

Limitation des courants d'appel dans un convertisseur AC-DC

Sommaire

2.1. Introduction.....	69
2.2. Gestion des courants d'appel.....	70
2.2.1. Analyse des solutions existantes.....	70
2.2.1.1. <i>Solution passive à base d'une résistance de puissance</i>	70
2.2.1.2. <i>Solution passive à base de thermistance</i>	72
2.2.1.3. <i>Solution passive utilisant une résistance associée à un interrupteur électromécanique</i>	74
2.2.1.4. <i>Solution passive à base d'une résistance associée à des interrupteurs électroniques</i>	75
2.2.1.5. <i>Synthèse des avantages et des inconvénients des solutions utilisées.</i> ..	76
2.2.2. Proposition d'une limitation active des courants d'appel à base d'un interrupteur statique	77
2.3. Prédiction des courants d'appel	82
2.3.1. Modélisation du convertisseur AC-DC.....	83
2.3.1.1. <i>Modélisation des composants actifs de puissance</i>	83
2.3.1.2. <i>Modélisation du condensateur de sortie</i>	83
2.3.1.3. <i>Modélisation du filtre CEM</i>	84
2.3.1.4. <i>Modélisation de l'impédance du réseau AC</i>	84
2.3.1.5. <i>Modélisation du convertisseur lors des phases transitoires</i>	85
2.3.2. Prédiction du courant maximal durant les phases transitoires	88
2.3.2.1. <i>Loi de commande temporelle</i>	88
2.3.2.2. <i>Loi de commande à courant maximal constant</i>	94
2.4. Détermination de l'impédance du réseau AC	98
2.4.1. Solutions existantes permettant de mesurer l'impédance du réseau AC	98
2.4.2. Solution proposée utilisant la prédiction des courants d'appel.....	100
2.4.2.1. <i>Méthodologie</i>	100
2.4.2.2. <i>Utilisation d'un abaque de référence</i>	100
2.4.2.3. <i>Validation expérimentale</i>	102
2.5. Conclusions.....	103

2.1. Introduction

La norme 61000-3-3, précédemment décrite dans le chapitre 1.3.3, spécifie les limites concernant les variations de tension autorisées entre le réseau AC et celle aux bornes de l'appareil branché sur ce réseau. Cette norme s'applique à tous les convertisseurs AC-DC (e.g., chargeurs de batterie, variateurs de vitesse, ...). Lorsque le convertisseur se connecte au réseau ou lorsque le réseau lui-même « s'écroule » (on parle dans ce cas de creux de tension), des forts courants d'appel apparaissent. Ces derniers peuvent avoir des effets à la fois à court terme et à long terme.

À court terme, les circuits de protection peuvent se déclencher (e.g., disjoncteurs) voire se détériorer (e.g., fusibles). Pour pallier à ces problèmes, il convient alors de les surdimensionner. Les courants d'appel génèrent des harmoniques qui peuvent conduire à une instabilité du réseau électrique. Ces harmoniques de courant créent des chutes de tension aux bornes des appareils connectés. Des dysfonctionnements peuvent alors apparaître tels que, par exemple, des phénomènes de scintillement d'un système d'éclairage avoisinant.

Les effets à long terme sont quant à eux beaucoup moins quantifiables. D'une part, les composants internes (e.g., condensateurs, diodes, ...) peuvent se dégrader prématurément conduisant à un dysfonctionnement de l'appareil connecté au réseau. D'autre part, les pertes en ligne générées durant ces phases transitoires impactent directement le système électrique. En particulier, l'échauffement thermique introduit par ces pertes induit un vieillissement prématuré des lignes électriques (e.g., contraintes mécaniques sur les lignes, sur les jeux de barre).

Comme les conséquences des courants d'appel peuvent être importantes, il convient alors de les limiter. Ce chapitre va à la fois mettre en exergue les solutions actuellement utilisées pour répondre à cette problématique et proposer un limiteur actif des courants d'appel qui sera implémenté dans un convertisseur AC-DC. Dans un premier temps, une analyse des solutions actuellement utilisées sera présentée. Puis, une solution à base de composants alternatifs de puissance va être proposée. En particulier, une modélisation mathématique des formes d'ondes lors des phases transitoires sera décrite. Enfin, cette solution, implémentée dans un PFC de type Totem-pole, sera discutée.

2.2. Gestion des courants d'appel

Dans cette partie, les solutions existantes de limitation des courants d'appel dans un convertisseur AC-DC seront étudiées pour répondre à la norme décrite dans le chapitre 1.3.3. Une analyse exhaustive de la littérature, fondée sur de nombreux articles, des brevets et des notes d'application, va permettre de définir les avantages et les inconvénients des solutions actuellement employées [47]–[69].

2.2.1. Analyse des solutions existantes

De manière générale, il est possible de positionner le limiteur de courant du côté alternatif, soit sur la phase (cf. Figure 2-1 a)), soit sur le neutre (cf. Figure 2-1 b)), ou alors du côté continu, soit sur le bus DC (cf. Figure 2-1 c)), soit sur le GND (cf. Figure 2-1 d)). La configuration d) n'est actuellement pas utilisée pour des raisons de référence de l'électronique de commande. À noter que ces solutions peuvent être implémentées dans des convertisseurs AC-DC avec et sans pont redresseur.

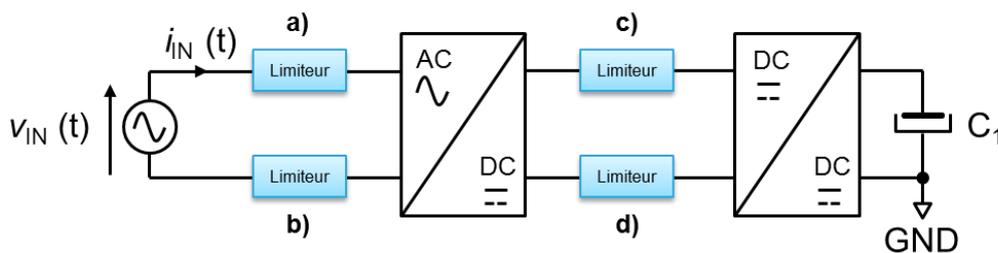


Figure 2-1 : Placement du limiteur de courant dans un convertisseur AC-DC

2.2.1.1. Solution passive à base d'une résistance de puissance

La première solution consiste à insérer une résistance de puissance en série sur le chemin de la surintensité. Ainsi, l'intensité du courant est limitée par la valeur ohmique de la résistance. L'équation (2-1) définit la valeur minimale de la résistance en fonction du courant maximal que l'on souhaite obtenir lors des phases transitoires (cf. Figure 2-2). Durant ces phases, l'impédance d'entrée est par hypothèse très faible.

$$R_{MIN} = \frac{V_{IN_MAX}}{I_{IN_MAX}} \quad (2-1)$$

- V_{IN_MAX} : valeur crête de la tension du réseau électrique
- I_{IN_MAX} : intensité maximale du courant (39,19 A)

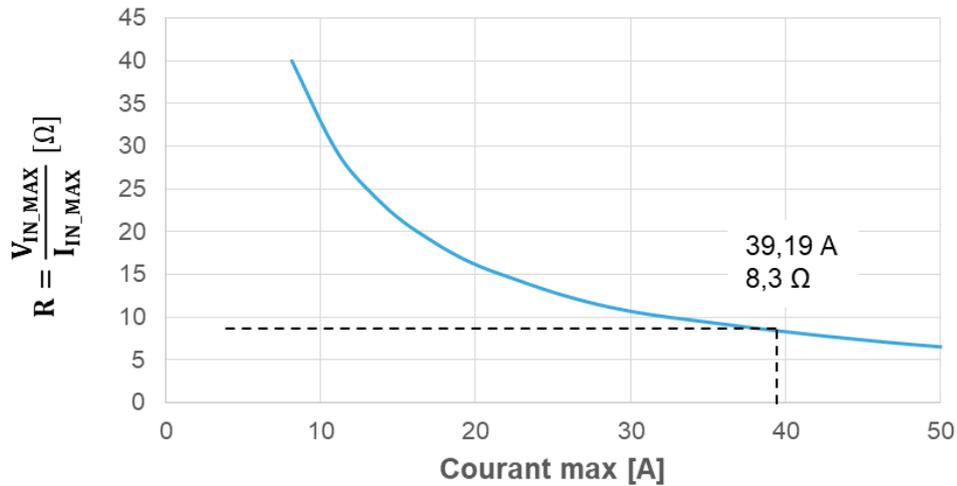


Figure 2-2 : Résistance de puissance en fonction du courant d'appel (caractéristiques du réseau AC : $V_{IN} = 230$ V RMS – 50 Hz)

La Figure 2-2 montre que plus la valeur de la résistance est faible, plus la valeur maximale du courant d'appel à limiter est importante. La valeur de la résistance doit en particulier être dimensionnée pour minimiser les pertes par effet Joule en régime nominal (cf. Équation (2-2) et Figure 2-3). Pour limiter l'intensité du courant à 39,19 A (valeur définie dans le Chapitre 1), une résistance de 8,3 Ω doit être choisie.

Cette solution, bien que limitée en termes de rendement, reste néanmoins extrêmement triviale, très fiable et à faible coût. C'est la raison pour laquelle elle est utilisée pour des applications de faible puissance (e.g., outils portatifs, chargeurs de téléphone mobile, ...).

$$Pertes = R_{MIN} \cdot I_{IN_RMS}^2 \quad (2-2)$$

- I_{IN_RMS} : courant efficace du réseau électrique

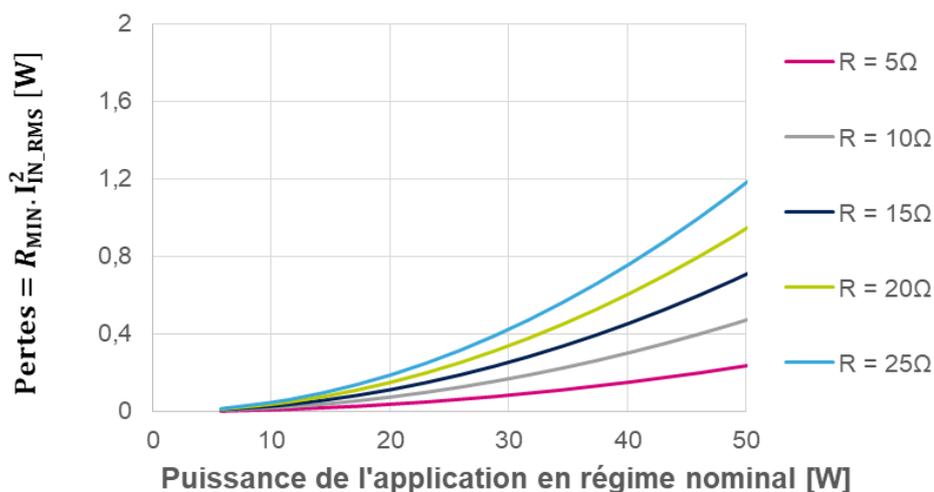


Figure 2-3: Pertes avec une résistance de puissance en fonction de l'application

2.2.1.2. Solution passive à base de thermistance

Pour adresser des applications de plus forte puissance, la résistance est remplacée par une thermistance afin de diminuer les pertes énergétiques nominales. On distingue deux types de thermistance : celle à coefficient de température négatif (CTN) et celle à coefficient de température positif (CTP). Dans le premier cas, la thermistance possède une forte résistance à température ambiante (25 °C). Elle s'échauffe quand un courant la traverse et sa valeur ohmique diminue. Dans le second cas, c'est l'inverse. La thermistance possède une faible résistance à température ambiante. Elle s'échauffe quand un courant la traverse et sa valeur ohmique augmente. Même si la thermistance de type CTN est beaucoup plus utilisée pour la gestion des courants d'appel, la thermistance de type CTP est employée dans des applications spécifiques (e.g., déconnexion d'un enroulement du moteur d'un compresseur de réfrigérateur une fois le moteur démarré).

Le dimensionnement d'une thermistance CTN s'effectue de manière analogue à la solution présentée précédemment. Toutefois, il est important de prendre en compte l'évolution de la température lors du fonctionnement en régime permanent. La relation de Steinhart-Hart est alors utilisée pour le dimensionnement (cf. Équation (2-3) [70]). Dans cette équation, le paramètre β est un coefficient de température disponible dans la notice du fabricant de la thermistance. Il est important de noter que ce paramètre est constant uniquement dans des plages de température (e.g., dans les plages 25-50 °C ou 25-85 °C).

