

# THESE

Présentée  
pour obtenir le diplôme de

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE

Spécialité: Génie Electrique

Par

## Gianluca Postiglione

DEA Génie électrique de l'INPT  
Ingénieur en Electronique de l'Université de Naples

# Nouvelle alimentation pour les fours à arc à courant alternatif

Soutenue le 20 décembre 2006 devant le jury composé de:

M.	P.	MARINO	Rapporteur
M.	M	MACHMOUM	Rapporteur
M.	P.	LADOUX	Directeur de Thèse
M.	Y.	CHERON	Examineur
M.	M.	FARAL	Examineur
M.	D.	GUALTIERI	Examineur

Thèse préparée au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de l'ENSEEIH  
Unité Mixte de Recherche N° 5828 au CNRS



# Avant-propos

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein du groupe Convertisseur statiques du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle (LEEI), unité mixte de recherche de l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT) et du Centre National de Recherche Scientifique (CNRS).

Ce mémoire est le résultat de trois années de recherche. Elles ont représenté pour moi une formidable expérience scientifique et humaine.

Je tiens à remercier particulièrement :

- Monsieur P. Marino, Professeur à la Seconda Università degli Studi di Napoli, pour l'intérêt qu'il a accordé à mes travaux par sa fonction de rapporteur.
- Monsieur M. Machmoum, Professeur à l'IREENA, Institut de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nantes Atlantique, pour avoir accepté la mission de rapporteur.
- Monsieur Y. Cheron, Directeur de Recherche au CNRS, pour l'honneur et la gentillesse qu'il m'a fait en acceptant de participer au Jury de thèse en tant que Président.
- Monsieur P. Ladoux, Professeur à l'INPT, pour avoir encadré mes travaux de recherche. Je le remercie pour sa confiance et pour son aide sur tous les aspects théorique et pratiques de ces travaux. Je le remercie aussi pour ses qualités humaines. Qu'il trouve à travers ce mémoire ma profonde gratitude et ma grande admiration.
- Monsieur M. Faral, Ingénieur ARCELOR, pour s'être intéressé de près à ces travaux et pour l'honneur qu'il m'a fait en participant au Jury de thèse
- Monsieur D. Gualtieri, Chef de département de la société ARCELOR, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail et pour l'honneur qu'il m'a fait en participant au Jury de thèse.
- Monsieur M. HAmY, Managing Director de la société BSE, qui nous a permis de réaliser des essais sur site industriel. Qu'il trouve ici l'expression de ma reconnaissance pour le dynamisme que son approche industrielle a apporté à nos recherches.
- Monsieur J.M. Blaquiere, Ingénieur d'études au CNRS, pour ses précieux conseils et son aide efficace dans la mise en oeuvre du prototype.

Je tiens également à remercier chaleureusement les Enseignants et Chercheurs du LEEI et tout particulièrement :

Monsieur G. Gateaux, pour avoir accepté d'être mon tuteur pédagogique dans le cadre du CIES, pour sa confiance et le partage de son expérience d'enseignant.

Monsieur H. Schneider, pour sa collaboration très enrichissante dans l'encadrement des travaux pratiques.

Madame M. David, pour m'avoir permis de participer à la conception et la mise en place d'un nouveau TD.

Monsieur J. Focher, pour son amitié, et sa grande expérience d'enseignant.

Monsieur S. Astier, pour ses cours passionnantes sur les énergies renouvelables et pour m'avoir permis de participer à la formidable aventure SOLELHADA.

Monsieur J. Benaïoun, pour sa disponibilité et son aide dans l'informatique.

Toute ma sympathie va aussi à tous les thésards, moniteurs et stagiaires du LEEI pour la bonne ambiance qu'ils ont su préserver au quotidien. Je pense notamment M. Bloedt, J. Mavier, M. Leroy, J. Focher, W. Szlabowicz, F. Alvarez, A. Lienhardt, C. Conihl, A. Abdallah, B. Tounsi, V. Costan, M. Ferreira De Sousa et M. Garcia.

Un grand merci à mes amis Martine, Marilyne, Laurie, Benoît, Fabienne, Charlotte et Clément pour leur amitié, leur bonne humeur et leur joie de vivre.

Enfin, il m'est impossible d'exprimer en quelques mots tous ce que je dois à ma famille, en particulier à mes parents Angela et Pasquale, mon frère Davide et ma copine Nathalie. Sans vous je n'aurais sans doute pas fait ce doctorat.

Je leur dois énormément et je leur dédie ce travail.

*A Nathalie*  
*A mio Padre e mia Madre*  
*A mio Fratello*  
*Alla mia famiglia*  
*Con Affetto*



# Résumé

Destinés au recyclage des ferrailles, les fours à arc à courant alternatif sont des grands pollueurs du réseau électrique. Ils génèrent notamment des harmoniques de courant en basse fréquence et provoquent du flicker. Compte tenu des puissances mises en jeu (jusqu'à 100 MW pour les plus gros fours), la mise en place d'un dispositif de compensation des perturbations est obligatoire. Celui-ci est généralement basé sur un compensateur statique de puissance réactive associé à des éléments de filtrage passif. Cet équipement, qui est coûteux, lourd et volumineux, n'apporte dans la plupart des cas que peu d'amélioration dans le transfert d'énergie entre le réseau et le four.

Le travail présenté dans cette thèse concerne une nouvelle alimentation électronique de puissance pour les fours à arc à courant alternatif. L'idée n'est plus de dépolluer le réseau mais de proposer une alimentation naturellement peu polluante qui garantit un transfert d'énergie optimal entre le réseau et le four. La topologie proposée est modulaire, elle repose sur une association série et parallèle de gradateurs à découpage et peut s'adapter à des niveaux de tension et de puissance différents en fonction des caractéristiques du four. La commande est basée sur une régulation cascade, elle permet un fonctionnement du four à puissance active constante et limite la consommation de puissance réactive, ce qui réduit de manière importante le dimensionnement de la compensation statique.

Afin de définir un cahier des charges et d'établir un modèle électrique d'un four et de son alimentation, une campagne de mesures a été effectuée sur un site industriel équipé de deux fours de 75 MVA. Une étude par simulation permet ensuite de démontrer que grâce à sa commande, la nouvelle alimentation augmente l'énergie électrique transmise à la ferraille et réduit le flicker. Finalement, il est mis en évidence que le dimensionnement de l'électronique utilisée dans cette nouvelle alimentation est nettement inférieur à celui d'un compensateur de puissance réactive classiquement associé à un four à courant alternatif.

Dans le but de valider expérimentalement cette nouvelle alimentation, un dimensionnement de la topologie à gradateur MLI est proposé dans le cas d'un four d'essais de 3 MW. Une maquette de faible puissance (qq kW) réalisé en laboratoire permet de valider le fonctionnement du convertisseur et de sa commande.

---

## *Mots Clefs*

---

- Four à arc à courant alternatif
  - Flicker
  - Qualité de l'énergie électrique
  - Gradateur à découpage
-



# ABSTRACT

Electrical arcs Furnaces (EAFs), supplied with alternating current (AC EAF) or direct current (DC EAF), provide a relatively simple means of melting scrap and are widely used in steel industry. The first EAFs were supplied with AC current. The DC EAFs appeared at the beginning of 1980s in order to reduce electrical disturbances on the power network such as flicker effect. Today 90% of the electrical steel in the world is produced by the AC EAFs.

Nowadays, arc furnaces are designed for very large power input rating (up to 100 MVA), and due to the nature of both, the electrical arc and the meltdown process, various electrical characteristics such as the arc voltage and current, the active and reactive power exhibit large variations especially at the beginning of the scrap melting. These variations cause many power quality problems on the high voltage network such as flicker effect, unbalance and harmonics current, and affect the power system performances.

To reduce these disturbances several solutions are available and differ in performance, flexibility and cost. For flicker mitigation, the Static Var Compensation (SVC) or the Static Synchronous Compensator (STATCOM), connected at the PCC in parallel with the load, are the most used structures. However, the compensating current injected by the SVC or the STATCOM has no effect on the arc current. During the meltdown, the mechanical control (electrode position) of the electrical power, which has very low bandwidth, affects the furnace performances by limiting the energy transferred to the furnace.

This thesis presents a new electrical power supply for AC arc furnaces. This power supply uses AC chopper to control the arc current. A constant power control on the AC chopper is used. Compared to a classical supply, without electronic control, the active constant power operations leads to a higher average power level to the furnace reducing the melting time and increasing the furnace productivity. Furthermore, the reactive constant power operation limits the arc current especially during short circuit, decreasing the flicker effect. Owing to lower active and reactive power fluctuations the compensator has the smallest power rating.

Simulation results, which take into account measurements carried out on a 75 MVA arc furnace, show that the furnace productivity could be increased by 11% and also that a flicker reduction of 55% could be expected from this new power supply.

Finally design criteria of the proposed supply are presented for a 3 MVA arc furnace. The operation of PWM AC chopper is validated in laboratory (LEEI) by experimental test on a 3kVA prototype.

---

## Keywords

---

- AC arc furnaces
  - Flicker
  - Power quality
  - PWM AC chopper
-



# Tables des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre I.....	3
Les fours à arc.....	3
I.1 Le marché mondial de l'acier.....	3
I.1.1 Perspectives du marché mondial d'acier.....	5
I.2 Différentes technologies pour la production de l'acier.....	6
I.2.1 Filière fonte.....	7
I.2.2 Filière ferraille.....	7
I.2.3 Coulée continue.....	8
I.2.4 Conclusion.....	9
I.3 Présentation générale du four à arc.....	11
I.3.1 Les matières premières utilisées dans le four à arc.....	11
I.3.2 L'énergie électrique.....	12
I.3.3 Les électrodes.....	13
I.3.4 Les rejets du four.....	14
I.4 Amélioration de la productivité des fours électriques.....	15
I.4.1 Meilleure gestion des matières premières.....	15
I.4.2 Utilisation d'autres sources d'énergie.....	16
I.4.2.1 Conclusion.....	17
I.4.3 Amélioration de la technologie des fours électriques.....	18
I.4.4 Conclusion.....	20
I.5 Alimentations électriques des fours à arc.....	21
I.5.1 Four à courant alternatif.....	21
I.5.2 Four à courant continu.....	24
I.5.2.1 Diagramme énergétique.....	24
I.5.2.2 Exemple d'installation.....	25
I.5.3 Cycle de fonctionnement.....	26
I.5.4 Réglage de la puissance dans un four à arc.....	28
I.5.5 Conséquences pour le four.....	29
I.5.6 Perturbations du le réseau d'alimentation.....	29
I.5.6.1 Harmoniques.....	29
I.5.6.2 Facteur de puissance.....	29
I.5.6.3 Flicker.....	30
I.5.7 Dépollution du réseau.....	32
I.5.7.1 Filtrage passif.....	32
I.5.7.2 Statocompensateur.....	35
I.5.7.3 STATCOM.....	37
I.5.8 Nouvelles alimentations pour four à arc.....	39
I.5.8.1 Redresseurs à diodes de roue libre à commande décalée.....	39
I.5.8.2 Hacheurs à puissance constante.....	41
I.6 Conclusion.....	42
Chapitre II.....	45
Evaluation des performances d'une alimentation de four à arc à courant alternatif.....	45
II.1 Campagne de mesures.....	45

II.1.1	Caractéristique du site industriel.....	45
II.1.2	Description de la campagne de mesures.....	47
II.1.3	Relevé et analyse des formes d'ondes.....	49
II.1.3.1	Etude des variations des tensions d'arc.....	54
II.1.3.1.1	Problèmes liés au mouvement de la ferraille.....	56
II.1.3.1.2	Interaction entre les arcs électriques et l'alimentation.....	58
II.1.4	Analyse de l'impact énergétique des variations de la tension d'arc.....	64
II.1.4.1	Détermination des paramètres du four à arc.....	64
II.1.4.2	Analyse énergétique.....	66
II.1.4.3	Analyse harmonique des courants.....	73
II.1.5	Conclusion.....	74
II.2	Etude Comparative de solutions de compensation actuelles.....	75
II.2.1	Principe de l'étude.....	75
II.2.2	Modélisation.....	75
II.2.2.1	Modèle du four.....	75
II.2.2.1.1	Conception du modèle.....	75
II.2.2.2	Modèle du flicker mètre.....	78
II.2.2.2.1	Paramètres d'évaluation du flicker.....	78
II.2.2.2.2	Niveau de compatibilité du flicker.....	79
II.2.2.3	Modèle du compensateur de puissance réactive.....	80
II.2.2.3.1	Stratégies de contrôle.....	80
II.2.3	Simulation.....	82
II.2.3.1	Evaluation des performances.....	83
II.2.3.1.1	Effet de l'influence de la valeur de la réactance du four.....	83
II.2.3.1.2	Analyse de l'influence d'un compensateur de puissance réactive raccordé au PCC.....	84
II.2.3.1.3	Effet d'un compensateur de puissance réactive raccordé en amont du transformateur du four.....	86
II.3	Conclusion.....	88
Chapitre III.....		89
Nouvelle alimentation pour les fours à arc à courant alternatif.....		89
III.1	Structure d'alimentation indirecte.....	89
III.1.1	Conclusion.....	93
III.2	Nouvelle alimentation directe.....	94
III.2.1	Structure avec le neutre.....	94
III.2.1.1	Principe de la commande.....	96
III.2.2	Structure sans le neutre.....	99
III.2.2.1	Principe de la commande.....	100
III.2.3	Le convertisseur direct alternatif-alternatif.....	101
III.2.3.1	Gradateur à découpage.....	105
III.2.4	Evaluation des performances des différentes alimentations.....	114
III.2.4.1	Alimentation avec le neutre.....	114
III.2.4.1.1	Conclusion.....	120
III.2.4.2	Alimentation sans le neutre.....	121
III.2.4.2.1	Conclusion.....	127
III.3	Conclusion.....	128

Chapitre IV.....	129
Exemple de dimensionnement de la nouvelle alimentation et maquette de validation du principe de fonctionnement.....	129
IV.1 Caractéristiques électriques du four IRSID.....	129
IV.2 Dimensionnement du convertisseur.....	130
IV.2.1 Dimensionnement des éléments de filtrage.....	135
IV.3 Evaluation des pertes dans les semi-conducteurs.....	142
IV.3.1 Expression analytique des pertes.....	142
IV.3.2 Calcul des pertes dans les semi-conducteurs pour l'alimentation du four IRSID.....	145
IV.4 Maquette de validation du principe de fonctionnement de la nouvelle alimentation.....	148
IV.4.1 Essais de la maquette sans le convertisseur.....	151
IV.4.2 Essais de la maquette avec le gradateur MLI.....	152
IV.4.3 Conclusion.....	157
Conclusion générale.....	159
Annexe I.....	161
Le flickermètre.....	161
AI.1 Description du flickermètre.....	161
AI.2 Modèle du flickermètre.....	162
Bibliographie.....	165



# Introduction générale

Le four à arc a été appliqué industriellement à la fabrication de l'acier au début du XX<sup>e</sup> siècle. Sa flexibilité a permis de simplifier le processus de production des aciers courants grâce aux mini-usines. Le four à arc est aujourd'hui, dans beaucoup de cas, l'outil de fusion le mieux adapté. Aujourd'hui 35% des aciers dans le monde proviennent de fours à arc

Cependant le four à arc est un grand pollueur du réseau électrique, en terme d'harmoniques et surtout de flicker. Pour réduire le flicker, un compensateur de puissance réactive, est systématiquement raccordé en parallèle sur le réseau d'alimentation. Dans le cas d'un four à arc à courant alternatif, ce dispositif a une puissance supérieure à celle de la charge, il représente une part importante du coût de l'installation et ne permet pas d'augmenter l'énergie électrique transmise à la ferraille.

Sur la base de ce constat, l'objet du travail présenté dans cette thèse est de proposer une nouvelle structure d'alimentation électronique de puissance pour les fours à arc à courant alternatif. L'objectif de cette alimentation est d'optimiser le transfert d'énergie de la source vers la charge en diminuant le flicker tout en augmentant la productivité du four à arc. Cette étude est organisée en quatre chapitres.

Le premier chapitre est consacré à un état de l'art des fours à arc. Une étude des contraintes imposées par ce type de dispositif a été le préalable nécessaire à la définition du cahier des charges d'une nouvelle alimentation.

Le deuxième chapitre présente les relevés provenant d'une campagne de mesures effectuée sur un site industriel équipé de deux fours à arc à courant alternatif de 75 MVA.

Une analyse des formes d'ondes a permis de développer un modèle électrique triphasé du four à arc et de son alimentation. L'impact du compensateur de puissance réactive sur le flicker et l'énergie électrique transmise au four a été quantifié.

Dans le troisième chapitre nous présentons la nouvelle alimentation. La structure du convertisseur est de type direct, et repose sur une association série et parallèle de gradateurs à découpage à commande MLI. Un contrôle à puissance constante permet de limiter la consommation de puissance réactive et apporte un gain significatif sur l'énergie électrique transmise au four. Une étude par simulation permet de quantifier l'impact de la nouvelle alimentation tant du point de vue du réseau que du four.

Dans le but de valider expérimentalement cette nouvelle alimentation, nous proposons dans le quatrième chapitre un dimensionnement de la topologie à gradateur MLI dans le cas d'un four d'essais de 3 MW. Une maquette de faible puissance (2 kW), réalisée au LEEI, permet de valider le principe de l'alimentation électronique proposée et de sa commande.



# CHAPITRE I

## Les fours à arc

### I.1 Le marché mondial de l'acier

La consommation d'acier est étroitement liée au niveau de développement d'un pays et est à la fois moteur et indicateur de croissance économique.

La courbe de la figure I-1 résume l'évolution de la production mondiale d'acier brut, sur les cinquante dernières années.

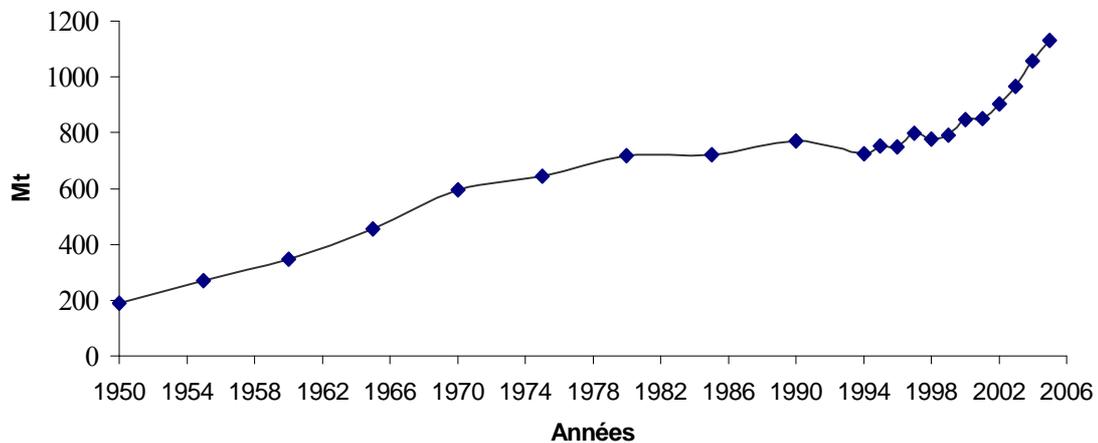


Figure I-1 : Evolution de la production mondiale d'acier brut

On y distingue trois périodes :

La première période (1950-1974), marquée par la reconstruction en Europe et au Japon après la deuxième guerre mondiale, est caractérisée par une augmentation de la production mondiale d'acier qui passe de 200 à 700 millions de tonnes. Cette période fut très prospère pour la sidérurgie occidentale.

La deuxième période (1974-1999) marquée par la crise de la sidérurgie occidentale, se caractérise par un ralentissement de la production mondiale d'acier qui progresse seulement de 700 millions de tonnes à 800 millions de tonnes en presque 25 ans.

Le ralentissement de la demande de produits sidérurgiques met en évidence les limites de l'industrie sidérurgique classique obligée, pendant cette période à faire face à des stocks élevés (surcapacité). Dans ce contexte, des mini-usines [1] (aciérie électrique), plus simples et très compactes de capacité inférieure aux usines intégrées se développent.

Les mini-usines, beaucoup plus souples que les grandes usines classiques, nécessitent un faible coût d'investissement et une moindre consommation d'énergie et se révèlent tout au long de

cette période suffisamment compétitive pour se développer et atteindre à peu près le tiers de la production mondiale d'acier.

La troisième période (2000-2005) annonce une reprise de la croissance de la consommation et de la production d'acier dans le monde.

Pendant toute cette période, la production mondiale d'acier brut connaît une croissance remarquable due en grande partie au dynamisme de la consommation des pays en voie de développement, notamment l'Asie et plus particulièrement la Chine.

Caractérisée par une phase de développement des infrastructures, la Chine connaît depuis l'année 2000 une croissance économique de 9% et son activité industrielle, qui croît de près de 20% par an, provoque une forte augmentation de ses besoins en acier. En 2003 la Chine était le premier producteur (avec 220 millions de tonnes), le premier consommateur (avec 251 millions de tonnes) et le premier importateur (avec 40 millions de tonnes) d'acier dans le monde.

Pour faire face à cette évolution, la Chine ne cesse d'accroître ses capacités de production d'acier qui ont atteint désormais 349 millions de tonnes en 2005 contre 127 millions de tonnes en 2000. En même temps, sous l'impulsion de la demande chinoise, le marché de l'acier connaît un essor exceptionnel.

L'année 2004 a été marquée par son taux de croissance extraordinaire [2] : la consommation mondiale d'acier a progressé de 8,8% par rapport à 2003 pour s'établir à environ 935 millions de tonnes.

La production mondiale d'acier brut a elle aussi connu une croissance remarquable et franchi pour la première fois dans l'histoire le seuil du milliard de tonnes, en hausse de 80 millions de tonnes par rapport à 2003.

Cela a provoqué une demande très élevée des matières premières utilisées dans le cycle de fabrication de l'acier, conduisant à une situation de pénurie qui a entraîné une forte hausse de ses prix [3]. En une année le prix du minerai de fer a augmenté de 75% et celui de la ferraille de récupération de 150%. Quant au coût du coke (matière première indispensable dans le procédé de production d'acier avec des haut-fourneaux) les mesures de restrictions à l'exportation mises en place par le gouvernement chinois afin d'en réserver une grande partie à sa sidérurgie, ont entraîné une hausse vertigineuse de son prix d'environ 400%.

Cette hausse du prix des matières premières est à l'origine de la flambée du prix de l'acier qui en 2004 a permis à l'industrie sidérurgique occidentale de retrouver des profits importants après des années de surcapacité. Cependant, vers la fin de l'année 2004 la configuration mondiale des échanges d'acier s'est fortement modifiée. Les importations de la Chine ont accusé un recul (-24%), tandis que les exportations ont doublé pour dépasser 48 millions de tonnes (tableau I-1).

Année	Production Mt	Importation Mt	Exportation Mt	Consommation Mt
2000	127,2	20,8	10,8	137,2
2001	150,9	25,6	7,5	160
2002	182,2	29,6	6,6	204,9
2003	220,1	40	8,6	251,5
2004	272,5	33	24	281,5
2005	350	25	48	327

**Tableau I-1 : Production, importation, exportation et consommation d'acier en Chine**

En 2005 cette tendance s'est confirmée, la Chine est devenue un grand pays exportateur, tandis que la hausse des prix des produits sidérurgiques et des coûts de transport, exacerbés par la crise

pétrolière, ont provoqué un important ralentissement de la production d'acier dans l'industrie sidérurgique occidentale.

La figure I-2 met en évidence pour l'année 2005 la disparité de la production d'acier dans le monde [4].

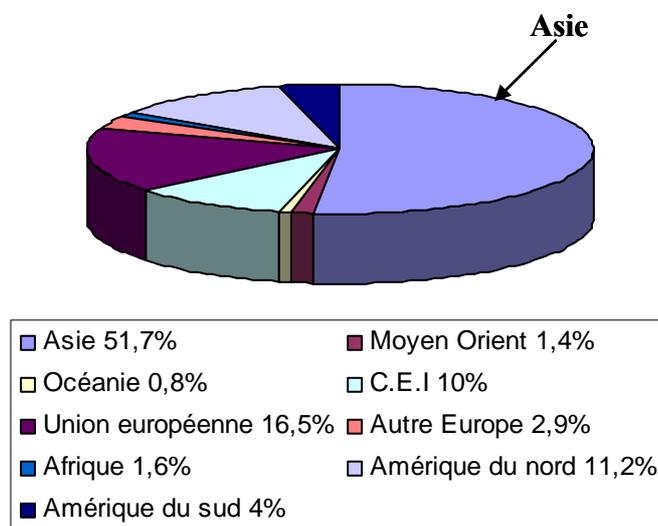


Figure I-2a : Production mondiale d'acier brut en 2005

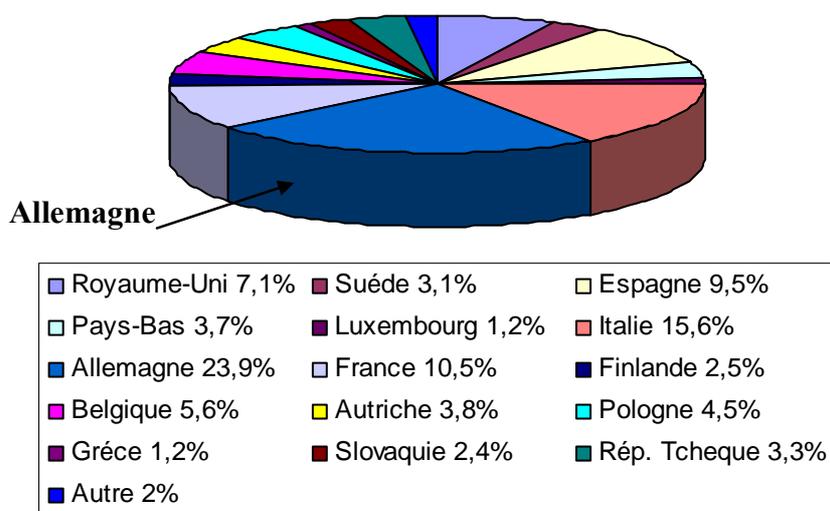


Figure I-2b : Production européenne d'acier brut en 2005

### I.1.1 Perspectives du marché mondial d'acier

Un climat très favorable, selon les prévisions de l'IISI (International Iron and Steel Institute) devrait persister dans le marché mondial de l'acier en 2006 et 2007.

La consommation mondiale d'acier devrait augmenter en 2006 avec un taux de croissance de 4,8% et dépasser les 1052 millions de tonnes.

Pour ce qui concerne le prix des matières premières une baisse à l'exception du minerai de fer devrait être observée dès 2006. Toutefois l'importance croissante des coûts de transport dû à la hausse du pétrole continuera à pénaliser les échanges mondiaux d'acier favorisant le développement de la production d'acier là où la consommation augmente.

Dans ce contexte, l'évolution du marché de l'acier en Chine et plus particulièrement le rapport entre sa production et sa consommation, ses exportations et importations joueront de plus en plus un rôle très important dans le marché mondial de l'acier.

Lorsque le taux de croissance de la consommation d'acier en Chine n'augmentera plus que de 5%, comme dans tout cycle d'industrialisation, la sidérurgie chinoise devra se moderniser et se rationaliser. Aujourd'hui la plupart des industries sidérurgiques chinoises consomment des grosses quantités d'énergie et sont très polluantes.

Pour consolider sa place de grande nation sidérurgique la Chine sera donc obligée d'augmenter la production d'acier électrique au détriment de l'industrie sidérurgique classique trop lourde et peu flexible.

Dans le cas de l'industrie sidérurgique occidentale, qui doit faire face à un marché de l'acier plutôt calme, le schéma des mini-usines déjà répandu continuera de se développer en 2006 et 2007. Toutefois pour assurer leur compétitivité sur le plan mondial, les mini-usines devront innover et évoluer vers plus de qualité et de productivité.

## I.2 Différentes technologies pour la production de l'acier

L'acier est produit aujourd'hui par deux filières : la filière fonte et la filière ferraille. Ces deux procédés différents de fabrication de l'acier sont présentés à la figure I-3.

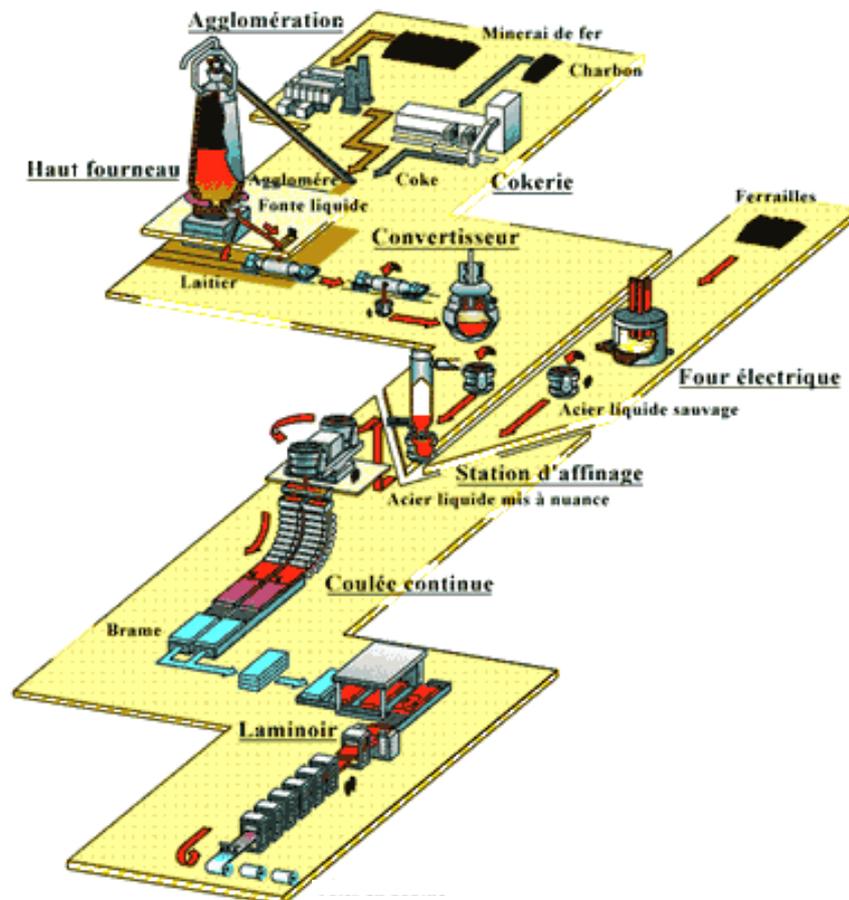


Figure I-3 : Différentes technologies utilisées pour la production d'acier

## **I.2.1 Filière fonte**

La plupart de l'acier dans le monde est aujourd'hui produit par la filière fonte. Elle représente 65% de la production mondiale d'acier et consiste en l'élaboration de la fonte à partir du minerai de fer et du coke, dans une usine intégrée, dont les principaux éléments sont l'agglomération, la cokerie et le haut fourneau.

Après avoir été concassé, puis aggloméré dans une usine d'agglomération, le minerai de fer est chargé dans un haut fourneau avec du coke, dont la combustion permet la fusion du minerai de fer (1250 °C), pour donner la fonte. Pour obtenir une tonne de fonte, il faut 1,7 tonnes de minerai de fer et 600 kilogrammes de coke. La fonte, métal riche en carbone (contenant de 2.5% à 6% de carbone), est ensuite transformée en acier, (dont la teneur en carbone est comprise entre 0.1% et 2%), par combustion du carbone avec de l'oxygène dans un convertisseur BOF (Basic Oxygène Furnace). La composition de l'acier est ensuite ajustée par addition d'éléments d'alliages.

Cette production demande un apport énergétique important soit environ 25,4 GJ par tonne d'acier en raison de la réduction des oxydes du minerai de fer.

La filière fonte fournit des produits de haute qualité, mais cette production nécessite d'importants investissements (1000 \$ par an et par tonne de capacité installée) qui ne sont rentabilisés que pour des productions supérieures à 1 million de tonnes par an.

## **I.2.2 Filière ferraille**

La filière ferraille permet d'élaborer directement de l'acier à partir de ferrailles, dans une mini-usine (aciérie électrique). Ce procédé de production de l'acier, relativement récent, est né vers la fin des années cinquante et s'est développé rapidement. Aujourd'hui cette filière représente 35% de la production mondiale d'acier.

Beaucoup plus compactes et plus simples que les usines intégrées, les mini-usines ne nécessitent qu'environ 4 GJ par tonne d'acier et utilisent pour fondre les ferrailles le four à arc électrique (EAF : Electrical Arc Furnace).

La composition chimique de l'acier liquide est ensuite réglée dans un four plus petit (four poche) juste avant la coulée continue.

La figure I-4 montre le bilan des matières utilisées pour la production de l'acier dans une mini-usine.

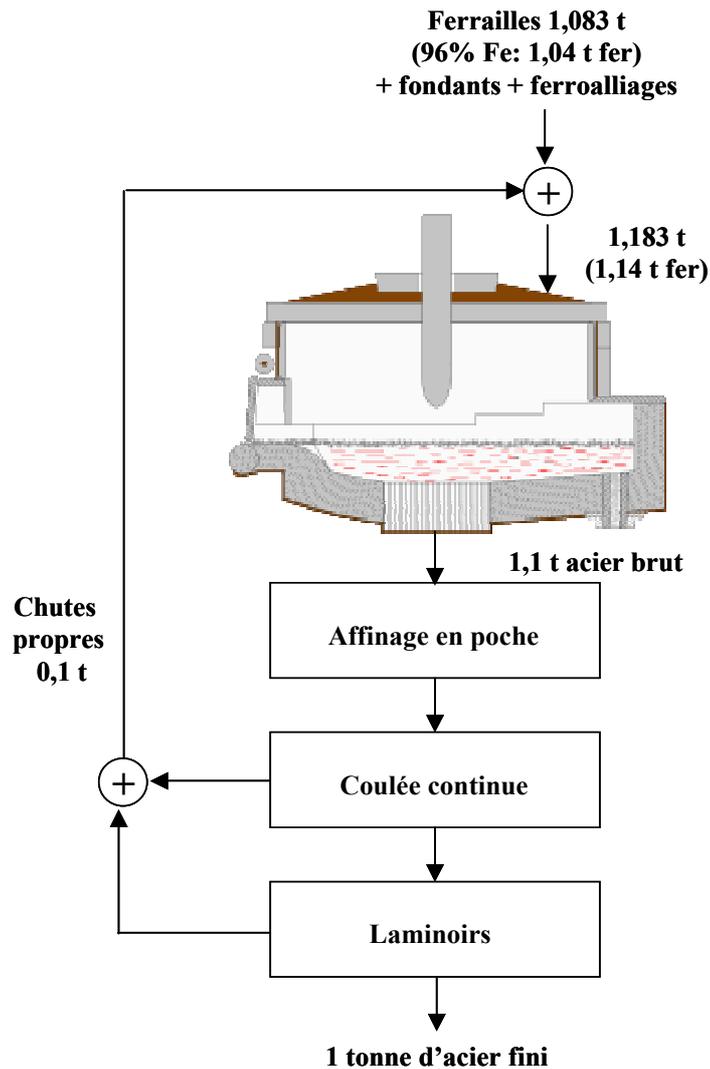


Figure I-4 : Bilan des matières utilisées pour la production d'acier dans une mini-usine

### I.2.3 Coulée continue

L'acier liquide issu de la filière fonte ou ferraille est coulé dans une lingotière. Tiré vers le bas par un jeu de rouleaux et refroidi à l'eau, il solidifie au moulage et permet d'obtenir les demi-produits ou ébauches : brames, blooms, billettes (figure I-5). Ce procédé permet de supprimer une étape de laminage (blooming-slabbing) présente dans la coulée en lingots. Aujourd'hui 95% des demi-produits sont élaborés par cette voie.

