limité à la HF est suffisant, la boucle de contrôle éliminant la résiduelle B.F. à 300Hz.

Dans le cas d'une conception modulaire, il peut être intéressant de déphaser les modules les uns par rapport aux autres. Il faut dans ce cas synchroniser les onduleurs par un pilote commun, en les déphasant les uns par rapport aux autres, afin de décaler les commutations. Dans ce cas, on prévoit une régulation locale à chaque bloc, avec émission de signaux de synchronisation par un contrôleur commun, via des fibres optiques. Mais on peut aussi laisser les onduleurs libres, il n'y aura guère de problème de battements de fréquence.

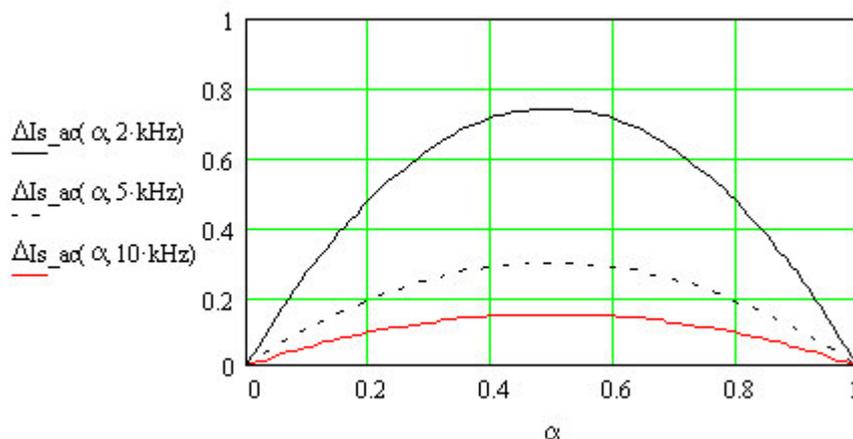
Une précision de 1% de la régulation est suffisante, alors on peut envisager une régulation numérique par microcontrôleur embarqué, avec acquisition du courant sur 8 bits. Cette solution élimine les risques inhérents aux régulations analogiques et permet un dialogue avec l'unité centrale.

L'expression théorique de l'ondulation du courant de sortie dans un hacheur est : 
$$\Delta I_s = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot V_{dc}}{L_s \cdot 2 f_{déc}}$$

Cette expression montre de façon très claire qu'il faut prendre en compte dans le calcul de l'inductance de lissage  $L_s$  :

- la tension  $V_{dc}$  maximale d'entrée (au sommet de la sinusoïde secteur, vu l'absence de filtrage)
- la fréquence  $f_{déc}$  de découpage apparente, qui vaut le double de celle de l'onduleur (redressement double alternance en sortie de l'onduleur)

Traçons à la figure ci-dessous l'évolution de l'ondulation en fonction du rapport cyclique du hacheur.



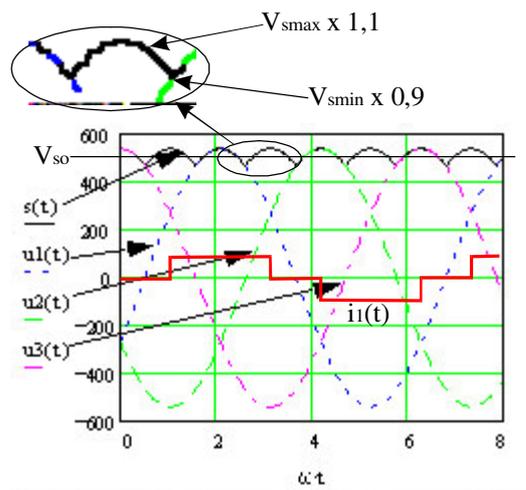
Nous comprenons sur cette figure, que pour améliorer le rendement global de l'installation, il est possible d'augmenter la fréquence de fonctionnement lorsque le rapport cyclique est voisin de 50%, c'est à dire pour une tension moyenne de sortie égale à la moitié de la tension nominale. C'est en effet autour de de cette valeur médiane que l'ondulation de sortie est maximale. On peut aussi agir en réduisant la fréquence de découpage aux faibles et fortes valeurs de tension de sortie.

## Dimensionnement de l'installation

L'installation est séparée en modules comportant chacun un onduleur commun et des redresseurs push-pull, les transistors correspondants sont facilement disponibles. L'équilibrage entre modules ne devrait pas poser de problèmes, en raison de la valeur importante de la tension maximale de sortie ( $V_{out\_nom} = 40 \text{ V}$ ) comparée à la chute de tension dans les diodes (0,8V). Il ne sera donc pas nécessaire de surveiller la répartition du courant dans chaque module, mais seulement le courant global. On choisira une fréquence de découpage égale à  $f_{déc} = 15 \text{ kHz}$ , compromis intéressant entre les pertes par commutation, la taille des éléments réactifs et la sensibilité acoustique.

## Tensions minimale et maximale d'entrée

Trois interprétations de la tension continue fournie par le redresseur à diodes, interviennent dans le calcul du convertisseur. La figure ci-contre présente l'allure de la tension côté continu du redresseur à diodes. Nous y remarquons les valeurs moyenne, crête minimale et maximale. Nous voyons aussi la forme du courant absorbé par le redresseur au secteur.



### Tension moyenne fournie par le redresseur à diodes

La tension moyenne permet de dimensionner les éléments vis à vis des pertes en général, en raison de la faible période du courant pulsé fourni. Tant pour le transformateur que pour le redresseur et l'onduleur, il faut prendre le cas le plus défavorable de la tension minimale, car il correspond au courant consommé le plus important. Pour un transformateur de grande taille (>1MW), il aurait fallu aussi considérer le cas de la tension la plus grande pour les pertes fer.

On prévoit une chute de  $\delta V_{secteur\_inf} = 10\%$  de la tension d'alimentation, afin de calculer la tension moyenne minimale continue.

$$V_{dco\_min} := V_{secteur} \cdot \frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot (1 - \delta V_{secteur\_inf})$$

$$V_{dco\_min} = 486.171 \text{ V}$$

Le courant maximum fourni par le redresseur vaut donc pour  $P_{nom} = 10 \text{ kW}$ ,  $I_{dco\_max} := \frac{P_{nom}}{V_{dco\_min}}$ ,  $I_{dco\_max} = 20.569 \text{ A}$

Ceci nous permettra de calculer le courant absorbé au secteur et par le transformateur.

### Tension minimale fournie par le redresseur à diodes

En pratique, comme l'ondulation secteur à 300Hz n'est pas filtrée en entrée du hacheur, mais qu'elle est compensée par la régulation interne de courant, le hacheur doit pouvoir fonctionner au creux de la tension continue d'entrée, qui est forcément plus faible que la tension moyenne redressée.

Cette nouvelle valeur minimale s'exprime :  $V_{dc\_min} := V_{secteur} \cdot \sqrt{2} \cdot (1 - \delta V_{secteur\_inf}) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)$

$$V_{dc\_min} = 440.908 \text{ V}$$

On en déduit le courant maximum absorbé en crête :  $I_{dc\_max} := \frac{P_{nom}}{V_{dc\_min}}$ ,  $I_{dc\_max} = 22.68 \text{ A}$ . Il permettra de calculer le filtre d'entrée.

### Tension maximale fournie par le redresseur à diodes

Cette pulsation à 300Hz de la tension d'entrée fait aussi que la tension maximale à prendre en compte pour le dimensionnement en tension des interrupteurs et du transformateur vaut

$$V_{dc\_max} := V_{secteur} \cdot \sqrt{2} \cdot (1 + \delta V_{secteur\_sup})$$

$$V_{dc\_max} = 622.254 \text{ V}$$

Cette valeur de tension maximale est plus grande de  $\frac{V_{dc\_max}}{V_{dc\_min}} - 1 = 41.13\%$  que la valeur moyenne minimale précédente, il faut

absolument prendre en compte ce point dans le dimensionnement en surtension des interrupteurs. La tension moyenne minimale sert au calcul du transfert d'énergie minimum.

Le courant minimum fourni par le redresseur vaut donc pour  $P_{nom} = 10 \text{ kW}$ ,  $I_{dc\_min} := \frac{P_{nom}}{V_{dc\_max}}$ ,  $I_{dc\_min} = 16.071 \text{ A}$

## Dimensionnement du redresseur secteur à 6 diodes

Le courant absorbé au secteur par le redresseur à diodes est composé de créneaux de courant d'amplitude égale au courant de sortie redressé. Ces créneaux ont un rapport cyclique idéal (1/3 off et 2/3 on). Considérons le cas du redressement parfaitement lissé, avec un plateau du courant égal à  $I_{dco\_max} = 20.569 A$ . Ce cas est le plus défavorable, il correspond à une tension secteur minimale (le courant appelé est alors maximum). Sa valeur efficace s'exprime :

$$I_{dc\_eff\_max} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \frac{\pi}{3}} I_{dco\_max}^2 d(\omega \cdot t)} = \sqrt{\frac{I_{dco\_max}^2}{\pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \frac{\pi}{3}} 1 d(\omega \cdot t)} = \frac{I_{dco\_max}}{\sqrt{\pi}} \cdot \sqrt{2 \cdot \frac{\pi}{3}}$$

$$I_{dc\_eff\_max} := I_{dco\_max} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \quad I_{dc\_eff\_max} = 16.794 A$$

C'est cette dernière valeur du courant efficace  $I_{dc\_eff\_max} = 16.794 A$  qui définit le calibre en courant des six diodes du redresseur. On vérifie que la puissance efficace que fournira un courant sinusoïdal de même valeur efficace est bien supérieure à celle calculée :  $\sqrt{3} \cdot [V_{secteur} \cdot (1 - \delta V_{secteur\_inf})] \cdot I_{dc\_eff\_max} = 10.472 kW$ . La déformation vient du facteur de forme.

Rappelons que dans toute cette démonstration on a négligé les pertes dans les diodes au niveau du bilan des puissances.

## Dimensionnement du filtre d'entrée de l'onduleur ( $C_{in}, L_{in}$ )

L'onduleur absorbe (au niveau du filtre) dans le pire des cas, un courant moyen  $I_{in\_ond\_max} := I_{dc\_max}$ , et ce quelle que soit sa structure push-pull, demi-pont ou pont complet. C'est cette valeur maximale (et non moyenne maximale) qui définit le filtre d'entrée et non la tension maximale d'entrée.

$$I_{in\_ond\_max} = 22.68 A$$

### Capacité $C_{in}$

L'ondulation de la tension d'entrée (aux bornes du condensateur de filtrage continu de l'onduleur) est donnée par la formule :

$$\Delta V_e = \alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{I_{in\_ond\_max}}{C_{in} \cdot 2 f_{déc}} \quad (\text{le redressement double alternance double la fréquence vue par les filtres})$$

Nous remarquons qu'elle dépend du courant moyen de sortie, mais pas de la tension moyenne d'entrée. Il faut donc définir le filtre d'entrée pour la tension d'entrée minimale (courant maximum). Elle est encore maximale pour  $\alpha_m := 0.5$ .

Le filtre d'entrée est donné par l'ondulation tolérée pour le courant appelé au secteur et par le courant appelé à la mise sous tension.

$$\text{On impose : } \Delta V_e := V_{dc\_min} \cdot \delta V_{in\_rel} \quad \Delta V_e = 4.409 V$$

Cette valeur est discutable, elle correspond souvent à un confort d'utilisation pour la régulation. On peut démontrer qu'en pratique elle peut être augmentée sans difficulté jusqu'à 5%.

On déduit de l'équation précédente la valeur du condensateur de filtrage

$$C_{in} := \alpha_m \cdot (1 - \alpha_m) \cdot \frac{I_{in\_ond\_max}}{(\Delta V_e \cdot f_{déc})} \quad C_{in} = 85.734 \mu F \quad \text{pour un module complet de } P_{nom} = 10 kW$$

### Inductance $Lin$

L'ondulation du courant d'entrée est donnée par la formule:

$$\Delta I_e = \alpha^2 \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{I_{in\_ond\_max}}{2C_{in} \cdot Lin \cdot (2f_{déc})^2} \quad (\text{le redressement double la fréquence vue par les filtres})$$

elle est indépendante du courant moyen de sortie, elle est maximale pour  $\alpha_m := 0.5$ .