Plus ce coefficient est élevé, meilleure sera la sensibilité en température. La Figure 2-4 montre l'évolution de la valeur ohmique de la thermistance en fonction de la température.

$$R(T) = R_0 \cdot e^{\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (2-3)$$

- R_0 : Valeur ohmique de la CTN à la température T_0 donnée par le constructeur
- T_0 : Température de 298,15 K (soit 25 °C)
- β : Coefficient de température du matériau donné par le constructeur

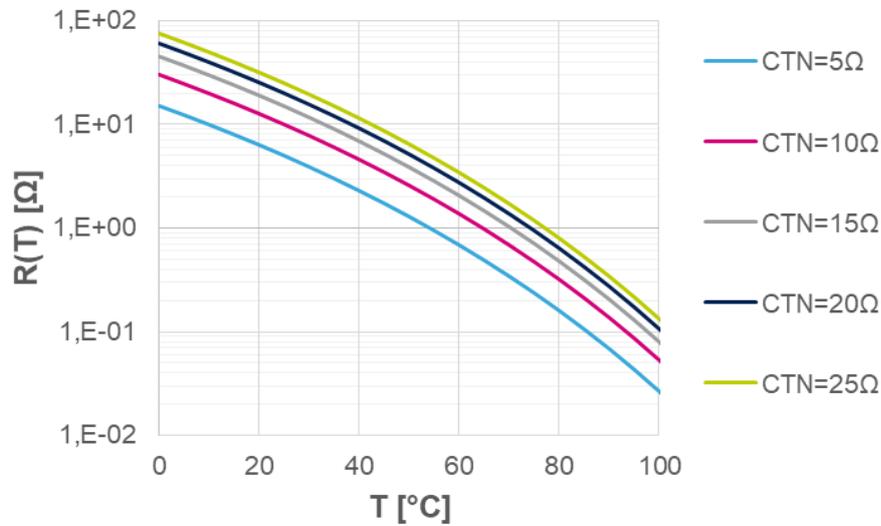


Figure 2-4 : Évolution de la résistance d'une thermistance de type CTN (pour $\beta = 3\,000$) en fonction de la température

Cette méthode, d'apparence simple, présente néanmoins des inconvénients. L'efficacité de la limitation du courant d'appel dépend fortement de la température ambiante. À des températures très basses (inférieures à zéro degré Celsius), des problèmes de démarrage peuvent se produire car la résistance est trop importante pour atteindre le courant nominal de l'application. De plus, la limitation du courant est insuffisante pour des températures excessivement élevées du fait de la diminution de la valeur ohmique de la thermistance. Un autre inconvénient est lié aux éventuelles microcoupures du réseau électrique. Par exemple, pour une coupure de l'ordre de 100 ms, le condensateur électrochimique se décharge. Lorsque le réseau est rétabli, la thermistance est encore chaude. La limitation de courant n'est alors plus efficace. Enfin, la thermistance de type CTN provoque des pertes par effet Joule (de l'ordre de 1% de la puissance de l'appareil).

À l'image de la solution précédente, les limiteurs à base de thermistance sont utilisés dans des applications de faible puissance, i.e. jusqu'à 100 W (e.g., chargeurs d'ordinateurs portables, ...).

2.2.1.3. Solution passive utilisant une résistance associée à un interrupteur électromécanique

D'autres solutions existent pour des puissances plus importantes (i.e., supérieures à 500 W). En particulier, un relais électromécanique est placé en parallèle de la résistance de puissance. Lors de la connexion de l'appareil au réseau AC, la résistance joue le rôle de limiteur de courant. Le relais électromécanique est quant à lui commandé à la fin de la charge du condensateur DC (noté C_1 dans la Figure 2-1). Dans ce cas, les pertes en conduction sont extrêmement réduites par rapport à la première solution car la résistance de contact du relais (i.e., de l'ordre de 50 m Ω) est beaucoup plus faible que la résistance de puissance (i.e., en général 200 fois plus petite). Ces pertes sont également réduites par rapport à la seconde solution (i.e., 5 fois plus petites). Pour vérifier l'état de charge du condensateur DC, on distingue deux méthodes :

- Avec un retard à la commande du relais électromécanique. Après un calcul du temps de charge du condensateur DC, la commande est retardée par le biais d'un microcontrôleur avec un délai de l'ordre d'une centaine de millisecondes. Cependant, le vieillissement du condensateur DC peut influencer sur le temps de charge de ce dernier. Cette solution est donc à proscrire.
- Avec une comparaison en temps réel de la tension de sortie et de son niveau de tension en charge. Le relais électromécanique est dans ce cas commandé immédiatement une fois le condensateur chargé. À 80% de charge du condensateur, la régulation en mode PFC peut démarrer.

L'utilisation en forte puissance se justifie par le fait d'une diminution des pertes en régime permanent. Toutefois, cette solution présente un nombre non négligeable d'inconvénients. Cette solution peut être problématique lors de fortes contraintes d'intégration (i.e., compacité et densité volumique). Par ailleurs, l'utilisation de relais peut dégrader la fiabilité du système, notamment pour les raisons suivantes :

- Le relais est sensible aux vibrations et peut entraîner un risque d'explosion dans un environnement inflammable.
- Le relais peut rester « collé » en cas d'interruption brève du réseau AC. En effet, les nombreuses commutations en charge vont diminuer la qualité du contact.

Enfin, même si les pertes en régime permanent sont considérablement diminuées par rapport aux solutions précédentes, leur niveau reste néanmoins non négligeable. En particulier, il persiste toujours des pertes dues à la consommation de la bobine du relais (e.g., 500 mW pour un relais de calibre 16 A RMS) et des pertes par conduction (e.g., 12,8 W pour un relais de calibre 16 A RMS ayant une résistance de contact de 50 mΩ). De plus, la résistance de contact se dégrade progressivement avec le nombre de cycles effectués, ce qui augmente par conséquent les pertes en régime permanent. À noter qu'un second relais peut être ajouté en série pour déconnecter le bus DC et ainsi, réduire les pertes en mode veille (cf. Figure 2-5).

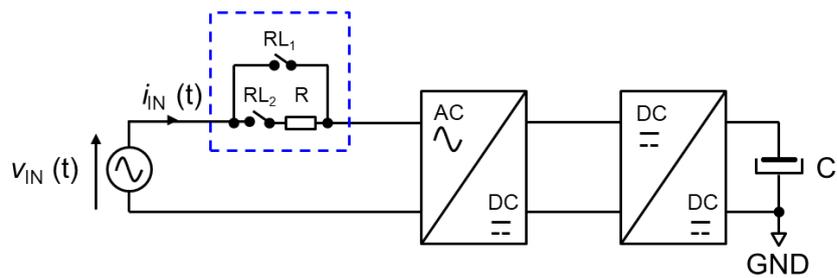


Figure 2-5 : Limiteur de courant pour réduire les pertes en mode veille

2.2.1.4. Solution passive à base d'une résistance associée à des interrupteurs électroniques

Une solution, proposée par la société STMicroelectronics, consiste à associer des interrupteurs électroniques de type thyristor à une résistance [62]. Comme l'illustre le schéma de principe de la Figure 2-6, le limiteur de courant est placé du côté du bus continu dans la configuration c) (cf. Figure 2-1). Le condensateur se charge initialement via le pont redresseur et la résistance de limitation avec les deux thyristors Th1, Th2 bloqués. Une fois le condensateur DC chargé, les deux thyristors sont commandés en pleine onde (i.e., un pour l'alternance positive de la tension du réseau AC, l'autre pour l'alternance

négative) afin de court-circuiter la résistance et ainsi, diminuer les pertes en régime permanent.

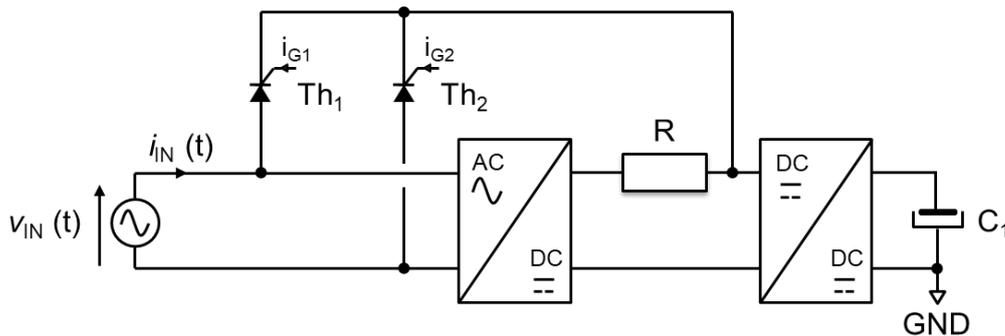


Figure 2-6: Résistance associée à des interrupteurs électroniques de type thyristor pour limiter les courants d'appel

Comparée à une solution à base de relais électromécaniques, l'utilisation de thyristors en tant qu'interrupteurs électroniques permet d'améliorer considérablement la fiabilité du système. En effet, cette solution n'est pas sensible aux vibrations. Elle permet également de gérer les éventuelles microcoupures du réseau électrique. De plus, la compacité et la densité volumique du convertisseur sont améliorées avec le remplacement des relais qui sont lourds et encombrants. Enfin, les pertes en régime permanent se trouvent réduites (e.g., 9 W pour 16 A RMS avec des thyristors ayant une résistance dynamique de 14 mΩ).

Néanmoins, cette solution possède un inconvénient majeur. En effet, le coût du convertisseur est plus important (environ 150% par rapport à la solution précédente) du fait de l'ajout de deux thyristors, des circuits de commande associés et de leur alimentation dédiée.

2.2.1.5. Synthèse des avantages et des inconvénients des solutions utilisées

Le Tableau 2-1 dresse une synthèse des avantages et des inconvénients des solutions précédemment décrites pour limiter les courants d'appels. Les critères de comparaison tiennent compte de la gamme de puissance, du rendement du convertisseur, de son coût et de sa fiabilité.

Le Tableau 2-1 met en exergue que la solution utilisant une résistance de puissance couplée à un interrupteur électronique est la plus efficace en termes de rendement et de fiabilité. Cette solution devient intéressante en termes de coût et de gain énergétique pour des puissances supérieures à 500 W. Néanmoins, le point bloquant reste son coût qui est plus important que des solutions plus traditionnelles à base de résistance de puissance ou de thermistance.s

Tableau 2-1 : Avantages et inconvénients des solutions de limitation des courants d'appel [47]-[69]

	Résistance de puissance	Thermistance	Résistance associée à un relais électromécanique	Résistance associée à un interrupteur électronique
Gamme de puissance	< 50 W	< 200 W	Toute la gamme	> 500 W
Rendement	---	-	+++	+++
Coût	+++	++	--	--
Fiabilité	+++	--	---	+++
Circuit de commande	+++	+++	+	-
Pertes en conduction	---	-	+++	+++

2.2.2. Proposition d'une limitation active des courants d'appel à base d'un interrupteur statique

Une solution active à base d'interrupteurs alternatifs de puissance (i.e., soit un Triac, soit un thyristor qui ne sont pas positionnés au même endroit) peut être utilisée pour limiter les courants d'appel (cf. Figure 2-7). Cette solution concerne particulièrement les applications de faible puissance (e.g., < 500 W). Si un Triac est employé, alors il est inséré du côté alternatif, soit sur la phase (cf. Figure 2-1 a)), soit sur le neutre (cf. Figure 2-1 b)). Dans le cas d'une utilisation d'un thyristor, celui-ci est inséré du côté du bus continu du convertisseur, soit sur le bus DC (cf. Figure 2-1 c)), soit sur le GND (cf. Figure 2-1 d)).