Les produits finis (figure I-5), plats (plaques, tôles à chaud, feuilles, bobines laminées à froid) ou longs (rails, poutrelles, ronds à béton), sont obtenus à partir des ébauches par une phase de laminage à chaud (800 à 1200 °C).

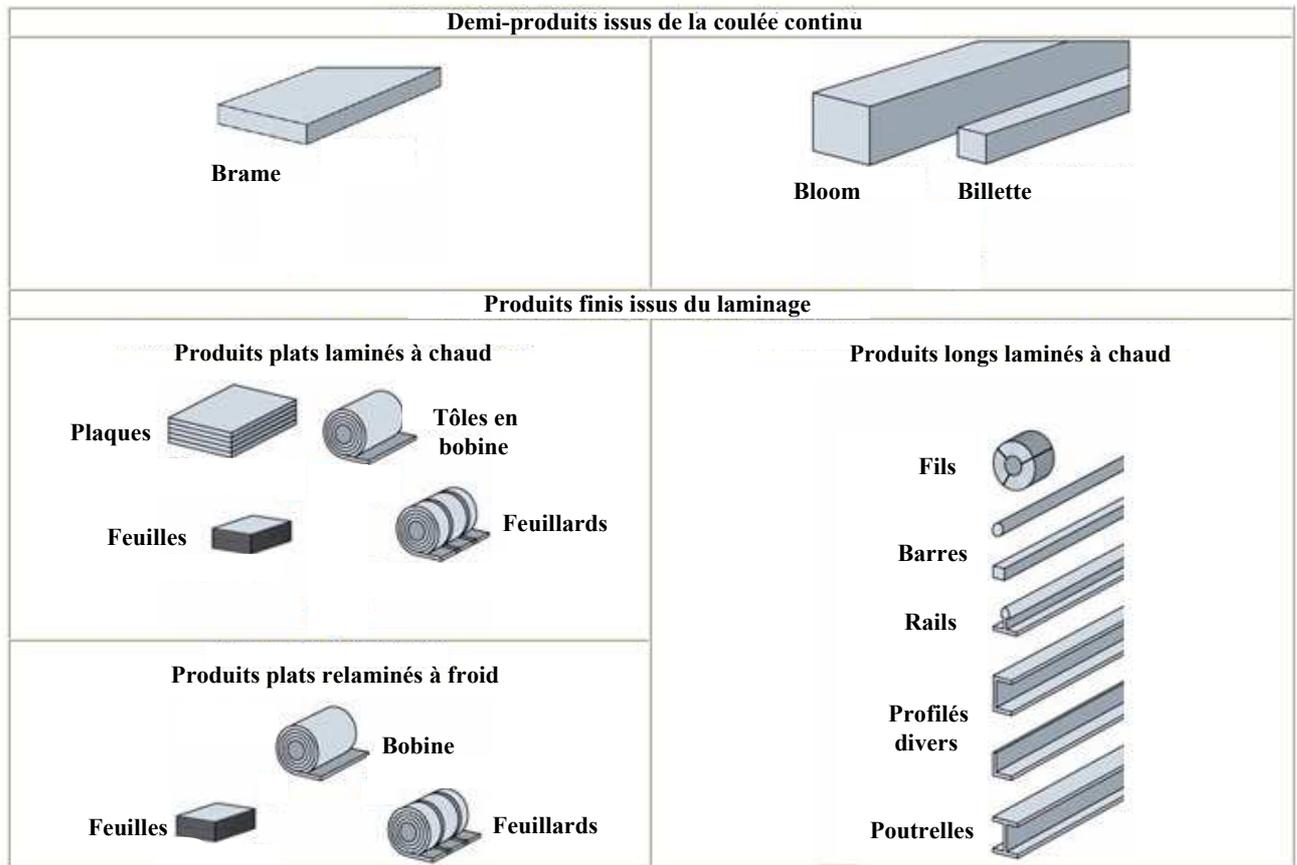


Figure I-5: Les produits de l'aciérie électrique

## I.2.4 Conclusion

Plus souple que la filière fonte, la filière ferraille depuis une vingtaine d'années s'est rapidement développée pour occuper de nos jours une position très compétitive dans le marché mondial de l'acier.

Plusieurs facteurs ont contribué à l'expansion de la filière ferraille :

- Le coût d'investissement très inférieur à celui d'une usine classique (150 \$ par an et par tonne de capacité installée).
- L'amélioration des performances du four à arc qui ont permis d'atteindre des consommations d'énergie électrique, des électrodes et des réfractaires plus faibles.
- Les temps d'élaboration qui se rapprochent de ceux des convertisseurs à oxygène.
- Le développement de la coulée continue (continuous casting) et plus précisément des techniques de coulée en demi-produits, utilisées pour les brames minces ou les ébauches de poutrelles, ont encore permis aux mini-usines de progresser et d'occuper une position très compétitive par rapport aux grandes usines.
- Le ralentissement de la croissance de la demande de produits sidérurgiques dans les pays industrialisés a favorisé la construction d'usines de capacités inférieures aux grandes usines classiques.
- Le faible impact sur l'environnement. La filière ferraille utilise des quantités faibles d'énergie et spécialement d'énergie fossile. Les poussières provenant de l'épuration des gaz constituent pour les aciéries électriques le seul problème important posé par la

protection de l'environnement. Un examen détaillé des nuisances apportées par une mini-usine montre que l'ordre de grandeur des quantités de rejets par tonne de produits finis sont beaucoup plus faibles que pour une grande usine intégrée ; par ailleurs la production d'une mini-usine étant bien inférieure à celle d'une usine classique son impact local sur l'environnement est donc moins important.

Cependant le coût et les disponibilités en ferrailles représentent pour la filière ferraille le principal facteur du prix de revient et de la rentabilité de la mini-usine ; par conséquent les mini-usines ne peuvent se développer qu'en présence d'un gisement de ferraille important et à peu près stable.

Le tableau suivant fait un point de la répartition entre les différentes technologies utilisées dans le monde pour produire l'acier.

Région	Filière fonte nombre d'installations	Filière ferraille nombre d'installations	Four Martin nombre d'installations	Coulée Continue	Lingots
<b>UE 15</b>	93	65		153	5
<b>Autres Europe</b>	28	18	3	39	6
<b>CEI</b>	55	13	32	39	58
<b>Nord Amérique</b>	61	59		117	4
<b>Sud Amérique</b>	25	12		34	3
<b>Afrique</b>	7	8		15	4
<b>Moyen Orient</b>	2	10		12	
<b>Asie</b>	224	100	29	319	31
<b>Océanie</b>	7	1		8	
<b>Total monde</b>	<b>502</b>	<b>285</b>	<b>62</b>	<b>734</b>	<b>108</b>

**Tableau I-2: Technologies utilisées dans le monde pour produire et couler l'acier**

Plus des deux tiers de la production asiatique se fait par convertisseurs dans des usines intégrées. Bien que la coulée continue soit largement répandue, près de 10% de la production asiatique se fait encore en lingotières, en particulier en Inde et en Chine ; cela représente un retard technologique. Ceci est encore plus vrai dans les pays de la CEI où une grande partie de la production d'acier provient de fours Martin (procédé datant du XX siècle) où la coulée continue demeure moins répandue que les lingotières.

Les fours à arc sont très développés en Amérique du nord où ils produisent la moitié de l'acier. L'utilisation de fours à arc est de plus en plus envisagée, dans les pays de l'Europe de l'est, par les sidérurgistes des usines intégrées, confrontés aux coûts élevés d'entretien des hauts fourneaux et aux problèmes environnementaux.

## I.3 Présentation générale du four à arc

Le four à arc est constitué essentiellement d'une cuve garnie de matériaux réfractaires, basculante pour la coulée et le décrassage, et destinée à recevoir la charge métallique qui est fondue au moyen d'un ou plusieurs arcs électriques jaillissant entre les électrodes en graphite et la charge. La figure I-6 présente la structure d'un four à arc à courant alternatif.

A l'origine, le four à arc était utilisé essentiellement pour la production des aciers spéciaux, car il permet non seulement d'atteindre des températures élevées (supérieur à 1650°C), mais aussi de réaliser un affinage sur mesure en assurant au choix une atmosphère oxydante et/ou réductrice.

Au fil des années, le four à arc a connu des perfectionnements spectaculaires et est devenu un réacteur métallurgique multi-énergies. La réduction des durées d'affinage de l'acier liquide et l'accroissement de la puissance massique, ont permis d'améliorer sa compétitivité en augmentant la productivité et en diminuant la consommation d'énergie.

Les fours à arc sont aujourd'hui largement utilisés et représentent, dans beaucoup de cas, l'outil de fusion le mieux adapté. Ainsi, la gamme de produits finis obtenus s'étend en nécessitant l'utilisation de nombreuses matières premières.

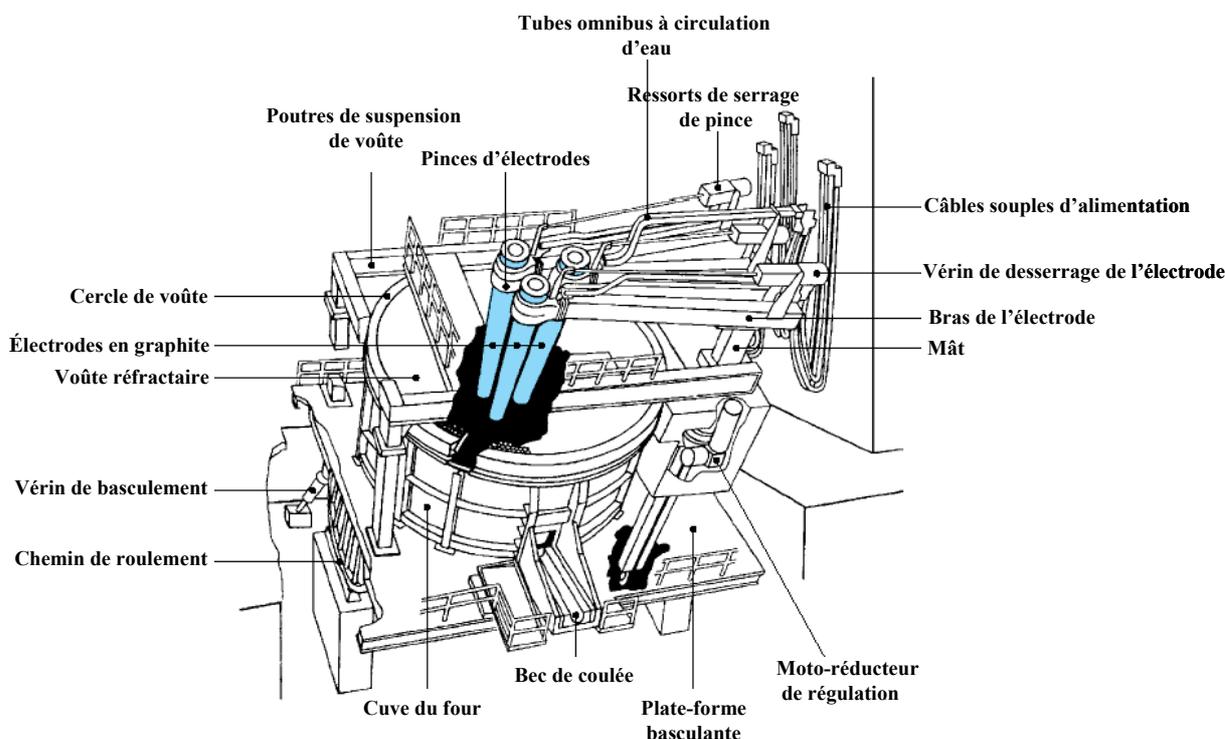


Figure I-6 Vue extérieure d'un four à courant alternatif

### I.3.1 Les matières premières utilisées dans le four à arc

Le four à arc n'étant pas capable de fondre directement du minerai de fer ( $Fe_2O_3$ ), on ne peut y enfourner que des ferrailles, du fer pré réduit ou de la fonte. Ces trois matières premières ont des compositions et donc des propriétés d'usage différentes. Suivant les proportions utilisées, le sidérurgiste peut atteindre la qualité d'acier voulue, essentiellement déterminée par la teneur en produits résiduels présents dans les ferrailles.

Les ferrailles, issues de la récupération ou de la collecte interne, constituent la principale matière première employée par les usines à four à arc électrique.

Si les chutes internes (ressources propres) représentent des matières premières d'excellente qualité, les ferrailles, provenant de la récupération, sont la principale source d'éléments résiduels des aciers fabriqués par le four à arc. Les éléments résiduels, présents dans les ferrailles, peuvent avoir des effets négatifs sur les propriétés des aciers et doivent être plus au moins limités en fonction de l'utilisation finale de l'acier.

Pour pouvoir maîtriser efficacement la quantité d'éléments résiduels, les sidérurgistes ont établi une classification des ferrailles en fonction de leurs provenances et de leurs caractéristiques. A chacune de ces catégories correspondent des densités de compositions, déterminées par analyses statistiques ou par fusion-test. On peut distinguer dans cette classification les ferrailles de bonne qualité (chutes neuves et chutes internes), de celles issues de la collecte et de la récupération (démolition industriel, automobile,..).

Les éléments résiduels ne sont pas la seule nuisance générée par l'utilisation des ferrailles. Leur fusion génère des volumes importants de gaz riches en CO et CO<sub>2</sub> qui contiennent des poussières (25 Kg par tonne d'acier), riches en métaux, principalement le zinc, et en résidus issus de la combustion des peintures ou des huiles. La législation, de plus en plus sévère, impose la mise en décharge ou le retraitement de ces poussières. Des procédés en cours de développement permettent de valoriser le zinc et de rendre économiquement rentable l'élimination des poussières.

La manipulation des ferrailles sur le parc, leur chargement dans le four, la fusion avec les amorçages d'arc génère des niveaux sonores très importants (jusqu'à 90 dB sur la plate-forme de travail). Certains fours doivent être confinés dans des enceintes et les cabines de contrôle isolées phoniquement.

La fusion des ferrailles dans les fours actuels nécessite entre 400 et 450 kWh par tonne d'acier [6] soit un coût de l'énergie de l'ordre de 100€ par tonne d'acier ce que représente environ 10% du coût de l'acier liquide. Le coût des ferrailles représente lui, entre 45% et 55% du prix de l'acier liquide.

### **I.3.2 L'énergie électrique**

L'énergie électrique est la principale source d'énergie utilisée par le four à arc pour la production de l'acier.

La productivité d'un four à arc dépend fortement de la façon dont l'énergie électrique est transmise au bain. Les puissances spécifiques couramment atteintes aujourd'hui sont de l'ordre de 800 KVA par tonne d'acier produit. Cependant, plusieurs phénomènes limitent la possibilité de transmettre la totalité de la puissance électrique à la charge outre les inévitables pertes par effet Joule dans les conducteurs :

- Stabilité de l'arc : C'est en début du cycle de fusion que l'arc pose le plus de problèmes. En effet, dans cette phase la charge métallique perturbe le fonctionnement de l'arc par ses mouvements et son hétérogénéité physique. Cela se traduit par des variations de la tension d'arc pouvant aller jusqu'à des courts circuits ou des interruptions de fonctionnement (extinction d'arc). Les extinctions, les courts-circuits et les variations de tension d'arc, se traduisent par des fluctuations de la puissance transmise à la ferraille à fondre. Ces problèmes sont en général minimisés en utilisant des inductances de valeur

élevée pour limiter la dynamique des variations du courant d'arc. Un fond d'acier en fusion, qui est appelé pied de bain (hot heel), maintenu dans la cuve est également bénéfique pour stabiliser l'arc en début de fusion.

- Déséquilibre : Le régime de fonctionnement, d'un four à arc à courant alternatif, est en général déséquilibré. Pendant la fusion des ferrailles, les amplitudes des tensions d'arc sont souvent très différentes. Cette dissymétrie entraîne des fluctuations de puissance active et réactive. Ces fluctuations limitent le transfert d'énergie électrique entre l'alimentation et la charge et par conséquent la puissance installée de l'alimentation ne peut pas être exploitée complètement.
- Déviation d'arc : Les fours à arc à courant continu ont en général qu'une seule électrode centrée au milieu du four. Cette configuration permet une fusion plus symétrique des ferrailles [7]. Cependant les conducteurs d'amenée et de retour du courant forment une boucle magnétique qui peut dévier l'arc de sa position centrale. Ceci entraîne la présence de zones chaudes dans le four et des infondus. Les premières sont susceptibles d'endommager prématurément les réfractaires du four alors que les seconds affectent la productivité. Ce phénomène peut être limité par une disposition adaptée des électrodes de sole ou des conducteurs d'amenée du courant, ce qui nécessite une étude préalable de l'implantation des conducteurs sur le site.
- Tension d'arc maximum : En phase d'affinage, la tension d'arc est réduite pour éviter une usure prématurée des réfractaires liée au rayonnement de l'arc. L'utilisation, depuis une dizaine d'années, du laitier moussant (foamy slag), a permis de travailler avec une tension d'arc plus importante en phase d'affinage en limitant le rayonnement de l'arc sur les parois du four. En effet, le laitier moussant constitue une chape qui permet de limiter les pertes de chaleur et ainsi d'augmenter le rendement de l'arc. Cependant, il n'est pas possible d'obtenir des arcs de longueur supérieure à 75 cm lors de la phase d'affinage.

### **I.3.3 Les électrodes**

Les électrodes sont constituées d'une pâte de carbone ayant subi, après cuisson, un traitement de graphitisation ; elles s'usent au cours de la fusion, et leur consommation est d'environ 1,2 Kg par tonne d'acier produit. La consommation d'électrodes d'un four à arc est due à deux types d'usure :

- L'usure de pointe : cette usure est proportionnelle au carré de l'intensité du courant et à la durée de fonctionnement.
- L'usure latérale : cette usure est due à l'oxydation du graphite porté au rouge et est proportionnelle au temps de cycle de fusion (tap to tap time) et à la surface rougie en contact avec l'air.

Un fonctionnement avec des arcs longs permet une diminution de l'intensité du courant, associé à l'arrosage de la partie extérieure des électrodes, a permis une réduction sensible de la consommation d'électrodes.

L'arrosage des électrodes est réalisé en fixant sous la pince porte-électrode un tube perforé de façon à obtenir un film continu d'eau qui refroidit la portion d'électrode située au dessus de la voûte du four et en diminue l'oxydation.

Le coût des électrodes représente 4% du coût de fabrication de l'acier.

### **I.3.4 Les rejets du four**

Les normes antipollution en vigueur deviennent de plus en plus sévères. Le problème majeur des exploitants de fours à arc vis à vis de l'environnement provient des émissions de polluants dans l'air. Les fumées générées par les fours à arc sont susceptibles de contenir des particules métalliques, (Zn, Cd, Pb, Cr, Cu, Mn, Hg), des contaminants organiques (dioxines) et des gaz (CO, SO<sub>2</sub>).

L'extraction des fumées est devenue une obligation pour un four moderne, autant pour protéger la structure du four des flammes et fumées émises pendant la fusion, que par respect des règles concernant l'environnement. La voûte du four est donc équipée d'une cheminée et d'un coude d'extraction des fumées refroidi à l'eau. En général les gaz émis passent dans une chambre de combustion de façon à éviter tout risque d'explosion et après refroidissement, dans une installation d'épuration.

Aujourd'hui les systèmes de dépollution des fumées de fours à arc éliminent jusqu'à 98% de polluants [8].

Les déchets solides tels que les scories et les poussières étaient traditionnellement mis en décharge. Cependant les nouvelles normes en vigueur visent à supprimer ces décharges. Une nouvelle solution consiste à utiliser les déchets comme agrégat pour la construction routière,

La production d'aciers spéciaux génère [9] entre 78 et 80 Kg de déchets solides par tonne d'acier contre 52 à 200 Kg par tonne d'acier pour la fabrication d'acier classiques.

## **I.4 Amélioration de la productivité des fours électriques**

La rentabilité du processus de production de l'acier par les fours à arc passe par une amélioration des performances. Cela consiste en une augmentation de la capacité de production (réduction du temps de fusion) et une réduction de la consommation de l'énergie, des électrodes et des réfractaires.

Pour cela les aciéristes cherchent par tous les moyens à améliorer leur procédé. Cela passe principalement par : une meilleure gestion des enfournements en sélectionnant les matières premières, l'utilisation des énergies fossiles et l'amélioration de la technologie des fours.

### **I.4.1 Meilleure gestion des matières premières**

La production des aciéries électriques était il y a quelques années, à cause des éléments résiduels contenus dans les ferrailles (Cu, Ni, Cr), limitée aux produits comme les aciers fortement alliés ou les produits longs.

Une meilleure gestion des enfournements en sélectionnant les matières premières en fonction de la composition du produit à élaborer, a permis à la filière électrique de produire des aciers de meilleure qualité. Ainsi la production de produits plats se développe de plus en plus (voir figure I-5 paragraphe I.2.3).

#### **Les pré-réduits**

Les pré-réduits (DRI : Direct Reduced Iron), issus de la réduction partielle du minerai de fer par des gaz riches en CO ou H<sub>2</sub>, ne contiennent aucun résiduel et constituent pour le four à arc une source importante d'approvisionnement en fer non pollué.

Caractérisés par leur degré de métallisation, leur teneur en carbone et en gangue, les pré-réduits se présentent généralement sous forme de billes de diamètre inférieur à 20 mm. Pour permettre leur transport et stockage les pré-réduits peuvent être compactés à chaud sous forme de briquettes (HBI : Hot Briqueted Iron)

L'utilisation des pré-réduits ne nécessite pas une adaptation particulière des fours à arc. La régularité de leur taille en fait un produit particulièrement bien adapté au chargement continu. Introduits généralement près des électrodes pour éviter qu'ils se collent sur les parois du four, les pré-réduits permettent, de diluer les éléments indésirables présents dans les ferrailles et également d'obtenir des teneurs en gaz (azote) inférieures.

La fusion des pré-réduits cependant nécessite plus d'énergie que dans le cas de la ferraille, il faut environ 750 kWh d'énergie électrique pour élaborer une tonne d'acier.

Des pré-réduits à forte teneur en carbone (>3%), sous forme de carbure de fer, sont apparus récemment sur le marché des matières premières. En plus du fer non pollué, ils apportent une énergie supplémentaire par la combustion du carbone. Ce type de fonctionnement nécessite cependant une injection massive d'oxygène.

Les producteurs de pré-réduits sont localisés dans des zones où le gaz naturel ou le charbon sont abondants et bon marché. C'est le cas par exemple du Venezuela. La production de pré-réduit est en constant développement : 35 Mt en 1997, 40 Mt en 2000 et 45 Mt en 2003 [10]. Toutefois le marché est très restreint, en 2003 seulement 8 Mt ont été commercialisées. L'essentiel de la production, soit 90%, est directement utilisé par les producteurs dans leurs propres fours à arc qui sont situés sur les lieux de production.

## La fonte

La fonte, métal fortement carburé, produite par les hauts fourneaux ou par des procédés de réduction-fusion (COREX), peut être utilisée sous forme solide (pig iron) ou liquide (hot metal) [11].

La fonte solide, exempte de polluants, permet de diluer les résiduels introduits par les ferrailles. Toutefois, la forte teneur en carbone impose une longue phase de décarburation, au cours de laquelle de l'oxygène est insufflé afin de brûler le carbone. Cette opération génère un volume important de gaz et peut augmenter la durée du cycle de fusion diminuant ainsi la productivité du four.

La fonte solide a un coût bien supérieur à celui de la ferraille de bonne qualité (environ 120 € la tonne). Son enfournement se fait par panier dans les mêmes conditions qu'un chargement de ferraille.

Etant donné son coût de l'ordre de 150 € la tonne, la fonte liquide, est utilisée principalement pour élaborer des aciers de hautes qualités. Les enfournements sur four vide sont possibles mais imposent un fonctionnement sans pied de bain pour éviter des réactions avec le laitier. Une autre possibilité consiste à verser la fonte pendant la fusion.

Le principal intérêt de la fonte liquide, en plus de sa propriété métallurgique, est qu'elle ne nécessite que très peu d'énergie pour être portée à la température de fusion de l'acier. En effet, enfournée à une température d'environ 1400 °C, seulement 50 kWh par tonne d'acier sont nécessaires pour atteindre 1600 °C si l'énergie libérée par la combustion du carbone contenu dans la fonte est correctement restituée au bain de métal.

Le tableau I-3 résume les caractéristiques essentielles des matières premières enfournées dans un four à arc.

	<b>Ferraille</b>	<b>Préréduits</b>	<b>Fonte</b>
Energie de fusion (sans système de préchauffage)	650 à 700 kWh/t	850 à 900 kWh/t	Solide : 650 à 700 kWh/t Liquide : 100 kWh/t
Coût	Moyen	Moyen	Elevé
Qualité	Variable	Bonne	Bonne
Disponibilité	Elevée	Amérique du sud	Russie Amérique du sud Japon Afrique du sud
Autre	Emissions gazeuses Eléments résiduels	Adapté au chargement continu	Décarburation nécessaire

Tableau I-3 : Caractéristiques des matières premières utilisées dans les fours à arc

## I.4.2 Utilisation d'autres sources d'énergie

Pour rester compétitifs, les sidérurgistes cherchent à réduire les coûts de fabrications en diminuant la consommation spécifique d'électricité. Cela a provoqué, dans les dernières années un accroissement de l'utilisation de l'énergie fossile. Ainsi, le four à arc est devenu un réacteur métallurgique multi énergies.

### **Les énergies fossiles**

Pour diminuer les temps de fusion et réduire les coûts en énergie des techniques employant des brûleurs (fuel, gaz naturel) ont été adoptées. Les brûleurs sont utilisés pour éliminer les infondus ou pour faire mousser le laitier. Ils peuvent contribuer à l'augmentation de la productivité du four en apportant une énergie supplémentaire. L'apport d'énergie fossile représente environ 30% de l'énergie totale injectée dans le four. Cependant, à cause de l'augmentation du prix du pétrole et du coke, cette situation est amenée à changer.

Les énergies fossiles sont utilisées sous trois formes :

- Les lances à charbon et oxygène : sources de chaleur, permettent de faire mousser le bain, elles sont utilisées soit en fin de fusion, soit en phase d'affinage. Ce sont deux lances indépendantes, celle du charbon plonge dans le bain alors que la lance à oxygène affleure en surface. Ces systèmes équipent maintenant toutes les aciéries qui ont adopté la conduite en laitier moussant.
- Les brûleurs oxy-combustibles : au gaz naturel, au fuel ou au carbone, ce sont des sources de chaleur d'appoint destinées à fondre les banquettes (ferrailles infondues) et à homogénéiser la charge. Ils sont aussi utilisés quelques minutes en début de fusion puis en fin de fusion pour ajuster la température de coulée. Les brûleurs oxy-combustibles sont soit mobiles, soit fixés dans les parois du four.
- Les tuyères de sole : injecter du gaz naturel et de l'oxygène par des tuyères de sole permet d'apporter en plus d'un brassage efficace du bain, un apport d'énergie fossile dont l'efficacité est supérieure à celle des brûleurs traditionnels. Pour un chargement 100% ferrailles les gains annoncés sont de l'ordre de 20 à 40 kWh par tonne d'acier. Ces tuyères peuvent être refroidies par craquage d'hydrocarbures.

### **Les énergies chimiques**

Cette énergie provient essentiellement de la combustion du carbone favorisée par une insufflation massive d'oxygène. Des consommations d'oxygène de l'ordre de 50 m<sup>3</sup>/t et de carbone de l'ordre de 25 Kg/t sont tout à fait envisageables. La consommation électrique des fours à arc a diminuée de 13% depuis 1990 en grande partie grâce à l'augmentation des apports d'oxygène. Des études ont montré qu'un apport d'oxygène de 10 m<sup>3</sup>/t équivaut à 50 kWh/t d'énergie électrique.

La post combustion est une pratique en développement. Les lances de post combustion permettent d'injecter au-dessus du bain du charbon avec de l'oxygène. L'oxygène permet de brûler le CO et H<sub>2</sub> qui se dégagent du bain lors de sa décarburation et le charbon permet d'éviter une éventuelle ré oxydation du bain.

## **I.4.2 Conclusion**

Permettant d'injecter massivement et très rapidement des énergies considérables, l'électricité compte tenue du contexte actuel (paragraphe I.1.1) conservera encore longtemps un avantage prépondérant sur les autres sources d'énergie. La répartition des énergies fournies au four est fonction de différents paramètres tels que la nature des matières premières et le coût des énergies. La figure I-7 donne un bilan énergétique pour un four à arc utilisant des ferrailles comme matière première et dont l'acier produit est coulé à 1620°C.

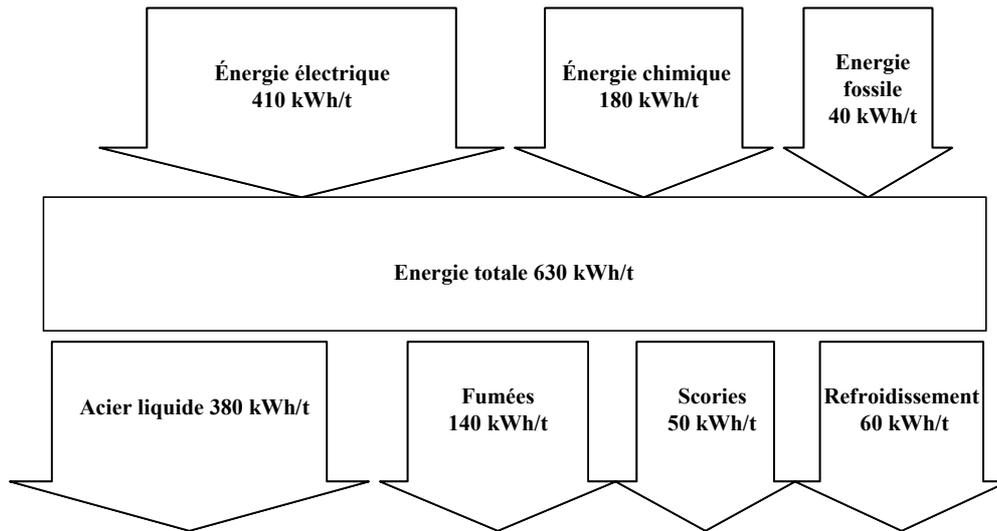


Figure I-7 : Bilan énergétique

### I.4.3 Amélioration de la technologie des fours électriques

Afin d'améliorer l'utilisation des énergies fossiles et des nouvelles techniques d'enfournement, les fabricants de fours ont également fait évoluer la conception de leurs outils. Diverses technologies pendant ces dernières années ont été proposées et sont déjà couramment utilisées, dans la plupart des sites industriels, comme le préchauffage et le four à double cuve.

#### Le préchauffage

La fusion des ferrailles dégage un volume important de gaz chauds riches surtout en CO et H<sub>2</sub>. La chaleur emportée par les gaz représente des pertes importantes dans le bilan thermique d'un four à arc (figure I-7).

Ces pertes sont encore augmentées si l'on utilise des brûleurs oxyfuel et l'insufflation d'oxygène. Les aciéristes ont depuis longtemps cherché à récupérer une partie de cette énergie pour préchauffer les ferrailles avant de les introduire dans le four. Le gain ainsi obtenu est significatif puisqu'il permet de baisser ensuite la consommation d'électricité à moins de 370 kWh par tonne d'acier [12]. De plus, cette diminution de la consommation d'énergie électrique est accompagnée d'une diminution de la consommation des électrodes.

Les procédés de préchauffage les plus répandus sont :

- Shaft furnace : développé par le constructeur allemand FUCHS. Les ferrailles, sont chargées dans une cheminée (shaft) qu'un obturateur ouvre peu à peu. Le four est ainsi chargé en continu par des ferrailles préchauffées. Ce système permet de recueillir une partie de la chaleur des fumées. Si le procédé est utilisé seul, la température des ferrailles peut atteindre 600, 900°C avec des brûleurs oxyfuel en complément. Ce procédé est susceptible de réduire le volume des poussières émises par les fumées. Une économie d'énergie électrique de 40 kWh par tonne d'acier est attendue de ce système.
- Consteel : développé par INTERSTEEL TECHNOLOGY. Un long convoyeur, le plus étanche possible, amène des ferrailles de faible dimension jusqu'au four. En plus de l'énergie des gaz en sortie du four, ce système utilise le monoxyde de carbone généré par la combustion pour élever la température des ferrailles. Ceci est réalisé par une post

combustion externe au four. La température de chargement obtenue est de 600 °C. Ce processus nécessite une marche constante avec laitier moussant car les ferrailles sont très rapidement fondues. Ce procédé atteint le maximum de son efficacité quand il est associé à un four étanche et permet un gain de 20 kWh par tonne d'acier.

Toutefois les systèmes de préchauffage rendent plus compliqué le traitement de dépollution des fumées et sont à l'origine d'un accroissement du taux de dioxine rejetée dans l'air. Ces systèmes posent aussi des problèmes de maintenance et de surcoût à l'achat.

### **Le four à double cuve**

Diverses opérations indispensables telles que le chargement des ferrailles ou la coulée de l'acier liquide augmentent le temps du cycle de fonctionnement du four, la productivité du four s'en trouve donc pénalisée. En réalisant ces opérations en temps masqué, on augmente la rentabilité du four à arc. Un dispositif basé sur deux cuves pour une seule installation électrique permet de parvenir à un tel résultat. Les bras porte électrodes doivent alors pivoter d'une cuve à l'autre.

Le gain sur le temps du cycle de fusion se traduit par une diminution de la consommation des électrodes. En effet un gain de 10 minutes sur le cycle de fusion permet de diminuer la consommation d'électrode de 0.3 Kg par tonne d'acier [13].

### **Amélioration de la conception du four**

Les améliorations les plus répandues sont :

- Les fours à trou de coulée excentré : la cuve n'est plus tout à fait circulaire. Le trou de coulée est légèrement excentré et légèrement en hauteur par rapport au fond de la cuve. Cette disposition permet de couler sans avoir à trop basculer le four. De plus, le laitier, qui ne doit pas être versé dans la poche d'acier liquide, est retenu plus facilement. Un pied de bain peut également être maintenu sans obturation mécanique du trou de coulée, par simple basculement de la cuve.
- Les panneaux refroidis à l'eau : cette conception des panneaux et de voûtes est maintenant couramment utilisée. Bien que l'on observe des augmentations de la consommation d'énergie d'environ 10 kWh par tonne d'acier, les gains au niveau de l'usure des matériaux réfractaires (diminution de 60%) rendent quand même cette pratique très rentable.
- Le four étanche : les fours comportent de nombreux passages qui sont autant de sources de pertes de chaleur par entrée d'air (fenêtre de décrassage, passage des électrodes). En réduisant le volume d'air ainsi introduit involontairement et qui pompe une partie non négligeable des calories de l'acier en fusion, on parvient à réduire la consommation d'électricité. Des expériences menées à Unimetal Neuves-Maison ont permis d'observer une diminution de besoins énergétique de 15kWh par tonne d'acier. Les systèmes les plus prometteurs semblent être basés sur la technique du rideau d'air. En plus du gain en énergie, la qualité du métal est également améliorée avec une diminution sensible de la teneur finale d'azote.
- Le bras porte électrode conducteur : jusqu'à présent le bras porte électrode supportait les conducteurs d'alimentation isolés en cuivre. Le bras conducteur en aluminium, développé par Badische Stahl Engenereeing (BSE) permet un gain du poids qui autorise une régulation de la hauteur des électrodes plus efficace. Cela contribue à l'économie des électrodes en limitant les casses et les courts circuits.