On impose :  $\Delta I_e := Idco\_max \cdot \delta I_{in\_rel} \quad \Delta I_e = 0.206 \text{ A}$

$$Lin := \frac{1}{8} \cdot [\alpha_m^2 \cdot (1 - \alpha_m)] \cdot \frac{I_{in\_ond\_max}}{(\Delta I_e \cdot C_{in} \cdot f_{déc}^2)} \quad Lin = 89.315 \mu H$$

valeur très faible, qui permet de minimiser les perturbations CEM conduites, réalisable avec un simple tore de ferrite, à augmenter vis à vis du redressement à 300Hz du secteur 50Hz

On calcule la fréquence de résonance du réseau LC d'entrée :  $F_{in\_rés} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_{in} \cdot Lin}} \quad F_{in\_rés} = 1.819 \text{ kHz}$

Cette valeur de résonance est  $\frac{2f_{déc}}{F_{in\_rés}} = 16.495$  fois plus faible que la fréquence de découpage  $2f_{déc} = 30 \text{ kHz}$  et suffisamment éloignée de la pulsation à 300Hz du redressement secteur. Il n'y a donc pas de risque d'amplification des oscillations résiduelles.

### Courant appelé à la MST

A la MST (mise sous tension) du montage (fermeture du sectionneur d'entrée secteur), la capacité d'entrée  $C_{in}$  est supposée totalement déchargée. Elle voit brutalement à l'enclenchement du disjoncteur d'entrée, toute la tension redressée du pont de diodes, via l'inductance  $Lin$ . Elle se charge durant cette phase selon une loi sinusoïdale, correspondant à la mise en résonance du réseau  $Lin, C_{in}$ . Le courant maximum absorbé durant cette phase est donné par l'impédance caractéristique du réseau :

$$Z_{LCin} := \sqrt{\frac{Lin}{C_{in}}} \quad Z_{LCin} = 1.021 \Omega$$

Le courant crête est calculé dans le pire des cas, c'est à dire pour la tension d'alimentation secteur maximale. Elle est directement donné par la relation  $I_{in\_mst} := \frac{V_{dc\_max}}{Z_{LCin}}$

$$I_{in\_mst} = 609.651 \text{ A}$$

### Problème inverse

On peut maintenant calculer les éléments du problème à partir du courant crête à la MST, puis en déduire les ondulations.

Les équations qui régissent le problème sont les suivantes.

$$I_{in\_mst} = \frac{V_{dc\_max}}{Z_{LCin}} \quad \implies \quad Z_{LCin} = \frac{V_{dc\_max}}{I_{in\_mst}} = \sqrt{\frac{Lin}{C_{in}}}$$

$$\alpha m = 0.5$$

$$\Delta I_e = \alpha m^2 \cdot (1 - \alpha m) \cdot \frac{I_{in\_ond\_max}}{2 C_{in} \cdot L_{in} \cdot (2 f_{déc})^2} \quad \Delta V_e = \alpha m \cdot (1 - \alpha m) \cdot \frac{I_{in\_ond\_max}}{C_{in} \cdot 2 f_{déc}}$$

On peut prendre comme donnée du problème le courant crête à la MST  $I_{in\_mst}$  et l'ondulation de tension d'entrée  $\Delta V_e$ . Le problème devient alors univoque, si on ne cherche pas à imposer l'ondulation de courant  $\Delta I_e$ .

$$\alpha m = 50\% \quad \Delta V_e := V_{dc\_max} \cdot 5\% \quad \Delta V_e = 31.113 \text{ V} \quad I_{in\_mst} := I_{in\_ond\_max} \cdot 200\% \quad I_{in\_mst} = 45.361 \text{ A}$$

$$f_{déc} = 15 \text{ kHz} \quad I_{in\_ond\_max} = 22.68 \text{ A}$$

$$C_{in1} := \alpha m \cdot (1 - \alpha m) \cdot \frac{I_{in\_ond\_max}}{\Delta V_e \cdot 2 f_{déc}} \quad C_{in1} = 6.075 \mu\text{F}$$

$$L_{in1} := \left( \frac{V_{dc\_max}}{I_{in\_mst}} \right)^2 \cdot C_{in} \quad L_{in1} = 1.613 \times 10^4 \mu\text{H}$$

On en déduit l'ondulation de courant :  $\Delta I_e = \alpha m^2 \cdot (1 - \alpha m) \cdot \frac{I_{in\_ond\_max}}{2 C_{in} \cdot L_{in} \cdot (2 f_{déc})^2}$

$$\Delta I_e = 0.206 \text{ A} \quad \frac{\Delta I_e}{I_{in\_ond\_max}} = 0.907\%$$

On vérifie finalement  $F_{in\_rés1} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_{in1} \cdot L_{in1}}} \quad F_{in\_rés1} = 0.508 \text{ kHz} \quad \left( F_{in\_rés1} < \frac{f_{déc}}{2} \right) = 1$

Dans ce problème à 4 entrées :  $\Delta I_e$ ,  $\Delta V_e$ ,  $I_{in\_mst}$  et  $F_{in\_rés}$ , et à seulement deux paramètres de liberté, on peut encore orienter le calcul différemment. Précisons aussi que la fréquence  $F_{in\_rés}$  définit la période d'oscillation du courant lors de la mise sous tension.

## Dimensionnement des interrupteurs de l'onduleur

Les drivers modernes permettent de commuter rapidement les interrupteurs. Nous adopterons des temps de commutation communs :  $t_{c\_int\_off} = 100 \text{ ns}$  (blocage) et  $t_{c\_int\_on} = 100 \text{ ns}$  (fermeture), quel que soit le courant commuté.

Nous considérerons des formes d'onde de courant et de tension triangulaires durant toutes les commutations. Nous négligerons les pertes en commutation dans les diodes, en supposant qu'elle commutent instantanément. Il est important de rappeler que durant les commutations, on se ramène toujours à une cellule élémentaire de commutation de type hacheur abaisseur ou élévateur. Ceci est vrai quel que soit le type de modulation (MLI ou pleine onde) et quel que soit le mode de fonctionnement (commutation assistée ou forcée). Ce dimensionnement impose de se placer dans le pire des cas, qui est celui où le courant absorbé est maximum (tension d'alimentation secteur minimale). Mais comme les phénomènes thermiques sont lents, il faut prendre les valeurs moyennes extrémales des courants et tension.

### Sélection de la structure

Rappelons les conventions de notation de la structure de l'onduleur :

0 pour demi-pont de tension, 1 pour push-pull, 2 pour pont complet.

Nous avons choisi  $type\_onduleur = 2$

Ce paramètre influe sur le nombre de transistors conducteurs simultanément, leur courant et leur tension.

Le premier point (nombre d'interrupteurs) est donné par :

$$N_{inters\_on} := \begin{cases} N_{inters\_on0} \leftarrow 1 & \text{if } [(type\_onduleur = 0) \vee (type\_onduleur = 1)] \\ N_{inters\_on0} \leftarrow 2 & \text{if } (type\_onduleur = 2) \\ N_{inters\_on0} \end{cases}$$

$$N_{inters\_on} = 2$$

Le deuxième point (courant dans un interrupteur) est donné par :

$$I_{trans\_max} := \begin{cases} I_{trans\_max0} \leftarrow Idco\_max & \text{if } [(type\_onduleur = 1) \vee (type\_onduleur = 2)] \\ I_{trans\_max0} \leftarrow 2Idco\_max & \text{if } (type\_onduleur = 0) \\ I_{trans\_max0} \end{cases}$$

$$I_{trans\_max} = 20.569 \text{ A}$$

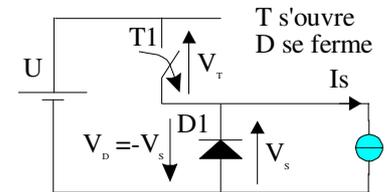
La tension max vue par un interrupteur n'intervient que sur son calibre en tension. Elle est donnée par :

$$V_{trans\_max} := \begin{cases} V_{trans\_max0} \leftarrow Vdc\_max & \text{if } [(type\_onduleur = 0) \vee (type\_onduleur = 2)] \\ V_{trans\_max0} \leftarrow 2Vdc\_max & \text{if } (type\_onduleur = 1) \\ V_{trans\_max0} \end{cases}$$

$$V_{trans\_max} = 622.254 \text{ V}$$

### Pertes à l'ouverture du transistor

Les notations utilisées durant l'ouverture sont représentées à la figure ci-contre. Elles concernent une seule cellule de commutation (hacheur abaisseur), le raisonnement étant transposable aux autres.



L'allure simplifiée du courant et de la tension dans le transistor et la diode est représentée à la figure ci-contre. Le transistor s'ouvre d'abord, puis la diode se met à conduire de façon douce (sans tension à ses bornes).

Durant toute cette phase le transistor supporte un énergie de commutation importante. Le courant reste constant :  $I_{trans\_max} = 20.569 \text{ A}$ . La tension

évolue de façon triangulaire selon la loi :  $V_{trans}(t) = Vdco\_min \cdot \frac{t}{tc\_int\_off}$

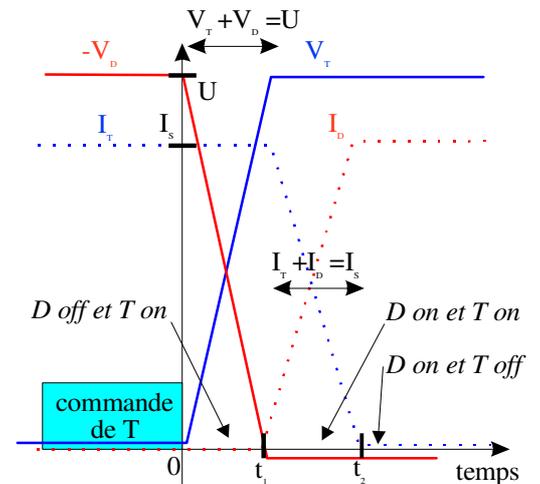
(l'origine des temps est placée au début de la commutation).

$$I_{trans\_max} = 20.569 \text{ A} \quad Vdco\_min = 486.171 \text{ V}$$

L'énergie dissipée durant la commutation est obtenue par intégration.

$$W_{tr\_off} = \int_0^{tc\_int\_off} Vdco\_min \cdot \frac{t}{tc\_int\_off} \cdot I_{trans\_max} dt$$

$$W_{tr\_off} = \frac{1}{2} \cdot tc\_int\_off \cdot Vdco\_min \cdot I_{trans\_max}$$



La puissance moyenne dissipée durant les commutations est obtenue par la fréquence  $fdéc = 15 \text{ kHz}$  d'occurrence de ces commutations.

$$Ptr\_off = W_{tr\_off} \cdot fdéc$$

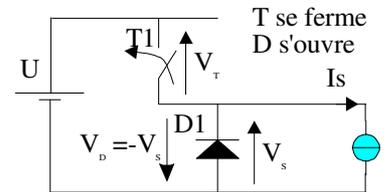
Soit pour les  $N_{inters\_on} = 2$  transistors de l'onduleur conduisant simultanément :

$$Ptr_{tot\_off} := N_{inters\_on} \cdot fdéc \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot tc_{int\_off} \cdot Vdco\_min \cdot I_{trans\_max} \right)$$

$Ptr_{tot\_off} = 15 W$

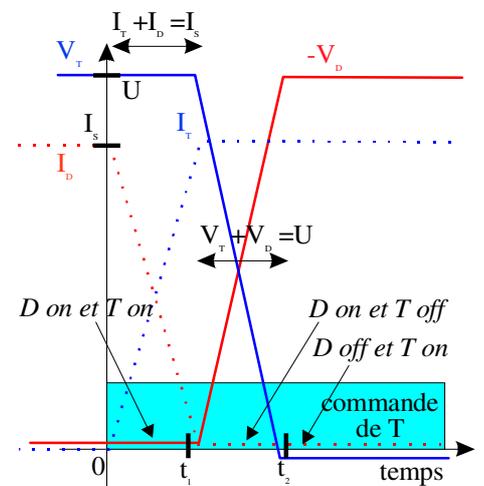
**Pertes à la fermeture du transistor**

Les pertes à la fermeture du transistor sont obtenues en suivant le même raisonnement que précédemment. Les notations utilisées durant l'ouverture sont représentées à la figure ci-contre. Elles concernent une seule cellule de commutation (hacheur abaisseur), le raisonnement étant transposable aux autres.