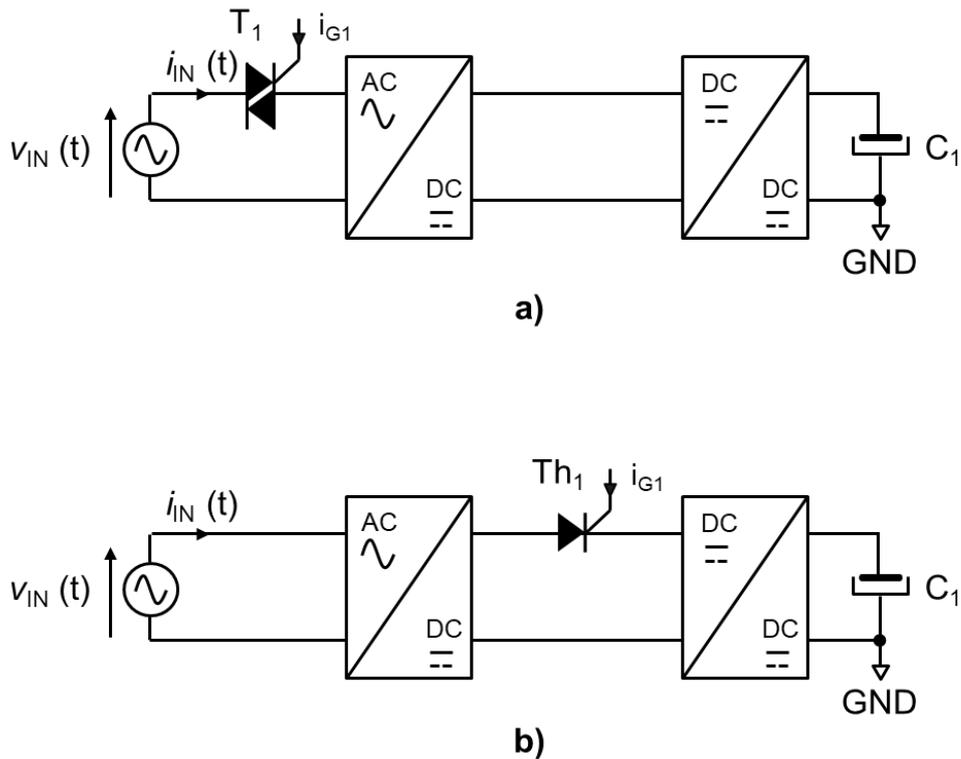


Figure 2-7 : Limitation à base de Triac (a) ou de thyristor (b)

Le principe de la limitation s'appuie sur le contrôle du niveau de charge du condensateur DC noté C_1 . En particulier, le limiteur est piloté à chaque demi-période, proche du zéro de la tension du réseau AC et avec un incrément (Δt) du retard à l'amorçage plus grand que le précédent (cf. Figure 2-8). Grâce à ce démarrage progressif, le condensateur DC se charge à un faible niveau de courant.

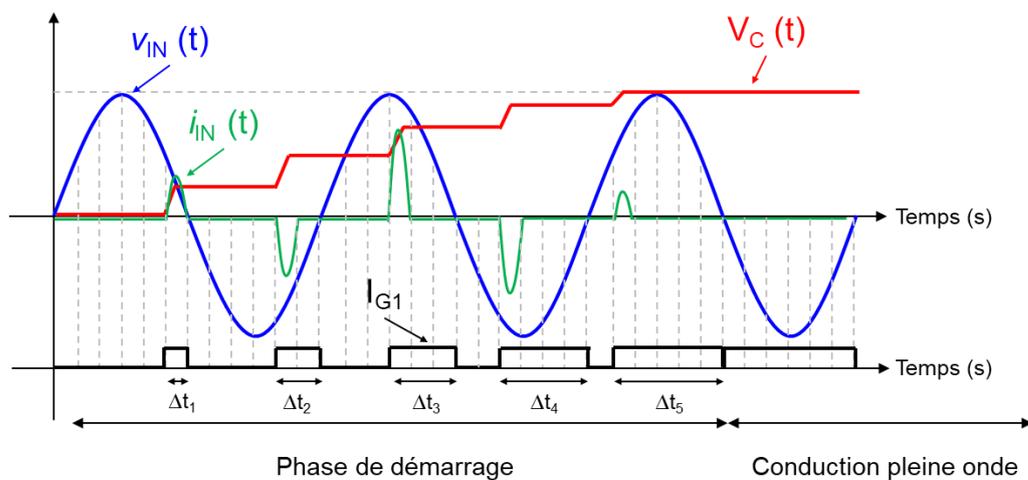


Figure 2-8 : Principe d'un contrôle progressif par angle de phase (cas du Triac)

L'utilisation d'un Triac ou d'un thyristor, du circuit de commande dédié et de son alimentation auxiliaire augmente le coût global (environ 150%) du convertisseur par rapport à une solution traditionnelle à base de résistance ou de thermistance. De plus, ce composant est placé en série avec le circuit de puissance. Il en découle alors des pertes en conduction importantes lorsque le convertisseur fonctionne en régime permanent. Même s'il existe quelques inconvénients, cette solution est intéressante en termes de densité volumique et de fiabilité, notamment en comparaison avec un limiteur utilisant une résistance couplée à un relais électromécanique. De plus, elle permet une meilleure gestion des microcoupures éventuelles du réseau AC. Enfin, elle offre un contrôle précis des pics de courant absorbés par le réseau AC. Le niveau maximal du courant est en outre ajustable via la commande du limiteur, avec un incrément (Δt) du retard à l'amorçage qui peut être fixe ou variable. Ce dernier point sera davantage explicité dans le paragraphe 2.3.

Une variante de cette solution consiste à intégrer directement le limiteur dans l'étage redresseur du convertisseur AC-DC. Le pont redresseur « classique » devient alors un pont mixte (cf. Figure 2-17). Cette solution permet d'atteindre de plus fortes puissances (i.e., supérieures à 500 W) qui sont en particulier requises par les chargeurs de batteries des véhicules électriques. Toutefois, dans ce cas, le circuit de commande est plus complexe que la solution précédente du fait de l'ajout d'un second thyristor, du circuit de commande dédié et de son alimentation auxiliaire. Ainsi, le coût du convertisseur est augmenté. En revanche, les avantages sont identiques à ceux listés dans le paragraphe précédent à l'exception des pertes. Cette fois-ci, aucune perte en conduction supplémentaire n'est ajoutée sur le circuit de puissance car le limiteur est implémenté directement à l'intérieur du pont redresseur.

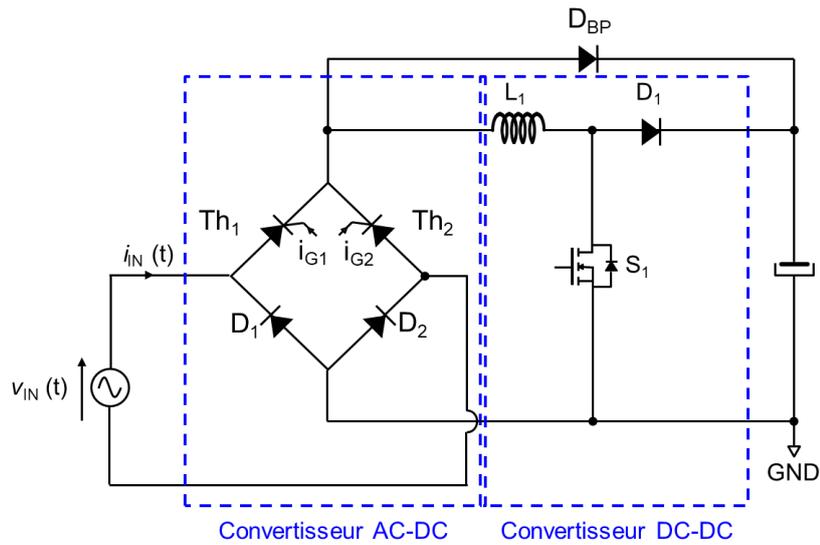
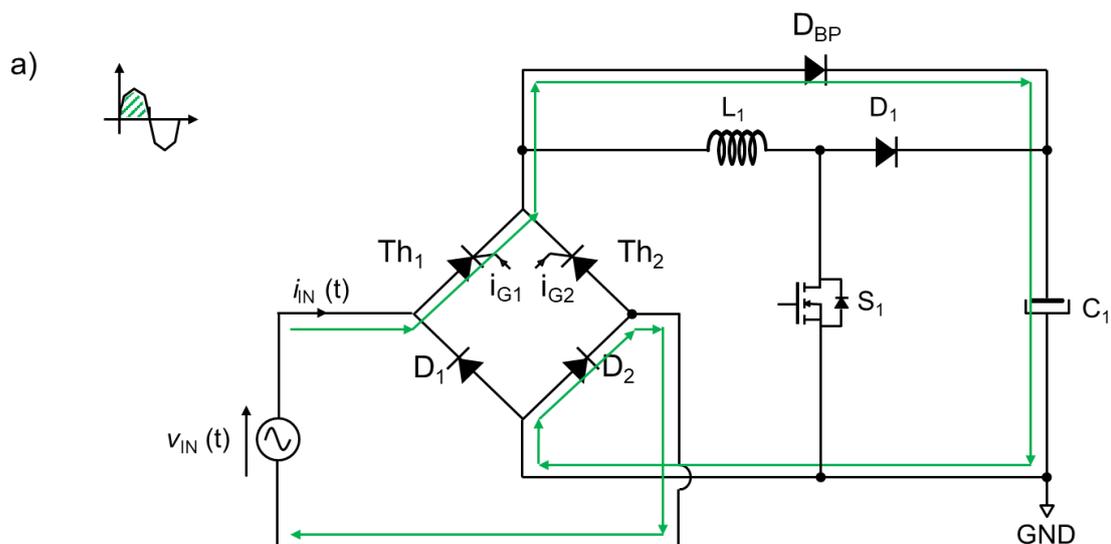


Figure 2-9 : Schéma de principe d'un limiteur de courant à base de thyristors implémentés dans un pont mixte

Comme le montre la Figure 2-10, durant l'alternance positive de la tension du réseau AC, le courant passe par le thyristor Th_1 , puis par la diode bypass D_{BP} . Ce courant permet alors de charger le condensateur C_1 . Il retourne au réseau AC par la diode D_2 .

Durant l'alternance négative de la tension du réseau AC, le fonctionnement est symétrique. Le courant passe par le thyristor Th_2 , puis par la diode bypass D_{BP} , charge le condensateur C_1 et retourne au réseau par la diode D_1 .



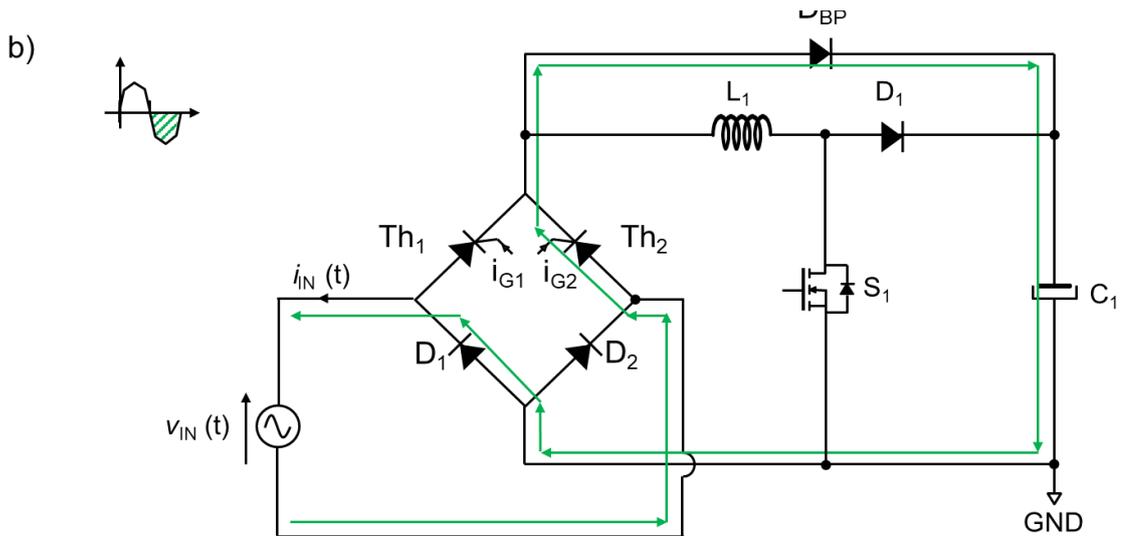


Figure 2-10 : Phases de fonctionnement du limiteur actif des courants d'appel à base de thyristors implémenté dans un convertisseur AC-DC durant les alternances positive **a)** et négative **b)** du réseau AC

La Figure 2-11 donne un exemple de chronogrammes de fonctionnement dans ce cas. Plusieurs périodes du réseau AC sont nécessaires pour charger le condensateur de sortie. On parle alors de démarrage progressif.