## **I.4.4 Conclusion**

Cette énumération de nouvelles technologies liées au four à arc reflète bien l'importante et continue évolution qui s'opère dans ce secteur. Le four à arc qui était un outil de fusion relativement simple mais limité en terme de qualité d'aciers, est en train de devenir un outil de fusion complexe capable de réaliser à peu près l'ensemble des nuances d'acier actuellement utilisées. Cette transformation ne se fait pas au détriment des avantages qui avaient permis l'expansion de ce moyen de fusion : sa flexibilité et son coût d'exploitation. En effet, les efforts menés par les exploitants et les constructeurs de fours à arc ont permis d'accroître encore cet avantage.

Le four à arc moderne utilisera de mieux en mieux toutes les sources d'énergie disponibles, l'électricité restant la principale de ces sources. Les matières premières enfournées dépendront de la qualité des aciers à élaborer.

Une nouvelle étape dans l'évolution du four à arc à courant alternatif pourrait être une nouvelle structure d'alimentation permettant d'améliorer le transfert d'énergie électrique au four. Cela conduirait à une diminution du temps du cycle de fusion et une augmentation de la productivité du four.

## I.5 Alimentations électriques des fours à arc

Les fours à arc sont alimentés en courant alternatif (AC EAF) ou en courant continu (DC EAF). Compte tenu de la puissance mise en jeu, ils sont généralement alimentés à partir d'un réseau haute tension au moyenne tension.

### I.5.1 Four à courant alternatif

Les alimentations à courant alternatif sont les plus anciennes, le schéma de principe de ces alimentations est représenté en figure I-8.

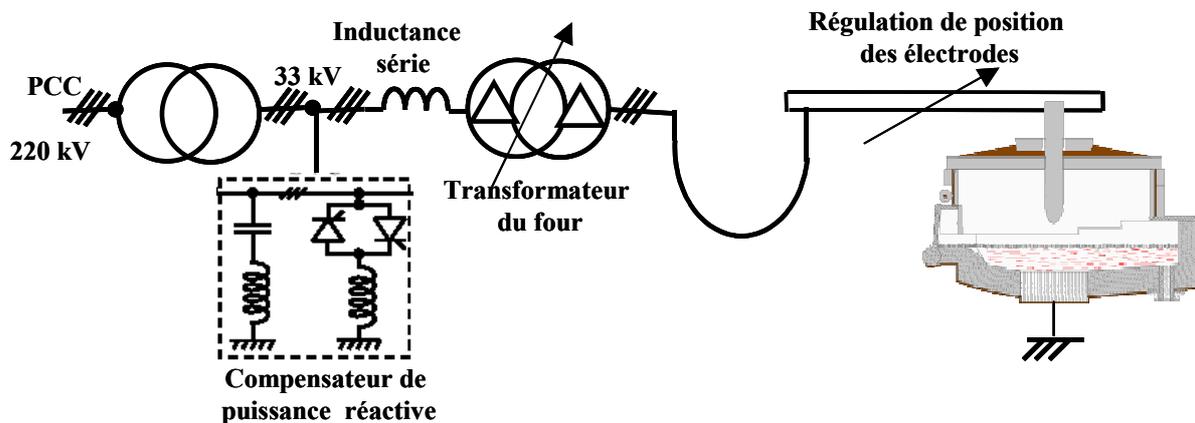


Figure I-8 : Alimentation de four à arc à courant alternatif

L'alimentation du four est réalisée à partir de la haute tension par l'intermédiaire d'un transformateur abaisseur et d'une inductance triphasée qui est en série avec le transformateur à régulateur en charge du four dont le primaire et le secondaire sont typiquement couplés en triangle. Le four comporte trois électrodes en graphite munies chacune d'une régulation de position. Cette alimentation est très rustique et ne fait appel à aucun composant électronique de puissance : l'inductance sert à limiter le courant de court circuit et le régulateur en charge permet d'adapter la tension de sortie du transformateur aux différentes étapes du processus de fusion. Le réglage de la puissance transmise à l'arc s'effectue uniquement avec la régulation de position des électrodes.

Lors de phases de forage et en début de fusion, le fonctionnement du four se caractérise par de fortes variations de la tension d'arc pouvant aller jusqu'au court-circuit. Ces variations provoquent des fluctuations de puissance active et réactive sur le réseau d'alimentation. Lors d'un court-circuit la puissance réactive atteint le double de la puissance du four

Compte tenu de l'inductance série, le facteur de puissance de l'ensemble de l'alimentation est donc mauvais et l'installation électrique en amont nécessite un surdimensionnement. Par ailleurs, le régime de fonctionnement déséquilibré du four à arc contribue à augmenter les variations de puissance active et réactive sur le réseau (voir chapitre II, paragraphe II.1.4.2). Ces variations limitent le transfert d'énergie entre l'alimentation et le four et provoquent des fluctuations de la valeur efficace de la tension au PCC qui sont à l'origine du flicker (voir Paragraphe I.5.6.2.3).

Pour réduire les perturbations sur le réseau d'alimentation tout comme la consommation des électrodes, la plupart des sidérurgistes utilisent des fours à arc à courant alternatif à forte impédance. Cette technologie, apparue en 1985 sous l'impulsion du constructeur DANIELI, consiste à concevoir l'alimentation avec une impédance suffisamment élevée pour permettre un fonctionnement stable de l'arc avec un courant plus faible. A cet effet, dans la plupart des cas une inductance supplémentaire est insérée au primaire du transformateur du four (inductance série figure I-7).

Malgré cette solution, pour réduire le flicker un statocompensateur (SVC) est systématiquement raccordé sur la moyenne tension. Le statocompensateur doit compenser les variations de puissance réactive de l'alimentation et il est donc dimensionné pour le double de la puissance électrique du four. Ce dispositif électronique de puissance coûteux est constitué de semi-conducteurs associés à des éléments réactifs dont le volume est conséquent.

### Diagramme énergétique

Pour évaluer les performances d'une alimentation pour four à arc (énergie électrique transmise à la ferraille, et perturbation sur le réseau d'alimentation), un modèle de l'ensemble alimentation, four à arc doit être développé.

Dans la suite nous allons décrire un modèle simplifié supposant des formes d'ondes sinusoïdales et un fonctionnement équilibré. Ce modèle utilisé souvent par les sidérurgistes ne permet pas d'étudier les perturbations causées par le four à arc sur le réseau d'alimentation.

Dans l'hypothèse où, les variations de la résistance d'arc sont suffisamment lentes par rapport à la fréquence du réseau et que le système soit équilibré, (la résistance des trois arcs, à un instant donné, est la même), chaque phase obéit à l'équation suivante :

$$\bar{V} = (R_a + R_t + jX_t)\bar{I} \quad (I-1)$$

Où  $\bar{V}$  et  $\bar{I}$  représentent respectivement la valeur efficace complexe de la tension d'alimentation et du courant,  $R_a$  la résistance d'arc,  $R_t$  et  $X_t$  la résistance et la réactance totale calculée depuis le réseau jusqu'au bain du four (ligne + transformateurs + câbles).

En multipliant la relation (I-1) par le conjugué de  $\bar{I}$  on obtient :

$$\bar{V} \cdot \bar{I}^* = (R_a + R_t + jX_t)I^2 \quad (I-2)$$

Le premier terme de l'équation (I-2) représente la puissance complexe, donc celle ci peut être réécrite en fonction de la puissance active et réactive d'une phase :

$$\bar{V} \cdot \bar{I}^* = P + jQ \quad (I-3)$$

En appliquant à l'équation (I-3) le module au carré on obtient :

$$P^2 + Q^2 - V^2 \frac{Q}{X_t} = 0 \quad (I-4)$$

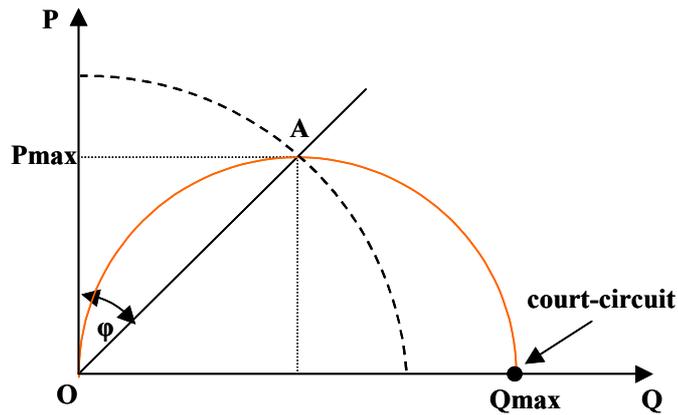


Figure I-9 : Diagramme énergétique coté alimentation

Lorsque la tension d'arc varie, le point A, comme indiqué sur la figure I-9, parcourt la circonférence entre le point O, extinction d'arc ( $R_a = \infty$ ), et le point CC, court circuit ( $R_a = 0$ ); le module du vecteur OA représente la puissance apparente de l'installation.

La puissance active atteint sa valeur maximale pour  $\cos\phi = 0,707$ . Cette puissance est inversement proportionnelle à  $X_t$  :

$$P_{\max} = \frac{U^2}{2X_t} \quad (\text{I-5})$$

La figure I-10a montre, la puissance active transmise à l'arc (Parc), la puissance active ( $P = \text{Parc} + p_j$ ), réactive (Q), et apparente (S) de l'alimentation, les pertes joules ( $p_j$ ) et le facteur de puissance (fp) en fonction du courant d'arc. La longueur d'arc est représentée en figure I-11b.

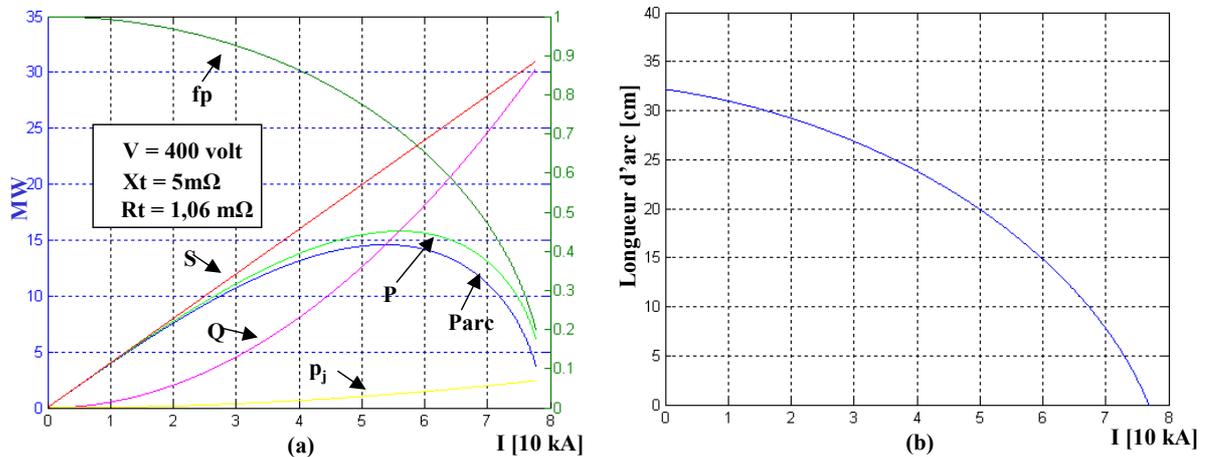


Figure I-10 : Courbes caractéristiques du four à arc. (a) : Puissance active transmise à l'arc (Parc), puissance active (P), réactive (Q), apparente (S), pertes joules ( $p_j$ ) facteur de puissance (fp) ; (b) : Longueur d'arc

Suivant l'exploitant du four à arc deux fonctionnements différents (fonctionnement avec un arc long ou fonctionnement avec un arc court) peuvent être envisagés.

Un fonctionnement avec un arc long est caractérisé par un facteur de puissance supérieur à 0,75 (figure I-10b). Ce fonctionnement permet de réduire le courant dans les électrodes et ainsi de diminuer leur consommation. De plus une distance plus grande entre les électrodes et les ferrailles, réduit la probabilité de court circuit et le risque de casse des électrodes.

Un fonctionnement avec un arc court est caractérisé par un facteur de puissance inférieur à 0,75. Ce fonctionnement est utilisé lorsque l'on recherche un point de fonctionnement à puissance active maximale. Cela permet de maximiser le rendement thermique en dépit de la diminution du rendement électrique et de limiter le rayonnement de l'arc de façon à limiter l'usure du garnissage réfractaire.

La figure I-10 met en évidence que lors d'un court-circuit (longueur d'arc =0), la puissance réactive est le double de la puissance active maximum.

## I.5.2 Four à courant continu

Ces alimentations sont apparues dans le but de limiter les perturbation du réseau générées par les fours à arc à courant alternatif et de diminuer la consommations des électrodes, le schéma de principe de cette alimentation est représenté en figure I-11

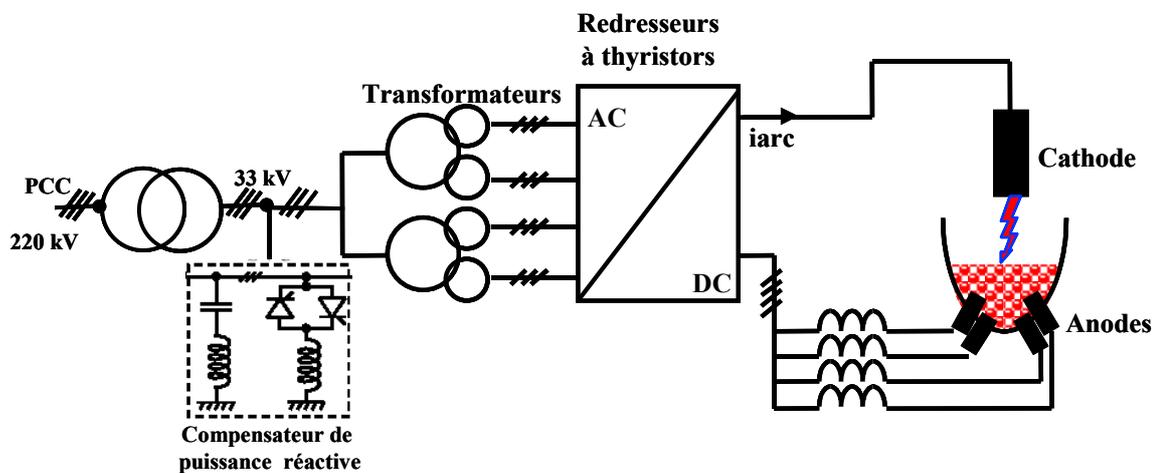


Figure I-11 : Alimentation de four à courant continu

Ces fours sont équipés d'une seule électrode en graphite (cathode) et d'électrodes de sole (anodes) immergées dans le bain. Classiquement l'alimentation de ces fours s'effectue par l'intermédiaire de redresseurs à thyristors régulés en courant. Les performances dynamiques de la régulation de courant, sont toutefois limitées par la faible bande passante du convertisseur (par rapport à la dynamique de la tension d'arc) et les inductances de sortie sont parfois surdimensionnées afin de limiter les variations du courant. Les valeurs usuelles de ces inductances sont de 250 $\mu$ H pour un four de 4x30kA.

### I.5.2.1 Diagramme énergétique

Dans le cas d'une alimentation à courant continu, l'étude du four à arc et de son alimentation est relativement plus simple car, en général, la valeur de la tension d'arc est indépendante de la valeur du courant. La figure I-12 montre la caractéristique V-I de l'alimentation d'un four à arc à courant continu.

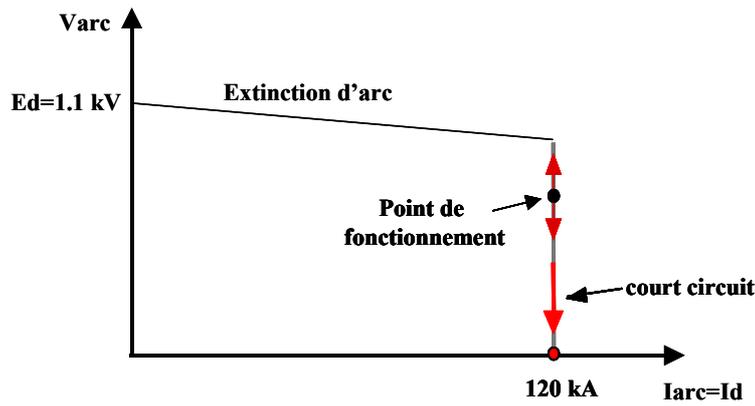


Figure I-12 : Caractéristique V-I de l'alimentation d'un four à arc à courant continu

L'expression des puissances active et réactive, calculées sur le réseau d'alimentation est donnée par l'équation I-6 ( $\varphi$  est fonction de l'angle de retard à l'amorçage des thyristors).

$$\begin{cases} P \equiv Ed \cdot Id \cos \varphi \\ Q \equiv Ed \cdot Id \sin \varphi \end{cases} \quad (I-6)$$

Où  $Ed$  est la tension continue maximale délivrée par le pont à thyristors et  $Id$  est le courant à la sortie du pont. Le diagramme énergétique pour un four à courant continu est présenté en figure I-13

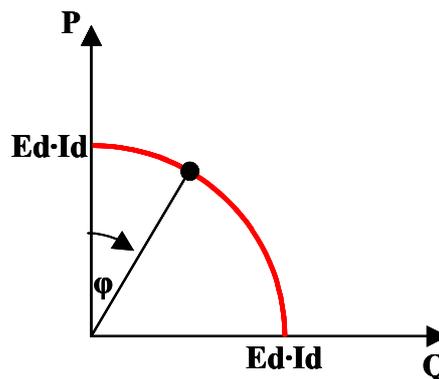


Figure I-13 : Diagramme énergétique pour un four à arc à courant continu

### I.5.2.2 Exemple d'installation

L'exemple retenu est celui du four à arc UNIMETAL à Gandrange (France). Il s'agit d'un four à arc à courant continu récent qui utilise le procédé à double cuve sans préchauffage. Les caractéristiques de ce four sont données dans le tableau ci dessous.

Capacité de coulée	165 t
Pied de bain	30 t
Diamètre du four	7,3 m
Hauteur du four	4 m
Volume du four	200 m <sup>3</sup>
Température de coulée	1660 °C
Diamètre électrode	760 mm
Filtre	75 MVAR

Transformateur principal	170 MVA
Transformateur dodécaphasé	2 x 80MVA
Redresseur à thyristors	4 x 35 kA
Inductance de lissage	4 x 150 $\mu$ H
Tension continu à vide	1089 V
Tension d'arc maximum	960 V
Courant d'arc maximum	140 kA
Consommation électrique	350 kWh/t
Durée de cycle	39 mn
Usure des électrodes	1,1 Kg/t

**Tableau I-5 : Caractéristiques techniques du four à arc UNIMETAL à Gandrange**

### I.5.3 Cycle de fonctionnement

Quelle que soit la nature de l'alimentation (AC ou DC) d'un four à arc l'élaboration de l'acier peut être décomposée en plusieurs étapes :

- 1 : phase de forage (boring) : les électrodes creusent un puits au milieu de la cuve du four à arc qui est remplie de ferrailles. Cette séquence de fonctionnement a lieu sous puissance réduite. Le puits ainsi créé permet de limiter le rayonnement de l'arc sur les parois du four et donc de minimiser l'usure du matériau réfractaire. Cette phase dure environ 2 minutes.
- 2 : phase de fusion (melting) du premier panier : dans cette phase, la puissance du four à arc est maintenue à son maximum. L'arc, tant qu'il est noyé, conserve un bon rendement thermique soit environ 0,7. Quelques minutes après la mise sous tension, on utilise dans certains cas les lances à oxygènes comme chalumeau, pour découper les plus grosses ferrailles. En fin de fusion du premier panier, une injection de carbone permet de fondre les banquettes d'infondus. Cette phase dure entre 15 et 25 minutes.
- 3 : chargement du deuxième panier (charging basket number 2) : dès que la fusion du premier panier est jugée suffisante, on procède au chargement du deuxième panier, qui est réalisé en 2 à 3 minutes (pivotement voûte + électrodes, chargement du panier,...).
- 4 : phase de forage du deuxième panier : cette séquence de fonctionnement est identique à la phase 1
- 5° phase de forage du deuxième panier : après une nouvelle phase de forage, la fusion du deuxième panier reprend sous puissance nominale (phase 5), pendant environ 10 à 20 minutes.
- 6 : phase d'affinage ou bain plat (refine) : dans cette phase, les ferrailles sont totalement fondues mais l'acier n'est pas encore suffisamment chaud pour être coulé. On observe alors une brusque augmentation du flux thermique vers les parois et la voûte en raison du fort rayonnement de l'arc. Les lances à oxygène et à charbon sont activées, la combustion du charbon, directement introduit dans le bain, va créer des gaz qui vont faire mousser le laitier dont les constituants ont été enfournés avec les ferrailles. Le laitier moussant limite le rayonnement de l'arc vers les parois et permet d'obtenir un

rendement d'arc de 0.7 au lieu de 0.4 sur bain plat. Les injections de gaz apportent une énergie supplémentaire au bain et l'agitent ce qui a pour effet de l'homogénéiser. Pour minimiser l'usure du matériau réfractaire, cette phase a lieu sous tension réduite donc à puissance réduite et dure environ 10 minutes.

- 7 : phase de décrassage : le laitier et les scories sont retirés par basculement du four. Après prise de température, une correction éventuelle est réalisée en utilisant de préférence les lances.
- 8 : coulée (tapping) : quand la température du bain est suffisante (environ 1620 °C), le métal en fusion est coulé et transporté vers un four poche (ladle furnace). Un fond d'acier en fusion qui est appelé pied de bain et qui représente 10% de la masse totale est maintenu dans la cuve. Ensuite, le four poche est évacué vers la coulée continue.
- 9 : chargement premier panier : la voûte et les électrodes sont pivotées. Un pont roulant amène au-dessus du four le premier panier qui contient entre 50 et 60% de la charge totale, le décharge en s'ouvrant par le bas puis se retire. La voûte est aussitôt remise en place.

Les figures I-14 et I-15 montrent respectivement les fluctuations de la tension d'arc pour un four à courant alternatif et pour un four à courant continu pendant les différentes phases du processus d'élaboration de l'acier.

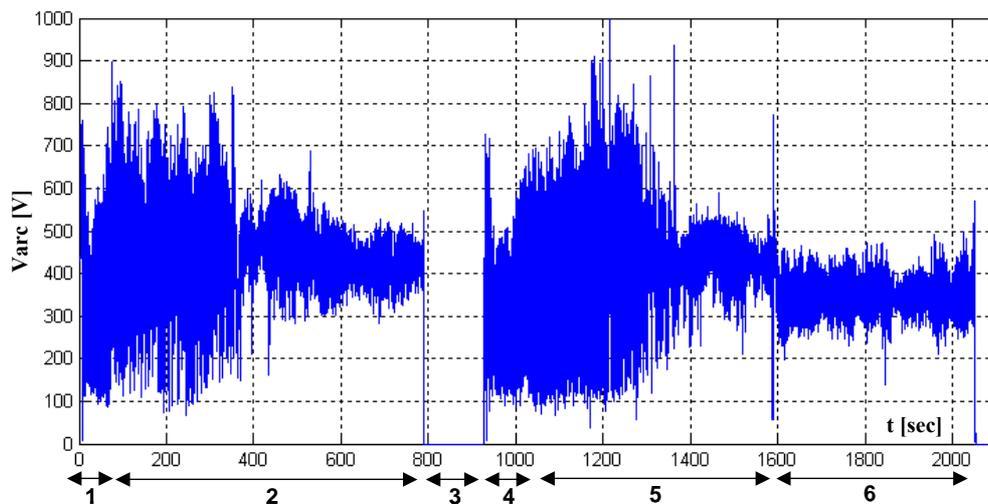


Figure I-14 : Valeur efficace de la tension d'arc pour un four à courant alternatif, phases de fonctionnement

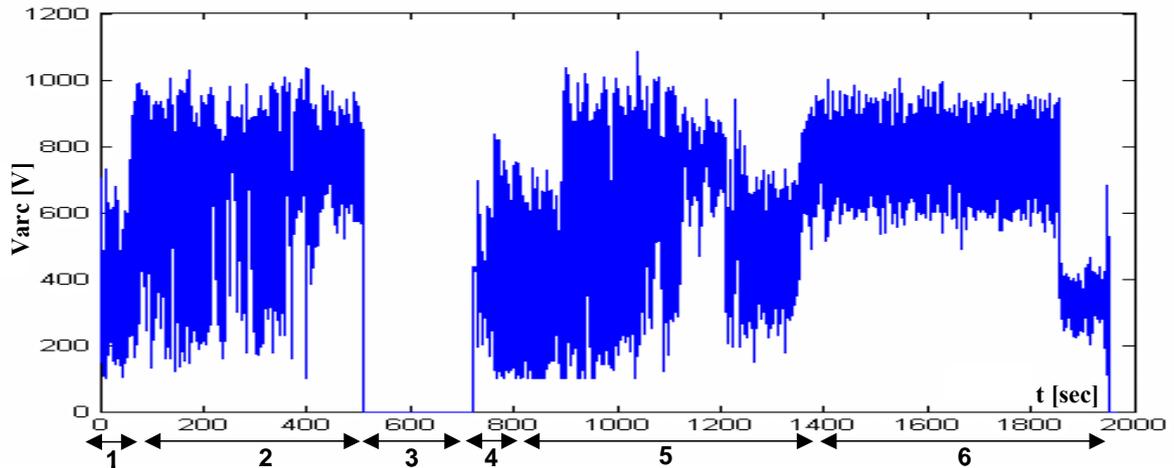


Figure 1-15 : Tension d'arc pour un four à courant continu, phases de fonctionnement

Les étapes du cycle de fonctionnement sont susceptibles d'être très différentes suivant les exploitants, les matières premières enfournées, le coût de l'énergie et la technologie du four à arc.

### 1.5.4 Réglage de la puissance dans un four à arc

Pour les deux types d'alimentation, c'est la régulation de position de l'électrode qui permet de contrôler généralement la tension d'arc. De plus, dans le cas d'un four à courant continu le convertisseur permet de régler le courant d'arc.

La régulation de la tension d'arc ne sera jamais parfaite car les perturbations sont beaucoup plus rapides que le temps de réponse de la régulation de position qui, en raison de la taille et du poids de l'électrode, ne peut être inférieur à la seconde.

C'est lors des phases de forage et de fusion que les fluctuations de la tension d'arc sont les plus importantes (phases 1, 2, 3 et 4 représentées en figure I-14 et en figure I-15). Dans ces phases, ce sont essentiellement les chutes de morceaux de ferrailles qui influencent la tension d'arc. En phase d'affinage appelée aussi bain plat, les injections de gaz et l'utilisation du laitier moussant permettent de réduire le caractère tourbillonnaire de l'arc, contribuant à diminuer les variations de la tension d'arc.

Dans le cas des alimentations en courant continu, les ponts de Graetz tout thyristors sont réglés en courant afin de contrôler le courant d'arc. Ainsi, le four fonctionne à courant constant et les fortes variations de tension d'arc induisent des fluctuations de puissance active et réactive.

Dans les alimentations à courant alternatif le contrôle de la puissance repose uniquement sur la régulation de position des électrodes, par conséquent le courant d'arc est fortement perturbé et les fluctuations de puissance active sont plus importantes que dans un four à courant continu.

## I.5.5 Conséquences pour le four

Les extinctions d'arc, les courts-circuits d'arc et les variations de tension d'arc se traduisent par des fluctuations de puissance transmise à la ferraille à fondre.

Ainsi, les systèmes d'alimentation actuels ne permettent pas d'exploiter complètement la puissance de l'alimentation installée.

## I.5.6 Perturbations du réseau d'alimentation

Compte tenu de la puissance mise en jeu et de la nature fluctuante de la charge, le four à arc est un des dispositifs les plus perturbateurs de réseau.

### I.5.6.1 Harmoniques

Le four à arc à courant alternatif peut être considéré comme une source de courants harmoniques.

Le spectre de ce courant comprend, d'une part un spectre de raies dû à la non linéarité de la caractéristique de l'arc et d'autre part un spectre continu dû à l'instabilité de ces mêmes arcs électriques. Ainsi, les fours à arc à courant alternatif peuvent générer des harmoniques de rang pair, impair et même non entier avec cependant une prédominance des rangs impairs. Toutefois, en général les harmoniques ne sont significatifs que pour les rangs compris entre 1 et 15 et leur amplitude peut atteindre 10% du fondamental.

Le four à arc à courant continu est alimenté par des ponts redresseurs à thyristors. Ainsi les harmoniques sont générés par les convertisseurs statiques. Pour les redresseurs à thyristors, les rangs  $h$  des courants harmoniques prépondérants, dits caractéristiques, s'expriment par la relation suivante :

$$h = kp \pm 1 \quad \text{Avec } k=1 \dots n \text{ et } p : \text{ indice de pulsation du convertisseur} \quad (\text{I-7})$$

Cependant, en pratique des harmoniques non caractéristiques apparaissent consécutivement aux imprécisions des angles de retard à l'amorçage des thyristors, aux déséquilibres des tensions d'alimentation, Toutefois ils ne sont significatifs que pour les rangs compris entre 1 et 10 et restent inférieurs à 1% du courant fondamental [14].

### I.5.6.2 Facteur de puissance

Les fournisseurs d'énergie électrique fixent une limite à la consommation de réactif. Le surplus d'énergie réactive consommé par le client lui est facturé. Ainsi en France, depuis le 1<sup>er</sup> novembre 1987, une nouvelle disposition tarifaire EDF abaissant le seuil de facturation de l'énergie électrique de  $\tan\varphi = 0,6$  à  $0,4$  est entrée en vigueur. Cette mesure a permis d'augmenter la puissance transmissible du réseau et d'éviter le surdimensionnement d'installations de transport et de distribution qui contribuent à augmenter fortement le coût de la fourniture d'énergie électrique.

La figure I-16 représente les points de fonctionnement nominal (PN) dans le plan PQ pour les deux types d'alimentation du four à arc.

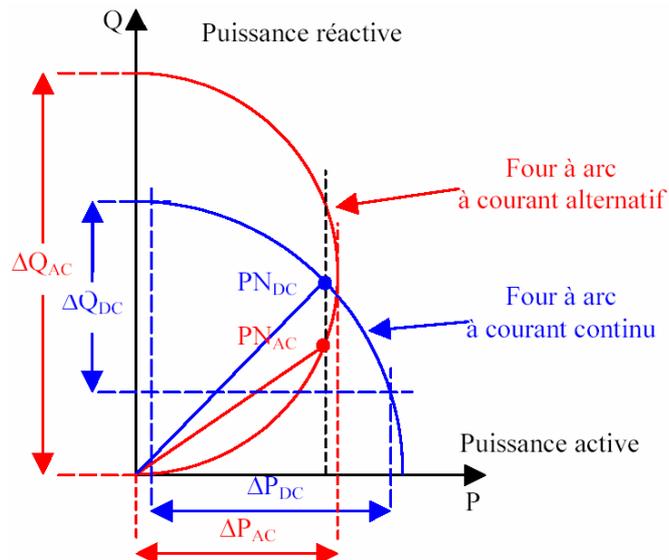


Figure I-16 : Point de fonctionnement dans le plan P Q pour une alimentation à courant alternatif et continu

Le facteur de puissance du four à arc à courant alternatif, (compris entre 0,7 et 0,8), est légèrement meilleur au point nominal que celui du four à courant continu. Toutefois dans le cas du four à courant alternatif la puissance réactive est soumise à des variations plus importantes. Pour les deux alimentations, compte tenu des valeurs du facteur de puissance, la mise en place d'un dispositif de compensation de puissance réactive est obligatoire.

### I.5.6.3 Flicker

Comme nous l'avons vu, les variations de la tension d'arc, les extinctions d'arc et les courts-circuits sont à l'origine de variations de puissance active et réactive qui se traduisent par une modulation très basse fréquence de l'amplitude de la tension du réseau (entre 1 et 25 Hz environ) qui provoque un scintillement des lampes à incandescence. Ce phénomène est appelé effet de flicker

Le flicker provoque une fatigue physique et psychique pour les usagers de l'éclairage raccordé à proximité de la charge perturbatrice. Il s'agit d'un phénomène complexe car il fait intervenir les caractéristiques de l'ampoule (source de lumière), de l'œil (capteur) et du cerveau (interprète). Ce phénomène est donc strictement relatif à la sensibilité de chaque individu et ne peut être étudié que sur des bases statistiques.

La C.E.I (Commission Electrotechnique Internationale) a défini, le seuil ( $P_{st}=1$ ) du flicker. Cette valeur fait correspondre pour une fréquence de fluctuation de tension donnée, l'amplitude de celle-ci qui provoque une variation de l'intensité lumineuse des lampes à incandescence de 60W-220V remarquée par 50% des observateurs. Les résultats se présentent sous la forme de la courbe de figure I-17 qui est fonction de la fréquence.

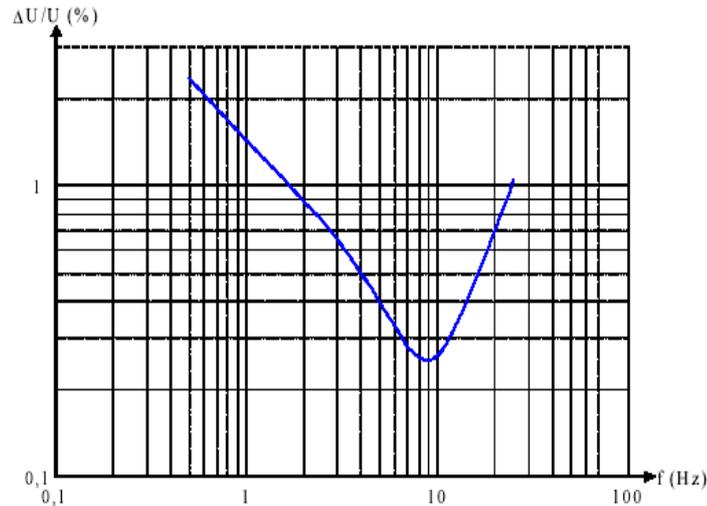


Figure I-17 : Seuil de perception du flicker

### Origine du flicker

Le schéma équivalent par phase d'un réseau est donné à la figure I-18 ci-dessous :

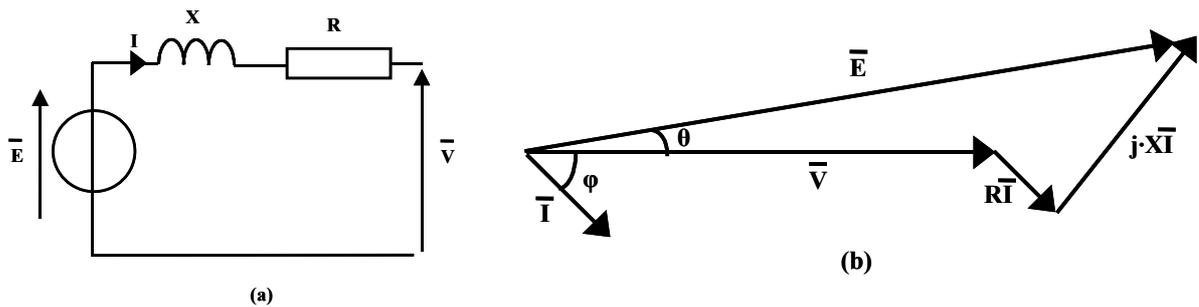


Figure I-18 : Modèle par phase du réseau (a) : Schéma ; (b) : Diagramme de Fresnel)

Soit :

$V$ =valeur efficace de la tension nominale du réseau

$E$ =valeur efficace de la tension à vide du réseau

$U$ =valeur efficace de la tension composée

$\delta V$ =chute de tension

$P$ =puissance active absorbée par la charge

$Q$ =puissance réactive absorbée par la charge

$I$ =valeur efficace du courant absorbé par la charge

$S_{cc}$ =Puissance de court circuit du réseau en amont

$R$ =résistance interne du réseau

$X$ =inductance interne du réseau

Par projection sur les axes réels et imaginaires, il vient:

$$\begin{cases} E \cos \theta \equiv V + RI \cos \varphi + XI \sin \varphi \\ E \sin \theta \equiv -RI \sin \varphi + XI \cos \varphi \end{cases} \quad (I-8)$$

Comme l'impédance du réseau est faible, l'angle  $\theta$  est très petit, ainsi la chute de tension simple est :

$$\delta V = E - V \approx RI \cos \varphi + XI \sin \varphi \equiv \frac{RP + XQ}{V} = \frac{X}{V} \left( Q + \frac{R}{X} P \right) \equiv \frac{X}{V} \left( Q + \frac{P}{\tan \varphi} \right) \quad (I-9)$$

Il s'ensuit que:

$$\frac{\delta V}{V} \approx \frac{X}{V^2} \left( Q + \frac{P}{\tan \varphi} \right) \quad (I-10)$$

Si  $\tan \varphi > 10$  (R est négligeable vis à vis de la réactance X) la variation de tension du réseau est :

$$\frac{\Delta V}{V} \approx \frac{\Delta Q}{S_{cc}} \quad (I-11)$$

Dans ce cas le flicker est généré essentiellement par des variations de puissance réactive.