L'allure simplifiée du courant et de la tension dans le transistor et la diode est représenté à la figure ci-contre. Le transistor se ferme d'abord, puis la diode s'ouvre de façon douce (sans tension à ses bornes).

Durant toute cette phase le transistor supporte un énergie de commutation importante. La tension reste constante :  $V_{trans\_min} := Vdco\_min$ . La tension évolue de façon triangulaire selon la loi :  $I_{trans}(t) = I_{trans\_max} \cdot \frac{t}{tc_{int\_on}}$  (l'origine des temps est placée au début de la commutation).



$I_{trans\_max} = 20.569 A$       $Vdco\_min = 486.171 V$

L'énergie dissipée durant la commutation est obtenue par intégration.

$$Wtr_{on} = \int_0^{tc_{int}} Vdco\_min \cdot \frac{t}{tc_{int\_on}} \cdot I_{trans\_max} dt$$

$$Wtr_{on} = \frac{1}{2} \cdot tc_{int\_on} \cdot Vdco\_min \cdot I_{trans\_max}$$

La puissance moyenne dissipée durant les commutations est obtenue par la fréquence  $fdéc = 15 kHz$  d'occurrence de ces commutations.

$Ptr_{on} = Wtr_{on} \cdot fdéc$

Soit pour les  $N_{inters\_on} = 2$  transistors de l'onduleur conduisant simultanément :

$$Ptr_{tot\_on} := N_{inters\_on} \cdot fdéc \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot tc_{int\_on} \cdot Vdco\_min \cdot I_{trans\_max} \right)$$

$Ptr_{tot\_on} = 15 W$

**Pertes en conduction des transistors**

Si les transistors sont de type MOSFET, alors leurs pertes en conduction s'expriment au courant maximum, pour les  $N_{inters\_on} = 2$  interrupteurs :  $P_{MOS\_cond}(\delta n) := N_{inters\_on} \cdot R_{dson} \cdot I_{trans\_max}^2 \cdot \delta n$ . Le résultat dépend du rapport cyclique de conduction.

Soit pour le cas le plus défavorable :  $P_{MOS\_cond}(\delta n_{max}) = 80.385 \text{ W}$

Si les transistors sont de type IGBT, alors leurs pertes en conduction s'expriment au courant maximum, pour les  $N_{inters\_on} = 2$  interrupteurs :  $P_{IGBT\_cond}(\delta n) := N_{inters\_on} \cdot \delta V_{on\_IGBT} \cdot I_{trans\_max} \cdot \delta n$ . Le résultat dépend encore du rapport cyclique de conduction.

Soit pour le cas le plus défavorable :  $P_{IGBT\_cond}(\delta n_{max}) = 97.702 \text{ W}$

**Pertes en conduction des diodes**

Les diodes présentent des pertes en conduction au courant maximum, pour les  $N_{inters\_on} = 2$  interrupteurs :

$P_{diodes\_cond}(\delta n) := N_{inters\_on} \cdot \delta V_{on\_diodes1} \cdot I_{trans\_max} \cdot (1 - \delta n)$ . Le résultat dépend inversement du rapport cyclique de conduction des transistors.

Soit pour le cas le plus défavorable :  $P_{diodes\_cond}(\delta n_{min}) = 58.621 \text{ W}$

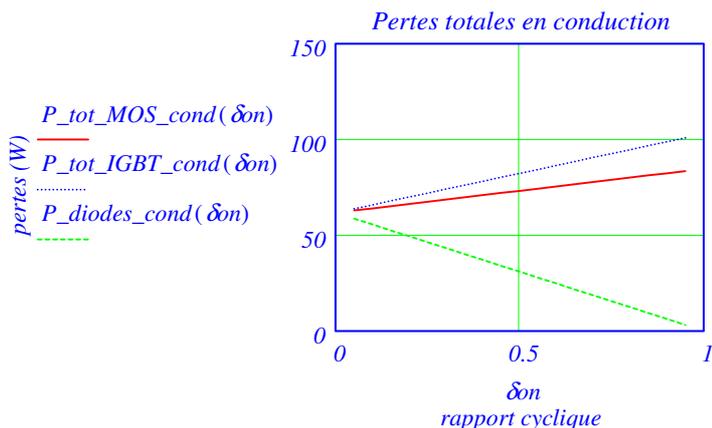
**Pertes totales en conduction**

Les pertes totales en conduction s'expriment :

- cas du MOSFET  $P_{tot\_MOS\_cond}(\delta n) := P_{MOS\_cond}(\delta n) + P_{diodes\_cond}(\delta n)$

- cas de l'IGBT  $P_{tot\_IGBT\_cond}(\delta n) := P_{IGBT\_cond}(\delta n) + P_{diodes\_cond}(\delta n)$

Nous pouvons tracer leur évolution en fonction du rapport cyclique  $\delta n := \delta n_{min}, \delta n_{min} + 0.05 .. \delta n_{max}$



Nous remarquons que les pertes dans les transistors sont plus élevées pour le plus grand rapport cyclique, au contraire de celles dans les diodes. Ceci est dû au fait que les pertes en conduction dans un transistor sont plus élevées que celles dans une diode.

Nous pouvons calculer le rapport cyclique qui donne les pertes maximales avec l'algorithme suivant.

```

 $\delta n_{pertes\_max\_MOS} :=$ 
    Pertes1  $\leftarrow$  0 · W
     $\delta n_{Pmax} \leftarrow \delta n_{min}$ 
    for  $\delta n1 \in (\delta n_{min}, \delta n_{min} + 0.05.. \delta n_{max})$ 
        test1  $\leftarrow$  1 if  $Pertes1 < P_{tot\_MOS\_cond}(\delta n1)$ 
        test1  $\leftarrow$  0 otherwise
         $\delta n_{Pmax} \leftarrow \delta n1$  if test1
        ( $Pertes1 \leftarrow P_{tot\_MOS\_cond}(\delta n1)$ ) if test1
     $\delta n_{Pmax}$ 
    
```

$\delta n_{pertes\_max\_MOS} = 0.95$

```

 $\delta n_{pertes\_max\_IGBT} :=$ 
    Pertes1  $\leftarrow$  0W
     $\delta n_{Pmax} \leftarrow \delta n_{min}$ 
    for  $\delta n1 \in (\delta n_{min}, \delta n_{min} + 0.05.. \delta n_{max})$ 
        test1  $\leftarrow$  1 if  $Pertes1 < P_{tot\_IGBT\_cond}(\delta n1)$ 
        test1  $\leftarrow$  0 otherwise
         $\delta n_{Pmax} \leftarrow \delta n1$  if test1
        ( $Pertes1 \leftarrow P_{tot\_IGBT\_cond}(\delta n1)$ ) if test1
     $\delta n_{Pmax}$ 
    
```

$\delta n_{pertes\_max\_IGBT} = 0.95$

### **Pertes totales maximales**

Les pertes en commutation ne dépendent pas du rapport cyclique, au contraire de celles en conduction. Nous nous plaçons par conséquent au point le plus défavorable, défini précédemment, pour calculer les pertes totales dans les interrupteurs.

$$P_{tot\_MOS\_max} := P_{tot\_MOS\_cond}(\delta n_{pertes\_max\_MOS}) + P_{tr\_tot\_off} + P_{tr\_tot\_off} \quad P_{tot\_MOS\_max} = 113.47 \text{ W}$$

$$P_{tot\_IGBT\_max} := P_{tot\_IGBT\_cond}(\delta n_{pertes\_max\_IGBT}) + P_{tr\_tot\_off} + P_{tr\_tot\_off} \quad P_{tot\_IGBT\_max} = 130.788 \text{ W}$$

Ces pertes sont réparties sur  $N_{inters\_on} = 2$  interrupteurs conducteurs simultanément, ce qui donne pour chaque bloc interrupteur (incluant un transistor et une diode) :

$$P_{linter\_MOS\_max} := \frac{P_{tot\_MOS\_max}}{N_{inters\_on}} \text{ et } P_{linter\_IGBT\_max} := \frac{P_{tot\_IGBT\_max}}{N_{inters\_on}}$$

$P_{linter\_MOS\_max} = 56.735 \text{ W}$

$P_{linter\_IGBT\_max} = 65.394 \text{ W}$

## Transformateur

Il y a un seul transformateur par module.

### Définition des tensions de calcul

Le transformateur est imposé par deux problèmes différents. Tout d'abord, il ne doit pas saturer sous la tension d'alimentation maximale, puis il doit fournir la tension nominale de sortie sous sa tension d'alimentation minimale. Il peut avoir trois structures, définies par la variable *type\_onduleur* avec : 0 pour demi-pont de tension, 1 pour push-pull, 2 pour pont complet. Nous avons choisi *type\_onduleur = 2*

Dans le cas du demi-pont de tension, le primaire voit la moitié de la tension d'alimentation continue. Dans le cas du pont complet, le primaire voit la pleine tension d'alimentation continue. Dans le cas du push-pull, chaque demi-primaire voit la pleine tension d'alimentation continue. Il faut se placer dans le pire des cas, c'est à dire pour la tension maximale d'alimentation continue  $V_{dc\_max} = 622.254 \text{ V}$ . Nous pouvons alors écrire la fonction suivante.

$$V_{Itransfo\_max} := \begin{cases} V_{Itransfo\_max0} \leftarrow V_{dc\_max} & \text{if } [(type\_onduleur = 1) \vee (type\_onduleur = 2)] \\ V_{Itransfo\_max0} \leftarrow \frac{V_{dc\_max}}{2} & \text{if } (type\_onduleur = 0) \\ V_{Itransfo\_max0} & \end{cases}$$

$$V_{Itransfo\_max} = 622.254 \text{ V}$$

Nous négligeons la chute de tension aux bornes des interrupteurs de l'onduleur, car si les transistors retirent de la tension, les diodes de roue libre en rajoutent au contraire.