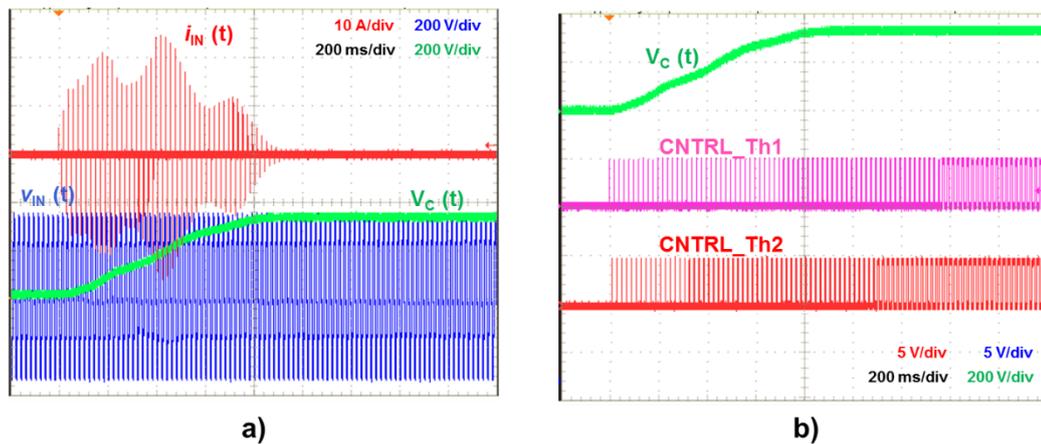


Figure 2-11 : Exemples de formes d'ondes du courant d'appel avec un démarrage progressif (Δt fixe) des thyristors utilisés dans un pont redresseur mixte (mesures expérimentales)

Lorsqu'une interruption brève du réseau AC apparaît (ou creux de tension), le condensateur DC peut se décharger. Si la tension du bus DC reste supérieure à la valeur crête de la tension du réseau, lorsque le réseau réapparaît, les thyristors sont commandés en pleine onde. Dans le cas contraire, c'est-à-dire si la tension du bus DC devient inférieure à la valeur crête de la tension du réseau, cette fois-ci les thyristors sont commandés progressivement comme le montre la Figure 2-12.

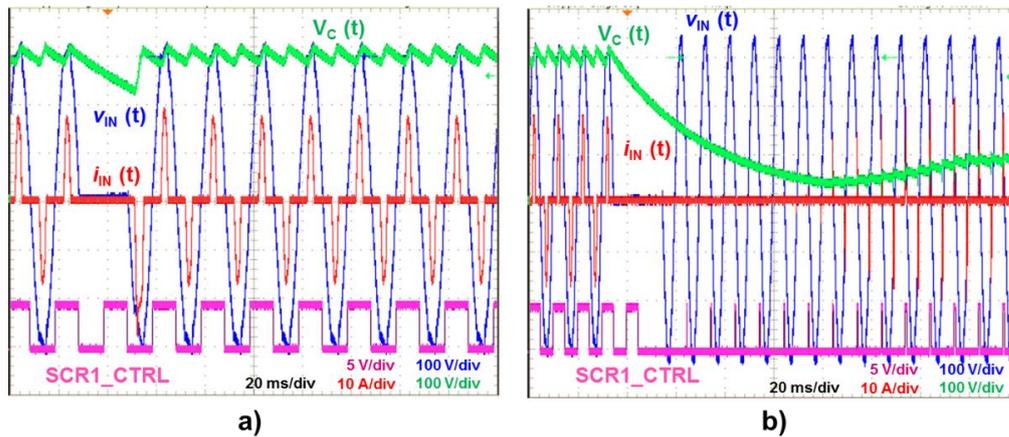


Figure 2-12 : Exemple de formes d'ondes lors des creux de tension : **a)** 20 ms, **b)** 40 ms (mesures expérimentales)

2.3. Prédiction des courants d'appel

Dans cette partie, nous allons plus particulièrement nous intéresser à la prédiction des courants d'appel pour un démarrage progressif. Dans un premier temps, nous allons modéliser chaque élément pour en déduire un modèle simplifié du convertisseur AC-DC lors des phases transitoires. Ce modèle sera ensuite exploité dans deux algorithmes distincts afin de prédire le courant maximal suivant une loi de commande prédéfinie. Enfin, une expérimentation avec la loi de commande choisie sera testée au sein d'un PFC de type Totem-pole.

2.3.1. Modélisation du convertisseur AC-DC

2.3.1.1. Modélisation des composants actifs de puissance

Les premiers éléments du convertisseur à modéliser sont les interrupteurs de puissance. Les Figure 2-13 a), Figure 2-13 b) et Figure 2-13 c) illustrent respectivement les modèles équivalents macroscopiques à l'état passant d'une diode, d'un thyristor et d'un Triac. La chute de tension à l'état passant (i.e., V_F dans le cas de la diode et V_{T0} pour le thyristor), ainsi que la résistance dynamique (R_D) sont pris en compte dans ce type de modélisation.

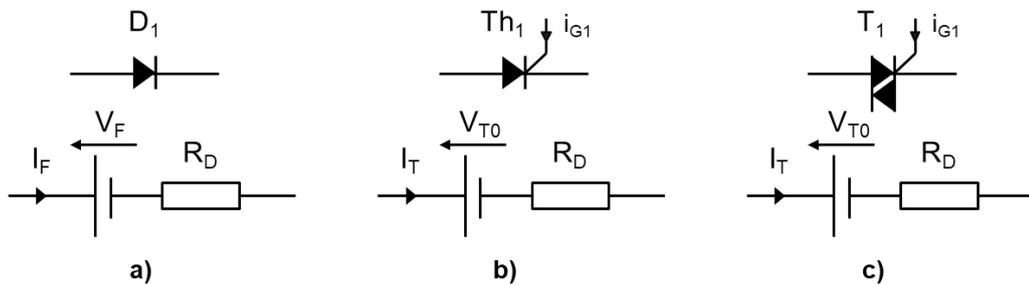


Figure 2-13 : Schémas électriques équivalents à l'état passant d'une diode a) d'un thyristor b) et c) d'un TRIAC

2.3.1.2. Modélisation du condensateur de sortie

Le second élément à modéliser est le condensateur de sortie du convertisseur AC-DC. Le modèle simplifié du condensateur correspond à la mise en série d'une capacité parfaite et d'une résistance série équivalente appelée ESR (cf. Figure 2-14). Ce modèle peut être obtenu par une mesure à l'aide d'un RLC-mètre à une fréquence de 50 Hz.

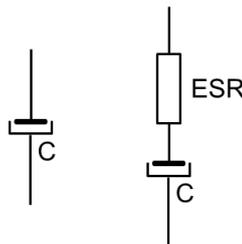


Figure 2-14 : Modèle simplifié d'un condensateur

2.3.1.3. Modélisation du filtre CEM

Comme le montre la Figure 2-15, le filtre CEM utilisé est composé d'une inductance de mode commun (L_{CM}), de deux condensateurs (C_{X2}) placés entre la phase (L) et le Neutre (N) et de deux condensateurs (C_Y) placés entre chaque conducteur (L et N) et la Terre (E). L'inductance de mode commun est utilisée pour filtrer des fréquences comprises entre 150 kHz et 30 MHz. Les deux condensateurs notés C_{X2} permettent de filtrer les fréquences de mode différentiel. Les deux condensateurs C_Y servent à filtrer le mode commun à l'entrée et à la sortie du filtre.

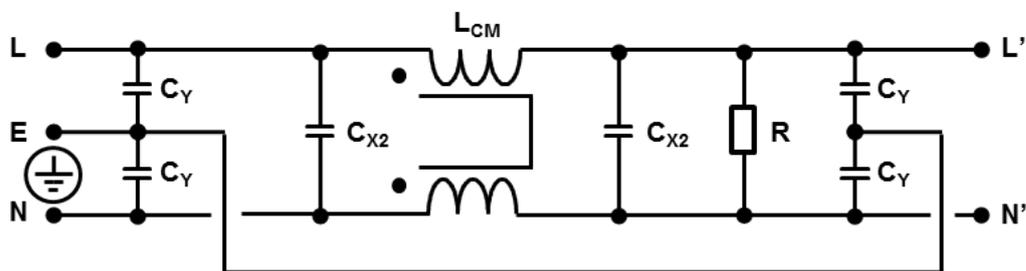


Figure 2-15 : Schéma électrique équivalent du filtre CEM

Le courant passant principalement dans l'inductance, les condensateurs C_{X2} et C_Y peuvent ainsi être négligés car leur impédance à 50 Hz est très élevée. L'inductance peut également être négligée puisqu'il s'agit d'une inductance de mode commun. S'il s'agissait d'une inductance de mode différentiel, il aurait fallu la prendre en compte dans le modèle en la mesurant à l'aide du RLC-mètre.

Il est possible de mettre deux filtres CEM en cascade afin d'ajouter des étages L-C pour réduire les perturbations électromagnétiques. Dans ce cas, la valeur de l'inductance de mode différentiel s'ajoute au premier filtre puisque les deux inductances sont associées en série.

2.3.1.4. Modélisation de l'impédance du réseau AC

Un modèle simplifié (cf. Figure 2-16), composé d'une résistance (R_{RES}) en série avec une inductance (L_{RES}), peut être utilisé pour caractériser l'impédance du réseau AC à la fréquence de 50 Hz. Cependant, ces éléments sont difficilement mesurables car ils dépendent entre autre de la longueur des câbles entre le transformateur HT / BT et la prise

électrique, ainsi que de l'impédance du transformateur. En utilisant la norme IEC 61000-3-3, une estimation de ces deux paramètres est possible [46]. En particulier, les paramètres R_{RES} et L_{RES} valent respectivement en première approximation $0,24 \Omega$ et $477 \mu H$. Nous proposerons un modèle plus élaboré qui sera détaillé dans la suite de ce chapitre.

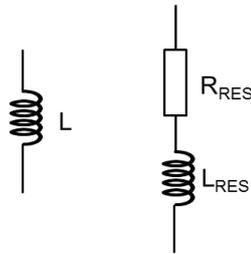


Figure 2-16 : Modèle équivalent de l'impédance du réseau AC

2.3.1.5. Modélisation du convertisseur lors des phases transitoires

Afin de définir la valeur maximale de l'intensité du courant admissible durant les phases transitoires, un modèle du convertisseur AC-DC est proposé. L'objectif est de définir les équations régissant l'évolution du courant d'entrée et la tension aux bornes du condensateur de sortie (C_1).

En utilisant les modèles de chaque élément du convertisseur, il est possible d'établir son modèle électrique équivalent. La Figure 2-17 donne un exemple de modélisation pour l'alternance positive du réseau AC.

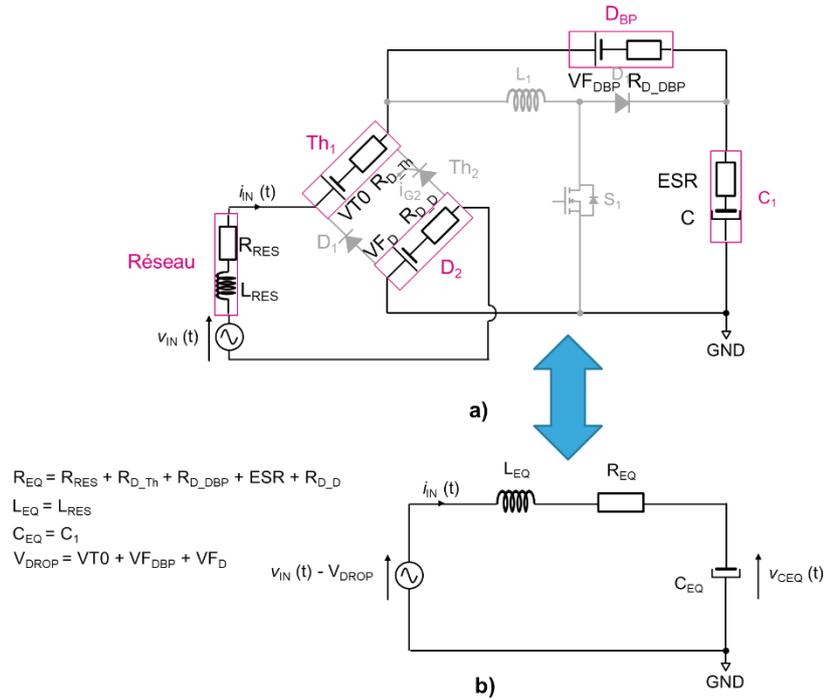


Figure 2-17 : Schéma électrique équivalent du convertisseur AC-DC sur l'alternance positive du réseau AC

La variation de la tension aux bornes du condensateur C_{EQ} ($V_{CEQ}(t)$) est définie par l'équation (2-4). Cette équation prend en compte les modèles du réseau AC, du condensateur de sortie, et des interrupteurs de puissance.

$$L_{EQ} \cdot C_{EQ} \frac{d^2}{dt^2} V_{CEQ}(t) + R_{EQ} \cdot C_{EQ} \frac{d}{dt} V_{CEQ}(t) + V_{CEQ}(t) = v_{IN}(t) - V_{DROP} \quad (2-4)$$

- $L_{EQ} = L_{RES}$: inductance équivalente du circuit (H)
- $C_{EQ} = C$: capacité équivalente du circuit (F)
- $R_{EQ} = R_{RES} + R_{D_{Th}} + R_{D_D} + ESR$: résistance équivalente du circuit (Ω)
- $V_{DROP} = VT0 + VF_{DBP} + VF_D$: chute de tension totale du circuit (V)

La résolution de cette équation différentielle du deuxième ordre est donnée par l'équation (2-5). Elle dépend en particulier du coefficient d'amortissement m . Dans le cas du réseau classique, ce coefficient est généralement inférieur à 1.