Si R n'est pas négligeable ce sont les variations de puissance active et réactive qui sont à l'origine du flicker.

Le flickermètre est un appareil de mesure, développé par l'UIE (Union International d'Electrothermie) et approuvé en 1986 par le comité technique de la CEI (Commission d'Electrotechnique Internationale), qui fournit le taux de flicker présent à l'endroit de la mesure [34 et 35]. Une étude détaillée du flickermètre est présentée dans l'Annexe I

## I.5.7 Dépollution du réseau

Deux stratégies sont envisageables pour éliminer ou minimiser les perturbations étudiées précédemment. La première consiste à conserver une alimentation polluante ce qui conduit à utiliser des dispositifs de dépollution volumineux et coûteux [15]. La seconde repose sur l'utilisation de convertisseurs non polluants, capables de réaliser une absorption quasi-sinusoidale du courant.

### I.5.7.1 Filtrage passif

Un filtre passif a deux fonctions : d'une part, il doit compenser la puissance réactive d'autre part, il doit atténuer les harmoniques gênants.

Le dimensionnement des filtres est très complexe [16] car d'une part, l'impédance du réseau est de nature variable et d'autre part, les courants harmoniques générés par le four à arc sont mal connus et leur prise en compte nécessite une campagne de mesure.

Les filtres sont systématiquement connectés en parallèle sur le réseau. Le schéma équivalent monophasé d'un filtre résonnant non amorti connecté sur le réseau est représenté Figure I-19 avec  $L_r$  : l'inductance du réseau,  $E$  : la tension simple du réseau, et  $f_1$  la fréquence du réseau.  $I_h$  représente alors la source de courant harmonique équivalente au four à arc.

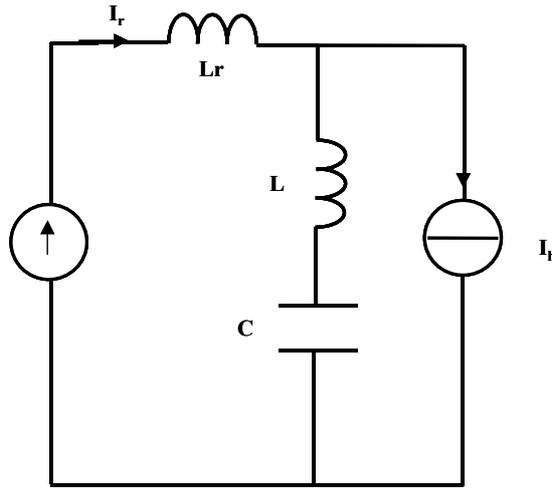


Figure I-19 : Schéma équivalent monophasé d'un filtre connecté en parallèle sur le réseau

La fonction de transfert équivalente est donnée par l'équation I-12

$$\frac{I_r}{I_h} = \frac{(1 + p^2 LC)}{1 + p^2 C(L_r + L)} \quad (\text{I-12})$$

Cette fonction de transfert fait donc apparaître une résonance parallèle (ou anti-résonance) en plus de la résonance propre du filtre.

$$\omega_a = 2\pi f_a = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{résonance propre du filtre} \quad (\text{I-13})$$

$$\omega_{ar} = 2\pi f_{ar} = \frac{1}{\sqrt{(L_r + L)C}} \quad \text{anti-résonance}$$

La fréquence d'anti-résonance des filtres shunt est particulièrement gênante. Cette fréquence ne doit pas correspondre à un harmonique caractéristique. Des filtres amortis faibles pertes sont souvent utilisés pour contourner ce problème. Une structure de ce type est présentée figure I-20.

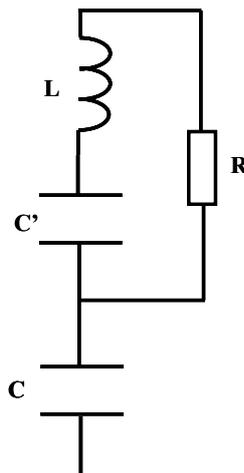


Figure I-20 : Filtre amorti faibles pertes

La capacité  $C'$  est calculée de façon à obtenir  $\omega_1 = 1/(LC')^{1/2}$ ,  $\omega_1$  étant la pulsation de la tension du réseau d'alimentation. Ainsi, le courant fondamental ne circulera pas dans la résistance.

La puissance réactive de compensation est définie par l'équation I-14.

$$Q_{COMP} = \frac{U^2 C \omega_1}{1 - \omega_1^2 LC} \Rightarrow Q_{COMP} > Q_C \quad (I-14)$$

La puissance réactive de compensation d'une batterie de condensateur agencée en filtre est plus importante que celle apportée par une batterie de condensateur seule.

Quand l'équipement est à vide ou arrêté, la puissance réactive de la batterie est renvoyée au réseau ce qui engendre une remontée de tension donnée par l'équation I-15 :

$$\frac{\delta U}{U} = \frac{Q_C}{S_{CC}} \quad (I-15)$$

En général une remontée de tension de plus de 5% est à éviter pour le bon fonctionnement des équipements. C'est une des raisons pour lesquelles la compensation de puissance réactive devra être ajustée en fonction du point de fonctionnement du four.

Pour le dimensionnement, il est nécessaire de prendre en compte différentes topologies du réseau et des perturbations harmoniques préexistantes qui sont souvent très difficile à évaluer. Ce dimensionnement est réalisé en deux temps :

Dimensionnement grossier.

Il permet de définir :

- La puissance de compensation nécessaire.
- Le rangs d'accord des filtres : les nombres des branches et leurs accords correspondent aux principaux harmoniques injectés par les charges.
- Prise en compte des résonances parallèles : en général, le filtre de rang le plus bas est amorti. La fréquence de télécommande EDF (175 Hz) ne doit pas coïncider avec une anti-résonance.
- Pour un bon compromis technico-économique, les filtres sont dimensionnés pour obtenir un courant fondamental de branche supérieur aux courants harmoniques de branches. Or, le courant fondamental est imposé par la puissance de compensation, tandis que les courants harmoniques sont imposés par les charges. La puissance de compensation est donc répartie en fonction des courants harmoniques injectés.

Dimensionnement fin.

Cette étape est simplifiée par l'utilisation d'un logiciel de simulation. Les charges linéaires et non linéaires sont remplacées par des sources de courant harmonique. Le problème revient alors à la résolution d'un circuit électrique monophasé linéaire pour chaque fréquence harmonique. Les simulations permettent ensuite de prendre en compte les différentes topologies du réseau afin d'ajuster et de valider le dimensionnement du filtre. Les paramètres des filtres sont ainsi déterminés de façon itérative à partir des données fournies par le logiciel de simulation qui sont :

- Le taux de distorsion harmonique définissant les performances du filtre.
- L'impédance harmonique renseignant sur l'efficacité du filtre, sa robustesse et les risques de résonance.
- Les courants, tensions et puissances pour chaque fréquence, permettant ainsi le dimensionnement des éléments du filtre.

Le dimensionnement des filtres passifs pour un four à courant alternatif est plus complexe que pour un four à courant continu. Dans un four à arc à courant alternatif le spectre de courant est de forme continue, les anti-résonances du filtre ne doivent donc pas amplifier les basses fréquences. Ainsi le filtre doit être fortement amorti en basse fréquence. Les filtres d'un four à arc à courant continu sont généralement peu amortis car le spectre de fréquence de ce type d'alimentation est définie par les harmoniques caractéristiques du convertisseur statique. Des

inter-harmoniques n'apparaissent que dans le cas d'une mauvaise conception de la commande des convertisseurs.

### I.5.7.2 Statocompensateur

Ce dispositif [17], présenté à la figure I-21, permet d'ajuster la puissance réactive en temps réel. Il est utilisé pour améliorer le facteur de puissance et pour réduire le flicker.

Le statocompensateur comprend une batterie fixe de condensateurs shunt montée en filtre et un dispositif de réglage électronique appelé absorbeur constitué d'un assemblage triangle d'inductances connectées en série avec deux thyristors montés tête bêche.

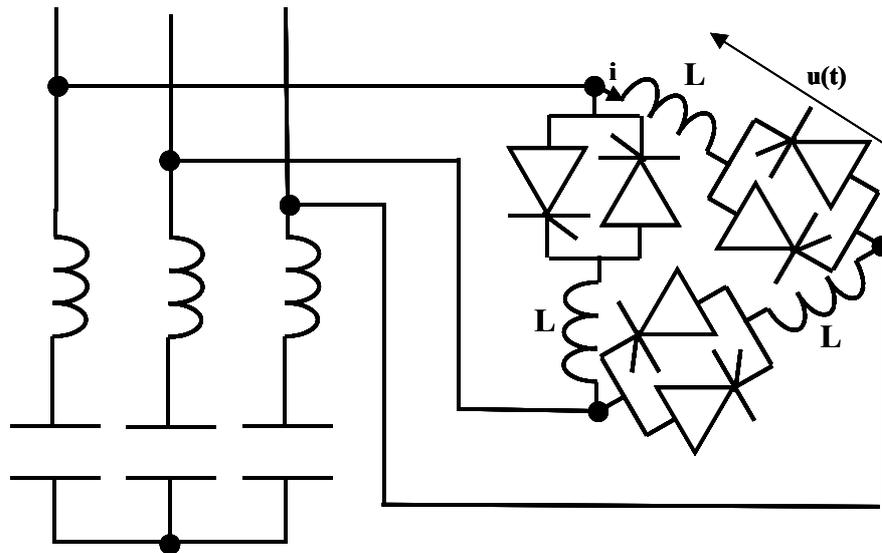


Figure I-21 : Schéma de principe d'un Statocompensateur

Le statocompensateur permet donc de réguler la puissance réactive par action sur l'angle de retard à l'amorçage des thyristors tandis que la batterie de condensateur permet de compenser la puissance réactive et de filtrer les harmoniques de rang bas. Les formes d'ondes des tensions et courants dans une des branches de l'absorbeur sont représentées figure I-22.

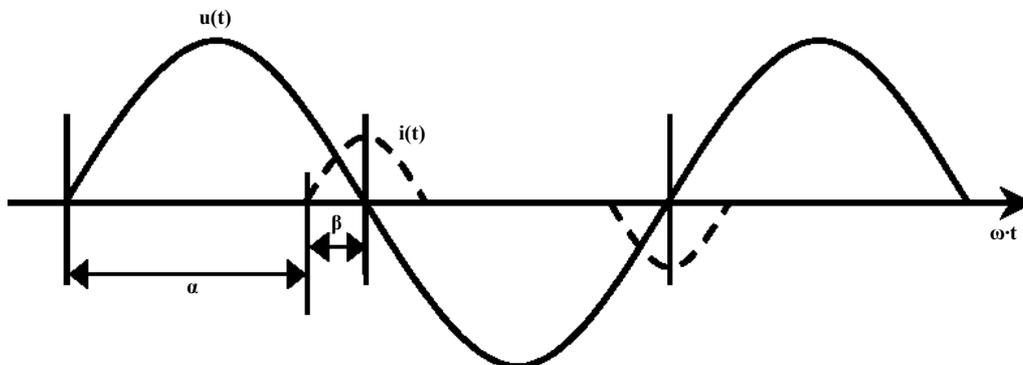


Figure I-22 : Formes d'ondes du courant et de la tension dans un bras de l'absorbeur

Le courant instantané a alors pour expression :

$$I_L(t) = \frac{U}{L\omega} (\cos(\alpha) - \cos(\omega t)) \quad (\text{I-16})$$

L'expression du fondamental du courant efficace dans l'inductance est donnée par l'équation I-17 :

$$I_L = \frac{U}{L\omega} \frac{2\beta - \sin(2\beta)}{\pi} \text{ avec } \beta = \pi - \alpha \quad (\text{I-17})$$

Les expressions des courants harmonique dans les inductances sont données par :

$$I_{Ln} = \frac{U}{L\omega \pi} \frac{4 \sin(n\beta) \cos(\beta) - n \sin \beta \cos(n\beta)}{n(n^2 - 1)} \quad (\text{I-18})$$

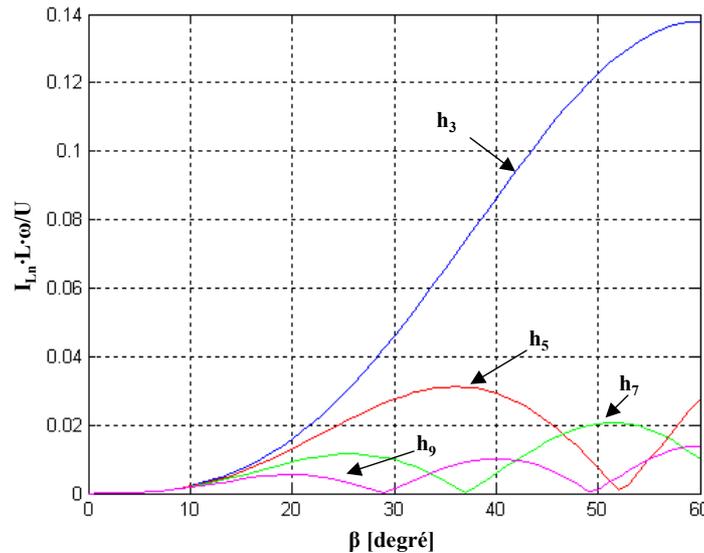


Figure I-23 : Amplitude des harmoniques générés par le statocompensateur en fonction de l'angle  $\beta$

La figure I-23 montre que, l'amplitude des courants harmoniques de rang trois dans les inductances est prépondérante. Si les commandes des bras sont identiques, les harmoniques de rang trois se compensent au niveau des courants de ligne.

La régulation du statocompensateur permet de contrôler la puissance réactive absorbée par l'installation, de réduire le flicker, de corriger le facteur de puissance de l'installation et en plus de rééquilibrer les courants absorbés. Pour ce faire, la commande dispose de deux moyens d'action :

- La régulation rapide : son rôle est de compenser le déséquilibre des courants et les variations rapides de puissance réactive. La performance de cette régulation est conditionnée par le temps de réponse du statocompensateur qui dépend de la fréquence du réseau, (il ne peut y avoir qu'une seule impulsion de commande des thyristors sur une demi période de tension réseau), et par la rapidité de mesure de la puissance réactive.
- La régulation lente : son rôle est de compenser le facteur de puissance. La bande passante de cette régulation est de 2Hz au mieux, cette régulation n'intervient donc sur le flicker.

L'impact du statocompensateur sur le flicker est quantifié par un facteur de réduction appelé  $R_{af}$ . L'expression de ce facteur de réduction a été obtenue expérimentalement [18] :

$$R_{af} = \frac{Pst_{99\%} \text{ sans compensateur}}{Pst_{99\%} \text{ avec compensateur}} = 1 + 0.75 \frac{S_{SVC}}{S_f} \quad (\text{I-19})$$

Cette formule tout comme les mesures sur site montrent que le dimensionnement de la puissance du statocompensateur ( $S_{SVC}$ ) est étroitement lié à la puissance du four ( $S_f$ ). Si la puissance réactive de compensation installée n'est pas suffisante, le statocompensateur n'aura que peu d'effet sur le flicker. En pratique, pour des questions de coût et de faisabilité,  $R_{af}$  n'est jamais supérieur à 2.

Une étude détaillée effectuée dans le chapitre II permettra d'évaluer, dans le cas d'un four à arc à courant alternatif, le gain sur le flicker et sur l'énergie électrique transmise au bain apporté par l'utilisation d'un statocompensateur.

### I.5.7.3 STATCOM

Le principe de ce type de compensateur est connu depuis la fin des années 70, mais ce n'est que dans les années 90 que celui-ci a connu un essor important grâce au développement des thyristors GTO de forte puissance. Le rôle du STATCOM est d'échanger de l'énergie réactive avec le réseau, son schéma de base repose sur la topologie de l'onduleur de tension. Le STATCOM est généralement couplé au réseau par l'intermédiaire d'un transformateur abaisseur et d'une réactance  $X_C$  (figure I-24).

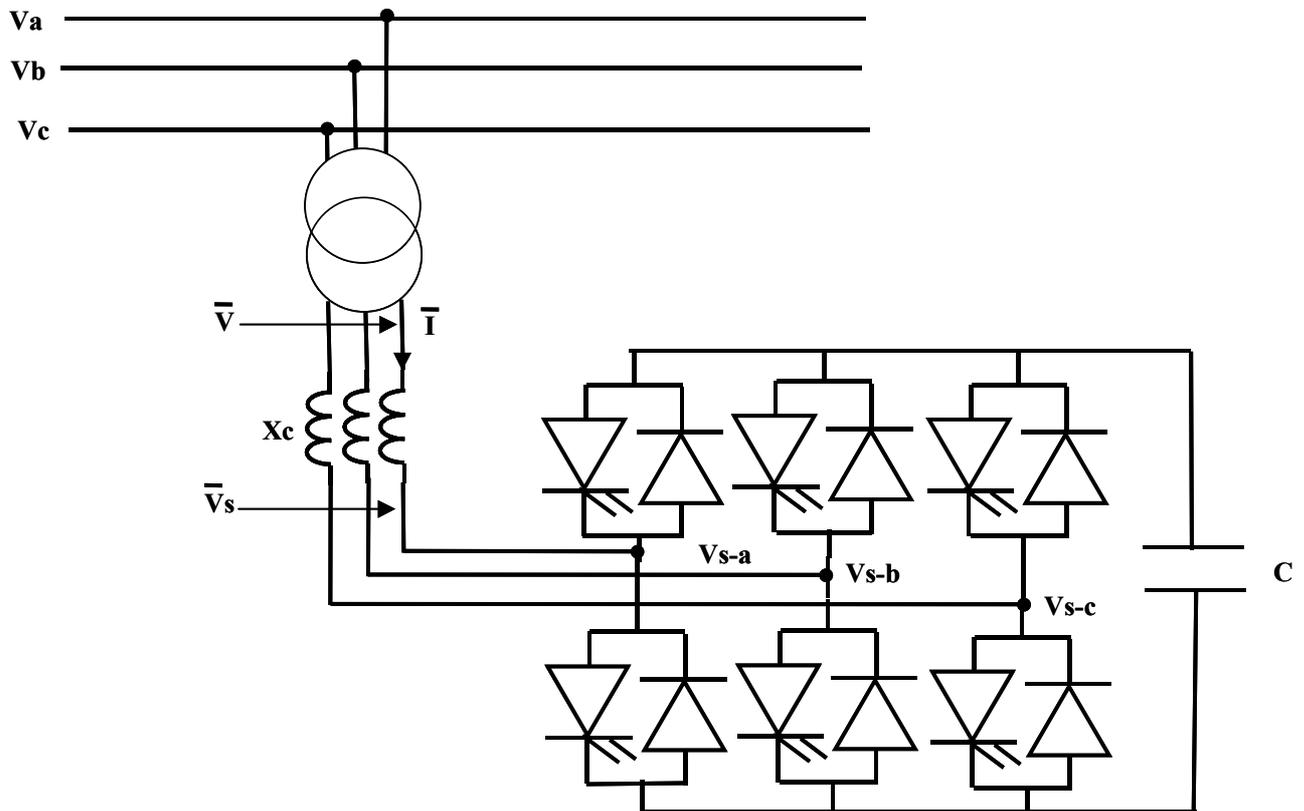


Figure I-24 : Schéma de base du STATCOM

L'échange d'énergie réactive se fait par le contrôle de la tension de sortie de l'onduleur  $V_s$ , qui est en phase avec la tension du réseau  $V$ . Le fonctionnement peut être décrit de la façon suivante :

Si la tension  $V_s$  est inférieure à  $V$ , le courant circulant dans l'inductance est déphasé de  $-\pi/2$  par rapport à la tension  $V$  ce qui donne un courant inductif (figure I-25a).

Si la tension  $V_s$  est supérieure à  $V$ , le courant circulant dans l'inductance est déphasé de  $+\pi/2$  par rapport à la tension  $V$  ce qui donne un courant capacitif (figure I-25b).

Si la tension  $V_s$  est égale à  $V$ , le courant circulant dans l'inductance est nul et par conséquent il n'y a pas d'échange d'énergie.

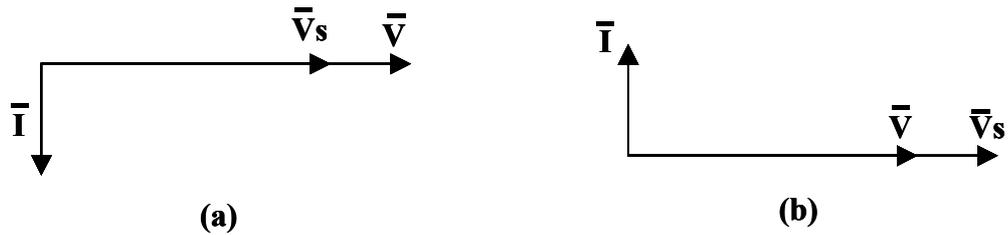


Figure I-25 : Diagramme vectoriel du STATCOM. (a) : Courant inductif ; (b) : Courant capacitif

L'avantage de ce dispositif est de pouvoir échanger de la puissance réactive inductive ou capacitive. Contrairement au SVC (décrit au paragraphe I.5.7.2), il n'y a pas d'élément capacitif connecté directement au réseau qui puisse provoquer des résonances avec des éléments inductifs du réseau.

Une structure de STATCOM couramment utilisée est celle de la figure I-26 et consiste en une mise en série de plusieurs onduleurs monophasés dont le principe de la commande est présentée figure I-27. Cette disposition est particulièrement bien adaptée à des tensions réseau élevées et malgré la commande pleine onde, le nombre important de niveaux disponibles permet d'obtenir une tension de sortie sinusoïdale. De plus, la modularité de cette structure facilite sa maintenance et sa conception.

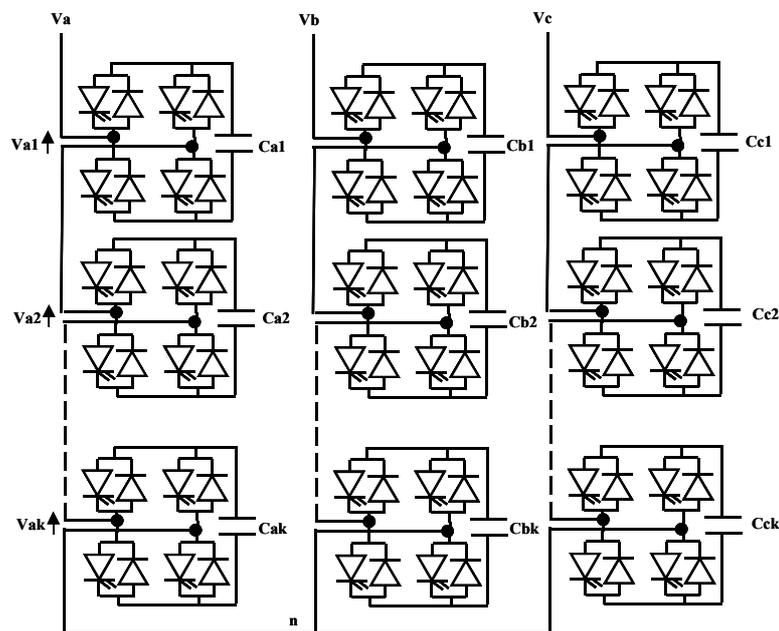


Figure I-26 : Mise en série de plusieurs onduleurs monophasés

Un STATCOM conçu par SIEMENS [19] est utilisé conjointement à un four à arc au Texas. Sa puissance est de  $\pm 80$  MVAR, il est associé à un banc de condensateur de 60 MVAR. Des résultats préliminaires permettent d'estimer un gain de 7 sur le flicker contre 2 avec un SVC.



de réglage. Chaque pont est donc contrôlé par deux angles,  $\alpha_p$  et  $\alpha_n$ . Ces deux angles de contrôle permettront d'une part de régler le courant en sortie du convertisseur et d'autre part d'imposer une puissance réactive constante sur une plage de fonctionnement la plus large possible.

La figure I-29 présente le diagramme énergétique de l'alimentation en question avec l'identification en rouge de la zone de fonctionnement à puissance réactive constante

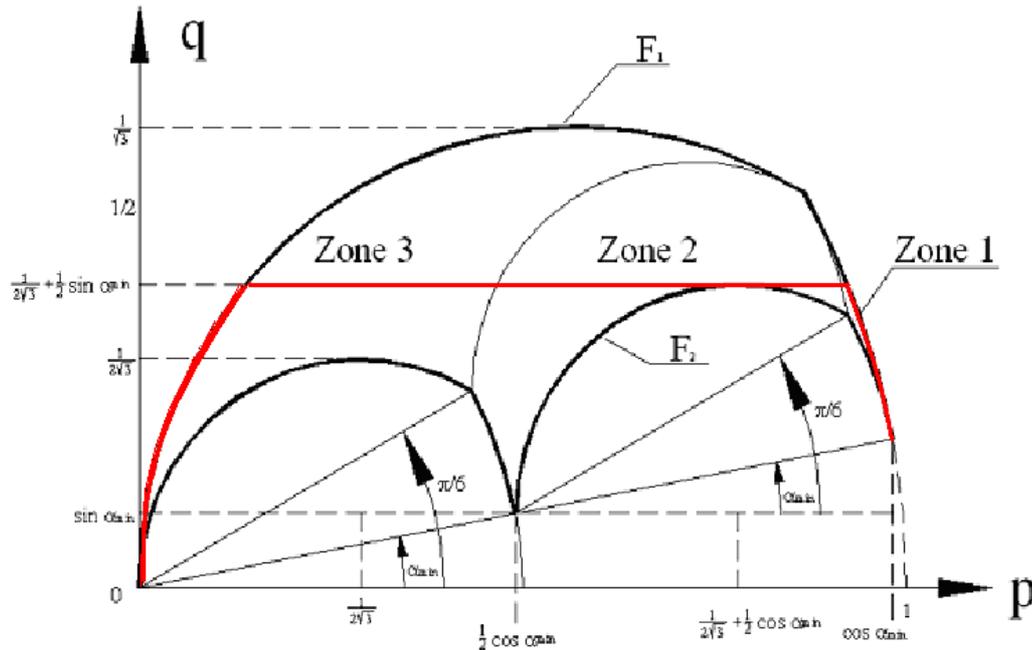


Figure I-29 : Diagramme énergétique

Le prix à payer pour réaliser une telle commande est la dégradation de l'indice de pulsation de la tension redressée. Les rangs des courants harmoniques prélevés par chaque redresseur sont donc définis par l'équation suivante:

$$h = 3k \pm 1, k \in N \quad (I-20)$$

De plus, lorsque  $\alpha_p$  est différent de  $\alpha_n$ , les enroulements au secondaires des transformateurs sont traversés par une composante continue, et lorsque l'un des deux angles est supérieur à  $30^\circ$ , la conduction d'au moins une diode induit la présence de courants homopolaires de rang  $3h$ . La composante continue peut alors être supprimée par un transformateur à flux forcé (trois colonnes) et les composantes homopolaires en croisant les angles  $\alpha_p$  et  $\alpha_n$  entre deux redresseur en parallèle. Ainsi, compte tenu de cette analyse, les courants harmoniques prélevés au réseau sont définis par les rangs suivants :

$$h = 6k \pm 1, k \in N \quad (I-21)$$

On peut alors obtenir une réaction dodécaphasée, en effectuant deux couplages spécifiques au primaire des transformateurs de façon à décaler de  $30^\circ$  le fonctionnement des deux paires de redresseurs, ce qui représente la meilleure réaction possible avec quatre redresseurs et un fonctionnement en mode décalé.

Par rapport à une alimentation classique, (redresseur à thyristor), la puissance réactive peut être divisée par deux grâce à l'utilisation de redresseur à diodes de roue libre de point neutre. Toutefois la faible bande passante de la régulation de courant ne permet pas d'éliminer les fluctuations de puissance active et réactive sur le réseau d'alimentation. Par conséquent, bien que le flicker soit réduit, cette alimentation nécessite toujours la mise en œuvre d'un statocompensateur.

### I.5.8.2 Hacheurs à puissance constante

Afin d'améliorer les performances des alimentations des fours à arc à courant continu EDF R&D et le LEEI ont étudié, de 1999 à 2002, une nouvelle structure d'alimentation basée sur l'association de hacheurs et redresseurs à diodes [23]. Cette topologie, présentée en Figure I-30, consiste à découpler la charge du réseau par l'intermédiaire d'un étage continu. Ainsi le fonctionnement du four peut être amélioré et la puissance peut être prélevée, sur le réseau sans le polluer.

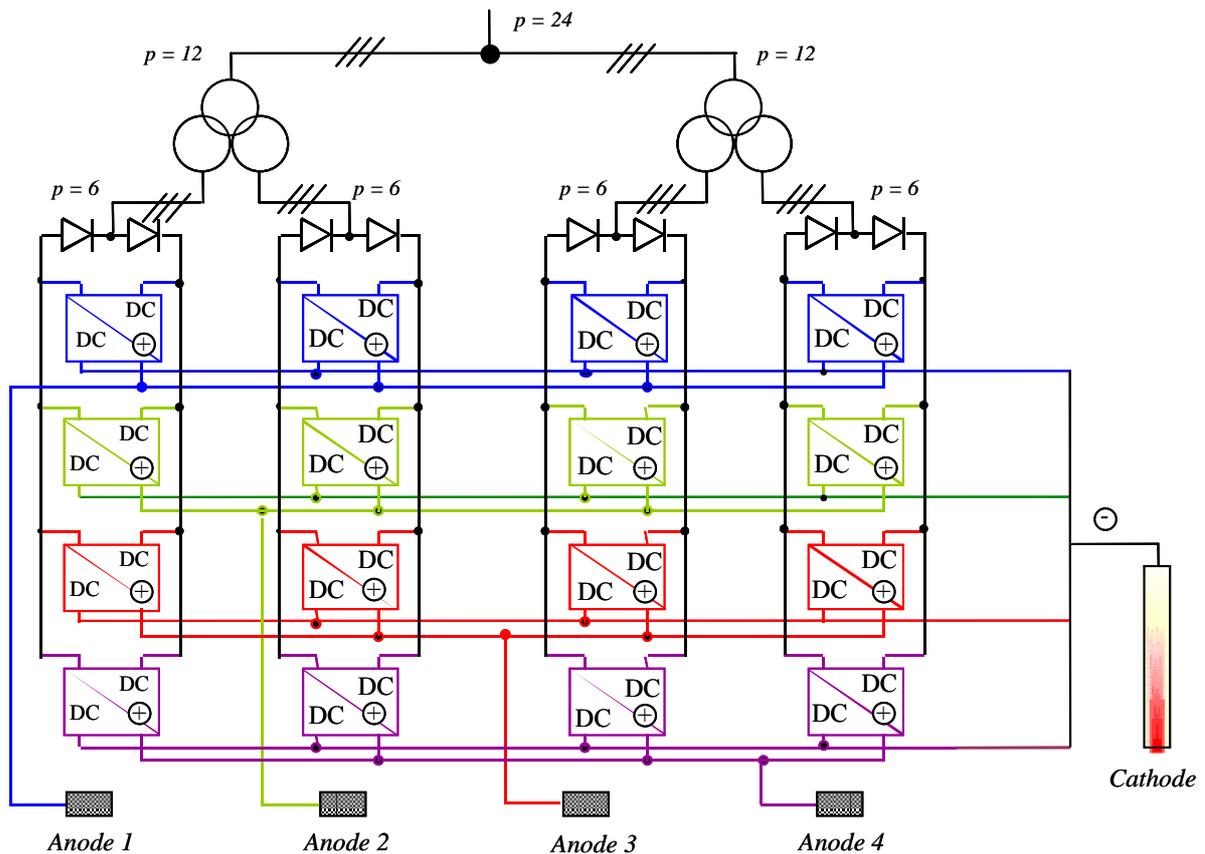


Figure I-30 : Schéma de la nouvelle alimentation pour four à courant continu

Les convertisseurs continu-continu (DC/DC) fonctionnent à puissance constante. La consigne de courant des convertisseurs est définie par  $I = P_{ref}/V_{arc}$ . Grâce à une fréquence de commutation élevée, cette alimentation possède une large bande passante et permet d'alimenter l'arc à puissance constante hormis lors des phases de court-circuit [24]. Ainsi les puissances active et réactive absorbées sur le réseau sont sensiblement constantes et le flicker est fortement réduit.

Cette alimentation permet de supprimer le statocompensateur ainsi que les filtres anti-harmoniques associés. Du point de vue du four, la commande à puissance constante permet d'augmenter la puissance électrique transmise à l'arc et donc d'accroître la productivité du four de l'ordre de 6% [25].

## I.6 Conclusion

Les sidérurgistes cherchent à améliorer leur procédé. Cela implique :

- Une meilleure gestion des enfournements en sélectionnant les matières premières
- L'utilisation optimale des énergies fossiles
- L'amélioration des technologies liées au four

Cependant, la rentabilité d'un four à arc dépend de sa productivité. Ainsi, les puissances électriques installées tendent à croître. Parallèlement, les fours à arc sont installés sur des réseaux de puissance de court-circuit toujours plus modeste. Par conséquent, les perturbations engendrées par les fours à arc doivent être réduites

La figure suivante présente le diagramme énergétique en unité réduite pour différentes alimentations d'un four à arc.