La tension minimale crête vue par le primaire du transformateur est calculée de la même façon, elle doit permettre de fournir la tension de sortie nominale..

$$V_{Itransfo\_min} := \begin{cases} V_{Itransfo\_min0} \leftarrow V_{dc\_min} & \text{if } [(type\_onduleur = 1) \vee (type\_onduleur = 2)] \\ V_{Itransfo\_min0} \leftarrow \frac{V_{dc\_min}}{2} & \text{if } (type\_onduleur = 0) \\ V_{Itransfo\_min0} & \end{cases}$$

$$V_{Itransfo\_min} = 440.908 \text{ V}$$

Considérons le redresseur du secondaire. Il comporte une ou deux diodes, selon sa structure (pont complet ou push-pull), dont on doit tenir compte dans le bilan des tensions. Leur chute de tension au courant nominal vaut  $\delta V_{on\_diodes2} = 2 \text{ V}$

Le hacheur doit fournir une tension nominale en sortie  $V_{out\_nom} = 40 \text{ V}$ . Pour fournir cette tension, le secondaire doit fournir comme créneaux de tension qui dépendent du nombre de diodes conductrices simultanément (1 en Push-Pull et 2 en pont complet)

$$V_{2min} := \begin{cases} V_{2min0} \leftarrow (V_{out\_nom} + \delta V_{on\_diodes2}) \cdot \frac{1}{\delta on\_max} & \text{if } Push\_Pull2 = 1 \\ V_{2min0} \leftarrow (V_{out\_nom} + 2 \cdot \delta V_{on\_diodes2}) \cdot \frac{1}{\delta on\_max} & \text{otherwise} \\ V_{2min0} & \end{cases}$$

$$V_{2min} = 44.211 \text{ V}$$

Nous pouvons définir à cette occasion le rapport de transformation minimum  $M_{transfo} := \frac{V_{Itransfo\_min}}{V_{2min}}$ ,  $M_{transfo} = 9.973$

**Définition des courants de calcul**

Ce sont les courants efficaces qui régissent les échauffements de conducteurs du transformateur. Il faut utiliser comme toujours le cas le plus défavorable, c'est à dire celui de la tension minimale d'alimentation. Le courant vu par le transformateur dépendra de sa structure. Il est régi par la fonction suivante.

$$I_{transfo1\_max} := \begin{cases} I_{transfo1\_max0} \leftarrow Idco\_max & \text{if } [(type\_onduleur = 1) \vee (type\_onduleur = 2)] \\ I_{transfo1\_max0} \leftarrow 2Idco\_max & \text{if } (type\_onduleur = 0) \\ I_{transfo1\_max0} & \end{cases}$$

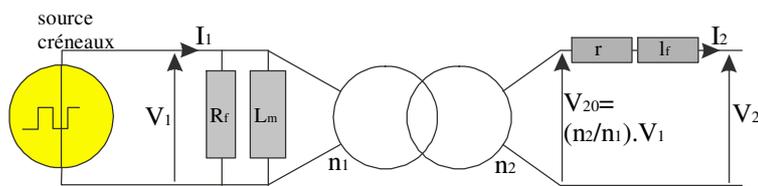
$I_{transfo1\_max} = 20.569 \text{ A}$

**Calcul des nombres de spires à partir du primaire**

**Calcul du primaire imposé par la magnétisation à la tension primaire maximale**

On choisit une fréquence de découpage  $f_{déc} = 15 \text{ kHz}$ , compromis intéressant entre les pertes par commutation et la taille des éléments réactifs (et surtout inaudible). Le transformateur peut être donné par la formule de Boucherot, avec une erreur théorique de 10% :  $V_{Itransfo\_max} = 4.44 \cdot Ns1 \cdot Sfer \cdot Bfmax\_transfo \cdot f\_déc$ , ou encore par un calcul plus rigoureux, que nous allons détailler maintenant.

Nous partons à cet effet du schéma équivalent complet du transformateur, proposé à la figure ci-dessous.



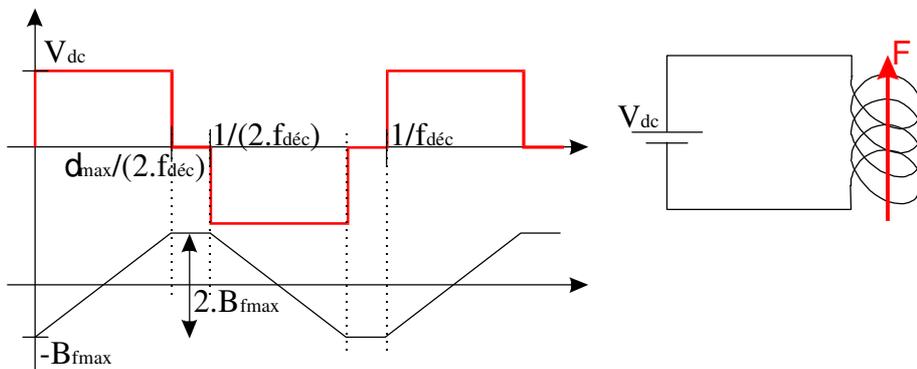
Ce schéma regroupe les éléments obtenus par méthode des pertes séparées :

- essai à vide, éléments du circuit magnétique,  $Rf$  et  $Lm$
- essai en court-circuit, éléments du bobinage  $r$  et  $lf$

La magnétisation du transformateur n'est définie que par la tension d'alimentation, indépendamment du courant de charge (conséquence de l'hypothèse de Kapp). Par conséquent, nous pouvons déterminer la taille du noyau magnétique par le calcul suivant.

Appliquons la loi de Lenz :  $V_{Itransfo\_max} = \frac{d}{dt} \phi = \frac{d}{dt} (Ns1 \cdot Bf \cdot Sfer)$  au cas d'une excursion en induction double de l'induction max

(on part de la crête négative pour arriver à la crête positive, sous une tension d'alimentation égale à  $V_{dc\_max} = 622.254 \text{ V}$  . La figure ci-dessous présente ce phénomène.



L'équation qui régit le flux s'écrit de la façon suivante :

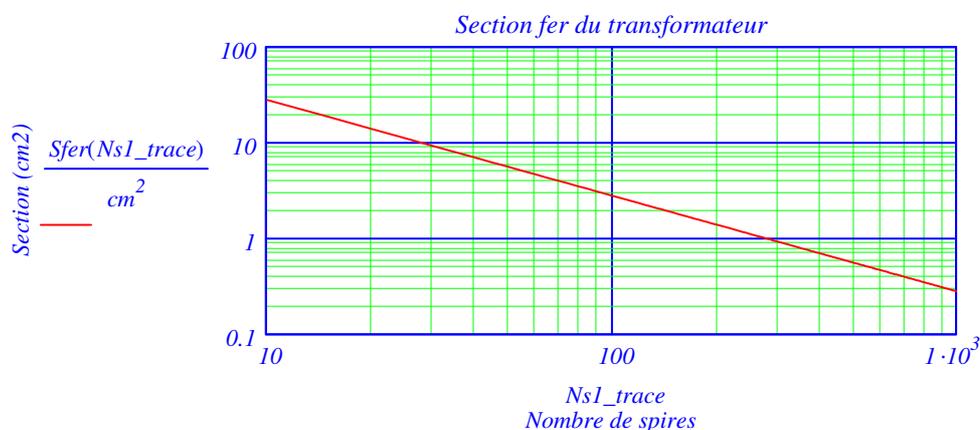
$$V_{Itransfo\_max} = \frac{(Ns1 \cdot 2 \cdot B_{fmax\_transfo} \cdot S_{fer}) \cdot \frac{\delta n_{max}}{2 f_{dec}}}{S_{fer}}$$

$Ns1$  : nombre de spires au primaire  
 $S_{fer}$  : section du noyau de fer au niveau du bobinage

Précisons que nous négligeons les chutes de tension dans les interrupteurs.

Ce problème est à deux degrés de liberté ( $Ns1$  et  $S_{fer}$ ), pour une seule équation, ce qui permet d'en imposer un. Traçons un tableau avec différentes solutions, afin de choisir la meilleure solution.

$$Ns1\_trace := 10, 15 .. 1000 \quad S_{fer}(Ns1\_trace) := \frac{V_{Itransfo\_max} \cdot \frac{\delta n_{max}}{2 f_{dec}}}{Ns1\_trace \cdot 2 \cdot B_{fmax\_transfo}}$$



Le problème inverse donne  $Ns1(S_{fer1}) := \text{arrondi} \left( \frac{V_{Itransfo\_max} \cdot \frac{\delta n_{max}}{2 f_{dec}}}{S_{fer1} \cdot 2 \cdot B_{fmax\_transfo}}, 0 \right)$   $\delta n_{max} = 0.95$

Nous choisissons une ferrite  $B_{fmax\_transfo} = 0.35 T$ , avec une section  $S_{fer\_opt1} := 7 \cdot cm^2$ , d'où nous obtenons directement :  
 $Ns1\_opt1 := Ns1(S_{fer\_opt1})$   $Ns1\_opt1 = 40 \text{ spires}$

Précisons que l'intérêt d'avoir peu de spires est de diminuer les capacités parasites inter-spires, et de simplifier la réalisation du transformateur. En revanche, le noyau coûte plus cher.

La formule de Boucherot aurait donné comme un résultat voisin du précédent :

$$Ns1\_boucherot := \text{arrondi} \left( \frac{V_{Itransfo\_max}}{4.44 \cdot S_{fer\_opt1} \cdot B_{fmax\_transfo} \cdot f_{dec}}, 0 \right) \quad Ns1\_boucherot = 38 \text{ spires}$$

### Calcul du secondaire imposé à la tension primaire minimale

Le nombre de spires au primaire est dans le rapport des tensions d'alimentations. Si le primaire a été défini à la tension d'alimentation primaire maximale, pour valider les critères de magnétisation, en revanche le secondaire est défini à la tension primaire minimale, afin de pouvoir fournir la tension de charge demandée.

Nous avons défini le rapport de transformation correspondant  $M_{transfo} = 9.973$ . Le nombre de spires au secondaire vaut alors :

$$Ns2_{opt1} := \text{arrondi}\left(\frac{Ns1_{opt1}}{M_{transfo}}, 0\right), Ns2_{opt1} = 4 \text{ spires}$$

### Calcul des nombres de spires à partir du secondaire

La structure du transformateur est donnée par la variable logique  $Push\_Pull2 = 1$ , qui définit si le secondaire est de type push-pull ou non. Dans le cas des transformateurs à fort courant de sortie (et faible tension de sortie), il peut être intéressant de limiter le nombre de spires du secondaire à une ou deux, afin de réaliser un bobinage semi-rigide. Dans ce cas, le problème est inversé, car il faut partir de la tension secondaire pour calculer le nombre de spires au primaire du transformateur, puis la section du fer.

Le rapport de transformation est défini dans le pire des cas, c'est à dire pour la tension d'alimentation continue primaire minimale  $V_{Itransfo\_min} = 440.908 \text{ V}$ , qui doit permettre de fournir la pleine tension de sortie.

Nous avons défini le rapport de transformation opérationnel :  $M_{transfo} = 9.973$

Si nous considérons un transformateur à  $Ns2_{opt2} = 2 \text{ spires}$  au secondaire (le couplage est meilleur avec deux spires qu'avec une seule), nous obtenons au primaire  $Ns1_{opt2} := \text{arrondi}(M_{transfo} \cdot Ns2_{opt2}, 0)$ , soit  $Ns1_{opt2} = 20 \text{ spires}$ .

Nous obtenons alors une section de fer pour le noyau :  $Sfer_{opt2} := Sfer(Ns1_{opt2})$   $Sfer_{opt2} = 14.075 \text{ cm}^2$ , soit un carré de côté  $\sqrt{Sfer_{opt2}} = 3.752 \text{ cm}$

### Sections de cuivre au primaire, effet de peau

La densité de courant dans le cuivre primaire dépend de la structure du transformateur :

$$Dens_{II} := \begin{cases} Dens_I \cdot \sqrt{2} & \text{if } type\_onduleur = 1 \\ Dens_I & \text{otherwise} \end{cases}, Dens_{II} = 5 \frac{A}{mm^2}$$

$$Dens_{II} = 5 \frac{A}{mm^2}$$

Le calcul des sections de bobinages est effectué dans le pire des cas, c'est à dire pour le courant primaire maximum défini précédemment :  $I_{transfo1\_max} = 20.569 \text{ A}$

La section des fils vaut au primaire  $Sfil1 := \frac{I_{transfo1\_max}}{Dens_{II}}$   $Sfil1 = 4.114 \text{ mm}^2$

On adoptera une section ronde, le diamètre du fil vaut  $Dfil1 := \sqrt{\frac{4Sfil1}{\pi}}$   $Dfil1 = 2.289 \text{ mm}$

L'épaisseur de peau dans le cuivre vaut à  $50\text{Hz}$ ,  $0.92\text{cm}$ . Elle s'exprime de la façon suivante  $Hpeau(fr\acute{e}q1) := 0.92 \cdot \text{cm} \cdot \sqrt{\frac{50\text{Hz}}{fr\acute{e}q1}}$

A la fréquence de découpage  $fd\acute{e}c = 15 \text{ kHz}$ , l'épaisseur de peau vaut  $Hpeau(fd\acute{e}c) = 0.531 \text{ mm}$ . Il faut la comparer au rayon des conducteurs, soit  $\frac{Dfil1}{2} = 1.144 \text{ mm}$

Il faut subdiviser le conducteur en brins, de diamètre unitaire égal au double de l'effet de peau, tout en conservant la section totale du conducteur.

$$Nbrins1 \cdot \frac{\pi \cdot (2 Hpeau(fdéc))^2}{4} = \pi \cdot \frac{Dfil1^2}{4} \iff Nbrins1 := \text{arrondi} \left[ \frac{Dfil1^2}{(2 Hpeau(fdéc))^2}, 0 \right]$$

Ceci conduit dans notre cas à un nombre de brins élémentaires :  $Nbrins1 = 5$  de diamètre élémentaire  $Dbrins1 := 2 \cdot Hpeau(fdéc)$ ,  $Dbrins1 = 1.062 \text{ mm}$

### Sections de cuivre au secondaire, effet de peau

La densité de courant dans le cuivre secondaire est choisie en fonction de sa structure push-pull ou non :

$$Dens\_I2 := \begin{cases} Dens\_I \cdot \sqrt{2} & \text{if } Push\_Pull2 \\ Dens\_I & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$Dens\_I2 = 7.071 \frac{A}{mm^2}$$

En effet, dans une structure push-pull, le courant dans les secondaires n'apparaît que durant la moitié du temps, d'où un échauffement réduit de  $\sqrt{2}$  (pertes liées au carré du courant efficace).