Lorsque $m < 1$:

$$V_{CEQ}(t) = e^{-m \cdot \omega_p \cdot t} \cdot (X_1 \cdot \cos(\omega_p \cdot t) + X_2 \cdot \sin(\omega_p \cdot t)) + \frac{V_{IN_{RMS}} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \omega \cdot t_a - \text{atan}\left(\frac{R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega}{1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2}\right)\right) - V_{DRO}}{\sqrt{(1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2)^2 + (R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega)^2}} \quad (2-5)$$

Lorsque $m > 1$:

$$V_{CEQ}(t) = C_1 \cdot e^{r_1 t} + C_2 \cdot e^{r_2 t} + \frac{V_{IN_{RMS}} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \omega \cdot ta - \operatorname{atan}\left(\frac{R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega}{1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2}\right)\right) - V_{DROP}}{\sqrt{(1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2)^2 + (R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega)^2}}$$

- ω : pulsation du réseau AC (rad/s)
- $\omega_p = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - m^2}$: pulsation propre du circuit (rad/s)
- $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{EQ} \cdot C_{EQ}}}$: pulsation de résonance du circuit (rad/s)
- $m = \frac{R_{EQ}}{2} \cdot \frac{\sqrt{L_{EQ}}}{\sqrt{L_{EQ}}}$: coefficient d'amortissement
- ta : instant d'amorçage du thyristor (s)
- $r_1 = -m \cdot \omega_0 + \omega_0 \cdot \sqrt{m^2 - 1}$: solution 1 de l'équation différentielle sans second membre
- $r_2 = -m \cdot \omega_0 - \omega_0 \cdot \sqrt{m^2 - 1}$: solution 2 de l'équation différentielle sans second membre
- X_1, X_2, C_1, C_2 : paramètres détaillés dans l'Annexe B
- V_{C0} : état initial de la charge du condensateur C_{EQ} (V)

À partir de ce résultat, le courant d'entrée peut être exprimé en fonction du coefficient d'amortissement m (cf. Équation (2-6)).

Toutes ces équations vont nous permettre d'établir un algorithme pour prédire le courant maximal admissible durant les phases transitoires. Cette prédiction dépend en particulier de la loi de commande de chaque thyristor.

$$i_{IN}(t) = I_{CEQ}(t) = C_{EQ} \cdot \frac{d}{dt} V_{CEQ}(t)$$

Lorsque $m < 1$:

$$i_{IN}(t) = C_{EQ} \cdot \left(\begin{array}{l} -m \cdot \omega_0 \cdot e^{-m \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot (X_1 \cdot \cos(\omega_p \cdot t) + X_2 \cdot \sin(\omega_p \cdot t)) \\ + \omega_p \cdot e^{-m \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot (-X_1 \cdot \sin(\omega_p \cdot t) + X_2 \cdot \cos(\omega_p \cdot t)) \\ + \frac{V_{IN_{RMS}} \cdot \sqrt{2} \cdot \omega \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \omega \cdot ta - \operatorname{atan}\left(\frac{R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega}{1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2}\right)\right)}{\sqrt{(1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2)^2 + (R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega)^2}} \end{array} \right) \quad (2-6)$$

Lorsque $m > 1$:

$$i_{IN}(t) = C_{EQ} \cdot \left(r_1 \cdot C_1 \cdot e^{r_1 t} + r_2 \cdot C_2 \cdot e^{r_2 t} + \frac{V_{IN_{RMS}} \cdot \sqrt{2} \cdot \omega \cdot \cos \left(\omega \cdot t + \omega \cdot t_a - \text{atan} \left(\frac{R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega}{1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2} \right) \right)}{\sqrt{(1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2)^2 + (R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega)^2}} \right)$$

2.3.2. Prédiction du courant maximal durant les phases transitoires

2.3.2.1. Loi de commande temporelle

Comme le montre la Figure 2-8, chaque thyristor est en particulier commandé alternativement suivant la polarité du réseau AC avec un retard à l'amorçage plus grand que le précédent.

La Figure 2-18 propose un zoom sur la commutation au zéro de la tension du réseau AC. Plusieurs paramètres importants sont représentés et seront utilisés plus tard dans un algorithme :

- t_a : instant d'amorçage du thyristor.
- t_p : durée pour atteindre le niveau maximal du courant.
- t_0 : durée pour annuler le courant.
- V_{C0} : niveau de charge du condensateur avant la commutation.

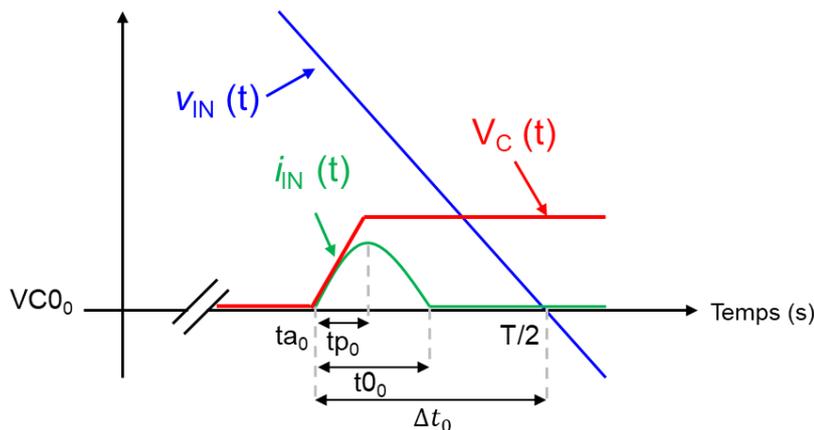


Figure 2-18 : Zoom sur la commutation au zéro de tension du réseau AC

Un premier algorithme est ici proposé (cf. Figure 2-19) afin de déterminer la valeur maximale du courant d'appel qui traverse le convertisseur.

Les grandeurs R_{EQ} , L_{EQ} , C_{EQ} , V_{C00} (0 V), t_{a0} (9,7 ms), V_{IN_RMS} , f , St et Δt sont les paramètres d'entrée. Une première boucle conditionnelle teste si le courant calculé à l'instant t est inférieur au courant à l'instant précédent. Lorsque c'est le cas, le courant maximal et l'instant du pic sont déterminés et sauvegardés. Ensuite, une seconde boucle conditionnelle est utilisée pour déterminer l'instant pour lequel le courant absorbé s'annule. Lorsque c'est le cas, le temps de conduction du courant t_0 est déterminé. Puis, une incrémentation des paramètres V_{C0} , et t_a est effectuée. Une dernière boucle teste si la valeur absolue du courant maximal est inférieure à la valeur antérieure. Si c'est le cas, alors l'avant dernière valeur du courant maximal représente le courant théorique maximal avec un retard à l'amorçage fixe. Sinon, on passe à la demi-alternance (i) suivante et on réitère l'algorithme jusqu'à l'obtention du courant maximal.

Le même algorithme est réalisé pour déterminer la tension aux bornes du condensateur C_{EQ} . Une condition d'arrêt est nécessaire. Cette dernière détermine si cette tension est supérieure à la valeur crête de la tension du réseau AC. En récupérant les paramètres t_a , t_0 , t_p , I_{peak} et V_{C0} , il est ainsi possible de retracer les formes d'ondes du courant et de la tension lors des phases transitoires. Une comparaison entre les calculs théoriques et une expérimentation menée sur convertisseur AC-DC connecté au réseau 230 V RMS – 50 Hz est présentée dans la Figure 2-20.

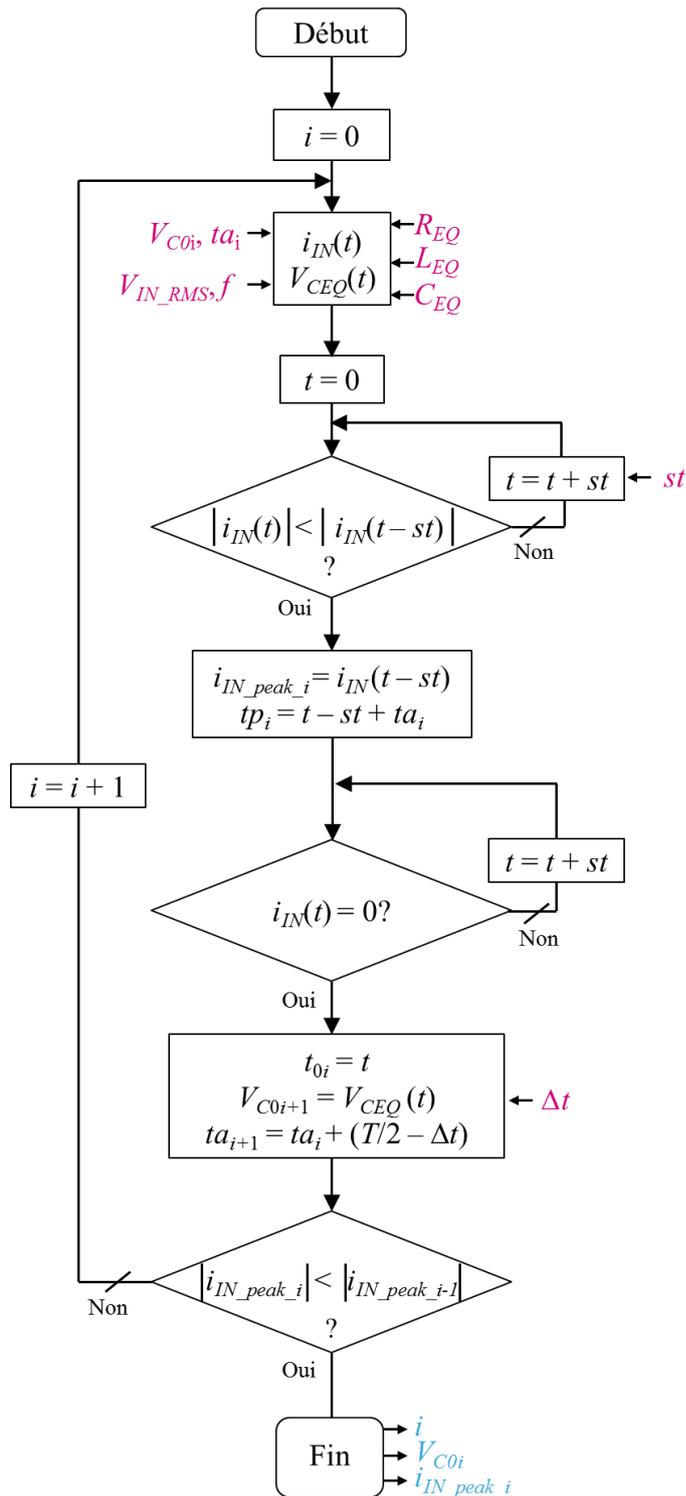


Figure 2-19 : Algorithme déterminant le courant maximal pour un retard à l'amorçage des thyristors fixe