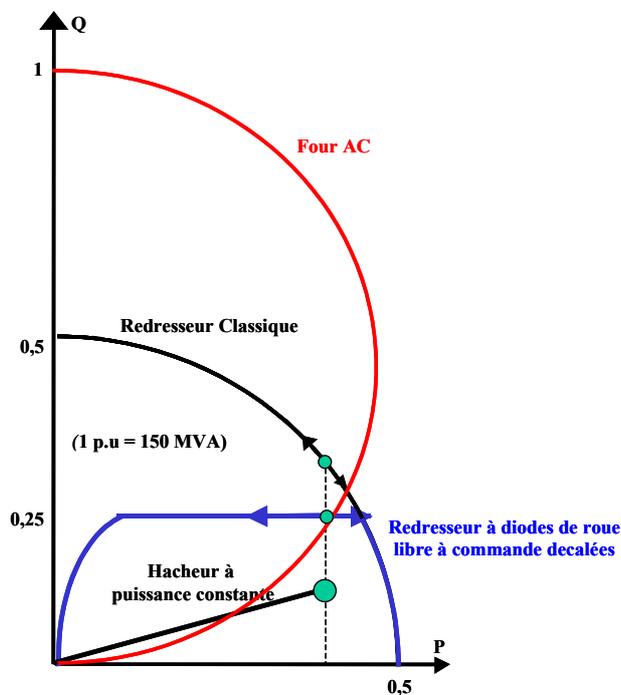
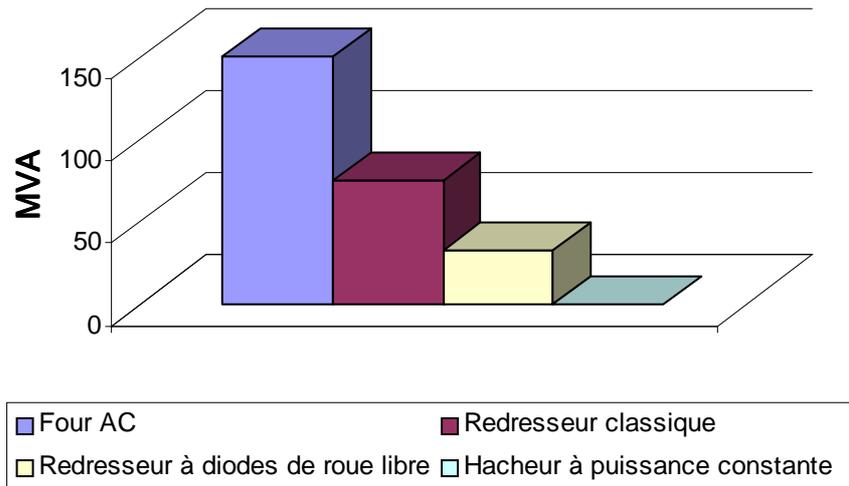


Figure I-31 : Points de fonctionnement dans le plan PQ pour différentes alimentations

Plus le dispositif d'alimentation du four à arc est rustique, comme dans le cas d'un four à courant alternatif, plus les systèmes de dépollution doivent être performants et complexes à concevoir. En d'autres termes, moins l'alimentation est chère plus les systèmes de dépollution sont coûteux.

Le dimensionnement du statocompensateur raccordé au PCC est représenté figure I-32 pour les différents alimentations d'un four à arc alimenté par un transformateur de 75MVA.



**Figure I-32 : Dimensionnement du statocompensateur pour différentes alimentations**

Malgré les avantages offerts par l'alimentation avec hacheurs à puissance constante les perspectives de diffusion de cette nouvelle alimentation sont très limitées à cause du marché restreint du four à arc à courant continu.

Les fours à courant continu souffrent d'un entretien coûteux de la cuve et des électrodes de sole. Lors du changement des électrodes de soles, l'arrêt du four entraîne une perte de production non négligeable. Pour le sidérurgiste, le four à arc à courant alternatif présente un avantage indéniable du fait de sa rusticité : trois électrodes en graphite et pas d'électrodes de sole. Le sidérurgiste préfère alors payer à côté un statocompensateur volumineux et avoir un four dont l'entretien est minimal. Aujourd'hui, l'utilisation d'un four à arc à courant continu ne peut se justifier que pour des équipements de nouveaux sites où le réseau électrique présente une faible puissance de court-circuit.

En revanche, le marché des fours à courant alternatif est nettement plus étendu (dans le monde, 90% des fours à arc sont alternatifs) et de nombreux sites sont à rénover dans le but d'augmenter les capacités de production d'acier électrique. Cette augmentation de production des fours existants ne pourra se faire qu'au travers d'une alimentation électronique de puissance garantissant la qualité de l'énergie électrique.



# CHAPITRE II

## Evaluation des performances d'une alimentation de four à arc à courant alternatif

### II.1 Campagne de mesures

Comment nous l'avons dit dans le chapitre précédent, lors des phases de forage et de fusion, le fonctionnement d'un four à arc est caractérisé par des fortes variations d'amplitude de la tension d'arc.

Une campagne de mesures réalisée sur une installation industrielle située en Allemagne a permis d'étudier l'impact de ces variations sur les performances d'une alimentation pour un four à arc à courant alternatif.

#### II.1.1 Caractéristique du site industriel

La société dans laquelle nous avons effectué la campagne de mesure est une industrie sidérurgique leader en Allemagne de la production des aciers renforcés. Son installation comprend deux fours à arc à courant alternatif de 90 tonnes chacun, deux fours poches et une coulée continue utilisée pour la production des ronds à béton (125 mm<sup>2</sup> de section).

Cette société produit plus de 1,6 millions de tonnes d'acier par an ; chaque four effectue plus de 10000 coulées par an, ce qui représente en moyenne 32 coulées par jour avec un temps moyen de fusion (tap to tap time) d'environ 45 minutes.

Le schéma de l'alimentation électrique des fours est présenté à la Figure II-1.

Les fours à arc sont alimentés, à partir de la moyenne tension (20 kV), par un transformateur à régleur en charge, couplé en triangle-triangle. Le four EAF1 est alimenté par un transformateur de 74 MVA, le four EAF2 est alimenté par un transformateur de 75 MVA et dispose d'une réactance supplémentaire réglable ( $X_{II}$ ) de 12 MVA qui est insérée en série avec le transformateur. Pour compenser les fluctuations de la puissance réactive, un statocompensateur de 85MVA, associé à un circuit de filtrage, est installé sur le 20 kV.

Les fours sont équipés de lances à charbon et à oxygène contrôlées à distance et d'un système de mesure qui permet de connaître en temps réel la température du bain et l'état du processus de fusion pendant le fonctionnement du four [26].

Chaque électrode est munie d'un système de régulation de position appelé EMPERE [27] (Equipment for the Measurement of Electric Parameters and Regulation of Electrodes).

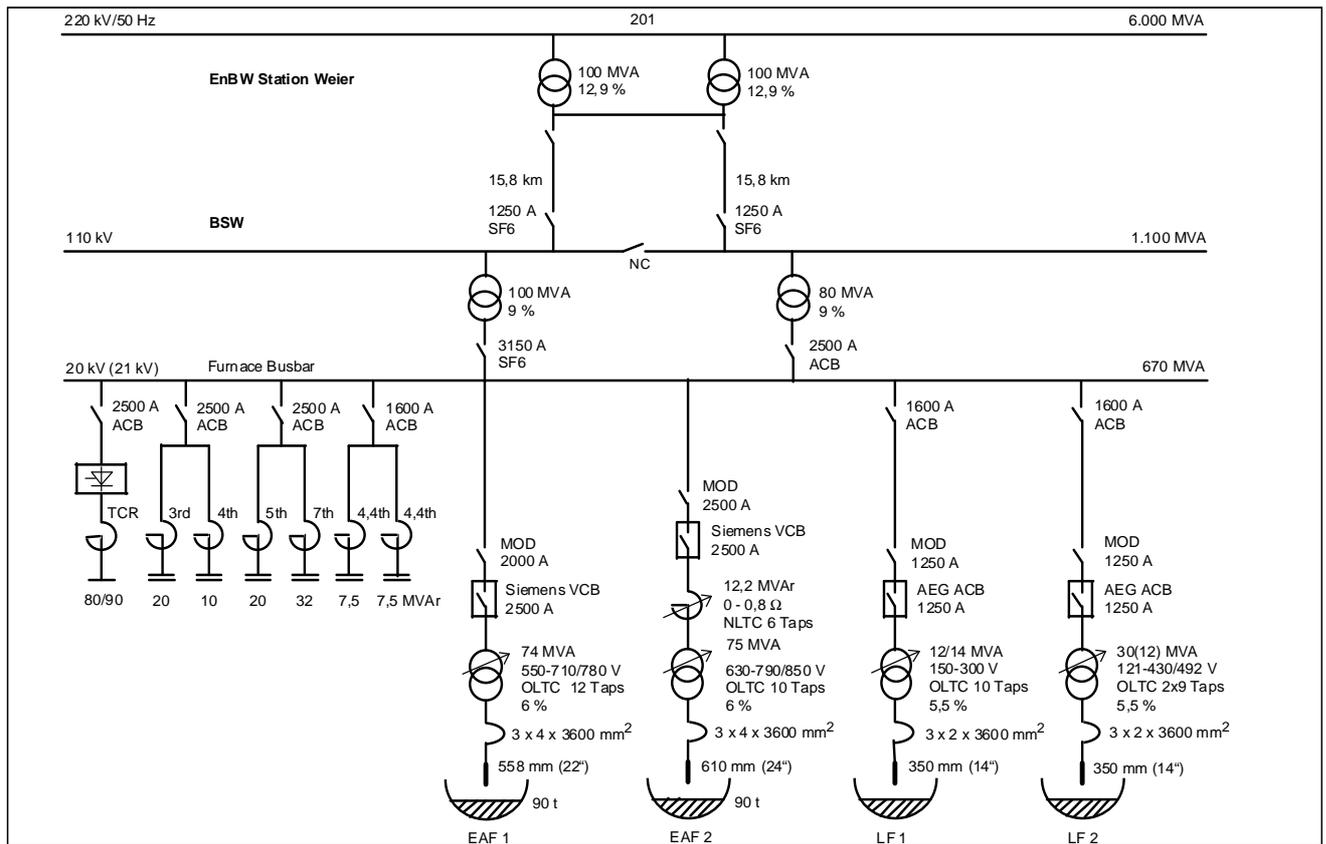


Figure II-1: Schéma électrique unifilaire de l'alimentation des fours à arc

Ce système, à partir des mesures de tension et courant, effectuées au secondaire et au primaire du transformateur du four, permet différentes stratégies de contrôle, (tension d'arc constante, résistance d'arc constante ou puissance d'arc constante). Le schéma de principe de la régulation de position des électrodes est représenté figure II-2.

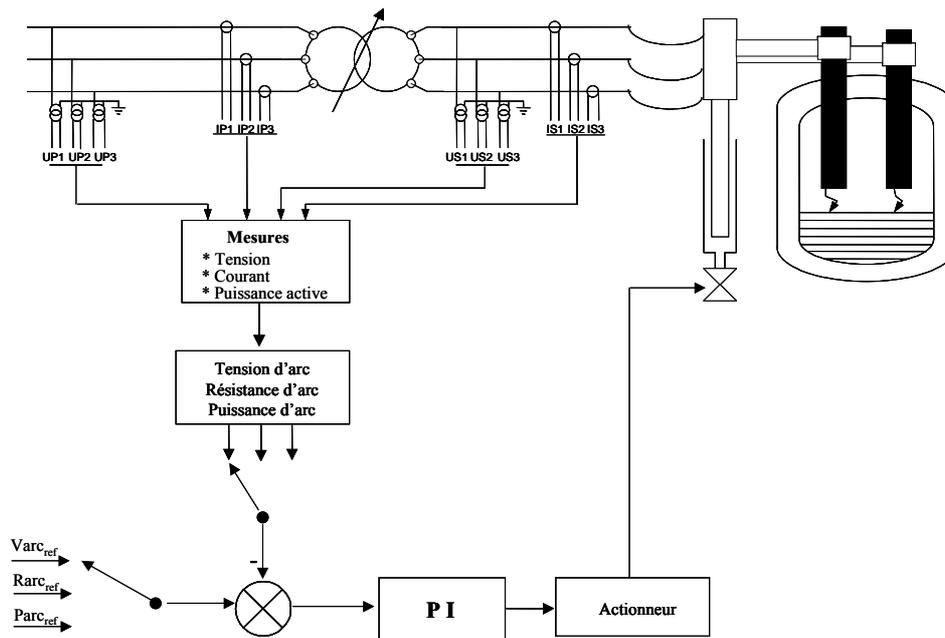


Figure II-2: Schéma de principe de la régulation de position des électrodes

La Figure II-3 présente une photo du four à arc à courant alternatif EAF2 pendant le chargement du deuxième panier.

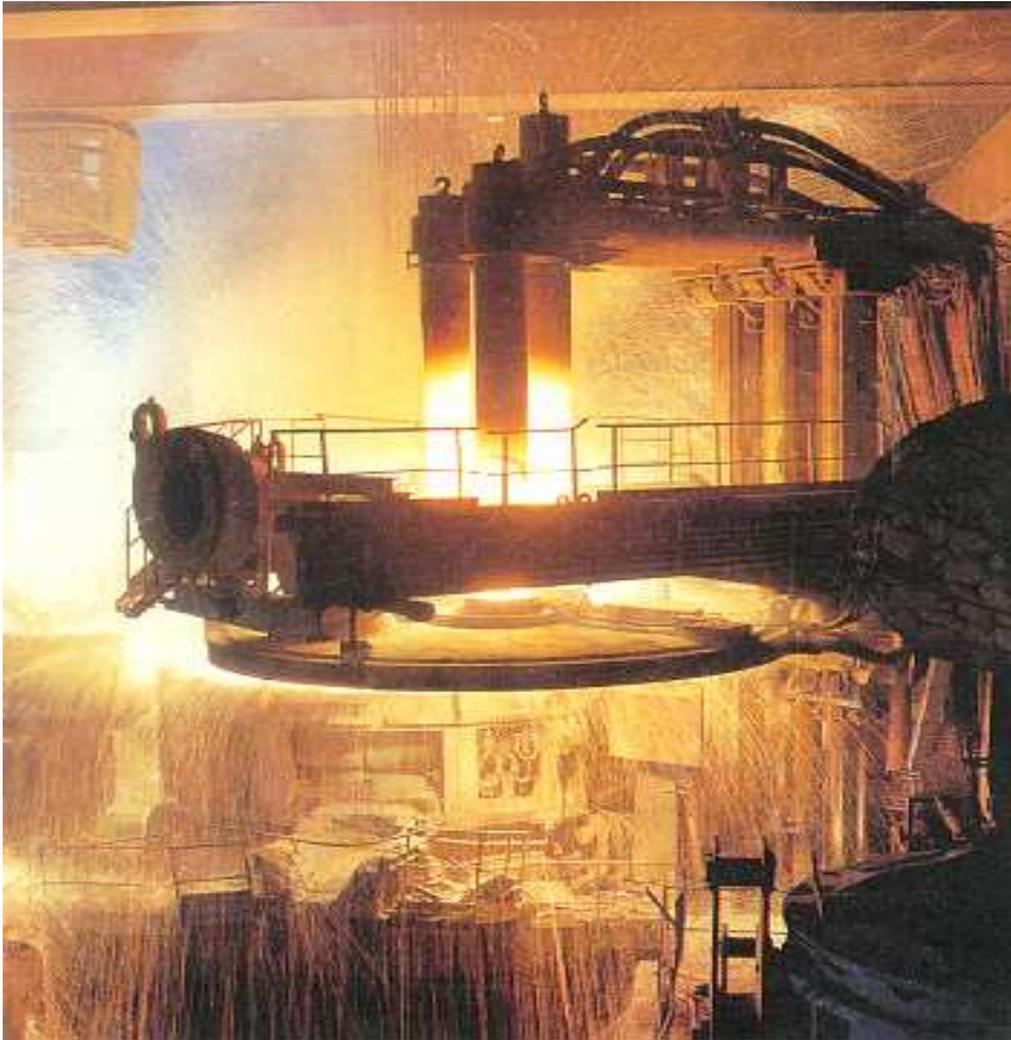


Figure I-3: Four à arc à courant alternatif EAF2

## II.1.2 Description de la campagne de mesures

Nous avons réalisé, en juin 2004, une campagne de mesures sur les transformateurs des fours EAF1 et EAF2.

Pendant plusieurs cycles de fusion (tap to tap time), les courants et les tensions, pour chaque phase, ont été mesurés au primaire et au secondaire de chaque transformateur.

La figure II-4a et II-4b présente le schéma utilisé pour les mesures effectuées au primaire et au secondaire de chaque transformateur :  $Z_{FS}$  représente l'impédance des câbles qui relient les électrodes au secondaire du transformateur du four, et  $Z_{TF}$  représente l'impédance du transformateur du four.

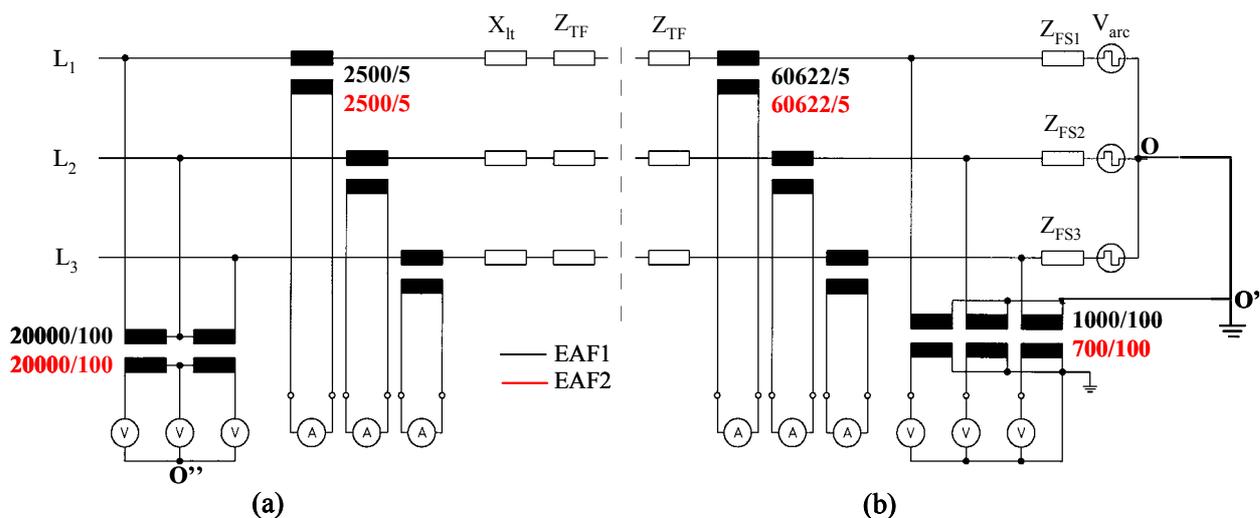


Figure II-4 : (a) Schéma utilisé pour les mesures effectuées au primaire du transformateur  
 (b) Schéma utilisé pour les mesures effectuées au secondaire du transformateur

Le tableau II-1 spécifie les valeurs de l'impédance  $Z_{FS}$ . Ces valeurs proviennent de mesures réalisées par l'exploitant du four avec  $V_{arc} = 0$ .

$Z_{FS}=R+jX$	EAF1		EAF2	
	R [mΩ]	X [mΩ]	R [mΩ]	X [mΩ]
$Z_{FS1}$	0,246	2,90	0,329	2,72
$Z_{FS2}$	0,584	2,81	0,457	2,58
$Z_{FS3}$	0,343	2,71	0,2640	2,62

Tableau II-1 : Valeurs de l'impédance  $Z_{FS}$

Pour les mesures effectuées au secondaire du transformateur du four (figure II-4b), il est important de noter qu'à cause des courants élevés circulant au secondaire du transformateur, le circuit de mesure est soumis à des champs magnétiques qui peuvent perturber la mesure. Par rapport aux mesures de tension, les mesures de courant ne posent aucun problème à condition que la valeur limite de courant imposée par les transformateurs de mesure ne soit pas dépassée.

L'acquisition des données a été réalisée à l'aide de la centrale d'acquisition DAQBOOCK/260.

Les valeurs de tension et de courant, ont été échantillonnées et enregistrées en temps réel sur l'ordinateur, pendant plusieurs cycles de fusion.

Compte tenu de la durée d'un cycle de fusion (environ 35 minutes), le taux d'échantillonnage a été programmé à 2000 échantillons par seconde pour chaque voie, ce qui correspond à 40 échantillons par voie pour une période de 20ms.

### II.1.3 Relevé et analyse des formes d'ondes

Plusieurs enregistrements ont été réalisés, nous ne présenterons ici que les mesures de tension et courant effectuées sur un tap to tap au secondaire du transformateur du four EAF2 (figure II-5). En effet le four EAF2, est plus intéressant car il est représentatif d'un four à arc "moderne", qui fonctionne avec des arcs longs et nécessite une inductance série en amont du transformateur du four.

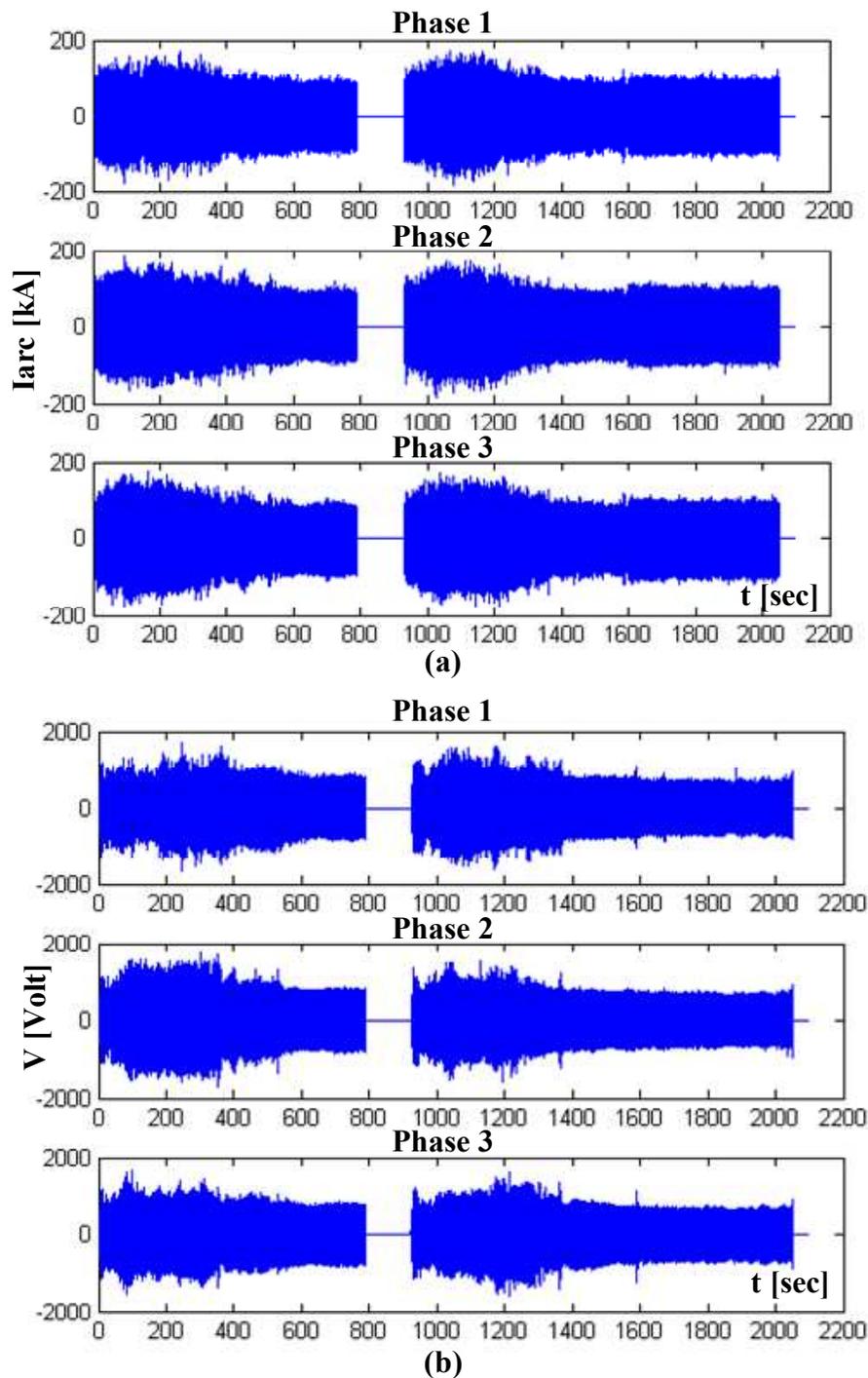


Figure II-5 : Formes d'ondes instantanées mesurées au secondaire du transformateur du four  
(a) : Mesures de courant ; (b) : Mesures de tension

Pour l'enregistrement présenté en Figure II-5, le tableau ci dessous spécifie pour chaque étape du cycle de fusion la durée, la position du régleur en charge du transformateur du four et la valeur de l'impédance  $Z_{TF2}$  du transformateur du four. La valeur de la réactance supplémentaire  $X_{It}$  est fixée à  $0.66 \Omega$  pendant tout le cycle de fusion.

Etape	Durée [mn]	Position du régleur en charge [Tap]	Tension composée au secondaire du transformateur (à vide) [Volt]	Valeur de l'impédance $Z_{TF2}$	
				$X_{TF2}$ [m $\Omega$ ]	$R_{TF2}$ [m $\Omega$ ]
1 Forage	1	Tap 7	690	0,045	0,84
2 Fusion (début)	8	Tap 16	903	0,05	0,76
3 Fusion (fin)	4,3	Tap 14	847	0,049	0,78
4 Chargement deuxième panier	2	Four hors tension			
5 Forage deuxième panier	0,6	Tap 7	690	0,045	0,84
6 Fusion deuxième panier (début)	5	Tap 16	903	0,05	0,76
7 Fusion deuxième panier (fin)	6,5	Tap 14	847	0,049	0,78
8 Affinage	7,7	Tap 10	757	0,047	0,8
9 Décrassage	2	Four hors tension			
10 Coulée	6				
11 Chargement premier panier	2				

Tableau II-2: Différentes étapes du cycle de fusion

Le circuit électrique équivalent présenté ci dessous représente l'ensemble alimentation et four (EAF2).

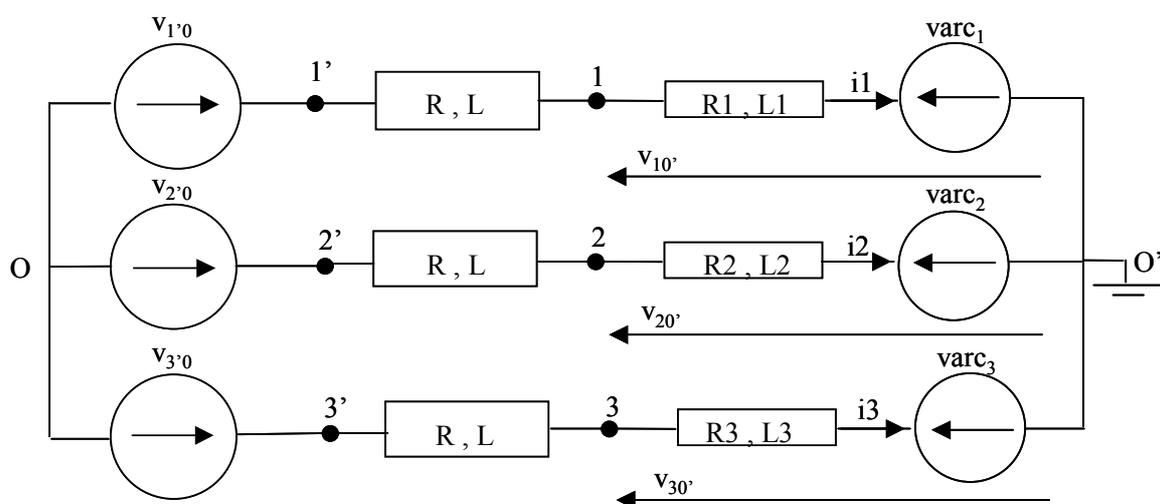


Figure II-6 : Circuit électrique de l'ensemble alimentation et four

Les tensions  $v_{i'0}$ , (avec  $i = 1, 2, 3$ ) indiquent les tensions nominales à vide au secondaire du transformateur du four, R et L représentent les résistances et les inductances depuis le réseau d'alimentation jusqu'au transformateur du four ramenées au secondaire,  $R_i$  et  $L_i$  représentent les résistances et les inductances des câbles qui relient les électrodes au secondaire du transformateur du four.

Les mesures de tension ( $v_{i0'}$ ) et de courant ( $i_i$ ), au secondaire du transformateur, permettent de calculer les tensions d'arc. La Figure II-7 montre les tensions d'arc calculées à l'aide de l'équation II-1, ainsi que les étapes de fonctionnement spécifiées dans le tableau II-2 :

$$v_{arc_i}(t) = v_{i0'}(t) - R_i i_i(t) - L_i \frac{di_i}{dt} \quad (II-1)$$

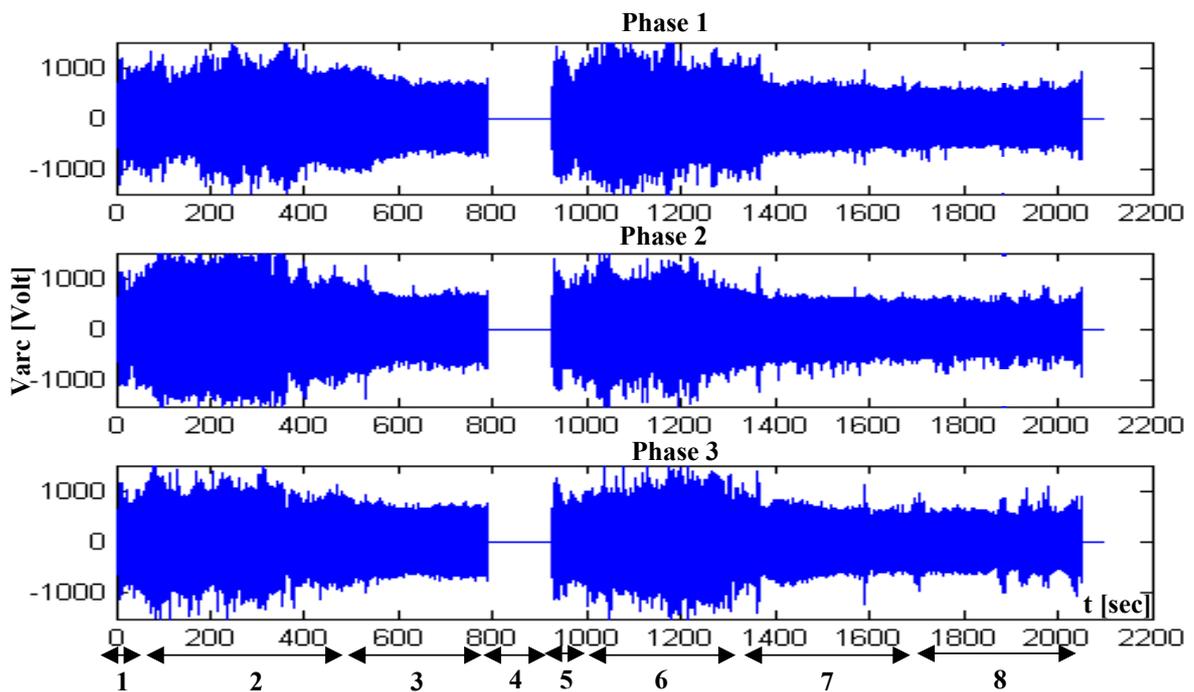
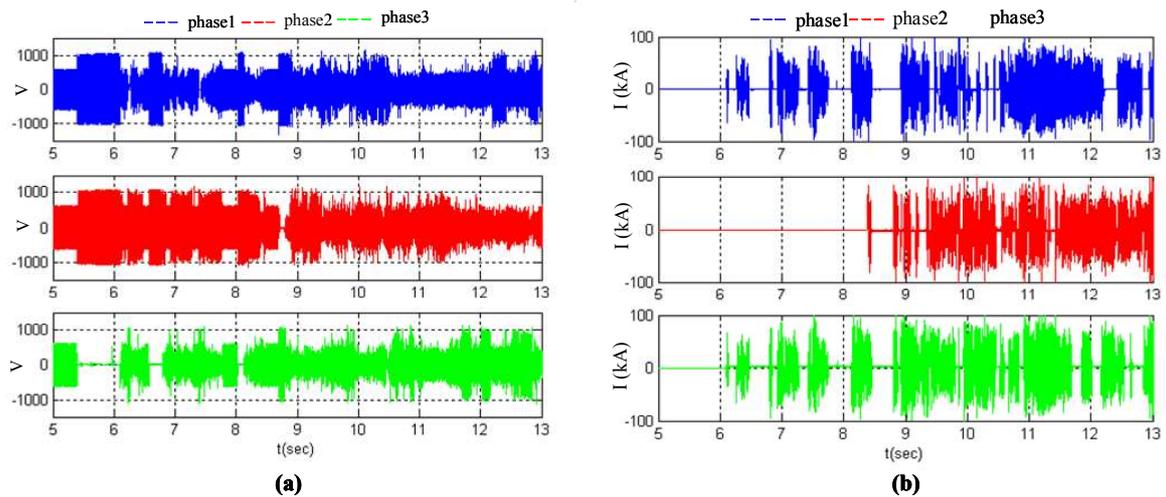


Figure II-7: Valeur instantanée de la tension d'arc et étapes de fonctionnement spécifiées dans le tableau II-2

Les Figures II-8 et II-9 présentent les tensions et les courants d'arc pendant le forage et l'affinage.

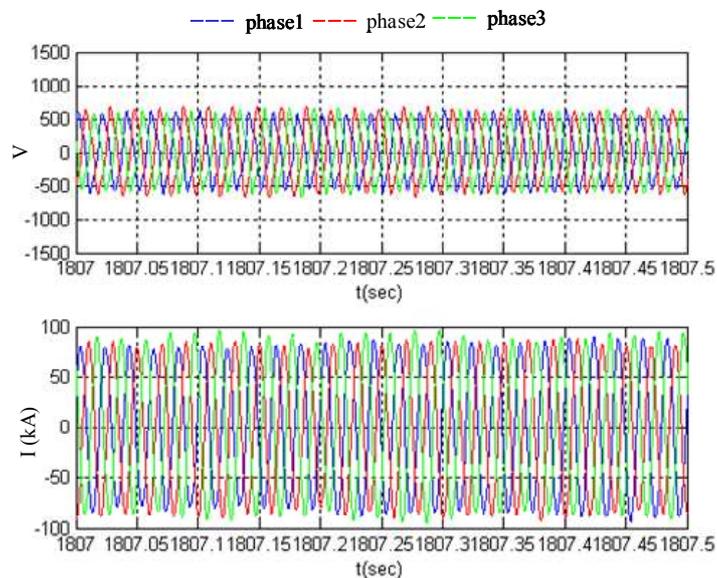


**Figure II-8: Valeurs instantanées des tensions et courants pendant la phase de forage.**

**(a) : Tensions d'arc ; (b) : Courants d'arc**

Les relevés expérimentaux montrent bien que la phase de forage est caractérisée par des variations importantes de la tension d'arc pouvant aller du court circuit jusqu'à l'extinction d'arc.

En phase d'affinage, appelée aussi bain plat car les ferrailles sont complètement fondues, une distance électrode-bain plus faible et moins fluctuante et une atmosphère plus chaude dans la cuve contribuent à rendre la tension et le courant d'arc plus stables.



**Figure II-9: Valeurs instantanées des tensions et courants d'arc pendant la phase d'affinage**

Un zoom effectué sur les courants et les tensions d'arc de la figure II-8, met en évidence les étapes nécessaires pour amorcer les arcs.