La section des fils vaut au secondaire  $Sfil2 := \frac{Iout\_nom}{Dens\_I2}$   $Sfil2 = 35.355 \text{ mm}^2$

On adoptera une section rectangulaire d'épaisseur  $épaisseur\_fil2 := Hpeau(fdéc)$ ,  $épaisseur\_fil2 = 0.531 \text{ mm}$ . La largeur du du fil

vaut  $Lfil2 := \frac{Sfil2}{épaisseur\_fil2}$

$$Lfil2 = 6.656 \text{ cm}$$

Si sa largeur est trop importante, on peut subdiviser le méplat, en l'empilant en  $Ncouches\_méplat2 = 5$  couches élémentaires, ce qui

conduit à une largeur de méplat au secondaire :  $Lméplat2 := \frac{Lfil2}{Ncouches\_méplat2}$ ,

soit  $Lméplat2 = 13.312 \text{ mm}$

### Fenêtres cuivre

La section de la fenêtre cuivre dépend de la structure du transformateur. Dans le cas d'une solution push-pull au primaire ou au secondaire, il faut doubler les sections brutes calculées par les densités de courant.

La fenêtre cuivre du primaire vaut  $Sfenetre1(Ns1) := \begin{cases} \frac{Sfil1 \cdot Ns1}{Kfois1} \cdot 2 & \text{if } type\_onduleur = 1 \\ \frac{Sfil1 \cdot Ns1}{Kfois1} & \text{otherwise} \end{cases}$

$$Sfenetre1(Ns1\_opt1) = 2.743 \text{ cm}^2$$

$$Sfenetre1(Ns1\_opt2) = 1.371 \text{ cm}^2$$

La fenêtre cuivre du primaire vaut  $Sfenetre2(Ns2) := \begin{cases} \frac{Sfil2 \cdot Ns2}{Kfois2} \cdot 2 & \text{if } Push\_Pull2 \\ \frac{Sfil2 \cdot Ns2}{Kfois2} & \text{otherwise} \end{cases}$

$$Sfenetre2(Ns2\_opt1) = 4.351 \text{ cm}^2$$

$$Sfenetre2(Ns2\_opt2) = 2.176 \text{ cm}^2$$

Précisons que les coefficients de foisonnement seront ajustés en fonction du nombre de brins au primaire et au secondaire. Un transformateur bien équilibré doit avoir des fenêtres de section voisines au primaire et au secondaire, affirmation à pondérer par la mauvaise utilisation de l'espace dans le cas des structures push-pull.

La hauteur de la fenêtre cuivre imposée par le primaire avec ses  $Ns1 = fonction$  spires, alignées sur une seule couche vaudrait :  $hauteur\_cu1(Ns1) := Dfil1 \cdot Ns1$

$$hauteur\_cu1(Ns1\_opt1) = 9.155 \text{ cm}$$

$$hauteur\_cu1(Ns1\_opt2) = 4.577 \text{ cm}$$

La hauteur de la fenêtre cuivre imposée par le secondaire avec les  $Ns2\_opt2 = 2$  spires, alignées sur une seule couche vaudrait :  $hauteur\_cu2(Ns2) := Lfil2 \cdot Ns2$

$$hauteur\_cu2(Ns2\_opt1) = 26.625 \text{ cm}$$

$$hauteur\_cu2(Ns2\_opt2) = 13.312 \text{ cm}$$

Si on aligne maintenant ces secondaires en structure multicouches, on obtient alors :  $hauteur\_cu\_méplat2(Ns2) := Lméplat2 \cdot Ns2$

$$hauteur\_cu\_méplat2(Ns2\_opt1) = 5.325 \text{ cm}$$

$$hauteur\_cu\_méplat2(Ns2\_opt2) = 2.662 \text{ cm}$$

## Redresseur secondaire

Le redresseur secondaire est constitué de deux ou quatre diodes, selon sa structure push-pull ou pont complet. Les pertes dans les diodes permettent de déterminer leur calibre en courant et leur tension maximale, leur calibre en tension.

Le courant dans une diode est calculé au courant maximum  $Idiode\_redr2 := Iout\_nom$   $Idiode\_redr2 = 250 \text{ A}$ , qui est contrôlé par la régulation en courant du système (il ne peut donc pas dépasser cette valeur). Les pertes sont donc données par la fonction suivante.

$$Pertes\_redr2 := \begin{cases} \delta Von\_diodes2 \cdot Idiode\_redr2 & \text{if } Push\_Pull2 \\ 2 \cdot \delta Von\_diodes2 \cdot Idiode\_redr2 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$Pertes\_redr2 = 500 \text{ W}$$

On considère que les diodes continuent de conduire le courant de sortie lorsque la tension de sortie est nulle. Les pertes dans une seule diode s'expriment :  $Pertes\_dioder2 := 0.5 \cdot (\delta Von\_diodes2 \cdot Idiode\_redr2)$

$$Pertes\_dioder2 = 250 \text{ W}$$

La tension maximale vue par les diodes du redresseur doit être calculée dans le cas le plus défavorable : tension secteur maximale, alors que le transformateur a été calculé pour fournir la tension nominale sous la tension d'alimentation secteur la plus faible.

$$Vdioder2 := \begin{cases} 2 \cdot Vout\_nom \cdot \frac{Vdc\_max}{Vdc\_min} & \text{if } Push\_Pull2 \\ Vout\_nom \cdot \frac{Vdc\_max}{Vdc\_min} & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$Vdioder2 = 112.904 \text{ V}$$

## Filtre de sortie

### Calcul de la valeur de l'inductance

L'ondulation du courant de sortie est calculée dans le pire des cas, c'est à dire pour la tension maximale de sortie. Sachant que le convertisseur a été calculé pour fournir la tension nominale sous la tension minimale d'alimentation secteur, lorsque la tension secteur est maximale, la tension de sortie augmente d'autant, ce qui permet d'écrire :  $V_{out\_max} := V_{out\_nom} \cdot \frac{V_{dc\_max}}{V_{dc\_min}}$

$$V_{out\_max} = 56.452 \text{ V}$$

Cette valeur correspond à l'amplitude maximale des créneaux de tension fournis en entrée du filtre de sortie, lorsque la tension d'alimentation secteur est maximale

$$\Delta I_s = \alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{V_{out\_max}}{L_{out} \cdot 2f_{déc}}$$

(la fréquence vue par le redresseur est double de celle vue par l'onduleur, en raison du redressement double alternance)

On impose :  $\Delta I_s := I_{out\_nom} \cdot \delta_{out\_rel}$      $\Delta I_s = 2.5 \text{ A}$      $\delta_{out\_rel} = 1 \%$      $\alpha m = 0.5$  rapport cyclique donnant l'ondulation maximale

$$L_{out} := \frac{-I}{2} \cdot \alpha m \cdot (-1 + \alpha m) \cdot \frac{V_{out\_max}}{(\Delta I_s \cdot f_{déc})}$$

$$L_{out} = 188.173 \text{ } \mu\text{H}$$

### Dimensionnement physique de l'inductance

Les données du problème pour le dimensionnement physique de l'inductance de sortie sont  $L_{out} = 188.173 \text{ } \mu\text{H}$  et le courant qui la traverse  $I_{out\_nom} = 250 \text{ A}$ . En adoptant une inductance à entrefer, les paramètres dimensionnants sont :

$S_{fer\_self} = 4 \text{ cm}^2$  section du circuit magnétique de l'inductance

$B_{fmax\_self} = 1.65 \text{ T}$  induction maximale dans le fer de l'inductance

L'inductance se calcule directement à partir de la réluctance. On considère que la réluctance du fer est négligeable devant celle de l'air.

$$L_{out} = \frac{N_{self}^2}{\frac{\text{entrefer}}{\mu_0 \cdot S_{fer\_self}}}$$

L'inductance est magnétisée par le courant qui traverse sa bobine. En supposant de nouveau que seul l'entrefer intervient, il est possible de déterminer la deuxième équation qui intervient dans sa détermination (théorème d'Ampère).

$$\frac{B_{fmax\_self}}{\mu_0} \cdot \text{entrefer} = N_{self} \cdot I_{n\_out}$$

$$N_{self} = \frac{B_{fmax\_self}}{\mu_0} \cdot \frac{\text{entrefer}}{I_{n\_out}}$$

Nous avons donc deux équations à trois inconnues, ce qui nous impose d'en imposer une a priori, afin d'obtenir les deux autres. Éliminons par exemple le nombre de spires pour commencer, dans la deuxième équation. Nous obtenons :

$$L_{out} = \frac{\left( \frac{B_{fmax\_self}}{\mu_0} \cdot \frac{\text{entrefer}}{I_{n\_out}} \right)^2}{\frac{\text{entrefer}}{\mu_0 \cdot S_{fer\_self}}}$$

$$\text{soit : } L_{out1}(\text{entrefer0}, S_{fer\_self0}) := \frac{B_{fmax\_self}^2}{\mu_0} \cdot \frac{\text{entrefer0}}{I_{out\_nom}^2} \cdot S_{fer\_self0}$$

$$\text{et : } N_{self}(\text{entrefer0}) := \frac{B_{fmax\_self}}{\mu_0} \cdot \frac{\text{entrefer0}}{I_{out\_nom}}$$

Ces formules permettent de calculer la valeur de l'inductance, mais il est demandé dans notre étude de prendre le problème à l'envers, en recherchant l'entrefer à partir de l'inductance.

$$entrefer1(Sfer\_self0) := \frac{Lout}{Bfmax\_self^2} \cdot \mu_o \cdot \frac{Iout\_nom^2}{Sfer\_self0}$$