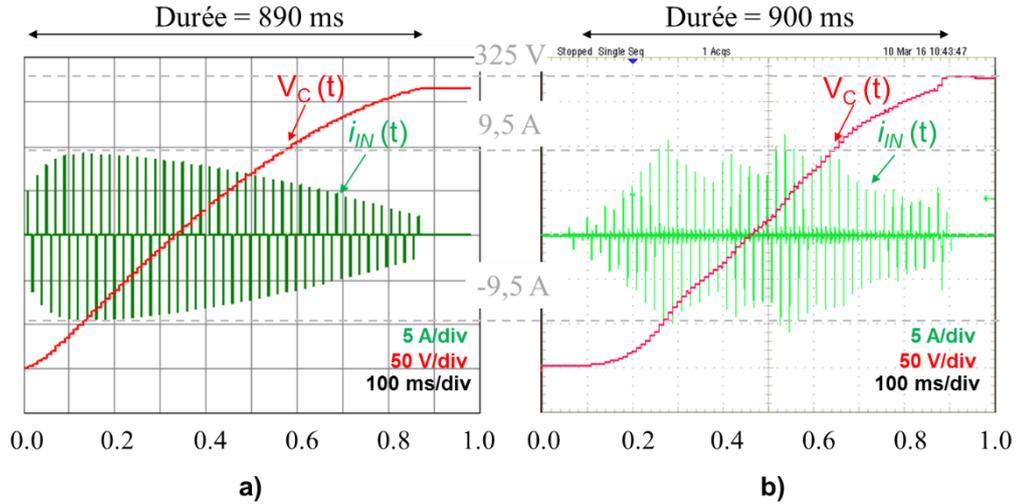


Figure 2-20 : Évolution de la tension aux bornes du condensateur de sortie et du courant d'entrée absorbée avec un Δt fixe égal à $50 \mu\text{s}$ – Comparaison entre les calculs théoriques (Mathcad) **a)** et les mesures expérimentales **b)**

Le retard à l'amorçage a volontairement été choisi très faible de manière à ce que la valeur efficace du courant d'appel soit inférieure à 16 A comme ce qui a été préconisé dans le chapitre 1.4. Concernant les formes d'ondes déterminées par les calculs théoriques (cf. Figure 2-20 a)), l'enveloppe du courant augmente jusqu'à atteindre un maximum au bout de 120 ms, puis décroît progressivement. Concernant les formes d'ondes extraites de mesures expérimentales (cf. Figure 2-20 b)), l'enveloppe du courant subit des variations assez marquées. Deux raisons principales permettent d'expliquer cette différence entre le modèle théorique et les mesures expérimentales. D'une part, le modèle théorique ne prend pas en compte les harmoniques du réseau AC. D'autre part, la détection du zéro de tension utilisée sur la carte de démonstration n'est pas suffisamment précise. En effet, un écart de l'ordre de quelques microsecondes peut conduire à des fortes variations du courant d'appel.

Pour vérifier l'exactitude des postulats énoncés ci-dessus, une simulation électrique de type PSpice a été menée. Dans cette simulation, la source de tension simulant le réseau a été remplacée par une mesure réelle de la tension du réseau. La Figure 2-21 montre une nouvelle comparaison des formes d'ondes au démarrage après la prise en compte des harmoniques de la tension du réseau. Cette simulation confirme que l'enveloppe du

le courant est bien lié à la fois à la précision de la détection du zéro de tension et à la présence d'harmoniques sur la tension secteur.

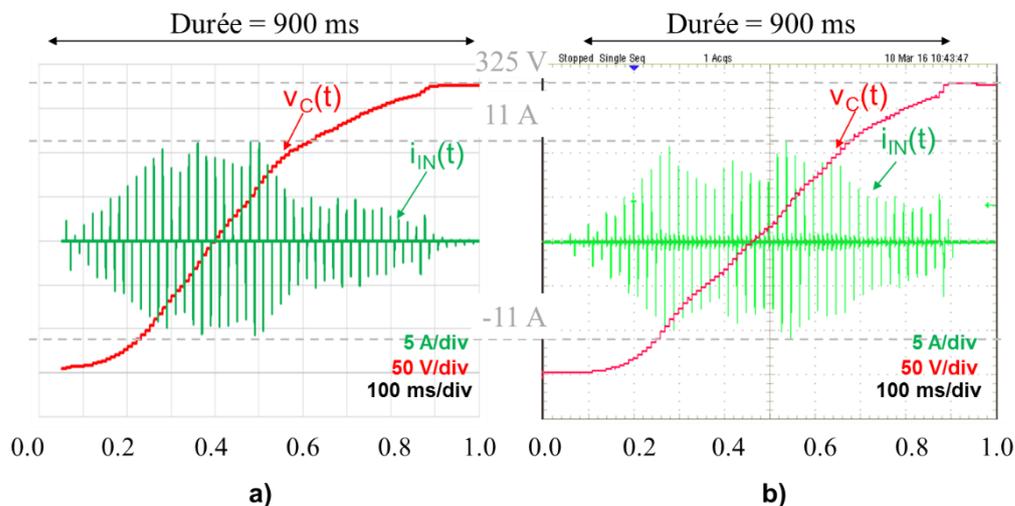


Figure 2-21 : Évolution de la tension aux bornes du condensateur de sortie et du courant d'entrée absorbée avec un Δt fixe égal à $50 \mu s$ – Comparaison entre la simulation électrique de type PSpice **a)** et les mesures expérimentales **b)**

Tous ces résultats vont nous permettre d'établir deux abaques : le premier pour connaître le temps de charge du condensateur de sortie et le second, pour extraire la valeur maximale du courant d'appel. Dans les deux cas, les abaques sont exprimés en fonction du retard à l'amorçage (Δt) des thyristors.

La Figure 2-22 donne l'évolution de la durée de la charge du condensateur de sortie du convertisseur AC-DC en fonction du retard à l'amorçage des thyristors. Il est important de noter que cette durée ne dépend pas de la valeur du condensateur. À partir de cette figure et à titre illustratif, pour un Δt de $50 \mu s$, le temps de charge est de 920 ms.

La Figure 2-23 illustre l'évolution de la valeur maximale (I_{peak}) du courant d'appel en fonction du retard à l'amorçage des thyristors. Contrairement au précédent abaque, cette évolution dépend de la valeur du condensateur de sortie du convertisseur. Cet abaque permet cette fois-ci de déterminer la valeur maximale du pic de courant en fonction du retard à l'amorçage suivant différentes valeurs de condensateur de sortie. La Figure 2-20 montre par exemple que, pour un Δt de $50 \mu s$ et un condensateur de $470 \mu F$, le pic de courant maximal est de 9,5 A.

L'ensemble de ces données nous permet de déterminer le retard à l'amorçage en fonction de l'application souhaitée.

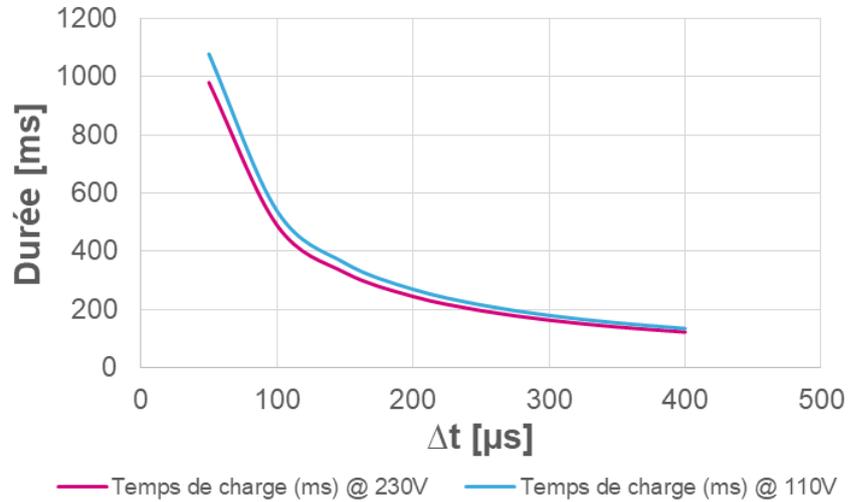


Figure 2-22 : Abaque donnant l'évolution du temps de charge du condensateur de sortie du convertisseur en fonction du retard à l'amorçage des thyristors

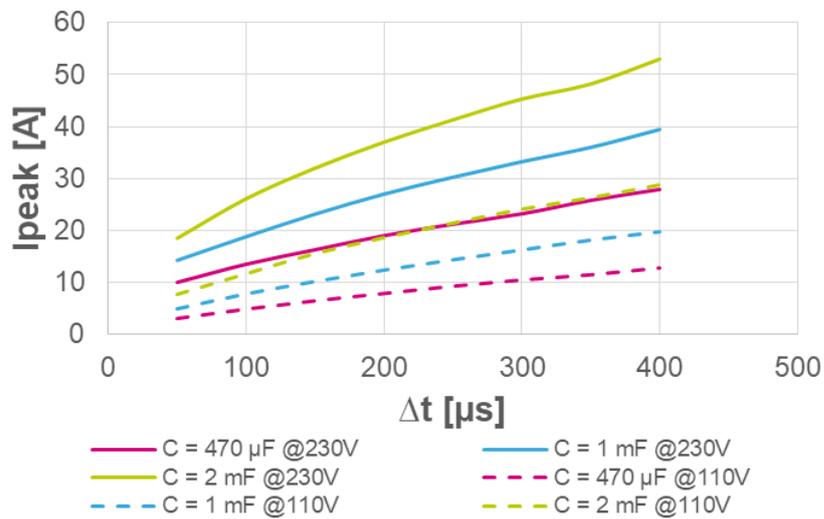


Figure 2-23 : Abaque donnant l'évolution du pic du courant d'appel en fonction du retard à l'amorçage des thyristors

2.3.2.2. Loi de commande à courant maximal constant

Afin d'améliorer la durée de vie des composants qui subissent les variations des courants transitoires, le condensateur de sortie peut être chargé progressivement avec des pics de courant constant sur la durée totale du démarrage. Dans ce cas, un deuxième algorithme peut être proposé (cf. Figure 2-24). L'objectif est alors de déterminer tous les instants d'amorçage des thyristors pour éviter la variation de l'enveloppe du courant d'appel.

Dans cet algorithme, les grandeurs R_{EQ} , L_{EQ} , C_{EQ} , V_{C00} , t_{a0} , V_{IN_RMS} , f et $I_{IN_peak_lim}$ représentent les paramètres d'entrée. On se place au quart de la période de la tension du réseau AC. Une première boucle conditionnelle teste si le courant calculé à l'instant t est inférieur au courant à l'instant précédent. Lorsque c'est le cas, une deuxième boucle conditionnelle sert à vérifier si le courant maximum trouvé est inférieur au courant désiré. Si c'est le cas, alors l'instant d'amorçage t_a est déterminé. Ensuite, une autre boucle conditionnelle est utilisée pour tester si le courant s'annule. Lorsque c'est le cas, le temps de conduction du courant t_0 est déterminé. Une dernière boucle est utilisée pour réitérer l'algorithme jusqu'à ce que le condensateur C_{EQ} soit complètement chargé.

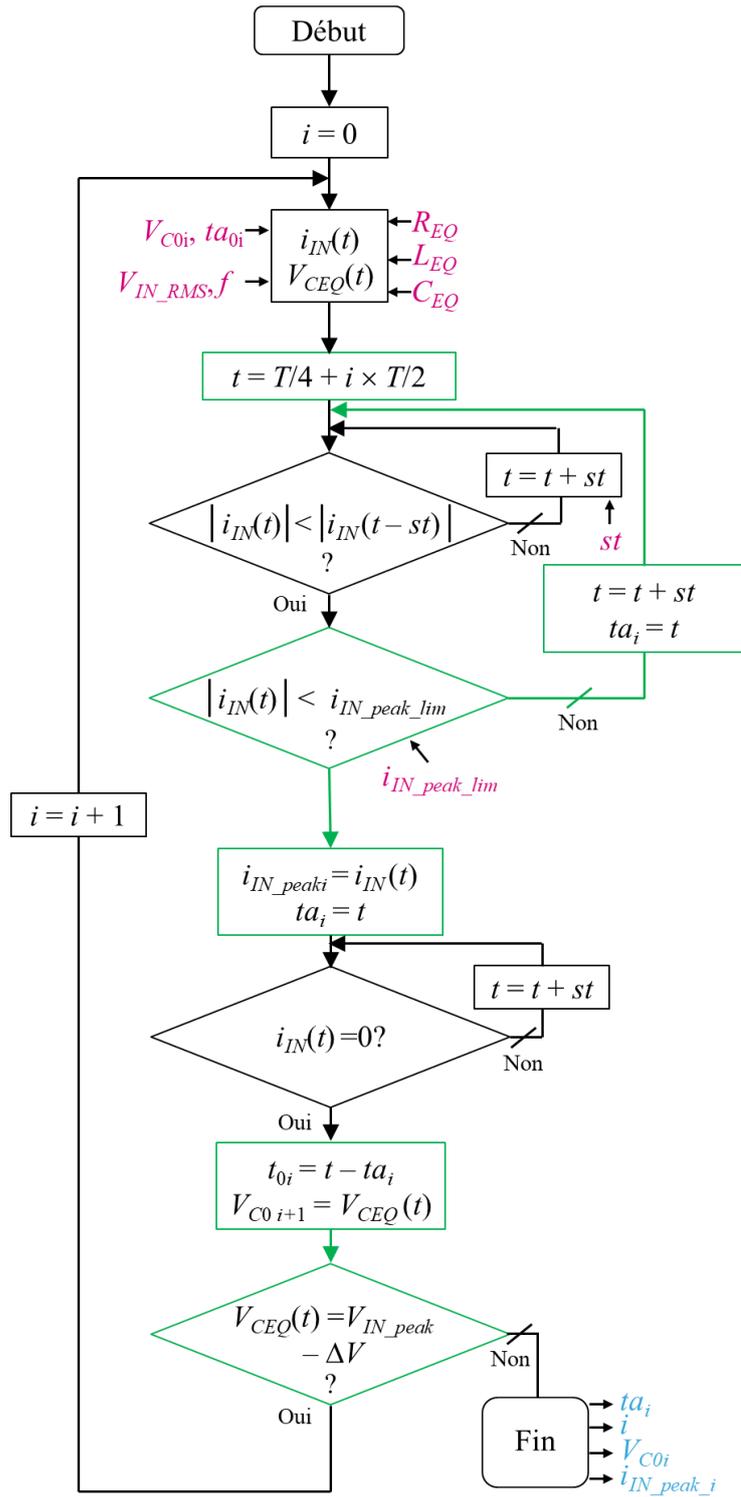


Figure 2-24 : Algorithme déterminant les instants d’amorçage (t_a) des thyristors pour obtenir une enveloppe constante du courant d’appel