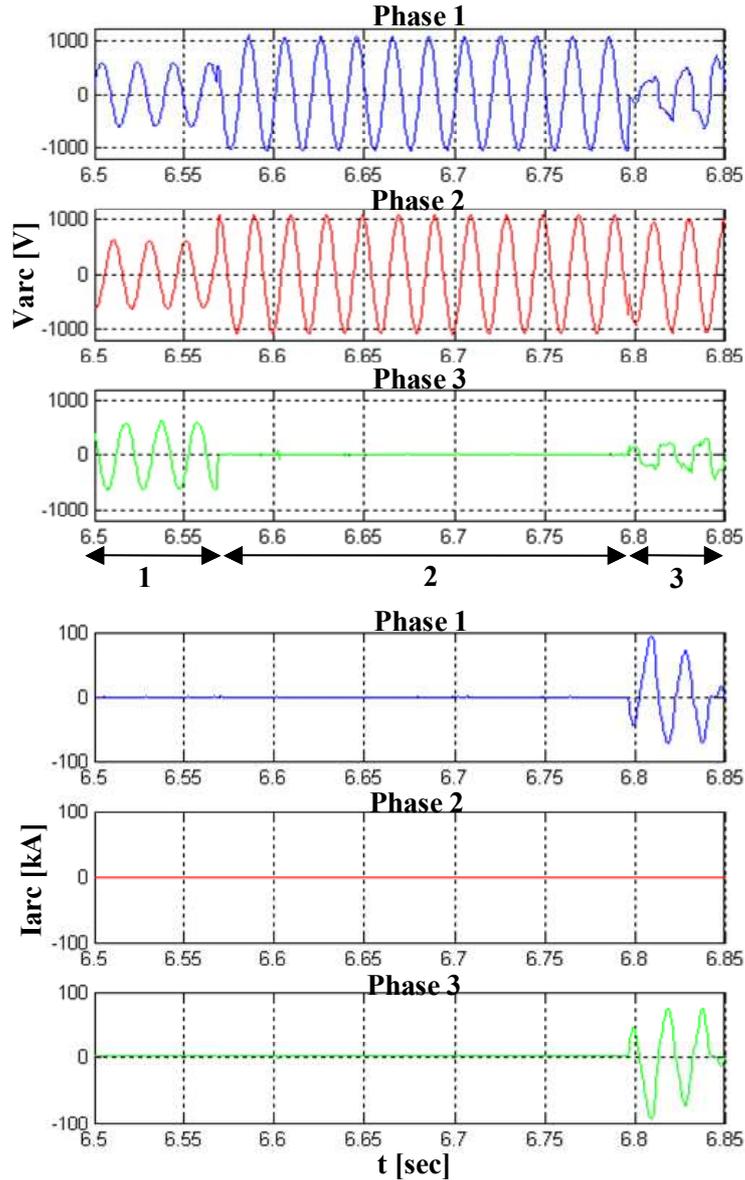


Figure II-10 : Zoom effectué sur les tensions et les courants d'arc représentés en figure II-8

Etape 1 : les électrodes sont éloignées des ferrailles, aucun arc n'est amorcé, les courants et les tensions d'arc, dans chaque phase, sont tels que : (voir le circuit électrique représenté en figure II-6).

$$i_i = 0, v_{00'} = 0, \text{varc}_i = v_{i'0} \quad (\text{II-2})$$

Etape 2 : l'électrode de la phase 3 descend jusqu'au contact des ferrailles. Toutefois, le courant ne peut s'établir que lorsque deux électrodes viennent au contact des ferrailles ; les tensions d'arc, sur chaque phase, sont telles que :

$$\text{varc}_3 = 0, v_{00'} = -v_{3'0}, \text{varc}_{i=1,2} = v_{i'0} - v_{3'0}, \quad (\text{II-3})$$

Etape 3 : l'électrode de la phase 1 descend jusqu'au contact des ferrailles.

Une fois le courant établi, les électrodes sont remontés et les tensions d'arc dépendent alors de la régulation de position des électrodes.

Les figures II-11 et II-12 présentent le diagramme de Fresnel des tensions d'arc respectivement pendant les étapes 1 et 2.

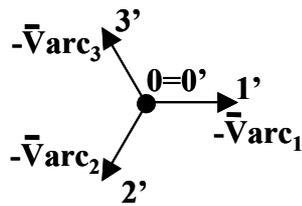


Figure II-11: Diagramme de Fresnel des tensions d'arc (Etape 1)

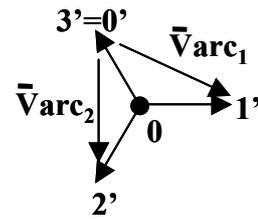


Figure II-12: Diagramme de Fresnel des tensions d'arc (Etape 2)

Les équations II-2 et II-3 montrent que lorsque l'arc s'éteint, les tensions d'arc sont imposées par l'alimentation et leur valeur dépend de l'amplitude de la composante homopolaire  $v_{00}$  et de la tension d'alimentation  $v_{i'0}$ .

### II.1.3.1 Etude des variations des tensions d'arc

Pendant le fonctionnement d'un four à arc, lorsque l'arc est établi, les tensions d'arc présentent des fortes variations d'amplitude. La figure II-13 montre pour une des phases l'allure de la tension et du courant d'arc en début de forage.

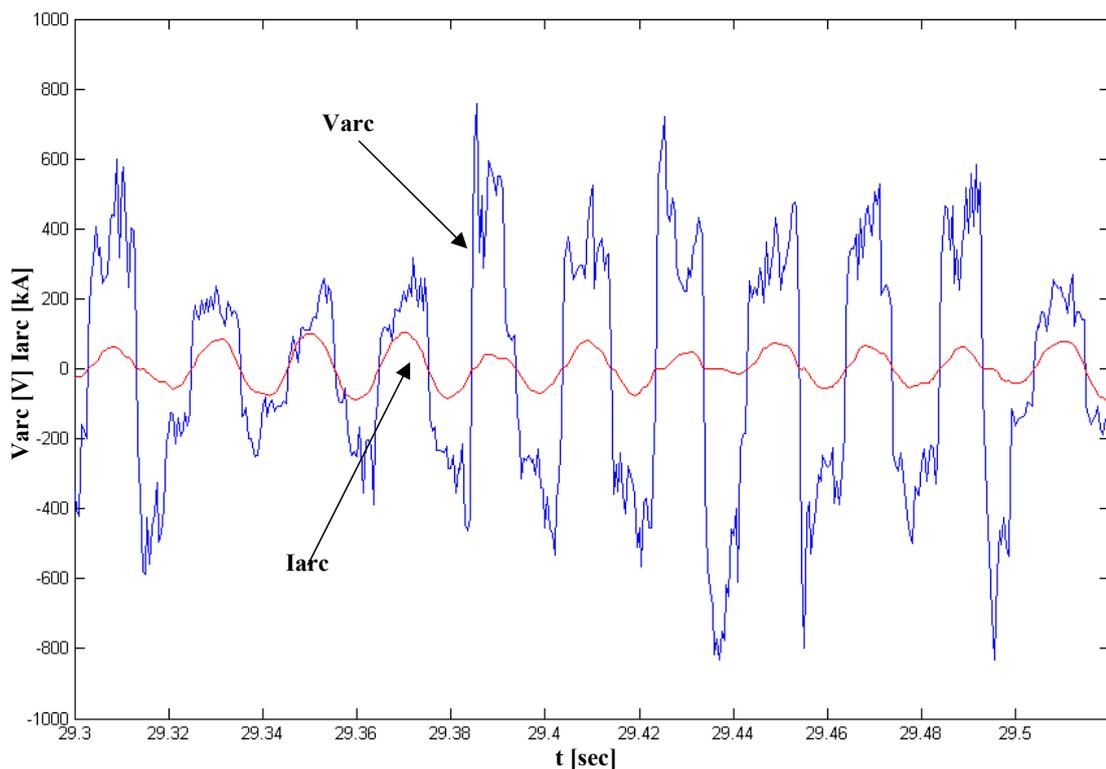


Figure II-13 : Formes d'ondes instantanées mesurées en début de forage  
Tension d'arc (courbe en bleu) ; Courant d'arc (courbe en rouge)

Trois types de perturbations peuvent être mis en évidence :

- Une perturbation basse fréquence ( $f < f_{\text{réseau}}$ ) qui est essentiellement causée par le mouvement de la ferraille mais aussi par les vibrations des potences porte-électrodes excitée par des effets électromagnétiques. Cette perturbation provoque des variations d'amplitude de la tension d'arc. Ces variations souvent très différentes sur chaque phase, entraînent un déséquilibre des courants de ligne.
- Une perturbation haute fréquence ( $f > f_{\text{réseau}}$ ) qui est causée par un mouvement continu du pied de l'arc et qui se traduit, par une fluctuation rapide de la tension d'arc qui a la forme caractéristique de pics de dents de scie (voir figure II-14). Dans les phases de forage et de fusion le pied de l'arc se déplace de façon continue [28]. Cependant, le point d'accrochage de l'arc reste pratiquement fixe pendant toute la durée de l'allongement de l'arc sous l'effet des forces électromagnétiques. Lorsque la tension d'arc dépasse la valeur de tension d'amorçage, relative à un autre morceau de ferraille, un nouveau point d'accrochage est créé, le pied de l'arc alors se déplace et la tension d'arc chute brutalement.

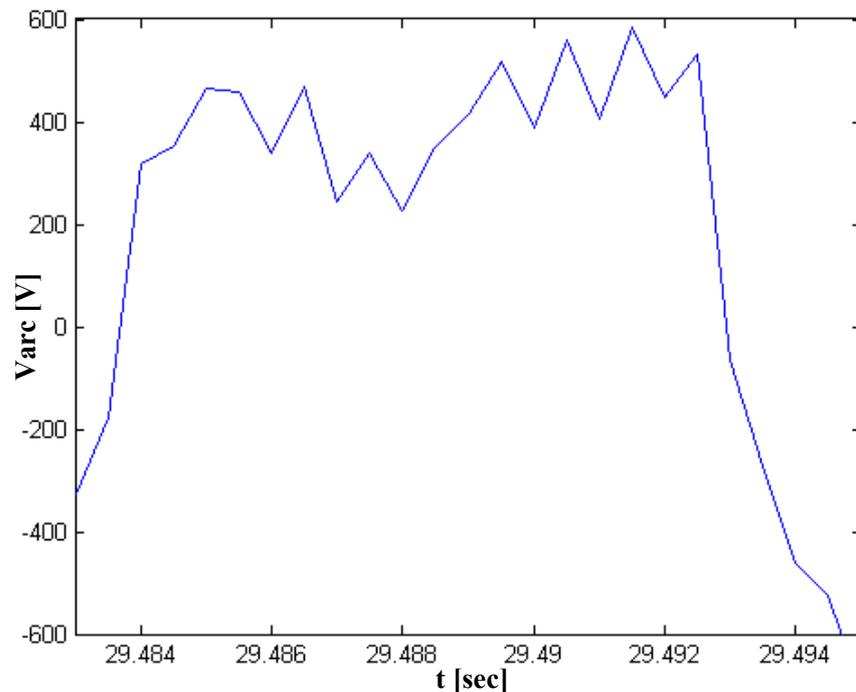


Figure II-14: Zoom de la figure II-13 perturbation haute fréquence

- Une perturbation à l'échelle d'une période réseau ( $f \approx f_{\text{réseau}}$ ) qui est causée par la nature alternative de l'alimentation. Cette perturbation provoque une conduction discontinue au niveau du courant d'arc (voir figure II-13).

La campagne de mesures a permis de mettre en évidence la nature de ces variations.

### II.1.3.1.1 Problèmes liés au mouvement de la ferraille

Comme nous l'avons dit précédemment, la ferraille perturbe les tensions d'arc par ses mouvements et par son hétérogénéité physique. Cela provoque des fortes variations des tensions d'arc qui peuvent causer des extinctions d'arc, des court-circuits et un déséquilibre des courants de ligne. Ces effets sont très marqués en début de fusion puis leur importance décroît au fur et à mesure de l'avancement de la fusion.

#### Extinction d'arc

Les nombreuses interruptions de fonctionnement, présentées en début de la phase de forage (figure II-8b), sont essentiellement dues aux chutes des morceaux de ferraille qui commencent à fondre.

A cause de l'accroissement de la distance ferraille-électrode, la chute d'un morceau de ferraille fait augmenter la longueur de l'arc. Si la longueur d'arc, devient telle que la tension d'arc dépasse la tension maximale que peut délivrer l'alimentation, l'arc s'éteint.

Ces phénomènes sont accompagnés de l'annulation du courant sur le réseau et entraînent donc une variation brusque des puissances active et réactive.

La figure II-15 présente une extinction d'arc en début de phase de forage.

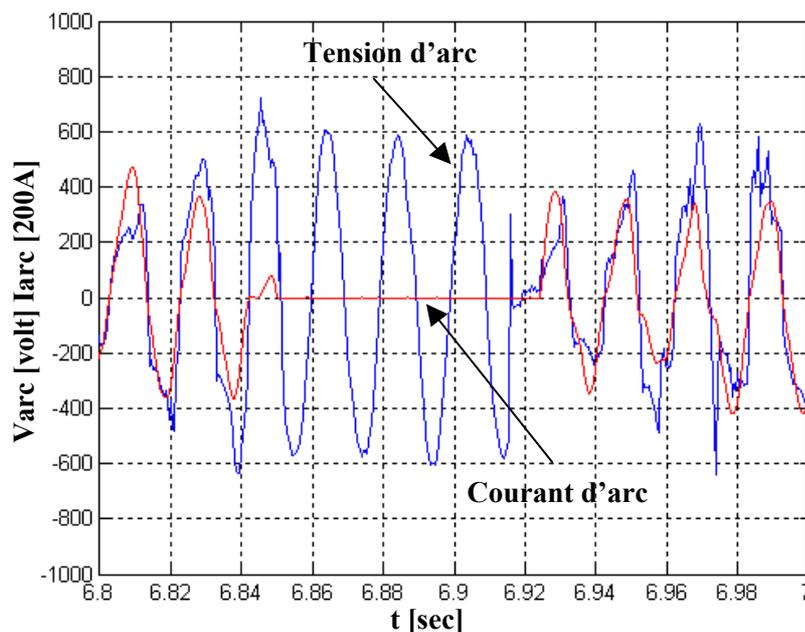


Figure II-15: Extinction d'arc

#### Court-circuit

La chute de morceaux de ferraille à l'intérieur du four peut aussi entraîner une mise en court circuit électrode-ferraille (court circuit sur une phase) ou inter-électrodes (court circuit sur plusieurs phases). Les courts-circuits de type électrode-ferraille sont assez fréquents, surtout dans les phases de forage et de fusion, alors que le court-circuit triphasé est extrêmement rare. D'ailleurs, nous n'avons jamais observé ce type de court-circuit pendant toute la campagne de mesures.

Quel que soit le type du court-circuit, sa durée est de plusieurs périodes réseaux, le courant d'arc généralement dépasse sa valeur nominale et la tension d'arc s'établit autour de 100 volt crête.

Dans ces séquences la puissance électrique fournie à l'arc tend vers zéro.

La Figure II-16 montre un court circuit électrode- ferraille qui se produit vers la fin de la phase de forage.

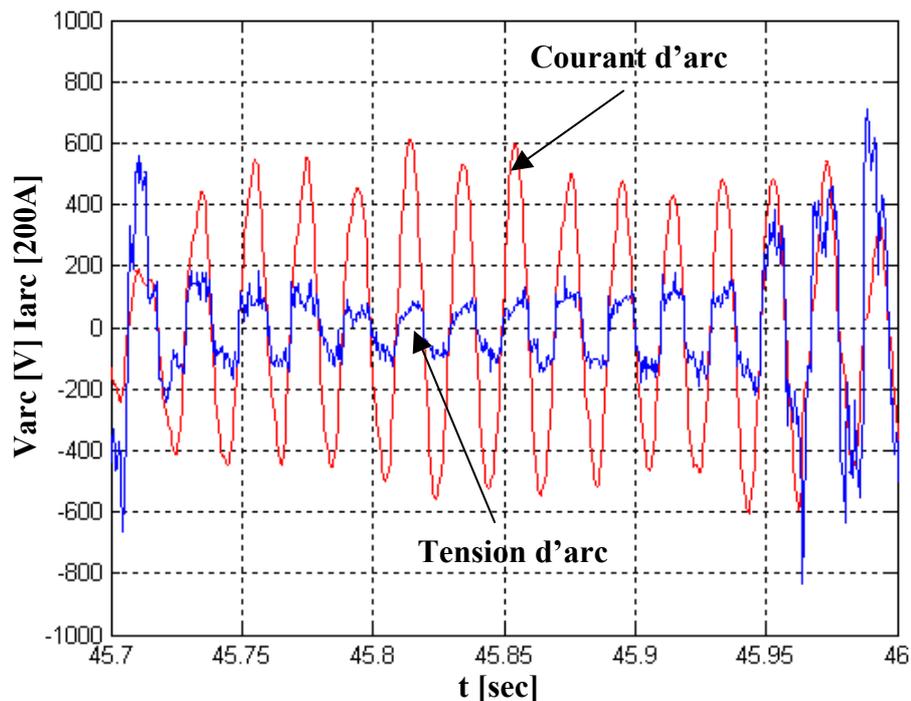


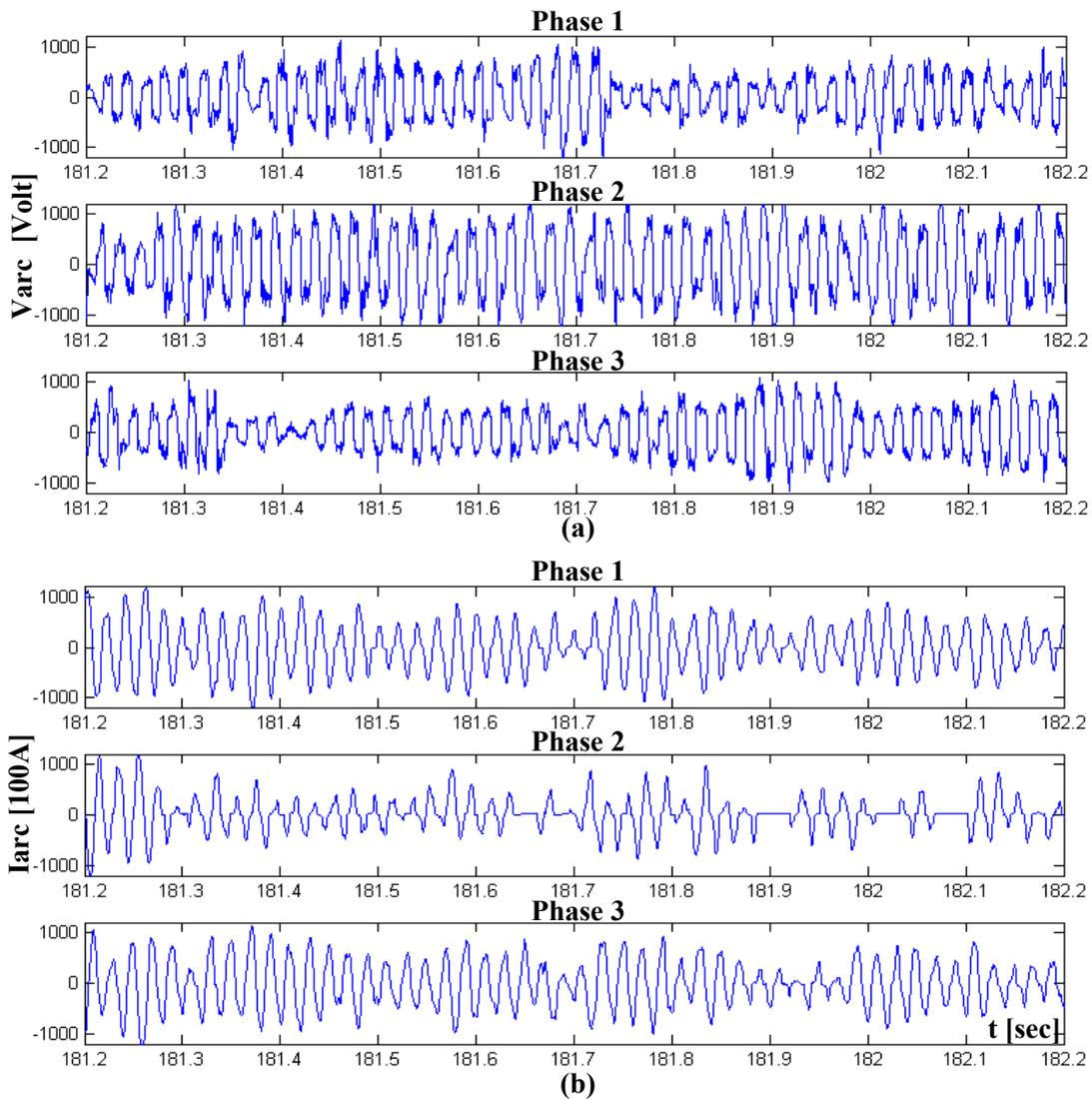
Figure II-16 Court-circuit

### Déséquilibre des tensions d'arc et des courants de ligne

L'étude des formes d'ondes instantanées, présentées dans les paragraphes précédents, a mis en évidence que le régime de fonctionnement d'un four à arc est dans la plupart des cas déséquilibré ; par exemple, avant la présence d'un arc le courant s'établit lorsque deux électrodes viennent au contact de la charge (figure II-10), de même pendant la fusion, une chute de ferraille peut causer un court-circuit partiel sur une électrode (figure II-16).

C'est lors des phases de forage et de fusion que le fonctionnement déséquilibré du four est le plus important. La figure II-17 présente les formes d'ondes des tensions et des courants d'arc mesurées pendant la phase de fusion des ferrailles.

Les tensions d'arc (figure II-17a) présentent des variations d'amplitude différentes, cela entraîne donc un déséquilibre des courants de ligne (figure II-17b). Comme nous le verrons (paragraphe II.1.4.2), le régime de fonctionnement déséquilibré du four entraîne des variations de puissance active et réactive sur le réseau. Ces variations limitent le transfert d'énergie électrique entre l'alimentation et le four et provoquent des fluctuations de la valeur efficace de la tension au PCC qui sont à l'origine du flicker.



**Figure II-17 : Formes d'ondes instantanées mesurée en début de fusion**  
**(a): Tension d'arc ; (b) : Courant d'arc**

### II.1.3.1.2 Interactions entre les arcs électriques et l'alimentation

L'alimentation d'un four à arc à courant alternatif perturbe aussi le fonctionnement des arcs électriques.

A cause de la nature alternative de l'alimentation, il existe, à chaque passage par zéro du courant, un phénomène d'extinction et de réamorçage de l'arc. Ce phénomène très marqué dans les phases de forage et en début de fusion affecte la stabilité de l'arc.

La Figure II-18 met en évidence qu'à chaque alternance du courant, des extinctions d'arc de durée plus au moins importante apparaissent. Ce phénomène, accompagné par l'annulation du courant, affecte la durée de conduction et l'amplitude du courant. De plus, le mauvais facteur de forme du courant limite la puissance active transmise à la ferraille à fondre.

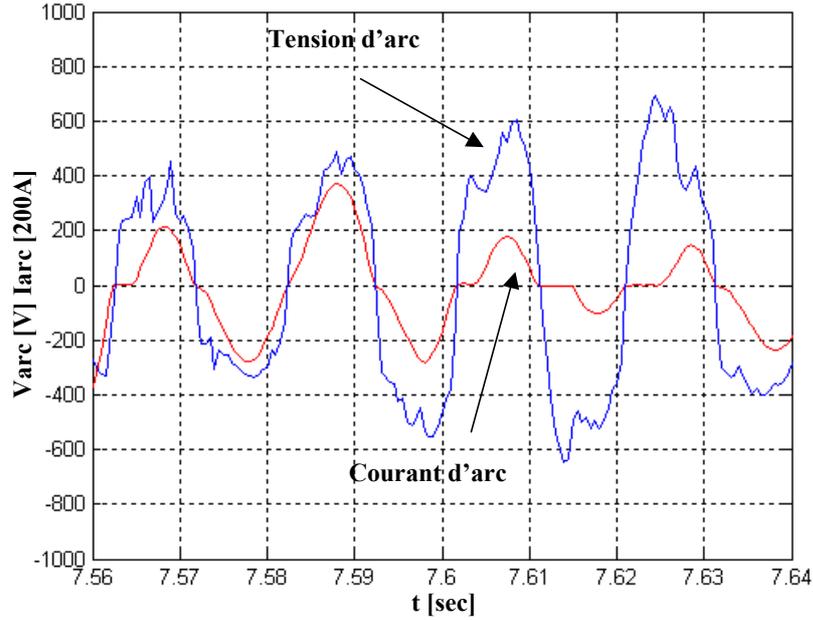


Figure II-18: Extinctions d'arc de brève durée sur une phase

Pour justifier la conduction discontinue au niveau de l'arc, il est nécessaire de prendre en compte les interactions entre les arcs électriques et l'alimentation. A cet effet nous considérons, dans un premier temps, le circuit électrique monophasé équivalent représenté en figure II-19. Ce circuit est obtenu à partir du circuit triphasé représenté en figure II-6.

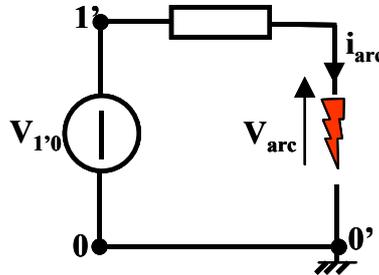


Figure II-19: Circuit d'alimentation monophasé d'une décharge

La caractéristique V-I de l'arc représenté, pour une longueur d'arc donnée, en figure II-20 est décrite par les équations II-4 et II-5 [29 et 30].

$$i_{arc} \neq 0 \quad v_{arc}(t) = \frac{l}{S \cdot \sigma} \cdot i_{arc}(t) \quad (II-4a)$$

$$\tau \frac{d\sigma}{dt} = \frac{K}{S} |i_{arc}(t)| + \frac{K'}{S^2} i_{arc}^2(t) - \sigma \quad (II-4b)$$

$$v_{arc}(t) = v_{1'0}(t) \quad (II-5a)$$

$$i_{arc} \approx 0 \text{ et } v_{arc}(t) < V_{am}$$

$$\tau \frac{d\sigma}{dt} = -\sigma \quad (II-5b)$$

Où  $\sigma$  est la conductivité du gaz,  $\tau$  la constante de temps de recombinaison,  $l$  la longueur d'arc  $S$  la section de la décharge et  $V_{am}$  la tension de réamorçage de la décharge.  $K$  et  $K'$  sont deux constantes.

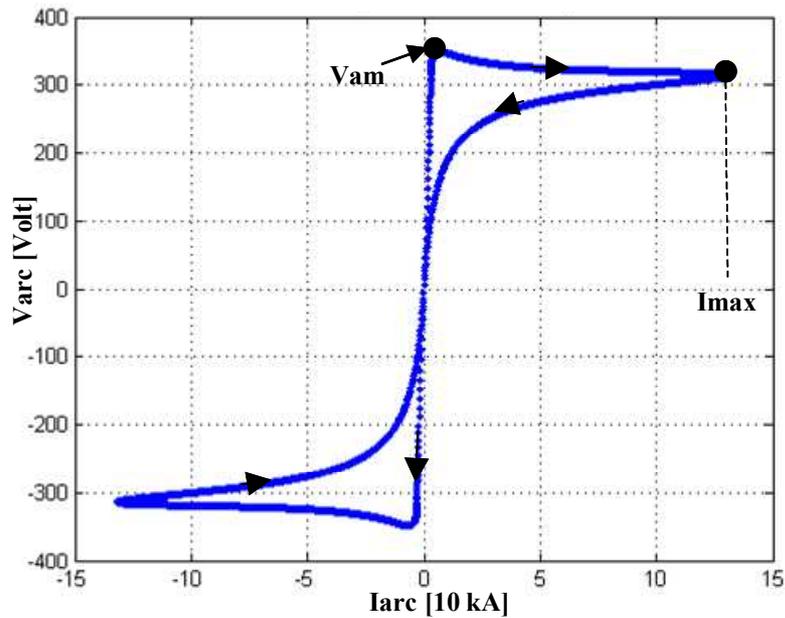


Figure II-20: Caractéristique V-I d'un arc électrique pour une longueur d'arc donnée

La figure II-20 montre qu'une fois l'arc éteint ( $i_{\text{arc}} \approx 0$ ), le courant d'arc reste nul jusqu'à ce que la tension d'arc dépasse la tension  $V_{\text{am}}$ . Pendant toute cette période la tension d'arc est imposée par l'alimentation ( $v_{\text{arc}} = v_{1'0}$ ), qui joue un rôle crucial dans la détermination de l'instant de réamorçage de l'arc.

La détermination des conditions qui conduisent à un réamorçage rapide de l'arc, et donc permettent un fonctionnement de l'arc électrique plus stable présente un grand intérêt pour les sidérurgistes. L'équation II-5b met en évidence que pendant le temps où le courant d'arc est nul la conductivité  $\sigma$  du gaz décroît exponentiellement comme décrit dans l'équation II-6.

$$\sigma(t) = \sigma_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (\text{II-6})$$

Si le courant n'est pas rétabli rapidement, le gaz est alors déionisé ( $\sigma \rightarrow 0$ ) et seulement la descente de l'électrode au contact avec la ferraille peut permettre de rétablir le courant et réamorcer l'arc (figure II-21).

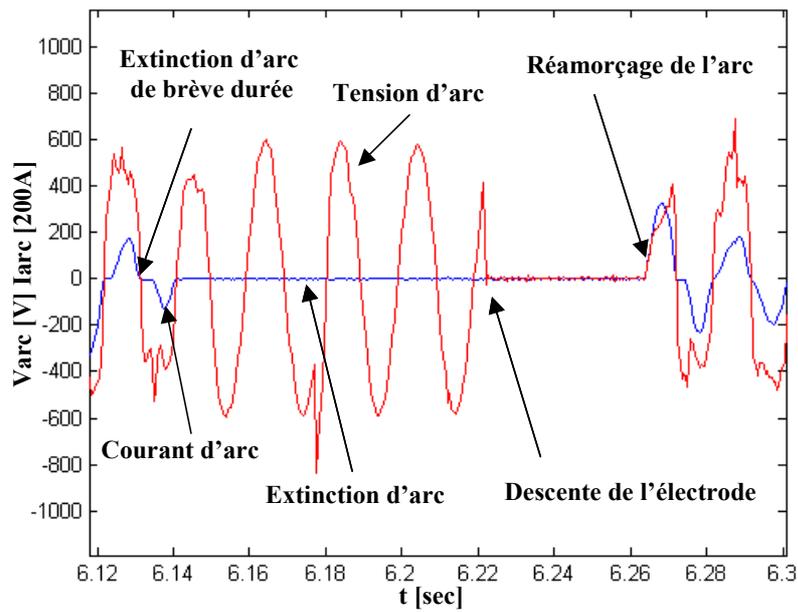


Figure II-21: Rupture d'arc et réamorçage par descente de l'électrode

Il est évident qu'une valeur plus élevée de la tension d'alimentation lors du passage par zéro du courant, permet un réamorçage de l'arc plus rapide. La solution couramment utilisée par les sidérurgistes consiste à insérer en série avec le transformateur du four une réactance supplémentaire. Ceci est illustré par deux exemples présentés respectivement en Figure II-22 et Figure II-23.

La figure II-22 présente une extinction d'arc de brève durée. La tension d'alimentation à l'instant  $t_0$  est inférieure à la tension  $V_{am}$  jusqu'à l'instant  $t_1$  à partir duquel l'arc se réamorce.

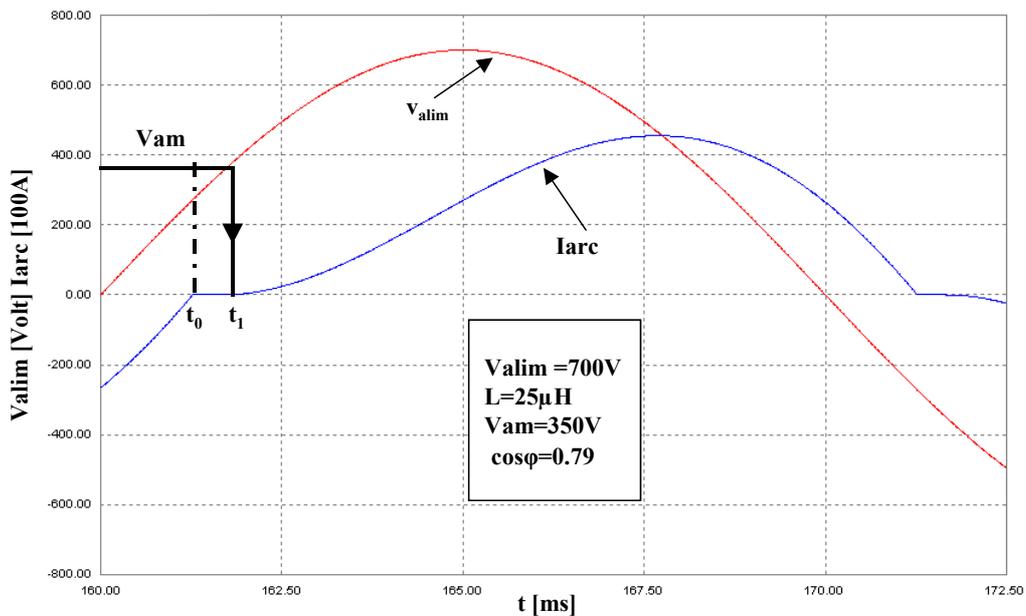


Figure II-22: Exemple d'extinction d'arc de brève durée

Dans le cas de la figure II-23, un déphasage plus important entre le courant d'arc et la tension d'alimentation, dû à l'insertion d'une réactance supplémentaire, permet, à l'instant  $t_0$ , de disposer d'une valeur de la tension d'alimentation supérieure à la tension d'amorçage de la décharge  $V_{am}$ . Pour éviter une diminution de la puissance active transmise à l'arc, la tension d'alimentation est augmentée de 50 V.

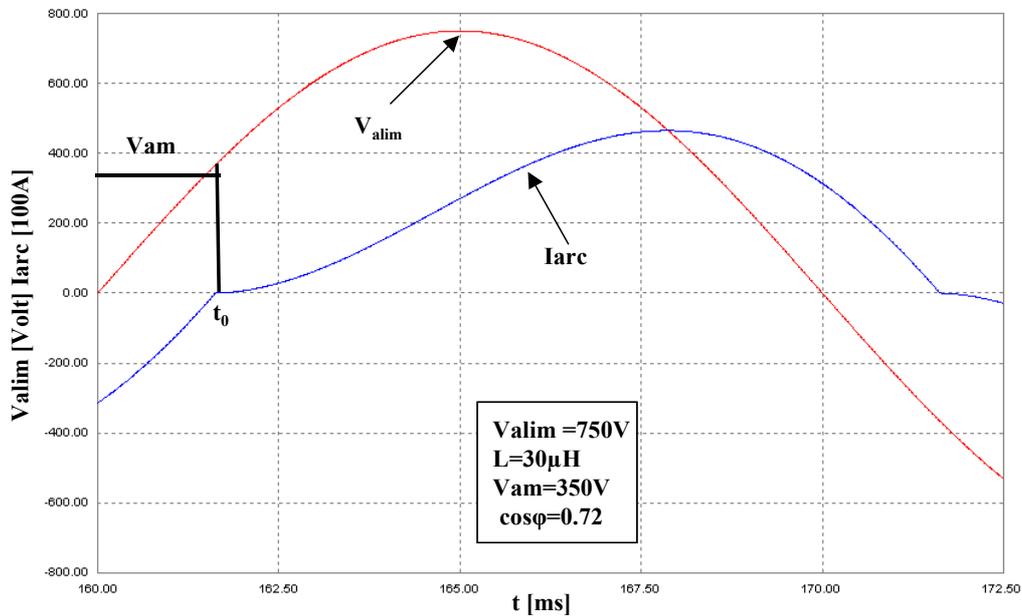


Figure II-23: Exemple de fonctionnement plus stable de l'arc

Cependant les figures II-22 et II-23 mettent en évidence qu'un fonctionnement plus stable de l'arc n'est pas envisageable avec un facteur de puissance élevé. Il faut donc trouver un compromis. Par exemple dans le cas du four étudié  $X_{lt} = 6\%$  et  $\cos\phi = 0,75$ .

### Analyse du phénomène dans un circuit triphasé

Si l'on considère le circuit triphasé de la figure II-6, lorsque l'arc est éteint l'équation II-5a devient:

$$v_{arci}(t) = v_{i'0'} = v_{00'}(t) + v_{i'0'}(t) \quad (II-7)$$

L'instant de réamorçage de l'arc peut être déterminé à partir de l'équation suivante

$$\begin{aligned} \{v_{00'}(t) + v_{i'0'}(t)\} > C \cdot l_{am} + 40 \\ t < 4 \cdot \tau \end{aligned} \quad (II-8)$$

$l_{am}$  étant la longueur d'arc correspondante à la tension  $V_{am}$  définie par l'équation II-9 [31]

$$l_{am} = \frac{V_{am} - 40}{C} \quad (II-9)$$

$C=11,5$  V/cm étant une constante.