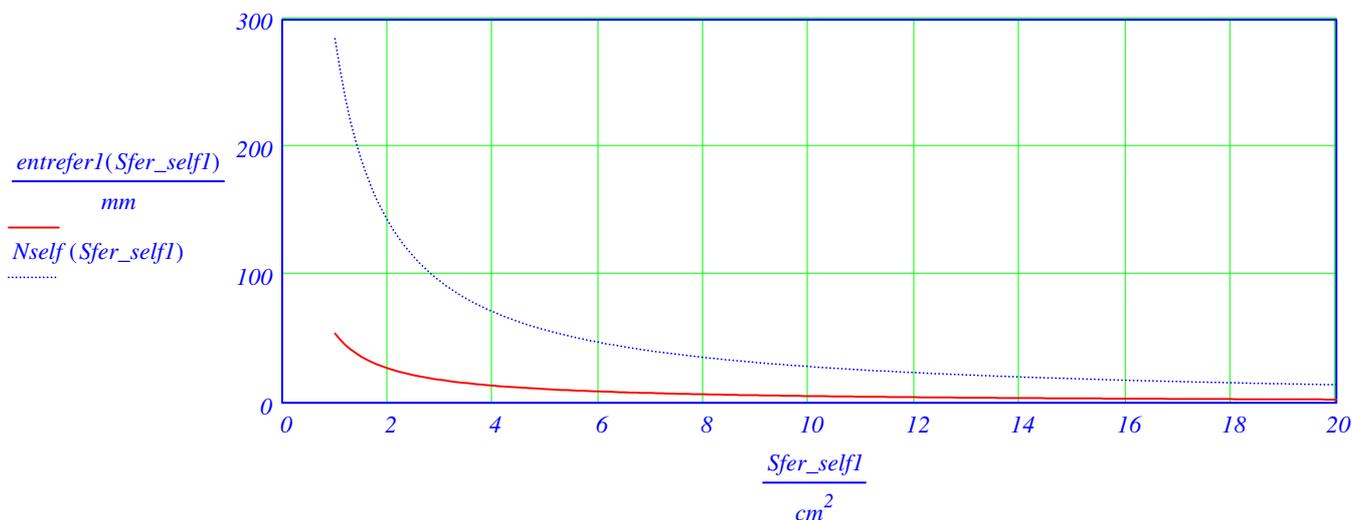
$$Nself(Sfer\_self0) := \frac{Bfmax\_self}{\mu_o} \cdot \frac{\frac{Lout}{Bfmax\_self^2} \cdot \mu_o \cdot \frac{Iout\_nom^2}{Sfer\_self0}}{Iout\_nom}$$

$entrefer1(Sfer\_self) = 13.571 \text{ mm}$

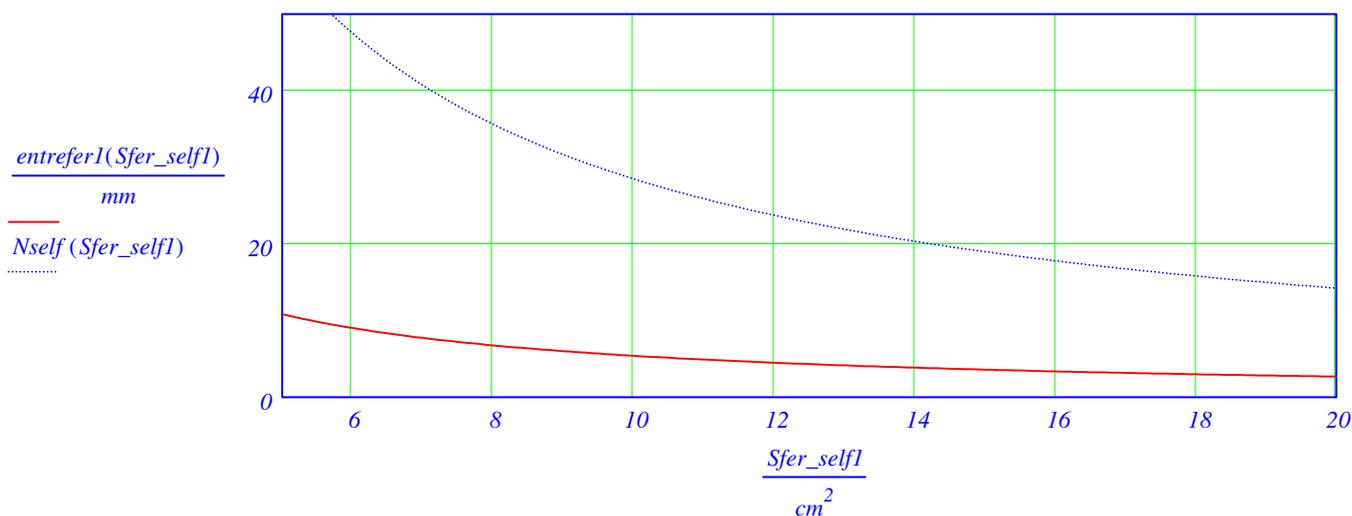
$Nself(Sfer\_self) = 71.278$

Il ne reste maintenant qu'une seule variable, nous allons rechercher sa valeur optimale.

$Sfer\_self1 := 1 \cdot \text{cm}^2, 1.1 \cdot \text{cm}^2 \dots 20 \cdot \text{cm}^2$



Il n'apparaît pas d'extremum, il faut donc choisir la section de fer qui donne le meilleur compromis par rapport à la fenêtre. Nous pouvons zoomer sur une partie de la courbe.



On obtient un entrefer important, qui générera des fuites importantes. Il est intéressant, en raison du fort courant continu qui traverse l'inductance, d'imposer à cet entrefer une valeur donnée, par exemple  $e_{self} = 5\text{ mm}$  et de reprendre tous les calculs. Dans ce cas il n'y a plus d'équivoque, tous les paramètres sont définis.

$$N_{self}(entrefer0) := \frac{B_{fmax\_self}}{\mu_0} \cdot \frac{entrefer0}{I_{out\_nom}}$$

$$N_{self}(e_{self}) = 26.261$$

théorème d'Ampère

$$S_{fer\_self}(entrefer0) := \frac{L_{out}}{N_{self}(entrefer0)^2} \cdot \frac{entrefer0}{\mu_0}$$

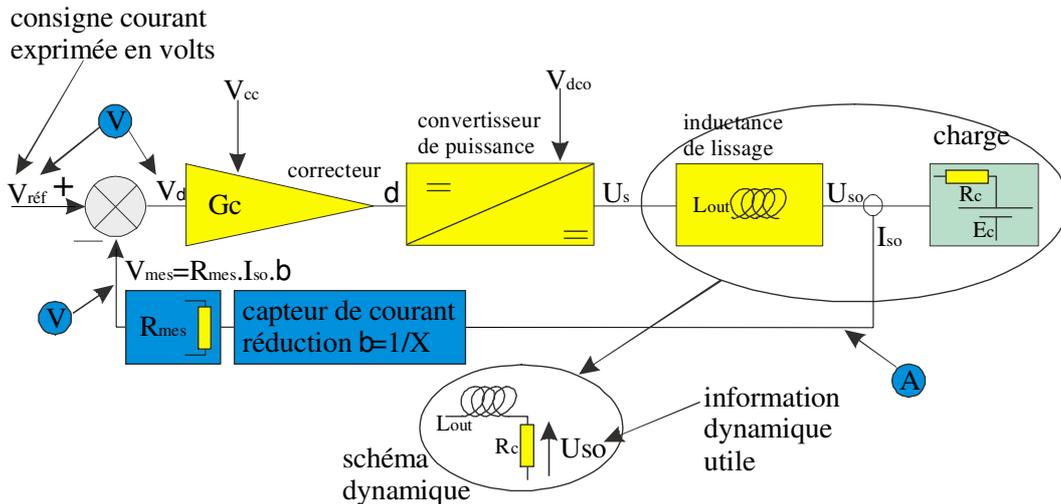
$$S_{fer\_self}(e_{self}) = 10.857\text{ cm}^2$$

équation aux réluctances

Nous retiendrons cette méthode qui est plus prudente, car en imposant l'entrefer, on impose le paramètre essentiel de l'inductance. Il est en effet important que l'entrefer soit faible, afin que les fuites magnétiques soient réduites et que les calculs restent valables.

### Asservissement en courant

Dans l'application étudiée, le courant de sortie continu doit être asservi par rapport à une consigne. La très faible ondulation spécifiée impose le choix d'une régulation linéaire. Nous allons étudier cet asservissement, en analysant séparément les différents blocs. Le synoptique de la régulation est donné à la figure ci-dessous.



Le problème du calcul de la régulation consiste à déterminer le bon correcteur (amplification  $G_c$  et nature PID) à partir de la connaissance de

- l'inductance de lissage (filtre intégrateur), imposée par l'ondulation du courant de sortie
- la fréquence de découpage (théorème de Shannon)

On se fixe comme critère de stabilité, le critère simple de l'électronique analogique : la transmittance en boucle ouverte doit avoir au gain unité une pente de  $-20\text{ dB/décade}$ , c'est à dire une pente normalisée égale à  $-1$ . On donne donc au gain en boucle ouverte une allure de filtre passe bas, dans toute sa partie utile (supérieure à  $0\text{ dB}$ ). On s'assure ainsi de l'absence de rebond ou autre problème d'instabilité.

Afin d'éviter des calculs lourds, liés à la théorie des systèmes échantillonnés (le convertisseur de puissance est un système échantillonné), on se fixe comme contrainte que le facteur de mérite  $FM_{érite}$  du système complet (produit gain statique x bande passante) doit être inférieure au dixième de la fréquence de découpage apparente :  $FM_{érite} := 0.1 \cdot 2 f_{déc}$ ,  $FM_{érite} = 3\text{ kHz}$ . Cette hypothèse est celle du régime continu lentement variable.

**Calcul des transmittances**

Calculons les différentes transmittances fréquentielles :

**Correcteur**

Le correcteur joue dans notre calcul le rôle de transducteur (rapport cyclique)/(tension de consigne courant), si on lui inclut la fonction génération d'impulsions. Sa transmittance s'exprime donc :  $Gc(p) = \frac{\delta}{V\delta}$ , dont le comportement fréquentiel est à déterminer.

**Convertisseur de puissance**

Le convertisseur de puissance idéalisé vis à vis de ses pertes a comme transmittance  $Gh(p) = \frac{Us}{\delta} = Vdco$

Cette transmittance est indépendante de la fréquence, dans l'hypothèse du régime continu lentement variable. On remarque **l'influence de la tension d'alimentation  $Vdco$  du convertisseur sur sa transmittance**

**Groupe correcteur et convertisseur de puissance**

Il n'est pas intéressant de séparer les fonctions correcteur et convertisseur, car on se retrouve face à une variable rapport cyclique  $\delta$  à gérer. Nous allons donc regrouper ces deux blocs en un seul dont la transmittance  $Gch(p)$  sera sans unités, puisqu'il y rentre des volts et il en ressort des volts.

$$Gch(p) = Gc(p) \cdot Gh(p) = \frac{Us}{V\delta} = Gc \cdot \frac{Vdco}{Vcc}$$

Cette transmittance exprime la tension fournie en sortie du convertisseur de puissance, en fonction de la tension d'alimentation de puissance  $Vdco$  et de la tension d'alimentation du correcteur  $Vcc$ . Cette expression s'adapte facilement à une structure à microprocesseur ( $Vcc$  doit être intégré de façon arbitraire dans l'algorithme) ou analogique ( $Vcc$  est la tension d'alimentation du circuit). Le problème posé consistera à déterminer le rapport  $\frac{Gc}{Vcc}$  (version microprocesseur) ou le gain  $Gc$  (version analogique).

**Inductance de lissage**

L'inductance réagit selon une loi intégratrice :  $U = Lout \cdot \frac{d}{dt}I$ . La charge, active ou passive, est ramenée au schéma RLE

(résistance, inductance), fem) série de la figure précédente. Lorsqu'on considère le régime dynamique, seuls subsistent l'inductance et la résistance pour former le schéma RL (résistance, inductance) série de la figure précédente. On y note la tension dynamique utile aux bornes de la charge  $Uso$ , qui est la valeur moyenne filtrée par l'inductance de  $Us$ .

Le filtre du premier ordre constitué par cette charge a pour transmittance dans le domaine de Laplace :  $Gs(p) = \frac{Uso}{Us} = \frac{I}{I + \tau \cdot p}$ ,

avec  $\tau = \frac{Lout}{Rc}$ . **Attention  $Rc$  inclut les résistances de l'inductance de lissage et de la charge.**

La transconductance de sortie s'exprime  $Ys(p) = \frac{Iso}{Us} = \frac{Gs(p)}{Rc} = \frac{I}{Rc \cdot (I + \tau \cdot p)}$  son unité est le Siemens ( $\frac{I}{\Omega}$ ).