La Figure 2-25 montre la comparaison entre le modèle mathématique (fondé sur cet algorithme) et les mesures expérimentales menées sur un convertisseur AC-DC alimenté sous 230 V – 50 Hz. L'amplitude maximale des courants à chaque commutation est limitée à 30 A en ajustant l'angle de phase des thyristors. Les formes d'ondes théoriques (cf. Figure 2-25 a)) montrent la limitation des pics de courant à 30 A, ce qui est en deçà de la limite fixée par la norme IEC 61000-3-3, alors que les formes d'ondes des mesures expérimentales (cf. Figure 2-25 b)) subissent des variations. Comme vu précédemment, cette différence est due aux harmoniques de la tension du réseau et à la précision de la détection du zéro de tension.

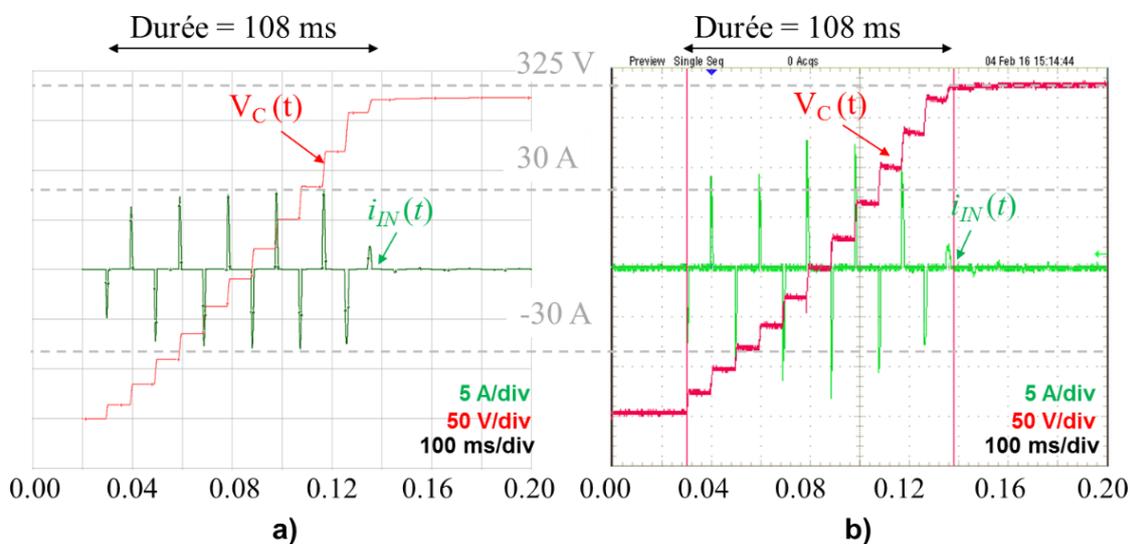


Figure 2-25 : Évolution de la tension aux bornes du condensateur de sortie pour une enveloppe constante (30 A) du courant d'entrée absorbée avec un Δt variable – Comparaison entre les calculs théoriques **a)** et les mesures expérimentales **b)**

Les résultats expérimentaux présentés dans la Figure 2-25 b) montrent que l'enveloppe du courant d'appel n'est pas parfaitement constante. Une correction de ce problème peut alors être menée. Pour cela, il convient d'ajuster les instants d'amorçage des thyristors dans la table implémentée dans le microcontrôleur pour compenser les décalages temporels. La Figure 2-26 illustre les résultats expérimentaux obtenus après cette correction. On constate alors que l'enveloppe du courant d'appel est presque constante puisque les valeurs évoluent bien entre -30 A et $30\text{ A} \pm 5\text{ A}$.

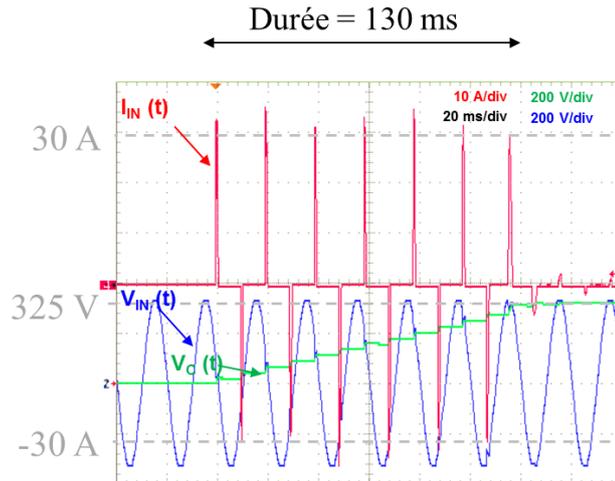


Figure 2-26 : Mesures expérimentales de la tension aux bornes du condensateur de sortie et du courant d'entrée absorbé après un ajustement des instants d'amorçage des thyristors

Un abaque peut maintenant être proposé pour connaître le temps de charge du condensateur de sortie du convertisseur en fonction de la valeur du pic du courant d'appel et cela, pour différentes valeurs de la capacité C_1 (cf. Figure 2-27). Par exemple, pour un pic de courant de 30 A, avec un condensateur de sortie de 1 mF, le temps de charge de ce dernier est de 150 ms. Le temps de charge estimé atteint 170 ms pour une tension du réseau de 230 V (en valeur efficace). Le pourcentage d'erreur associé (de l'ordre de 13%) est par conséquent acceptable.

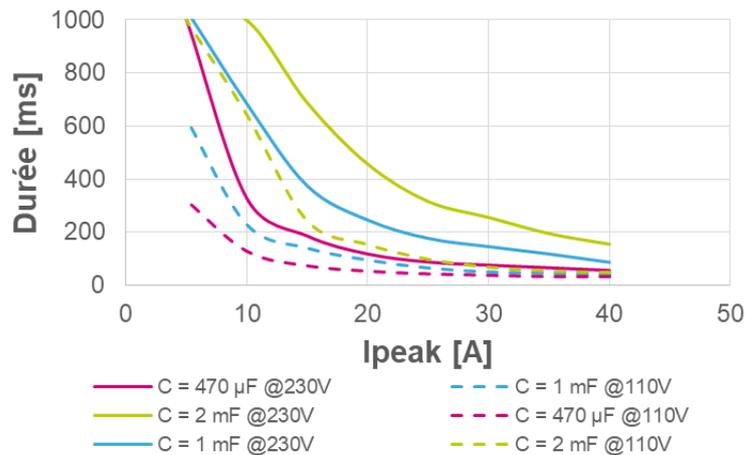


Figure 2-27 : Évolution de la durée de charge du condensateur C_1 en fonction de la valeur du pic du courant d'appel

2.4. Détermination de l'impédance du réseau AC

D'après ce qui précède, le modèle prédictif des courants d'appel nécessite de connaître l'impédance du réseau. Elle a un impact non négligeable sur le modèle. La valeur de cette impédance dépend exclusivement de l'installation électrique (cf. chapitre 2.3.1.4). Elle comprend alors une partie inductive et une partie résistive. La mesure de cette impédance est difficile. Peu de méthodes ont été discutées dans la littérature. Deux techniques ont néanmoins retenues notre attention.

2.4.1. Solutions existantes permettant de mesurer l'impédance du réseau AC

La première consiste à utiliser un analyseur de réseau. Cette méthode, proposée par A. Achouri, consiste à mesurer le paramètre S_{11} de l'impédance du réseau entre 9 kHz et 500 kHz à l'aide d'un coupleur capacitif (cf. Figure 2-28) [71]. Du fait de la bande de fréquence élevée de l'appareil de mesure, cette méthode ne permet pas d'obtenir l'impédance du réseau à 50 Hz.

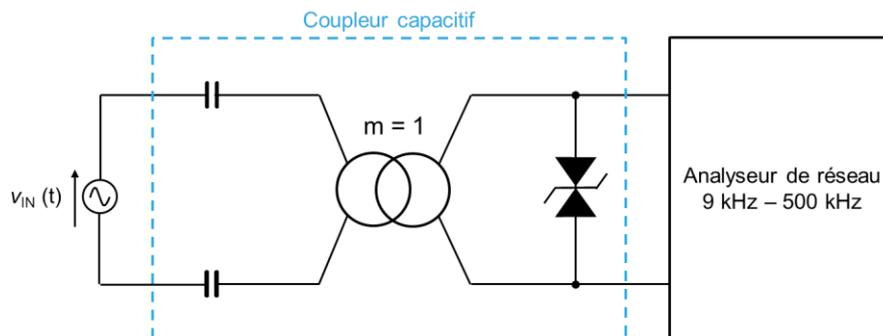


Figure 2-28 : Méthode de mesure de l'impédance du réseau avec un analyseur de réseau [71]

La seconde méthode consiste à mesurer l'empiètement d'un pont de diode triphasé (PD3) raccordé au réseau électrique (cf. Figure 2-29) [72]. Lors de la commutation de la diode D1 à la diode D2, en considérant que le courant ne commute pas instantanément, il y aura un intervalle de temps pendant lequel deux diodes seront en conduction. Ce phénomène est appelé « empiètement ». L'impédance du réseau est déduite à partir des

points de mesures du courant et de la tension d'entrée du coupleur. Comme le montre la Figure 2-30, la variation de cet empiètement est très faible suivant la valeur de l'inductance (i.e., de l'ordre d'une dizaine de microsecondes pour 200 μH). Ainsi, une erreur de mesure peut nuire à la précision et à la détermination réelle de l'inductance du réseau.