L'équation II-8 met en évidence que l'instant d'amorçage de l'arc dépend de la valeur instantanée de la tension d'alimentation  $v_{i'0'}$ , de la valeur instantanée de la composante homopolaire  $v_{00'}$ , de la distance  $l_{am}$  entre l'électrode et le morceau de ferraille plus proche de celle ci et de la constante de temps  $\tau$  de recombinaison.

La figure II-24 présente le phénomène d'extinction et de réamorçage de l'arc relevé expérimentalement.

Au passage par zéro du courant l'arc s'éteint, il se réamorce lorsque la valeur de la tension  $v_{10}$  dépasse la tension  $V_{am}$  ( $V_{am}=600V$ ). Pendant toute cette période le courant est égal à zéro et la tension d'arc est égale à la tension  $v_{10}$  (conformément à l'équation II-7).

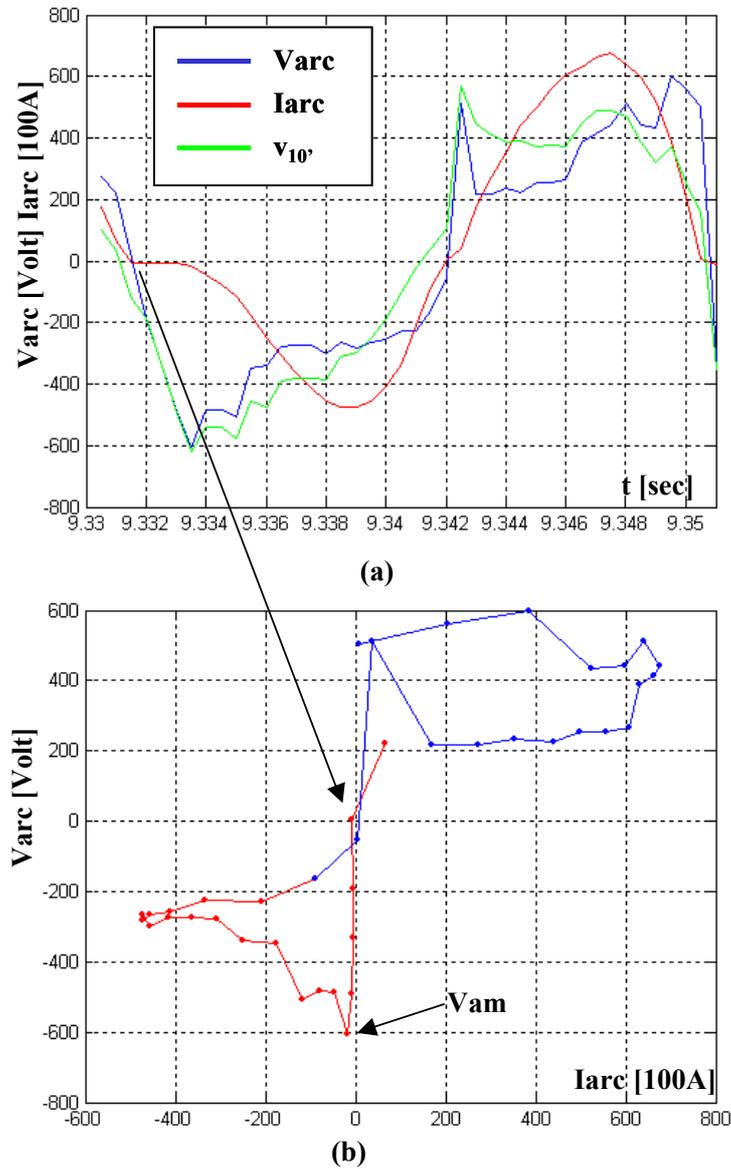


Figure II-24: Phénomène d'extinction et de réamorçage de l'arc (expérimentation)

(a) : Formes d'ondes de tension et courant ; (b) : Caractéristique V-I de l'arc

## II.1.4 Analyse de l'impact énergétique des variations de la tension d'arc

L'étude des formes d'ondes, présentées dans le paragraphe II.1.3.1, a mis en évidence que le fonctionnement du four est influencé d'une part par des phénomènes d'extinction et de réamorçage, générés à chaque alternance du courant, et d'autre part, par des fluctuations d'amplitude des tensions d'arc causées par les mouvements de la ferraille.

A cause de ces phénomènes, à chaque période, les paramètres tels que la valeur efficace de la tension et du courant d'arc, la résistance d'arc, la puissance transmise à l'arc, la puissance active et réactive et le facteur de puissance subissent des variations plus au moins importantes selon l'état de fusion des ferrailles.

Ces variations affectent les performances d'une alimentation pour four à arc. Une analyse énergétique, effectuée à chaque étape du cycle de fusion (forage, fusion, affinage), permet d'examiner l'impact de ces variations.

### II.1.4.1 Détermination des paramètres du four à arc

Les paramètres tels que la puissance active et la valeur efficace de la tension et du courant, peuvent être déterminées, à chaque période et pour chaque phase  $i$  ( $i=1,2,3$ ), directement à partir des échantillons de tension et de courant mesurés, à l'aide de la formule d'intégration numérique des trapèzes (II-10).

$$\frac{1}{T} \int x(t) dt \approx \frac{1}{2M} \sum_{n=1}^{M=40} [x(t_n) + x(t_{n+1})] \quad (\text{II-10})$$

$M$  étant le nombre d'échantillons,  $T$  la période,  $t_n = n \cdot T_{\text{éch}}$ , où  $T_{\text{éch}}$  représente la période d'échantillonnage. Les équations II-11 et II-12, permettent de calculer la puissance active appelée par le four et la puissance active transmise à la ferraille.

$$P_i = \frac{1}{2M} \sum_{n=1}^M [v_{io'}(t_n) \cdot i_i(t_n) + v_{io'}(t_{n+1}) \cdot i_i(t_{n+1})] \quad (\text{II-11})$$

$$P_{\text{arc}_i} = \frac{1}{2M} \sum_{n=1}^M [\text{var } c_i(t_n) \cdot i_i(t_n) + \text{var } c_i(t_{n+1}) \cdot i_i(t_{n+1})] \quad (\text{II-12})$$

Les expressions des valeurs efficaces au secondaire du transformateur du four EAF2  $V_{\text{eff}_i}$ ,  $I_{\text{eff}_i}$  et  $V_{\text{arceff}_i}$  sont données par les équations suivantes :

$$V_{\text{eff}_i} = \sqrt{\frac{1}{2M} \sum_{n=1}^M [v_{io'}(t_n)^2 + v_{io'}(t_{n+1})^2]} \quad (\text{II-13})$$

$$I_{\text{eff}_i} = \sqrt{\frac{1}{2M} \sum_{n=1}^M [i_i(t_n)^2 + i_i(t_{n+1})^2]} \quad (\text{II-14})$$

$$V_{\text{arceff}_i} = \sqrt{\frac{1}{2M} \sum_{n=1}^M [\text{var } c_i(t_n)^2 + \text{var } c_i(t_{n+1})^2]} \quad (\text{II-15})$$

La puissance apparente et le facteur de puissance sont donnés respectivement par les équations II-16, II-17 et II-18.

$$S_i = V_{\text{eff}_i} \cdot I_{\text{eff}_i} \quad (\text{II-16})$$

$$Fp_i = \frac{P_i}{S_i} \quad (\text{II-17})$$

Les sidérurgistes définissent généralement la résistance d'arc comme le rapport entre la puissance d'arc et la valeur efficace au carré du courant d'arc.

$$R_{arc_i} = \frac{P_{arc_i}}{I_{eff_i}^2} \quad (\text{II-18})$$

Cependant, certains paramètres tels que la puissance réactive et les composantes directe et inverse du courant sont définis pour un système sinusoïdal de tension et de courant.

Le régime de fonctionnement du four à arc n'étant pas sinusoïdal, une analyse harmonique des tensions et des courants s'impose pour déterminer ces paramètres.

Les équations II-19 et II-20 donnent, respectivement le développement en série de Fourier de la tension  $v_i(t)$  et du courant  $i_i(t)$ .

Les coefficients  $a_i$ ,  $b_i$ ,  $c_i$ , et  $d_i$  ont été calculées à chaque période et pendant tout le cycle de fusion à l'aide de l'algorithme DFT (Discret Fourier Transform) :

$$v_{i_o'}(t) = \sum_{n=1} a_i(n) \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + b_i(n) \sin\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \quad (\text{II-19})$$

$$i_i(t) = \sum_{n=1} c_i(n) \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + d_i(n) \sin\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \quad (\text{II-20})$$

$n$ , étant le rang des harmoniques.

Les valeurs des coefficients de Fourier sont utilisées pour calculer, pour chaque harmonique, la valeur efficace du courant appelée par le four.

$$I_{eff_i}(n) = \sqrt{\frac{c_i(n)^2 + d_i(n)^2}{2}} \quad (\text{II-21})$$

$$Q_i(n) = \frac{1}{2} [a_i(n) \cdot d_i(n) - b_i(n) \cdot c_i(n)] \quad (\text{II-22})$$

Certains auteurs [32] définissent la puissance réactive comme la somme de toutes les puissances réactives harmoniques. Dans la suite, la puissance réactive sera définie par les composantes fondamentales de tension et de courant ( $n=1$ ) ; la puissance réactive produite par les autres composantes sera intégrée dans l'expression de la puissance déformante  $D$  représentative de la présence des harmoniques.

$$D_i = \sqrt{S_i^2 - P_i^2 - Q_i(1)^2} \quad (\text{II-23})$$

L'expression du facteur de distorsion harmonique du courant est donnée par l'équation (II-24).

$$THD_i = \sqrt{\frac{I_{eff_i} - I_{eff_i}(1)}{I_{eff_i}(1)}} \quad (\text{II-24})$$

La valeur efficace de la composante directe du courant pour chaque rang d'harmonique a alors pour expression :

$$I_d(n) = \sqrt{\frac{\text{Im}(I_d)^2 + \text{Re}(I_d)^2}{2}} \quad (\text{II-25})$$

Les valeurs de  $R_d$  et  $X_d$  sont indiquées dans l'équation suivante :

$$\text{Re}(I_d) = \frac{1}{3} \left[ d_1(n) - \frac{1}{2} d_2(n) + \frac{\sqrt{3}}{2} c_2(n) - \frac{1}{2} d_3(n) + \frac{\sqrt{3}}{2} c_3(n) \right] \quad (\text{II-26})$$

$$\text{Im}(I_d) = \frac{1}{3} \left[ c_1(n) - \frac{1}{2}c_2(n) + \frac{\sqrt{3}}{2}d_2(n) - \frac{1}{2}c_3(n) - \frac{\sqrt{3}}{2}d_3(n) \right] \quad (\text{II-27})$$

De même, les équations (II-28), (II-29), et (II-30) permettent de calculer la valeur efficace de la composante inverse du courant

$$I_{inv}(n) = \sqrt{\frac{\text{Im}(I_{inv})^2 + \text{Re}(I_{inv})^2}{2}} \quad (\text{II-28})$$

$$\text{Re}(I_{inv}) = \frac{1}{3} \left[ d_1(n) - \frac{1}{2}d_2(n) + \frac{\sqrt{3}}{2}c_2(n) - \frac{1}{2}d_3(n) - \frac{\sqrt{3}}{2}c_3(n) \right] \quad (\text{II-29})$$

$$\text{Im}(I_{inv}) = \frac{1}{3} \left[ c_1(n) - \frac{1}{2}c_2(n) - \frac{\sqrt{3}}{2}d_2(n) - \frac{1}{2}c_3(n) + \frac{\sqrt{3}}{2}d_3(n) \right] \quad (\text{II-30})$$

Si la valeur de la puissance active (réactive) totale peut être calculée comme la somme des puissances actives (réactives) sur chaque phase (II-31 et II-32), le régime de fonctionnement déséquilibré du four à arc rend difficile la définition de certains paramètres tels que la puissance apparente totale et le facteur de puissance totale.

$$P_{ToT} = \sum_{i=1}^3 P_i \quad (\text{II-31})$$

$$Q_{ToT} = \sum_{i=1}^3 Q_i(n=1) \quad (\text{II-32})$$

Cependant, pour ces paramètres, plusieurs définitions existent [32], dans la suite la puissance apparente totale et le facteur de puissance totale seront définis respectivement par l'équation II-33 et II-34.

$$S_{ToT} = 3 \cdot \sqrt{\frac{1}{3}(V_{eff1}^2 + V_{eff2}^2 + V_{eff3}^2)} \cdot \sqrt{\frac{1}{3}(I_{eff1}^2 + I_{eff2}^2 + I_{eff3}^2)} \quad (\text{II-33})$$

$$Fp_{ToT} = \frac{Fp_1 + Fp_2 + Fp_3}{3} \quad (\text{II-34})$$

### II.1.4.2 Analyse énergétique

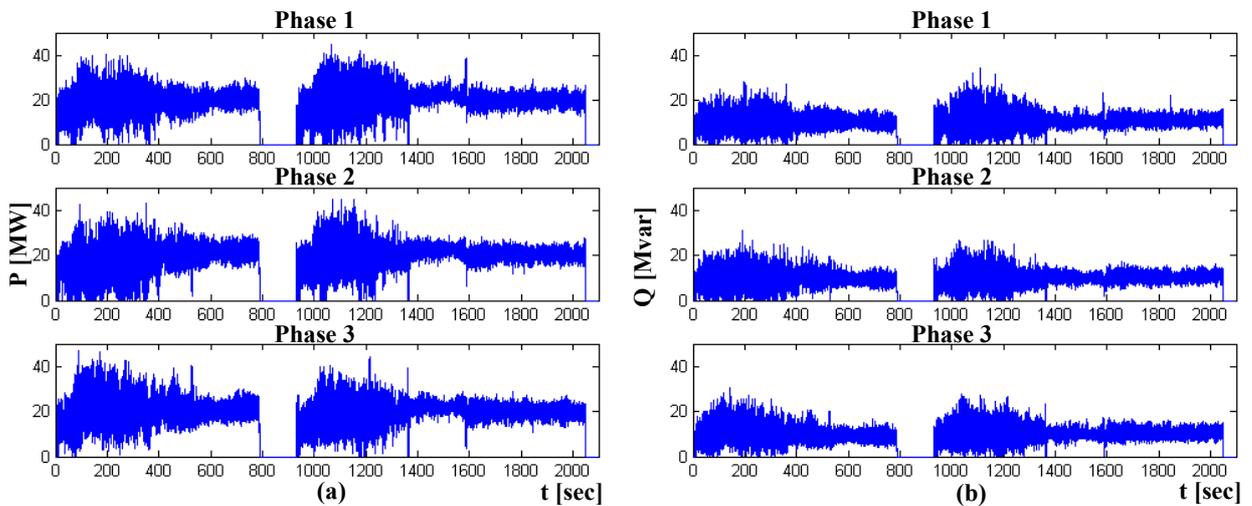
Il a été mis en évidence (paragraphe II.1.3.1.1) que le fonctionnement d'un four à arc est caractérisé par des fortes variations de la tension d'arc pouvant aller jusqu'à des court-circuits (figure II-16) ou des extinctions d'arc (figure II-15). Ces variations provoquent des fluctuations de puissance active et réactive qui sont à l'origine du flicker et ne permettent pas d'exploiter l'installation à sa puissance nominale.

Les équations II-17 et II-22 permettent de calculer, à chaque période, les valeurs de la puissance active et réactive au secondaire du transformateur du four ; ces valeurs, calculées sur un cycle de fonctionnement du four, sont représentées en Figure II-25.

La figure II-25b montre que les variations de la puissance réactive, calculées au secondaire du transformateur du four, sont bien plus faibles que les variations de puissance active. Cependant, à cause de la réactance  $X_{lt}$ , qui est en série avec le transformateur du four, les variations de la puissance réactive sur le réseau d'alimentation sont très importantes et peuvent atteindre le double de la puissance active (figure II-26b).

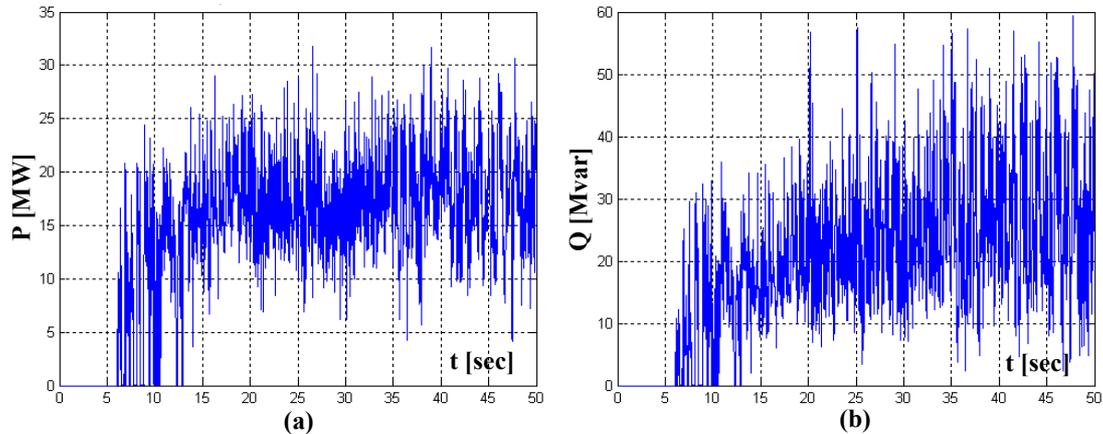
Le facteur de puissance de l'alimentation est alors mauvais et l'installation électrique en amont nécessite d'un surdimensionnement.

Par ailleurs les variations très basse fréquence de la puissance active et réactive sur le réseau d'alimentation sont à l'origine de l'effet de flicker (I.5.6.3).



**Figure II-25: Puissances actives et réactives calculées au secondaire du transformateur du four pendant tout le cycle de fusion. (a) : Puissance active ; (b) : Puissance réactive**

La figure II-26 présente les fluctuations de la puissance active et réactive sur une phase, calculée au primaire du transformateur du four (sur le 20 kV) pendant la phase de forage.



**Figure II-26: Puissance active et réactive mesurées sur la moyenne tension en amont de la réactance du transformateur du four pendant la phase de forage. (a) : Puissance active ; (b) : Puissance réactive**

La figure II-27 présente la puissance active transmise à l'arc, respectivement pendant les phases de forage, de fusion et d'affinage.

Comme nous l'avons dit précédemment, dans une alimentation de four à arc à courant alternatif, le réglage de la puissance électrique transmise à l'arc s'effectue uniquement par la régulation de positions des électrodes. Cette régulation n'est jamais parfaite car, pendant les phases de forage et de fusion, les variations de la tension d'arc sont beaucoup plus rapides que le temps de réponse du dispositif de contrôle de position de l'électrode, qui est généralement

de l'ordre de la seconde. En raison de la taille et du poids de l'électrode, il est impossible d'améliorer le dispositif de contrôle

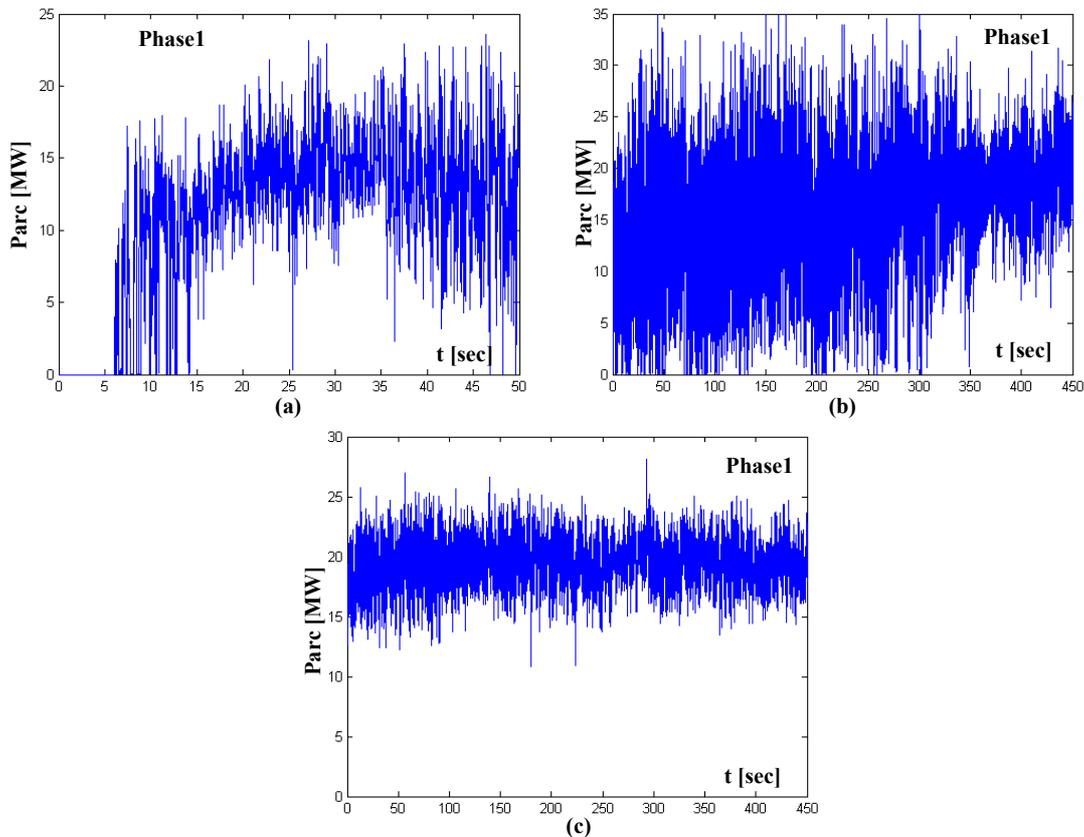


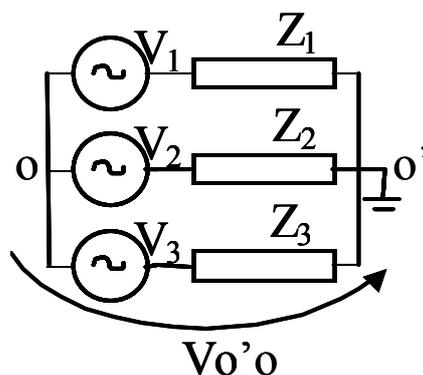
Figure II-27: Puissance active transmise à l'arc.

(a) : phase de forage ; (b) : phase de fusion, (c) phase d'affinage

La figure II-27a et II-27b montre que lors des phases de forage et de fusion, la puissance électrique transmise à l'arc n'est pas maintenue constante.

### Etude de l'influence du déséquilibre des tensions d'arc

Afin d'étudier les variations de la puissance active provoquées sur chaque phase par le régime de fonctionnement déséquilibré du four, nous allons considérer le circuit électrique présenté en figure II-28. Ce circuit est constitué de trois impédances  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$ , couplées en étoile et alimentées par un système équilibré direct de tensions notées  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$ .



**Figure II-28 : Impédances alimentées en étoile**

$V_{o'o}$  étant le potentiel du point neutre :

$$\bar{I}_i = \bar{Y}_i (\bar{V}_i - \bar{V}_{o'o}) \rightarrow i = 1,2,3 \quad (\text{II-35})$$

$$\sum_{i=1}^3 \bar{I}_i = 0 \quad (\text{II-36})$$

$$\bar{Y}_i = \frac{1}{Z_i} \quad (\text{II-37})$$

Les équations II-35 et II-36 permettent de calculer  $V_{o'o}$  :

$$\bar{V}_{o'o} = \frac{\sum_{i=1}^3 \bar{V}_i \bar{Y}_i}{\sum_{i=1}^3 \bar{Y}_i} \quad (\text{II-38})$$

Pour un système équilibré on obtient :

$$\begin{cases} \bar{Y}_i = \bar{Y} = \frac{1}{R + jX} \\ \bar{V}_{o'o} = 0 \\ \bar{I}_i = \bar{I} e q_i = \bar{Y}_i \bar{V}_i \end{cases} \quad (\text{II-39})$$

Supposons que suite à une perturbation l'admittance de la phase 3 devienne :

$$\bar{Y}_3 = \frac{1}{\rho_3 \cdot R + jX} \quad (\text{II-40})$$

Etant  $\rho_i = R_i/R$

Les courants, dans chaque phase, peuvent être calculés à l'aide de l'équation II-35

$$\begin{cases} \bar{I}_1 = \bar{V}_1 \bar{Y} - \bar{V}_{o'o} \bar{Y} = \bar{I} e q_1 - \Delta \bar{I} \\ \bar{I}_2 = \bar{V}_2 \bar{Y} - \bar{V}_{o'o} \bar{Y} = \bar{I} e q_2 - \Delta \bar{I} \\ \bar{I}_3 = \bar{V}_3 \bar{Y}_3 - \bar{V}_{o'o} \bar{Y}_3 = \bar{I} e q_3 + 2\Delta \bar{I} \end{cases} \quad (\text{II-41})$$

L'équation II-41 met en évidence que toute variations d'impédance sur une phase se répercute sur l'intensité du courant dans les trois phases.

La valeur  $\Delta I$ , de la variation du courant dépend directement de la valeur de  $V_{o'o}$ .

En posant :

$$\alpha = \frac{R}{X} \quad (\text{II-42})$$

on obtient :

$$\left| \frac{V_{o'o}}{V} \right| = \frac{\alpha(1-\rho)}{\sqrt{\alpha^2(1+2\rho)^2 + 9}} \quad (\text{II-43})$$

La tension  $V_{o'o}$  est d'autant plus petite, que  $\alpha$  est plus petit, quelque soit  $\rho_3$ .

Sachant que  $\alpha = 1/\text{tg}\varphi$  ; la variation  $\Delta I$  du courant, dans les phases 1 et 2, est d'autant plus faible que le facteur de puissance avant la perturbation est faible, c'est à dire que les arcs sont courts.

L'expression des puissances actives est donnée par les équations suivantes :

$$\frac{P_1}{P_{toteq}} = \frac{1}{1 + \alpha^2 \left(\frac{1+2\rho}{3}\right)^2} \times \frac{\alpha^2(1+\rho+\rho^2)+3+\sqrt{3}\alpha(1-\rho)}{9} \quad (\text{II-44})$$

$$\frac{P_2}{P_{toteq}} = \frac{1}{1 + \alpha^2 \left(\frac{1+2\rho}{3}\right)^2} \times \frac{\alpha^2(1+\rho+\rho^2)+3-\sqrt{3}\alpha(1-\rho)}{9} \quad (\text{II-45})$$

$$\frac{P_3}{P_{toteq}} = \frac{1}{1 + \alpha^2 \left(\frac{1+2\rho}{3}\right)^2} \times \frac{3\rho(\alpha^2+1)}{9} \quad (\text{II-46})$$

$$\frac{P_{tot}}{P_{toteq}} = \frac{P_1 + P_2 + P_3}{P_{toteq}} = \frac{1}{1 + \alpha^2 \left(\frac{1+2\rho}{3}\right)^2} \times \frac{(\alpha^2 + 2\rho\alpha^2 + 3)(2 + \rho)}{9} \quad (\text{II-47})$$

$P_{toteq}$  étant la puissance active totale dans le cas d'un système équilibré. Les équations II-44, II-45, II-46 et II-47 sont représentées en figure II-29 pour  $\alpha = 1$  ( $\cos\varphi = 0,707$ ).

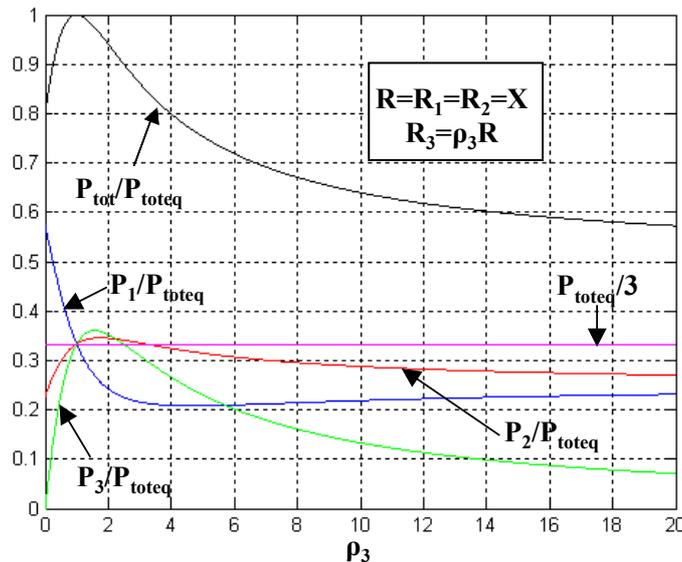
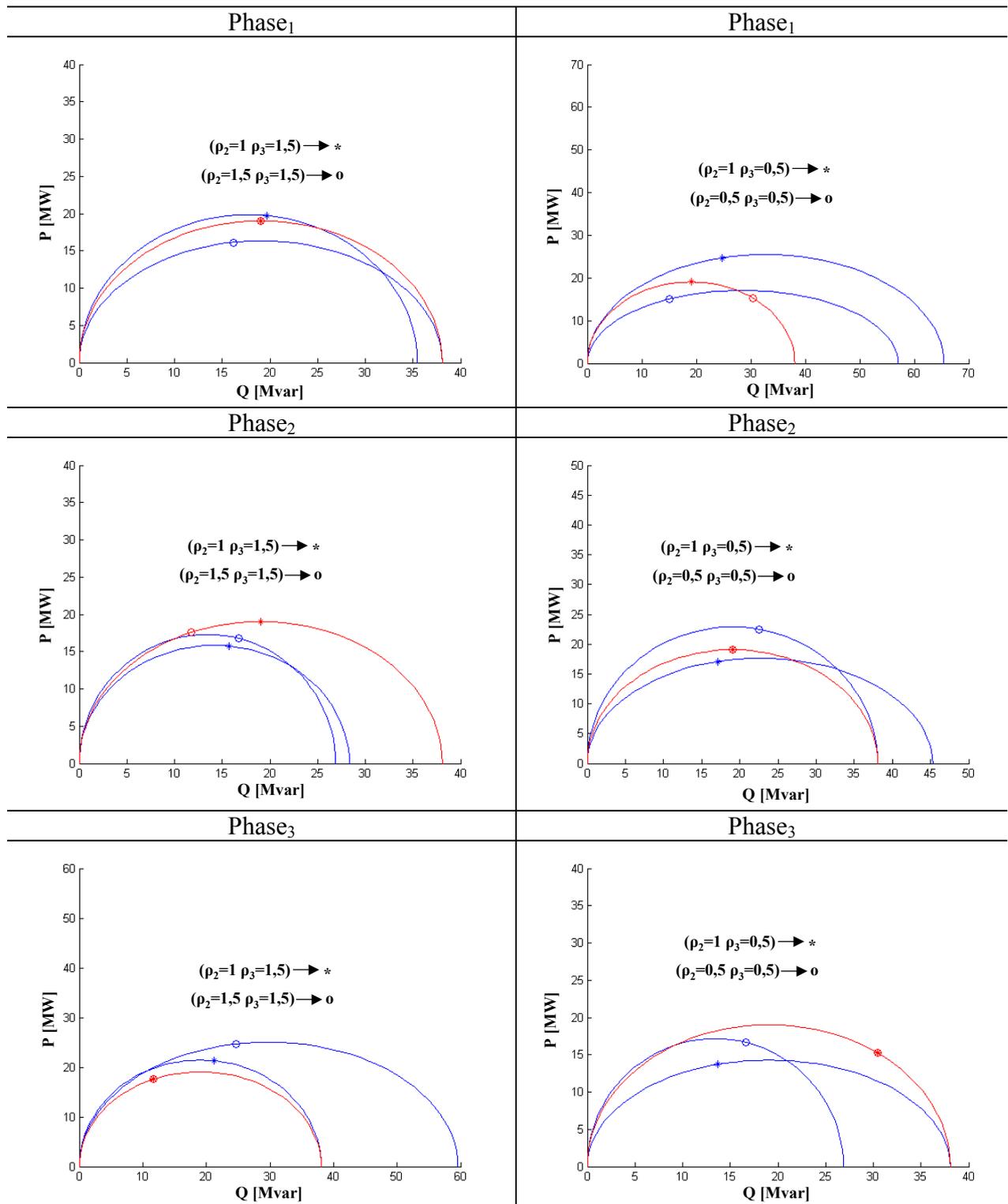


Figure II-29 : Rapports des puissances actives en fonction de  $\rho_3$

Sur la figure II-29, nous constatons qu'une variation de l'impédance sur une phase, provoque une variation de la puissance active dans les trois phases et la puissance active totale est inférieure à la valeur  $P_{toteq}$ .

Le tableau II-3 montre, pour chaque phase, les points de fonctionnement, représentés dans le plan Q-P, pour une alimentation avec le neutre et sans le neutre. Pour les deux alimentations les mêmes variations des résistances ( $R_2$  et  $R_3$ ) ont été prises en compte.



**Tableau II-3 : Points de fonctionnement dans le plan Q-P ; (courbe en rouge) alimentation avec neutre, (courbe en bleu) alimentation sans le neutre.**

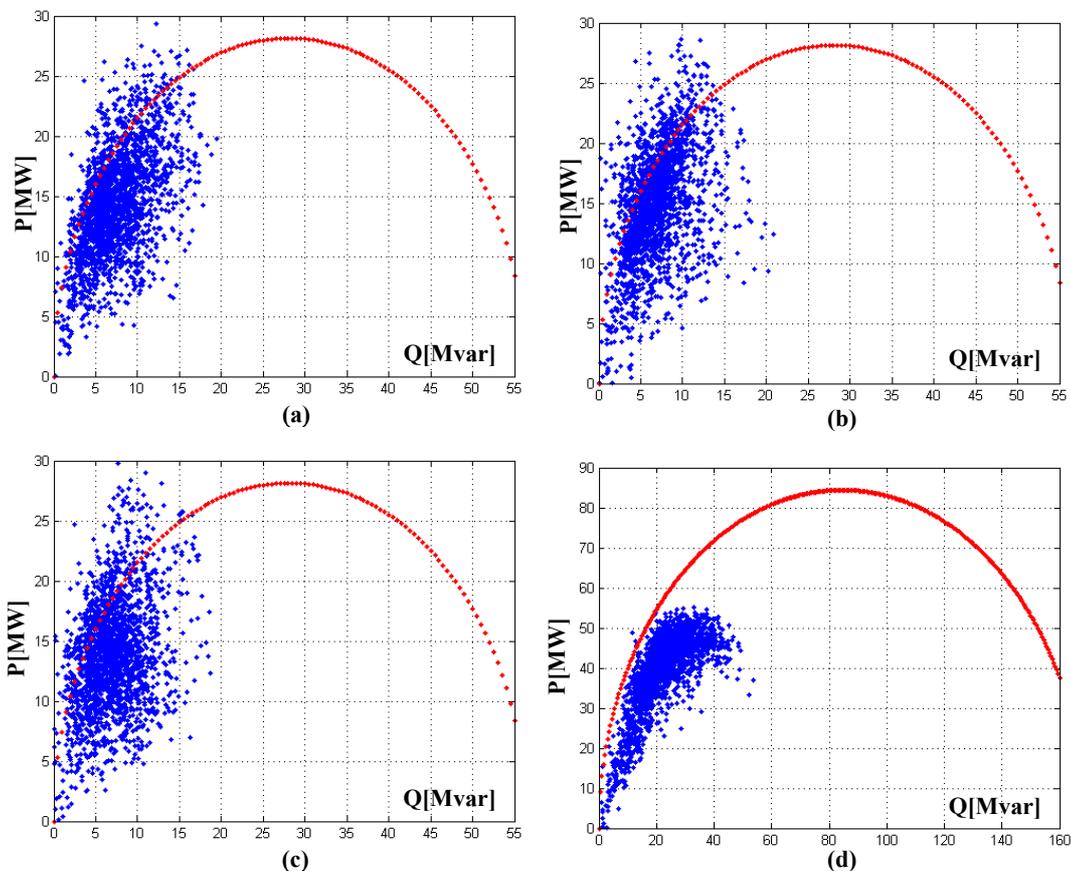
Dans le cas d'un système avec le neutre ( $V_{00} = 0$ ), les figures représentées dans le tableau II-3 montrent que sur chaque phase les points de fonctionnement sont situés sur le même cercle (courbe en rouge) dont le diamètre dépend uniquement de la valeur de la tension d'alimentation et de la réactance (paragraphe I.5.1.1). Pour un tel système les variations de la puissance active et réactive sur chaque phase sont causées uniquement par des variations de la résistance d'arc sur la même phase.