On notera immédiatement que lorsque la résistance de la charge et de la self sont très faibles, on pourra considérer l'inductance comme un intégrateur pur, la fréquence de coupure du filtre équivalent de sortie étant rejetée à l'infini. On réécrit alors la transconductance :

$$Ys(p) = \frac{Iso}{Us} = \frac{I}{Rc \cdot \left(1 + \frac{Lout}{Rc} \cdot p\right)} = \frac{I}{(Rc + Lout \cdot p)} = \frac{I}{Lout \cdot p} \quad \text{si } Rc = 0, \text{ son unité est toujours le Siemens } \left(\frac{I}{\Omega}\right)$$

**Capteur de courant**

Le courant de sortie est atténué d'un facteur  $\beta_{Is} = 2 \times 10^3$  en raison de la nature physique du capteur de sortie, cette transmittance est supposée constante dans toute la bande passante étudiée. **Attention, si le capteur de courant a une bande passante limitée, il introduira un deuxième pôle dans la boucle, ce qui peut conduire à des instabilités du système.** En pratique, les capteurs de courant ont une bande passante importante de l'ordre de la centaine de kilohertz, fréquence largement supérieure aux fréquences de découpage utilisées.

Le capteur de courant est chargé par une résistance  $R_{mes} := \frac{V_{ccmes} \cdot \beta_{Is}}{2I_{out\_nom}}$   $R_{mes} = 40 \Omega$

Cette résistance permet de traduire le courant mesuré  $I_{so}$  en une tension maximale  $V_{mes\_max} := R_{mes} \cdot \frac{I_{out\_nom}}{\beta_{Is}}$ , appliquée au comparateur. On vérifie que  $V_{mes\_max} = 5 V$  est bien inférieure à la tension d'alimentation du circuit de mesure  $V_{ccmes} = 10 V$ ,  $V_{ccmes} > V_{mes\_max} = I$

Nous écrivons alors  $G_{cc}(p) = \frac{V_{mes}}{I_{so}} = \frac{R_{mes}}{\beta_{Is}}$ , transmittance en ohms.

**Gain en boucle ouverte du système complet**

Nous pouvons maintenant étudier la transmittance en boucle ouverte du système complet.

$$G_{bo}(p) = G_{ch}(p) \cdot G_s(p) \cdot G_{cc}(p) \qquad G_{bo}(p) = G_c \cdot \frac{V_{dco}}{V_{cc}} \cdot \frac{1}{R_c \cdot (1 + \tau \cdot p)} \cdot \frac{R_{mes}}{\beta_{Is}} \qquad \text{avec toujours } \tau = \frac{L_{out}}{R_c}$$

On vérifie que le produit des unités de chaque transmittance élémentaire s'annule au sein de la boucle  $1 \cdot \frac{V}{V} \cdot \frac{1}{\Omega} \cdot \Omega = 1$

Nous notons que la condition de comportement de la transmittance comme un filtre passe bas du premier ordre est remplie en prenant un correcteur de gain  $G_c$  indépendant de la fréquence. Il est donc inutile d'utiliser un correcteur intégrateur. C'est le filtre de sortie qui impose le comportement fréquentiel global. Attention malgré tout à l'influence précitée de la bande passante du capteur de courant de sortie.

Cette transmittance en boucle ouverte peut donc s'exprimer de la façon suivante :  $G_{bo}(p) = G_o \cdot \frac{1}{1 + \tau \cdot p}$ , avec

$$G_o = G_c \cdot \frac{V_{dco}}{V_{cc}} \cdot \frac{R_{mes}}{R_c} \cdot \frac{1}{\beta_{Is}}$$

Dans le cas d'une résistance  $R_c$  de la charge et de la self négligeables, la transmittance en boucle ouverte s'exprime de la façon suivante

$$: G_{bo}(p) = G_c \cdot \frac{V_{dco}}{V_{cc}} \cdot \frac{1}{L_{out} \cdot p} \cdot \frac{R_{mes}}{\beta_{Is}}$$

Nous pouvons de nouveau présenter une expression synthétique de cette transmittance :  $G_{bo}(p) = G_o \cdot \frac{1}{p}$

avec  $G_o = G_c \cdot \frac{V_{dco}}{V_{cc}} \cdot \frac{1}{L_{out}} \cdot \frac{R_{mes}}{\beta_{Is}}$

**Tracé fréquentiel des transmittances**

Avant de chercher à déterminer les différents paramètres, nous allons examiner leur influence sur la transmittance en boucle ouverte, dans les deux cas  $R_c$  négligeable ou non. Il faut prendre en compte la tension d'alimentation de puissance, qui pourra perturber les résultats, si elle varie trop.

**Cas résistance  $R_c$  de la charge et du filtre non négligeables, noté  $G_{bo}$**

Nous pouvons tracer la réponse fréquentielle d'un tel filtre à l'aide de la fonction :

$$G_{bo}(freq0, Rc0, G0, Vdc\_max0) := \left| G0 \cdot \frac{Vdc\_max0}{Vcc} \cdot \frac{1}{Rc0 \cdot \left( 1 + \frac{Lout}{Rc0} \cdot j \cdot 2\pi \cdot freq0 \right)} \cdot \frac{Rmes}{\beta \cdot Is} \right|$$

$$Vdc\_max = 622.254 \text{ V}$$

**Cas résistance  $R_c$  de la charge et du filtre non négligeables, noté  $G_{bo1}$**

Dans ce cas, le filtre de sortie constitué par  $L_{out}$  joue le rôle d'intégrateur pur. La transmittance en boucle ouverte s'écrit alors

$$G_{bo1}(freq0, G0, Vdc\_max0) := \left| G0 \cdot \frac{Vdc\_max0}{Vcc} \cdot \frac{1}{Lout \cdot j \cdot 2\pi \cdot freq0} \cdot \frac{Rmes}{\beta \cdot Is} \right|$$

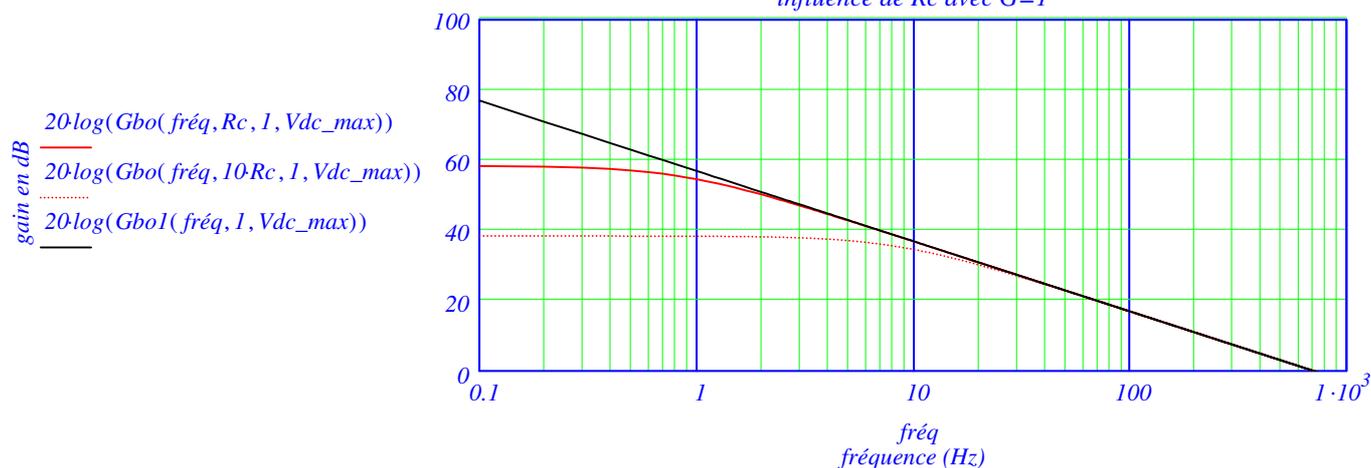
$$Lout = 188.173 \mu\text{H}$$

$$Rc = 1 \text{ m}\Omega$$

Nous pouvons tracer ces transmittances, afin de les comparer.

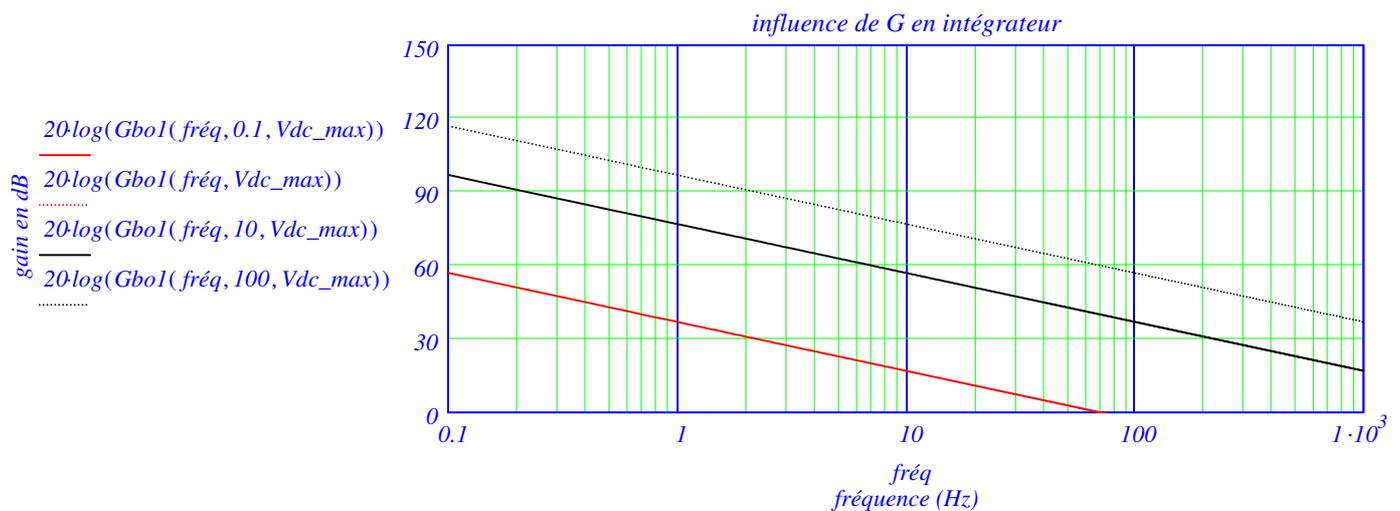
$$freq := 0.1\text{Hz}, 0.2\text{Hz}.. 1\text{kHz}$$

*influence de  $R_c$  avec  $G=1$*



Nous retrouvons sur cette courbe les résultats avancés auparavant : lorsque la résistance de la charge  $R_c$  diminue, le pôle de premier ordre induit par la charge se déplace vers les fréquences faibles, pour tendre vers le cas idéal de l'intégrateur lorsque  $R_c$  est nulle.

Nous pouvons maintenant examiner l'influence du gain du correcteur sur la transmittance en mode intégrateur pur.



Nous remarquons que pour une configuration donnée du système asservi, considéré en mode intégrateur, le gain du correcteur influera sur la fréquence de passage au gain unitaire de  $G_{bo}$ , et donc sur la stabilité du système. Nous mettons ici en évidence le paramètre de réglage de la stabilité en boucle fermée, qui permet de calibrer la réponse dynamique du système, pour une valeur imposée de l'inductance de lissage  $L_{out} = 188.173 \mu H$  (déterminée par les contraintes d'ondulation du courant de sortie). On découple de ce fait le facteur de mérite  $FMérite = 3 kHz$  du système (produit gain statique x bande passante) de la fréquence de coupure du pôle prépondérant.

Le problème du concepteur se ramène maintenant dans l'ordre :

- à déterminer le gain  $G_c$  du correcteur qui donne le facteur de mérite en boucle ouverte (bande passante au gain unité)  $FMérite = 3 kHz$ , en se plaçant dans l'hypothèse d'une transmittance intégratrice pure ( $R_c = 0$ )
- à vérifier que la précision statique obtenue est suffisante dans le cas réel ( $R_c \neq 0$ ) pour la tension d'alimentation de puissance minimale
- à vérifier que le système sera stable sous la tension d'alimentation de puissance maximale

Nous allons vérifier ces points dans l'ordre indiqué.