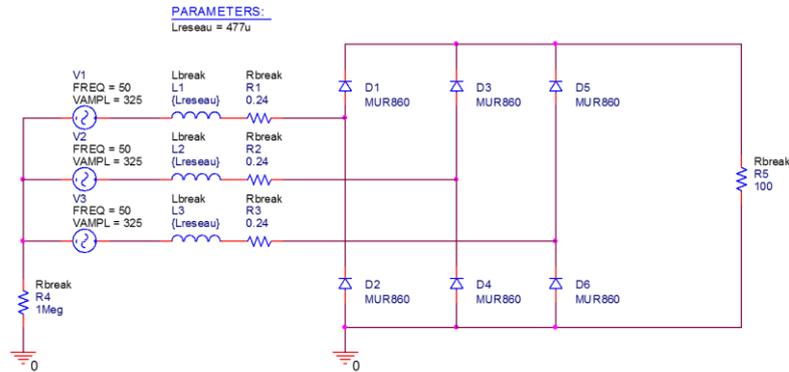
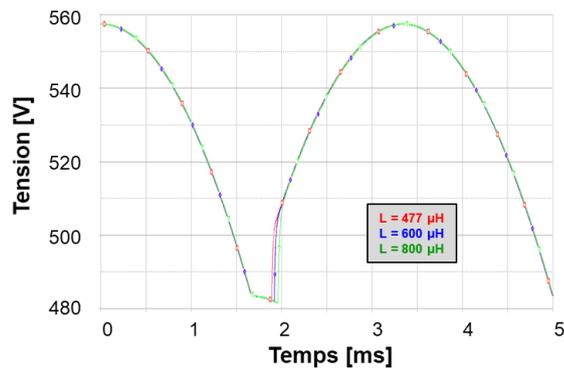
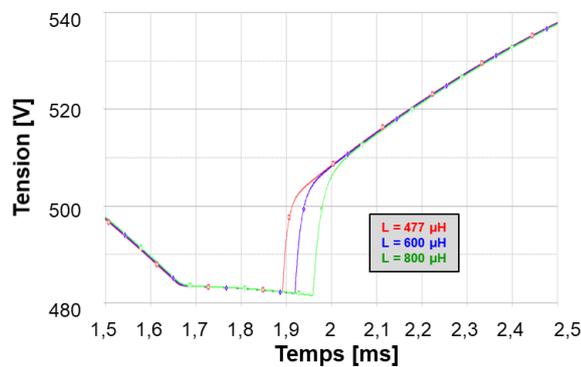


Figure 2-29 : Méthode de mesure de l'impédance réseau avec l'empiètement d'un PD3 [72]



a)



b)

Figure 2-30 : Influence de l'inductance de réseau sur la durée d'empiètement (477 μH , 600 μH et 800 μH)

2.4.2. Solution proposée utilisant la prédiction des courants d'appel

2.4.2.1. Méthodologie

Nous proposons ici une nouvelle méthode issue du contrôle du courant d'appel. Cette technique consiste à mesurer le pic de courant lors du démarrage progressif par angle de phase des thyristors pour un condensateur de capacité fixée et un Δt fixé.

Une simulation électronique de cette phase de démarrage permet de calculer le courant en fonction de l'inductance du réseau (cf. Figure 2-31). En faisant varier l'inductance du réseau de 100 μH à 1 mH dans la modélisation, avec un retard à l'amorçage Δt de 50 μs et un condensateur de sortie de capacité égale à 1 mF, on peut déterminer la valeur du pic du courant d'appel.

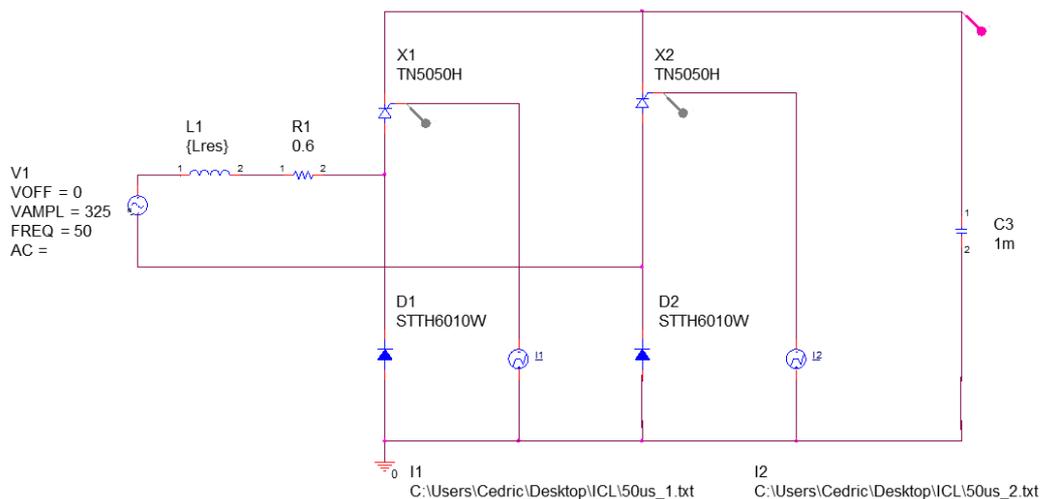


Figure 2-31 : Schéma de simulation d'un pont mixte pour déterminer l'impédance réseau

2.4.2.2. Utilisation d'un abaque de référence

La Figure 2-32 montre l'évolution du pic de courant à 150 ms et la tension V_c correspondante. On peut constater que l'inductance du réseau implique une variation importante du courant. Cette figure nous servira de référence afin de déterminer l'inductance du réseau en fonction du pic à 150 ms.

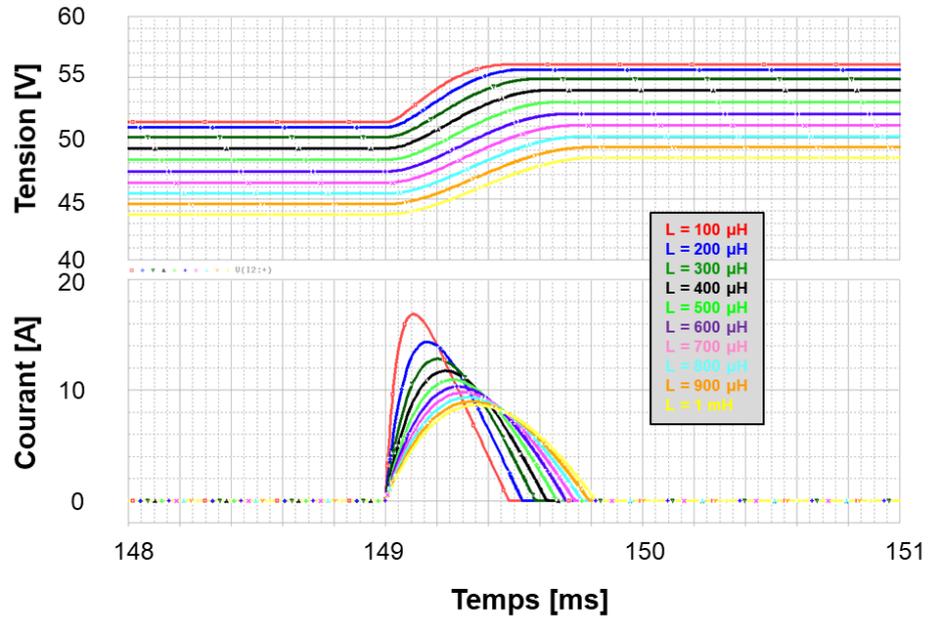


Figure 2-32 : Impact de l'impédance du réseau AC sur le modèle pour des valeurs comprises entre 100 μH et 1 mH ($\Delta t = 50 \mu\text{s}$ et $C_l = 1 \text{ mF}$)

La Figure 2-20 b) montre un pic de courant mesuré dans le laboratoire de l'ordre de 9,5 A à 150 ms (dans les mêmes conditions de test). Un abaque est présenté dans la Figure 2-33 pour connaître l'inductance du réseau en fonction du pic de courant à 150 ms. Pour un pic de courant égal à 9,5 A, l'abaque ci-dessous permet d'estimer l'inductance du réseau à 700 μH .

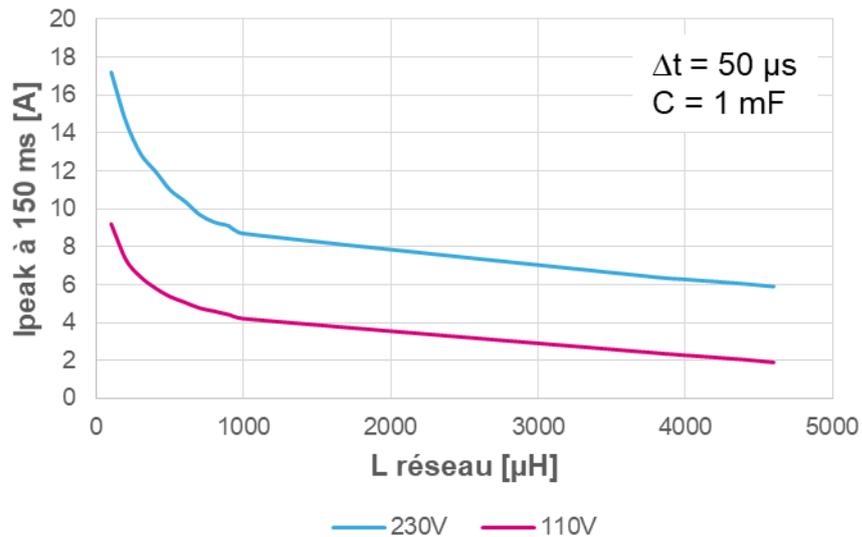


Figure 2-33 : Abaque de l'impédance du réseau en fonction du pic de courant à 150 ms

2.4.2.3. Validation expérimentale

Afin de vérifier l'exactitude de la méthodologie précédente, nous allons effectuer une mesure expérimentale sur un convertisseur AC-DC après avoir ajouté une inductance sans noyau magnétique, en série avec le réseau, supérieure à celle de l'impédance du réseau (3,8 mH). Ce convertisseur est alimenté sous une tension de 230 V (en valeur efficace). Le retard à l'amorçage Δt est réglé à 50 μs .

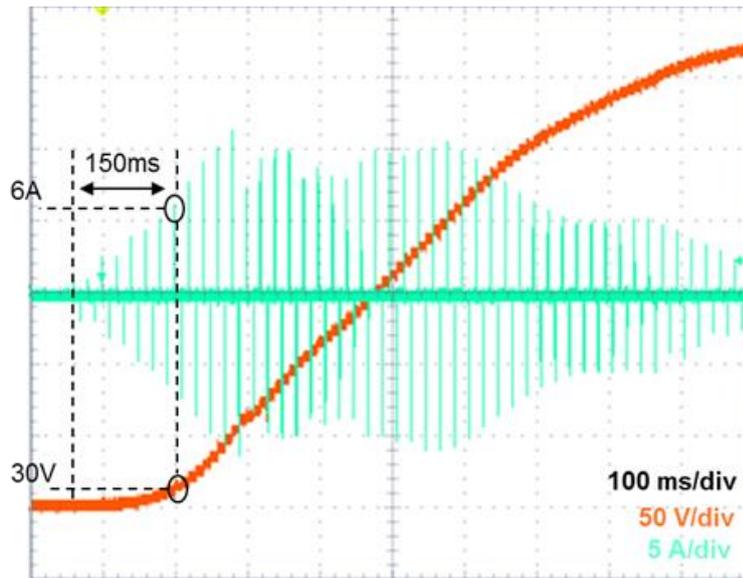


Figure 2-34 : Formes d'ondes du courant d'entrée $i_{IN}(t)$ et de la tension aux bornes du condensateur DC ($V_c(t)$) avec une inductance de 3,8 mH

La Figure 2-34 montre un pic de courant d'entrée de l'ordre de 6 A. En reportant la valeur du pic du courant sur la Figure 2-33, on obtient une inductance totale de 4,45 mH. En soustrayant la valeur de l'inductance sans noyau (3,8 mH) à l'inductance totale, on peut estimer une inductance du réseau à 650 μH . La marge d'erreur sur la détermination de l'inductance est estimée à 7%, ce qui nous permet de calculer la commande du limiteur d'appel de courant avec une précision acceptable ($< 10\%$). Cette marge d'erreur est quantifiée à partir de l'erreur de détection du zéro de tension.

2.5. Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons décrit les solutions passives et actives actuellement utilisées pour limiter les courants d'appel dans des convertisseurs AC-DC. Durant les phases transitoires, le courant doit être inférieur à la limite fixée par la norme IEC 61000-3-3. La solution la plus utilisée est celle associant une thermistance (en particulier, de type CTN) et des relais électromécaniques. Cette solution est certes peu coûteuse, mais elle est encombrante et des problèmes de fiabilité peuvent en particulier apparaître en cas de dysfonctionnement du réseau électrique.

Pour pallier aux problèmes décrits précédemment, une solution à base de thyristors a été étudiée. Cette solution consiste à contrôler le niveau du courant d'appel en ajustant le retard à l'amorçage des thyristors. Deux méthodes ont plus particulièrement été évaluées. Le condensateur de sortie du convertisseur AC-DC peut être chargé, soit par des pics de courant aléatoires, soit par des pics de courant constants. Cette étude nous a permis d'établir un modèle mathématique pour déterminer le retard à l'amorçage limitant le courant maximal.

Dans ce chapitre, nous avons également proposé une méthode pour déterminer l'impédance du réseau à 50 Hz en se servant d'un abaque fondé par les mesures du courant maximal. Il a fallu quantifier l'impédance du réseau pour évaluer son impact sur le modèle de prédiction.

Dans le prochain chapitre, nous allons étudier l'efficacité énergétique des différentes solutions de limitation des courants d'appel dans un PFC de type Totem-pole.