**Détermination du correcteur  $G_c$**

Le gain qui donne le facteur de mérite désiré répond à l'équation suivante (mode intégrateur pur, pour la plus grande tension

$$\text{d'alimentation de puissance) : } \left| G_c \cdot \frac{V_{dc\_max}}{V_{cc}} \cdot \frac{I}{L_{out} \cdot j \cdot 2\pi \cdot FMérite} \cdot \frac{R_{mes}}{\beta \cdot I_s} \right| = 1$$

$$\text{soit } G_c \cdot \frac{V_{dc\_max}}{V_{cc}} \cdot \frac{I}{L_{out} \cdot 2\pi \cdot FMérite} \cdot \frac{R_{mes}}{\beta \cdot I_s} = 1$$

$$G_c := 2 \cdot V_{cc} \cdot L_{out} \cdot \pi \cdot FMérite \cdot \frac{\beta \cdot I_s}{(V_{dc\_max} \cdot R_{mes})} \quad G_c = 4.275$$

Précisons que cette valeur est indépendante de la résistance de charge  $R_c$ , puisque nous sommes dans l'hypothèse du régime intégrateur pur.

### Précision statique

Vérifions maintenant qu'avec la somme des résistances de la charge réelle et de l'inductance de lissage, le gain statique est suffisant dans le pire des cas (tension d'alimentation de puissance minimale).

Le gain en boucle ouverte s'exprime de la façon suivante :  $G_{bo}(p) = G_c \cdot \frac{V_{dco}}{V_{cc}} \cdot \frac{1}{R_c \cdot (1 + \tau \cdot p)} \cdot \frac{R_{mes}}{\beta_{Is}}$ . Sa composante statique

correspond à la pulsation nulle ( $p = 0$ ), ce qui donne comme gain statique  $G_{bo\_statique}(Rc0) := G_c \cdot \frac{V_{dc\_min}}{V_{cc}} \cdot \frac{1}{Rc0} \cdot \frac{R_{mes}}{\beta_{Is}}$

$$G_{bo\_statique}(Rc) = 2.513 \times 10^3 \quad 20 \log(G_{bo\_statique}(Rc)) = 68.005 \text{ dB}$$

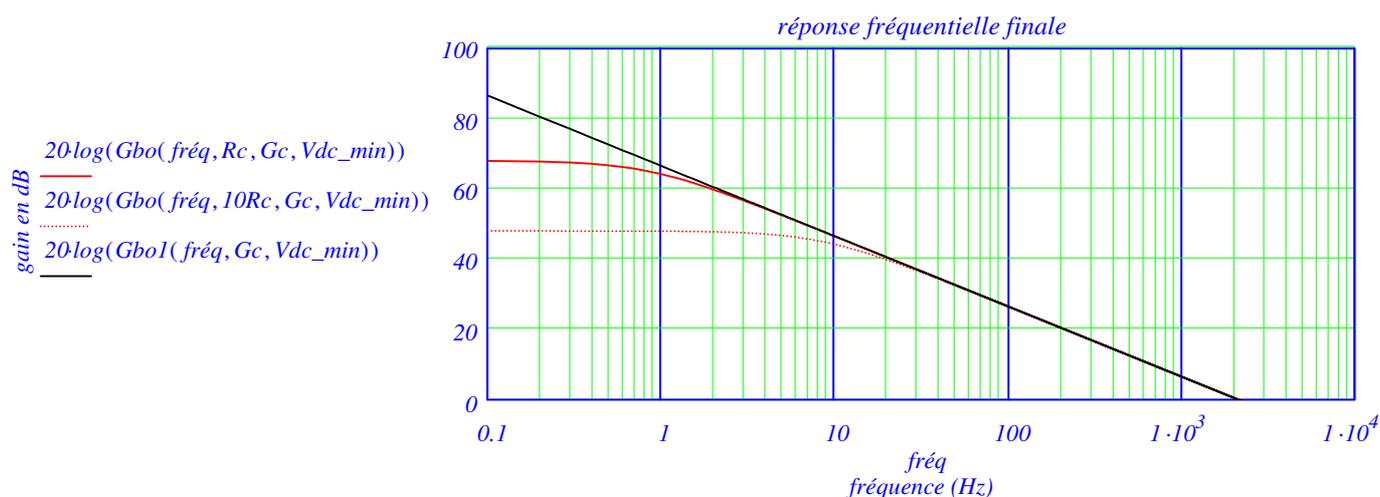
Il est important de noter que la dispersion sur la valeur de la tension d'alimentation continue  $V_{dco}$  influera beaucoup sur le comportement dynamique. Lorsque ces variations sont limitées comme il n'y a pas de problème vu les marges de sécurité prises, ce qui n'est pas toujours le cas.

### Vérification de la stabilité dans les cas extrêmes

#### Réponse fréquentielle, influence de la résistance de la charge $R_c$

Nous pouvons tracer maintenant la réponse fréquentielle en boucle ouverte du système pour plusieurs résistances de charge  $R_c$ , et pour la tension d'alimentation de puissance minimale.

$fréq := 0.1\text{Hz}, 0.2\text{Hz}.. 10\text{kHz}$

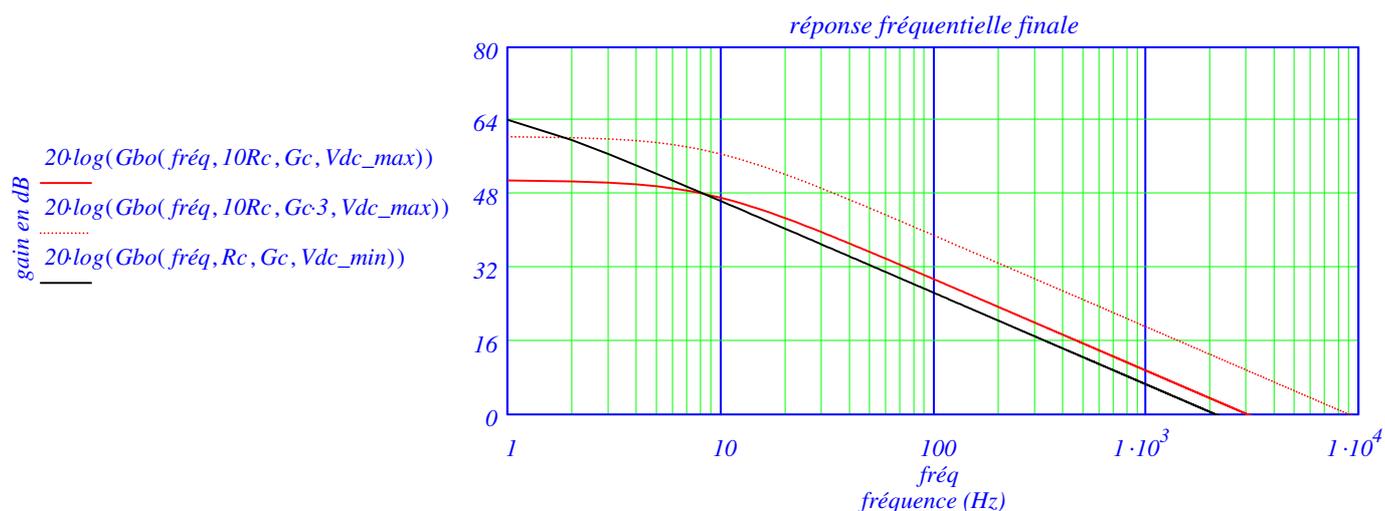


Nous retrouvons graphiquement le résultat précédemment recherché :  $FMérite = 3 \text{ kHz}$

Nous remarquons qu'une augmentation d'un facteur 10 de la résistance de la charge se traduit par une chute de 20dB du gain statique, qui devient alors à peine suffisant à assurer la précision de 1% voulue.

Si ce dernier point de la stabilité est critique, la seule solution consiste à augmenter le facteur de mérite, en augmentant le gain  $G_c$  du correcteur, quitte à se rapprocher de la limite de Shannon due au découpage. La figure ci-dessous montre que l'augmentation d'un facteur trois du gain  $G_c$  du correcteur augmente le gain statique d'autant :  $20 \cdot \log(3) = 9.542 \text{ dB}$ .

$fréq := 1Hz, 2Hz.. 10kHz$



Nous voyons que dans ce cas la transmittance se rapproche dangereusement de la limite de Shannon. Il faudra alors placer dans le correcteur  $Gc$  un pôle au delà du facteur de mérite, qui casse le gain en boucle ouverte du système avant la limite de Shannon.

## Bilan du dimensionnement

### Redresseur secteur à 6 diodes

$Idc_{eff\_max} = 16.794 A$     courant efficace maximum parcouru par les diodes secteur

### Filtre d'entrée

$Cin = 85.734 \mu F$

capacité du filtre d'entrée

$Lin = 89.315 \mu H$

inductance du filtre d'entrée

$Iin\_mst = 45.361 A$

courant appelé par le filtre d'entrée au secteur (charge de  $Cin$ ) à la mise sous tension

### Onduleur

$P\_Iinter\_MOS\_max = 56.735 W$

pertes dans un bloc interrupteur (incluant un transistor MOS et une diode)

$P\_Iinter\_IGBT\_max = 65.394 W$

pertes dans un bloc interrupteur (incluant un transistor IGBT et une diode)

$P\_tot\_MOS\_max = 113.47 W$

pertes totales dans les interrupteurs en version MOS (sert au dimensionnement du radiateur)

$P\_tot\_IGBT\_max = 130.788 W$

pertes totales dans les interrupteurs en version IGBT (sert au dimensionnement du radiateur)

$I\_trans\_max = 20.569 A$

courant maximum parcourant un interrupteur

$V\_trans\_max = 622.254 V$

tension maximale vue un interrupteur (prévoir un coefficient pour les surtensions)

### Transformateur

$Nbrins1 = 5$

nombre de brins du fil utilisé au primaire

$Dbrins1 = 1.062 mm$

diamètre de chaque brin du fil utilisé au primaire

**Transformateur calculé à partir du primaire imposé**

$S_{fer\_opt1} = 7 \text{ cm}^2$	section fer
$N_{s1\_opt1} = 40 \text{ spires}$	nombre de spires primaire
$N_{s2\_opt1} = 4 \text{ spires}$	nombre de spires secondaire
$S_{fenetre1}(N_{s1\_opt1}) = 2.743 \text{ cm}^2$	fenêtre cuivre totale du primaire incluant le foisonnement
$S_{fenetre2}(N_{s2\_opt1}) = 4.351 \text{ cm}^2$	fenêtre cuivre totale du secondaire incluant le foisonnement

**Transformateur calculé à partir du secondaire imposé**

$S_{fer\_opt2} = 14.075 \text{ cm}^2$	section fer
$N_{s1\_opt2} = 20 \text{ spires}$	nombre de spires primaire
$N_{s2\_opt2} = 2 \text{ spires}$	nombre de spires secondaire
$S_{fenetre1}(N_{s1\_opt2}) = 1.371 \text{ cm}^2$	fenêtre cuivre totale du primaire incluant le foisonnement
$S_{fenetre2}(N_{s2\_opt2}) = 2.176 \text{ cm}^2$	fenêtre cuivre totale du secondaire incluant le foisonnement

**Filtre de sortie**

$L_{out} = 188.173 \text{ } \mu\text{H}$	valeur de l'inductance de sortie
$N_{self}(e_{self}) = 26.261$	nombre de spires
$S_{fer\_self}(e_{self}) = 10.857 \text{ cm}^2$	section fer du circuit magnétique

**Redresseur secondaire**

$P_{ertes\_redr2} = 500 \text{ W}$	pertes totales dans le redresseur
$P_{ertes\_diode\_redr2} = 250 \text{ W}$	pertes dans une seule diode
$I_{diode\_redr2} = 250 \text{ A}$	calibre en courant d'une diode
$V_{diode\_redr2} = 112.904 \text{ V}$	calibre en tension d'une diode

**Asservissement en courant**

$R_{mes} = 40 \text{ } \Omega$	résistance de charge du capteur de courant de sortie
$G_c = 4.275$	gain du correcteur