En revanche, pour un système avec le neutre isolé les points de fonctionnement sont situés sur une ellipse (courbe en bleu) dont les coordonnées du centre dépendent des valeurs des résistances.

Dans un tel système, le régime de fonctionnement déséquilibré entraîne donc des fluctuations de puissance active et réactive sur chaque phase. Suivant le cas considéré les puissances active et réactive peuvent être diminuées ou augmentées par rapport à un système à neutre isolée.

La Figure II-30 présente les valeurs de la puissance active et réactive, calculées au secondaire du transformateur du four pendant la phase de forage.

Ainsi le diagramme circulaire ne peut pas être utilisé pour représenter, sur chaque phase, les points de fonctionnement du four. De plus la valeur de la puissance totale,  $P_{TOT}$ , est inférieure à la valeur de la puissance totale déterminée par le diagramme circulaire.



**Figure II-30: Comparaison entre le diagramme circulaire du four (rouge) et les valeurs de la puissance active et réactive (bleu) calculées pendant la phase de forage.**

**(a) : phase 1 ; (b) : phase 2 ; (c) : phase 3 ; (d) : puissance active et réactive totale**

Nous voyons bien que le déséquilibre du four ne permet pas d'exploiter au maximum le circuit d'alimentation dimensionné pour un fonctionnement équilibré.

### II.1.4.3 Analyse harmonique des courants

Les fluctuations de la tension d'arc et la nature non linéaire de la caractéristique V-I de l'arc gènèrent, pendant tout le fonctionnement d'un four à arc, des harmoniques de courant.

Dans une installation de four à arc à courant alternatif, le secondaire du transformateur du four est typiquement couplé en triangle et la carcasse du four est reliée à la terre.

Le circuit électrique équivalent de l'installation peut alors être représenté par une charge alimentée en étoile dont le neutre est isolé. Par conséquent, dans l'hypothèse d'un fonctionnement équilibré, seuls les harmoniques (5,7,11,13...), dits caractéristiques, de rang  $6n \pm 1$  peuvent circuler. Les harmoniques de rang multiples de trois formant un système homopolaire ne peuvent circuler.

Toutefois, le régime de fonctionnement déséquilibré du four fait apparaître des harmoniques (2,3,4,6...) pairs et multiples de trois. Les harmoniques de rang multiples de trois circulent entre 2 phases et forment ainsi des systèmes direct ou inverse de courant.

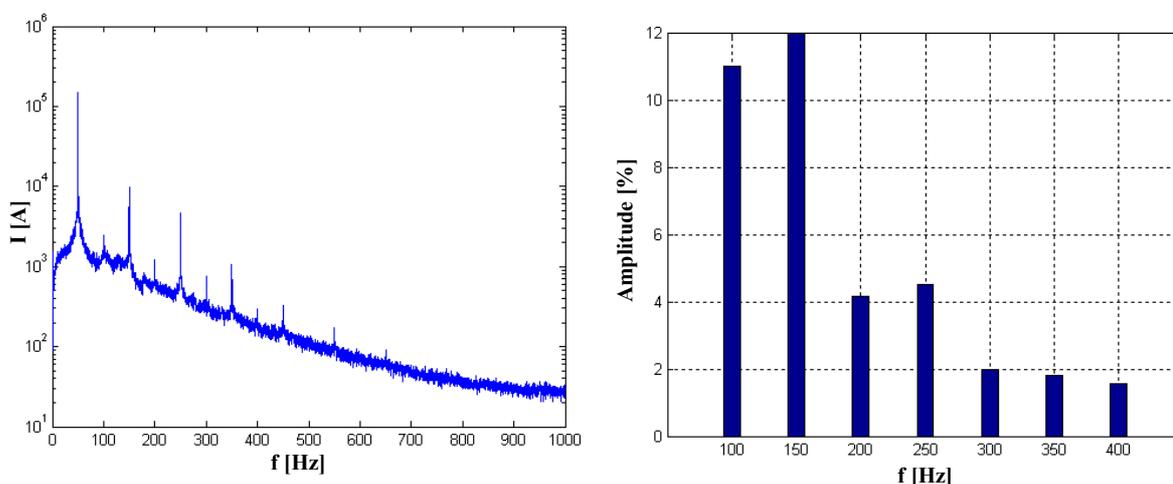


Figure II-31 : Spectre du courant calculé au début de la phase de fusion

Les figures II-31 et II-32 montrent le spectre du courant calculé respectivement au début et à la fin de la phase de fusion.

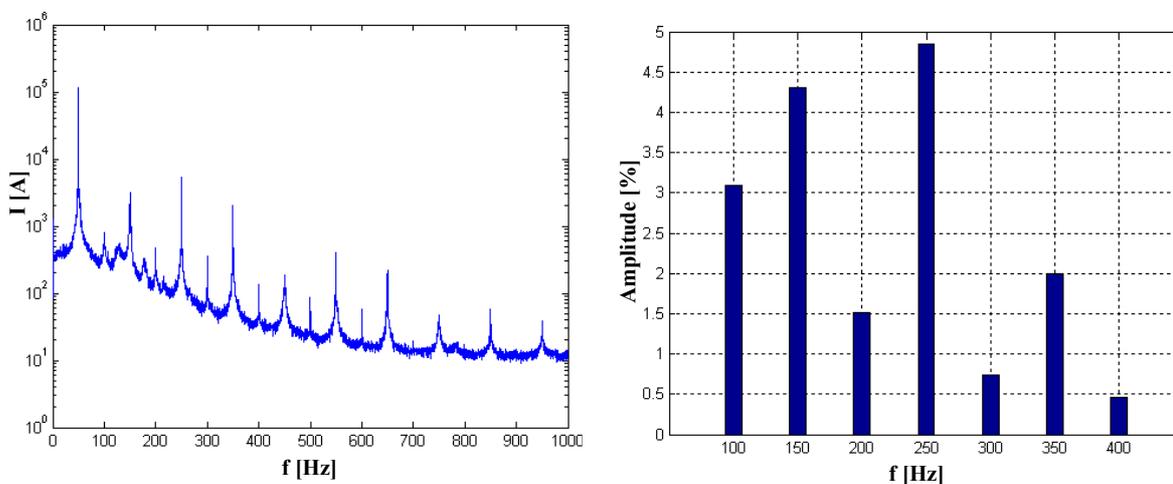


Figure II-32 : Spectre du courant calculé à la fin de la phase de fusion

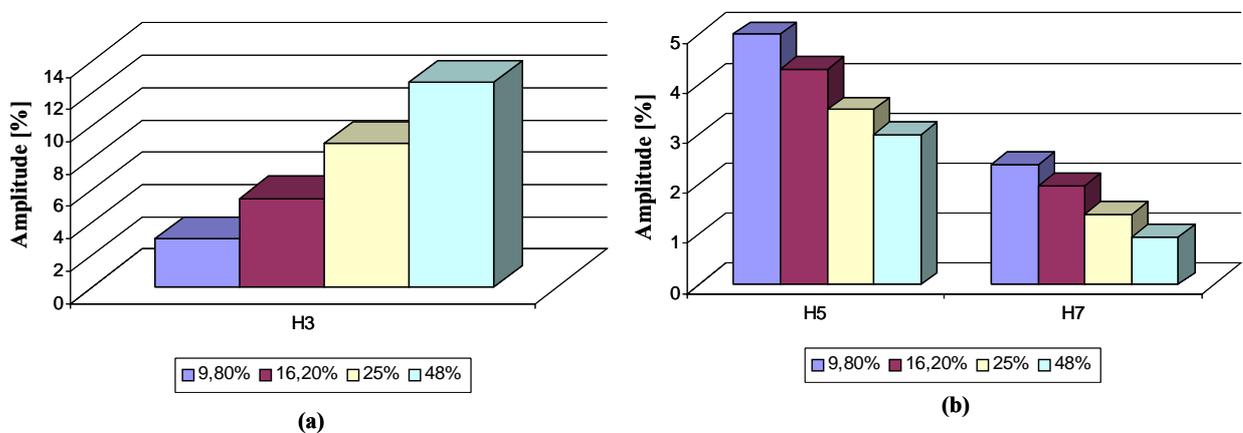
La comparaison entre les figures II-31 et II-32 met en évidence que :

- les amplitudes des harmoniques non caractéristiques sont plus importantes au début de la phase de fusion
- les amplitudes des harmoniques caractéristiques augmentent légèrement à la fin de la phase de fusion

Le régime de fonctionnement déséquilibré du four affecte donc différemment les harmoniques de courant [33].

Une analyse spectrale effectuée sur toute la phase de fusion a permis de comparer les amplitudes des harmoniques pour différentes valeurs du taux de déséquilibre du courant ( $\tau = I_{inv}/I_d$ ). Le taux de déséquilibre du courant est défini comme le rapport de l'amplitude de la composante inverse sur la composante directe.

Les résultats essentiels de cette analyse sont présentés à la Figure II-33.



**Figure II-33: Amplitudes (en % du fondamental) des harmoniques de courant en fonction du taux de déséquilibre. (a) Harmonique de rang trois ; (b) Harmonique de rang cinq et sept**

L'amplitude de l'harmonique trois augmente lorsque le taux de déséquilibre augmente (figure II-33a). D'autre part, pour les mêmes valeurs du taux de déséquilibre, l'amplitude des harmoniques caractéristiques (figure II-33b) diminue.

Par contre, dans le cas des harmoniques pairs, l'analyse spectrale n'a pas montré de corrélation entre la valeur de l'amplitude et le taux de déséquilibre.

## II.1.5 Conclusion

Lors des phases de forage et de fusion, le fonctionnement d'un four à arc est caractérisé par des fortes variations d'amplitude de la tension d'arc.

La campagne de mesure a mis en évidence que les variations de la tension d'arc et le régime de fonctionnement déséquilibré du four à arc entraînent des fluctuations de puissance active et réactive qui provoquent du flicker sur le réseau. De plus ces fluctuations affectent le transfert d'énergie entre l'alimentation et le four

## **II.2 Etude comparative de solutions de compensation actuelles**

L'effet de flicker constitue, pour une alimentation de four à arc, la perturbation réseau la plus critique et toute réduction de celui-ci est bénéfique. Pour réduire l'effet de flicker deux techniques sont traditionnellement utilisées par les sidérurgistes : la réactance  $X_{lt}$ , qui est en série avec le transformateur du four, est surdimensionnée et un compensateur de puissance réactive est connecté à l'alimentation du four.

Il s'agit ici d'étudier l'influence de la réactance  $X_{lt}$  et du compensateur de puissance réactive d'un point de vue quantitatif et ce en terme de flicker et d'énergie électrique transmise au four à arc. A cet effet, pour chaque solution seront évalués : l'énergie électrique transmise au bain d'acier et l'effet de flicker.

### **II.2.1 Principe de l'étude**

Cette étude repose sur l'utilisation conjointe des simulateurs PSIM et MATLAB/SIMULINK et consiste à exploiter les relevés provenant de la campagne de mesure et les caractéristiques électriques du réseau afin d'évaluer le flicker et l'énergie électrique transmise au bain d'acier.

### **II.2.2 Modélisation**

Dans le cas de l'installation industrielle étudiée la présence de deux fours (EAF1 et EAF2) sur le site, rend difficile l'évaluation du flicker engendré uniquement par l'alimentation d'un four. Pour évaluer le flicker au PCC et l'énergie transmise au bain d'acier uniquement par l'alimentation du four EAF2, il a été nécessaire de développer un modèle électrique triphasé du four à arc, du flickermètre et du compensateur de puissance réactive. Pour ce dernier, plusieurs modes de fonctionnement ont été étudiés.

#### **II.2.2.1 Modèle du four**

La conception d'un modèle de four à arc est complexe en raison de la caractéristique non linéaire de l'arc et de la nature chaotique du processus de fusion.

##### **II.2.2.1.1 Conception du modèle**

Plusieurs modèles permettent de décrire le comportement dynamique d'un arc électrique [36, 37 et 38].

Cependant, ces modèles sont obtenus pour des longueurs d'arc constantes et généralement l'interaction avec le réseau d'alimentation n'est pas prise en compte.

L'étude présentée au paragraphe II.1.3.1 a mis en évidence que le fonctionnement des arcs électriques est perturbé d'une part par le mouvement de la ferraille et d'autre part par l'alimentation elle même.

Cette étude fait apparaître le besoin de développer un modèle du four à arc qui prend en compte l'interaction entre le réseau d'alimentation et le four et qui est représentatif d'un cycle de fonctionnement complet

Conçu à partir des mesures de courant et de tension d'arc, relevées sur site industriel, ce modèle permettra de reproduire les variations de la tension d'arc causées par le mouvement de la ferraille et par l'alimentation.

La conception du modèle repose sur l'analyse de la caractéristique V-I de l'arc présenté au paragraphe (II.1.3.1.2).

Pour élaborer le modèle nous considérons que :

- Lorsque l'arc est amorcé, la tension d'arc n'est pas affectée par l'alimentation du four, mais sa valeur dépend uniquement du processus de fusion : mouvement de la ferraille, vibration des électrodes etc. Dans ce cas nous supposons que, du point de vue de l'alimentation, la tension d'arc est une source de tension, dont la valeur correspond au relevé effectué sur le site industriel.
- Lorsque le courant passe par zéro, la tension d'arc est imposée par l'alimentation et la valeur instantanée de la tension d'alimentation influence l'instant de réamorçage de l'arc. Dans ce cas, nous supposons que l'arc se réamorce lorsque la tension d'alimentation dépasse la tension d'amorçage  $V_{am}$ .
- Une extinction d'arc de longue durée est causée par la chute d'un morceau de ferraille. Dans ce cas, nous supposons que la valeur  $V_{am}$  est très grande et que seulement la descente des électrodes au contact avec la ferraille peut rétablir le courant d'arc.

Les considérations ci-dessus et le fait que la tension d'arc est en phase avec le courant, nous ont conduit à représenter le comportement de l'arc, d'un point de vue électrique, par un pont redresseur à diodes dont la tension et le courant à l'entrée du pont représentent respectivement la tension et le courant d'arc

La figure II-34 présente le circuit électrique, pour une phase, du modèle proposé :  $v_{arc_m}$  et  $i_{arc_m}$  représentent respectivement la tension et le courant d'arc mesurés,  $v_{arc}$  et  $i_{arc}$  représentent respectivement la tension et le courant obtenus par le modèle. La fonction F calcule la valeur  $V_{am}$  et met à jour la force électromotrice  $V_{source}$  lorsque  $i_{arc}$  passe par zéro et assure ainsi la synchronisation de la forme d'onde mesurée avec la simulation.

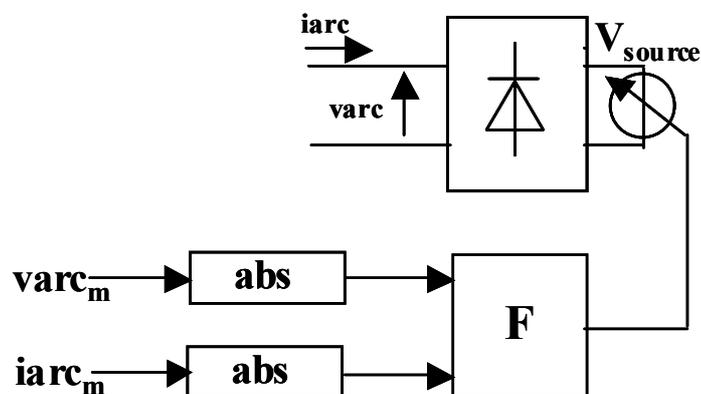
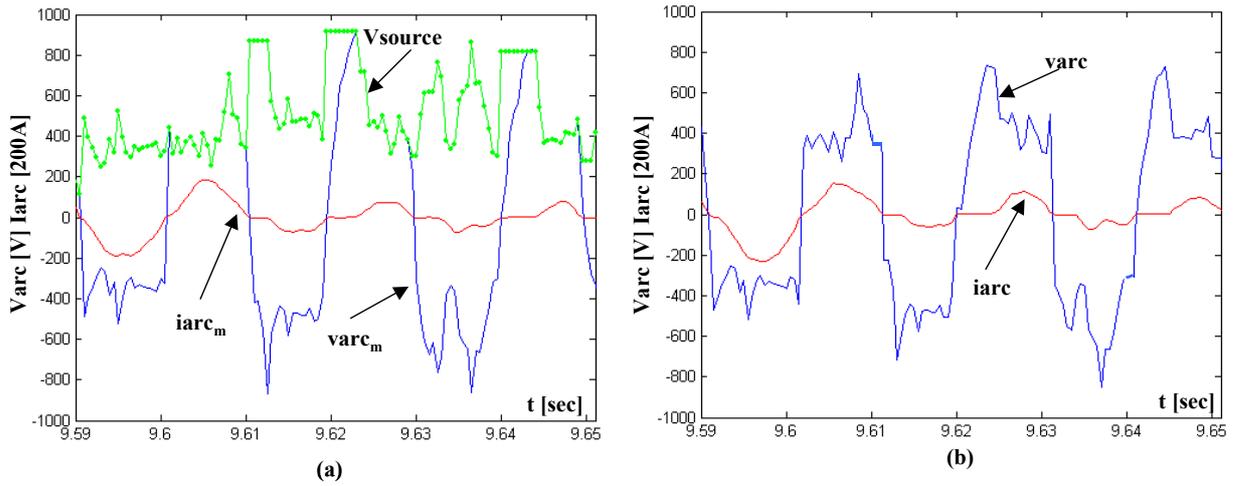
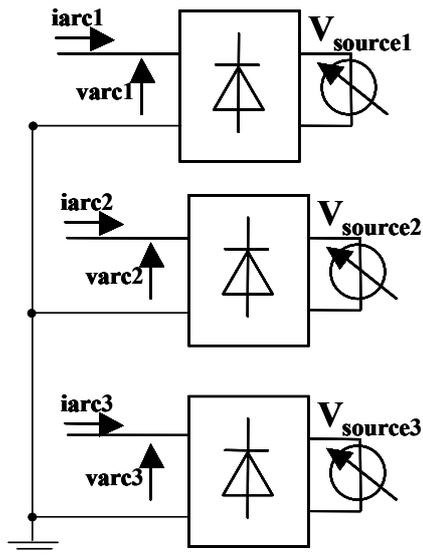


Figure II-34: Schéma du circuit électrique, pour une phase, du modèle de four à arc alternatif



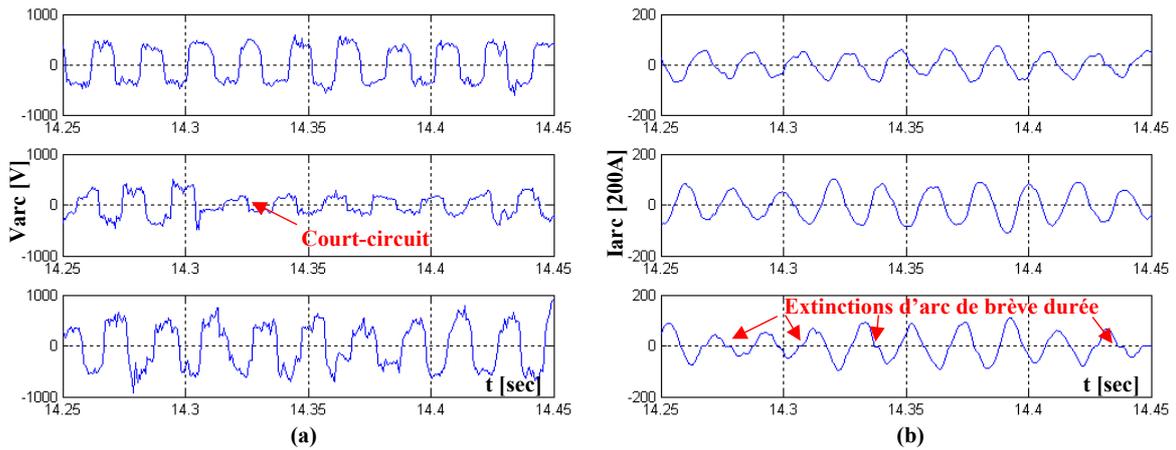
**Figure II-35 Formes d'ondes instantanées utilisées pour le modèle du four**  
**(a) : Vsource (courbe en vert), varc<sub>m</sub> (courbe en bleu), iarc<sub>m</sub> (courbe en rouge) ;**  
**(b) : varc (courbe en bleu) iarc (courbe en rouge)**

La figure suivante présente le schéma du modèle pour une représentation triphasé

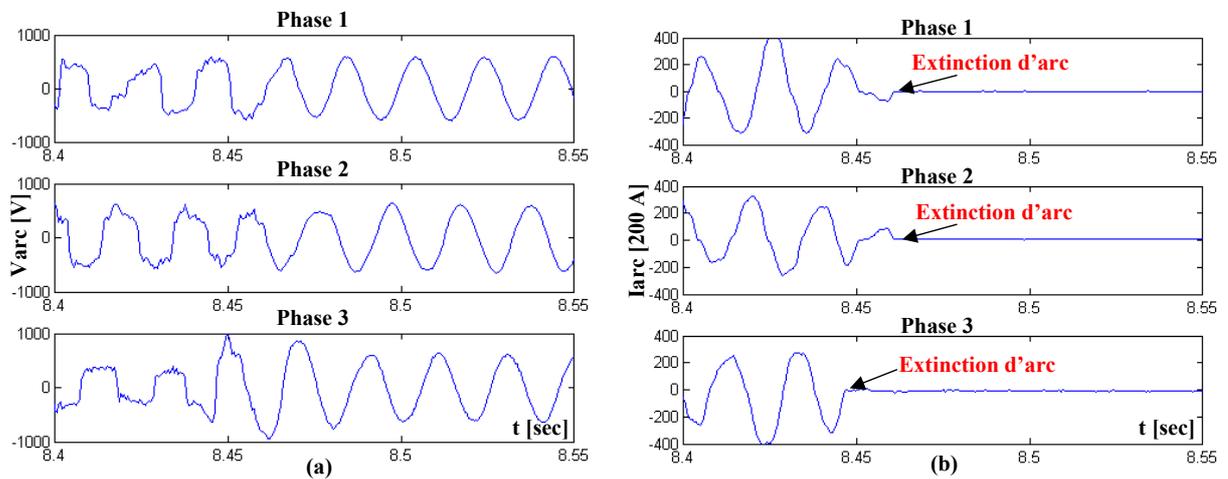


**Figure II-38 : Représentation triphasé du modèle du four à arc triphasé**

Les résultats d'une simulation, réalisée pour la phase de forage, sont représentés Figures II-36 et II-37



**Figure II-36: Résultats de la simulation**  
**(a): tension d'arc ; (b) : courant d'arc**



**Figure II-37: Résultats de la simulation dans le cas d'une extinction d'arc**  
**(a) : tension d'arc ; (b) : courant d'arc**

Les figures II-36 et II-37 montrent que le modèle permet reproduire les variations de la tension d'arc causées par le mouvement de la ferraille et par l'alimentation.

## II.2.2.2 Modèle du flickermètre

Un modèle de flickermètre a été implanté sous MATLAB/SIMULINK [39] (Annexe I). Son fonctionnement a été validé à l'aide de la norme CEI standard 61000-4-15 [34].

### II.2.2.2.1 Paramètres d'évaluation du flicker

L'évaluation de la sévérité du flicker selon la norme CEI 61000-4-15 s'exprime par deux paramètres : Pst (short time) et le Plt (long time). Ces paramètres qui sont calculés à partir de la FPC (fonction de probabilité cumulée, déterminée à la sortie du bloc 5 du flickermètre), correspondent aux sorties du flickermètre et sont sans dimension physique.

### Le Pst

Le Pst est la mesure de la sévérité du flicker sur une période courte Tst=10mn. Il est obtenu à l'aide de la formule suivante :

$$Pst \equiv \sqrt{0.0314P_{0.1} + 0.0525P_{1l} + 0.0657P_{3l} + 0.28P_{10l} + 0.08P_{50l}} \quad \text{II-48}$$

Les quantités  $P_{0.1}$ ,  $P_{1l}$ ,  $P_{3l}$ ,  $P_{10l}$  e  $P_{50l}$  sont les niveaux de flicker dépassés pendant respectivement le 0.1%, 1%, 3%, 10%, 50% du temps d'observation. Le suffixe  $l$  utilisé dans cette formule indique que les quantités à prendre en compte sont des valeurs lissées obtenues à l'aide des équations suivantes:

$$\begin{aligned} P_{50l} &\equiv \frac{P_{30} + P_{50} + P_{80}}{3} \\ P_{10l} &\equiv \frac{P_6 + P_8 + P_{10} + P_{13} + P_{17}}{5} \\ P_{3l} &\equiv \frac{P_{2.2} + P_3 + P_4}{3} \\ P_{1l} &= \frac{P_{0.7} + P_1 + P_{1.5}}{3} \end{aligned} \quad \text{II-49}$$

Avec la constante de temps de 0.3 secondes du flickermètre,  $P_{0.1}$  ne peut pas changer de façon brutale, donc aucun lissage n'est nécessaire pour ce quantum.

### Le Plt

Le Plt est la mesure de la sévérité du flicker sur une période longue Tlt=2h. Il est obtenu à partir des valeurs de Pst par la formule suivante :

$$Plt \equiv \sqrt[3]{\frac{\sum_{i=1}^{12} Pst_i^3}{12}} \quad \text{II-50}$$

## II.2.2.2.2 Niveau de compatibilité du flicker

Généralement, une campagne de mesure de flicker sur un site est réalisée sur une période d'une semaine.

Le flickermètre permet de déterminer différents indices de la sévérité du flicker à partir du Pst et du Plt :

- $Pst_M$  : valeur maximale du Pst sur une journée
- $Pst_{99\%}$  : valeur maximale du Pst sur toute la campagne de mesure ayant une probabilité de 1% d'être dépassée.
- $Pst_{95\%}$  : valeur maximale du Pst sur toute la campagne de mesure ayant une probabilité de 5% d'être dépassée.
- $Plt_M$  : valeur maximale du Plt sur une journée
- $Plt_{99\%}$  : valeur maximale du Plt sur toute la campagne de mesure ayant une probabilité de 1% d'être dépassée.
- $Plt_{95\%}$  : valeur maximale du Pst sur toute la campagne de mesure ayant une probabilité de 5% d'être dépassée

Le Plt semble être un meilleur indicateur du niveau de flicker que le Pst car, une mesure effectuée sur 2 heures au lieu de 10 minutes paraît plus représentative de la gêne ressentie par les usagers de l'éclairage. Cependant le Plt est défini par une sommation de Pst. Ainsi, une seule surtension ou sous-tension anormale du réseau se traduit a une influence importante sur les valeurs de Plt,  $Plt_{99\%}$  et  $Plt_{95\%}$  alors que seul le  $Pst_M$  est affecté.

Le flicker est donc caractérisé essentiellement par le  $Pst_{99\%}$  car cette valeur permet d'éliminer les mesures erronées tout en caractérisant convenablement le niveau de flicker généré par une installation.

La norme de la CEI 61000-3-7 [3335] préconise une valeur de  $Pst_{99\%}$  inférieur à 1 sur le réseau HT.

### II.2.2.3. Modèle du compensateur de puissance réactive

Un modèle de compensateur de puissance réactive idéal, connecté en parallèle sur le réseau d'alimentation, a été réalisé sous le simulateur PSIM.

Le principe de ce modèle consiste à représenter le compensateur par une source de courant contrôlée qui injecte, via le point de raccordement, un courant variable. Cette injection de courant modifie les puissances actives et réactives qui transitent dans la ligne. Le schéma de principe du modèle est représenté à la figure suivante

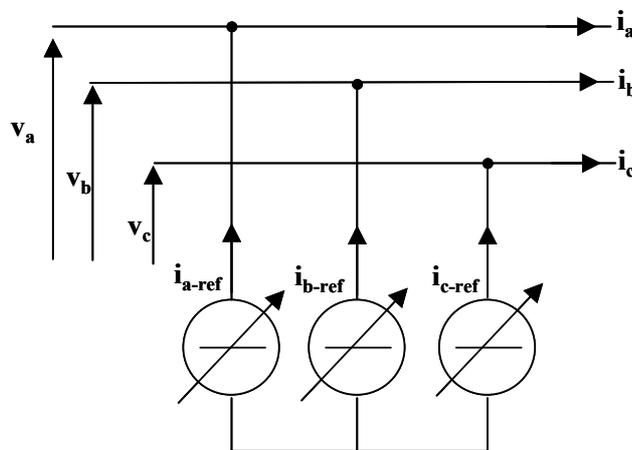


Figure II-39: Schéma de principe du compensateur

#### II.2.2.3.1 Stratégies de contrôle

La méthode utilisée pour l'identification des références de courant du compensateur est basée sur le calcul des puissances instantanées proposée par Akagi [41].

Notons respectivement les tensions simples et les courants de ligne d'un système triphasé, sans composante homopolaire, par  $(v_a, v_b, v_c)$  et  $(i_a, i_b, i_c)$ .

La transformation de Concordia permet de ramener ce système triphasé à un système diphasé dont les axes sont en quadrature tout en conservant les puissances. Cette transformation, appliquée aux tensions du réseau et aux courants de ligne, mène à :

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad (\text{II-48})$$

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (\text{II-49})$$

Les puissances active et réactive instantanées, notées respectivement  $p$  et  $q$  sont définies par la relation matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (\text{II-50})$$

En remplaçant les tensions et les courants diphasés par leurs homologues triphasés, on obtient :

$$p = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c \quad (\text{II-51})$$

De même pour la puissance imaginaire on obtient

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_c - v_b) \cdot i_a + (v_a - v_c) \cdot i_b + (v_b - v_a) \cdot i_c] \quad (\text{II-52})$$

Dans le cas d'un système équilibré, les puissances  $p$  et  $q$  sont des grandeurs continues. Si le système présente un déséquilibre, il apparaît une composante à 100 Hz.

En général, chacune des puissances  $p$  et  $q$  comporte une partie continue et une partie alternative ce qui nous permet d'écrire :

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad \text{et} \quad q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (\text{II-53})$$

Où :

$\bar{p}$  et  $\bar{q}$  sont les composantes continue de  $p$  et  $q$

$\tilde{p}$  et  $\tilde{q}$  sont les composantes alternative de  $p$  et  $q$ .

L'expression des courants du compensateur, dans le repère  $(\alpha, \beta)$ , découle de l'équation (II-49).

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{pmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p_{ref} \\ q_{ref} \end{pmatrix} \quad (\text{II-54})$$

$p_{ref}$  et  $q_{ref}$  étant respectivement les puissances active et réactive fournies par le compensateur.

Les courants triphasés sont obtenus à partir des courants diphasés  $i_\alpha$  et  $i_\beta$  par la transformation inverse de Concordia :

$$\begin{pmatrix} i_{a-ref} \\ i_{b-ref} \\ i_{c-ref} \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (\text{II-55})$$

En fonction des valeurs  $p_{ref}$  et  $q_{ref}$  plusieurs modes de fonctionnement ont été étudiés :

- Mode DFC (Displacement Factor Compensator)
- Mode PFC (Power Factor Compensator)

### Mode DFC

Dans ce cas le compensateur compense seulement la puissance réactive, le réseau d'alimentation fournit la puissance fluctuante ( $\tilde{p}$  et  $\tilde{q}$ ) et la puissance active ( $\bar{p}$ ).

Les références des courants du compensateur sont calculées à partir de l'équation II-54 pour  $p_{ref} = 0$  et  $q_{ref} = \bar{q}$ .

### Mode PFC

Dans ce cas le compensateur compense les harmoniques, la puissance réactive et le déséquilibre, le réseau d'alimentation fournit seulement la puissance active ( $\bar{p}$ ).

Les références des courants du compensateur sont calculées à partir de l'équation II-54 pour  $p_{ref} = \bar{p}$  et  $q_{ref} = \bar{q} + \tilde{q}$ .

### Mode FPC

Dans ce cas le compensateur compense le déséquilibre, le réseau d'alimentation fournit seulement la puissance active ( $\bar{p}$ ) et la puissance réactive ( $\bar{q}$ ).

Les références des courants du compensateur sont calculées à partir de l'équation II-54 pour  $p_{ref} = \bar{p}$  et  $q_{ref} = \tilde{q}$ .

## II.2.3 Simulations

Les schémas de simulation de l'alimentation du four EAF2 sont présentés en figure II-40.

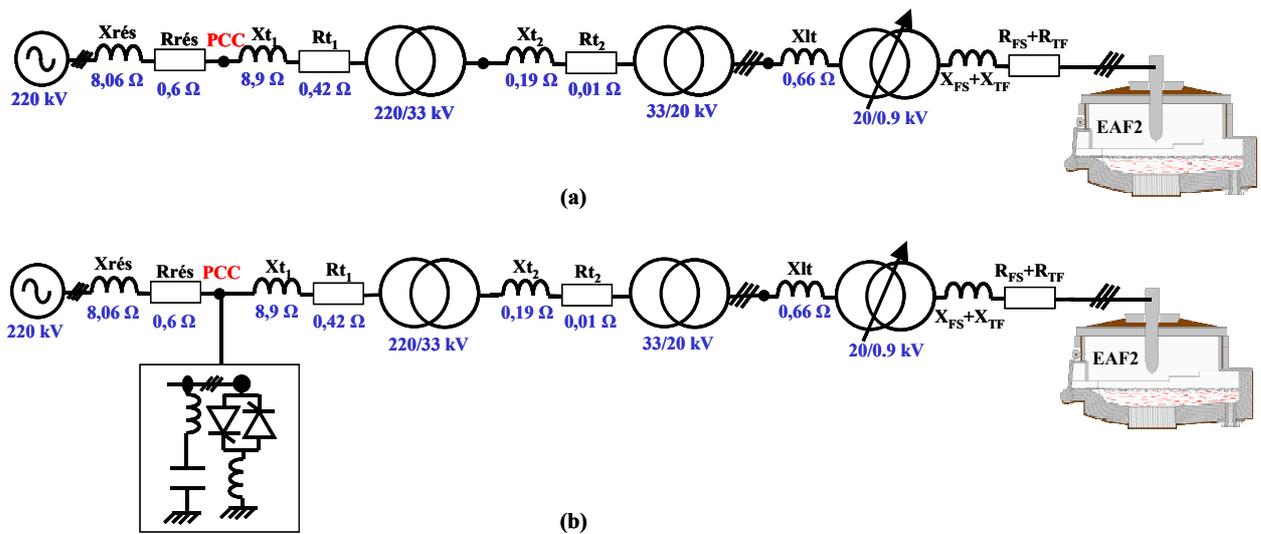


Figure II-40: Schéma de simulation de l'alimentation du four EAF2.

(a) : Alimentation classique ; (b) : Alimentation classique pourvue d'un compensateur de puissance réactive

Pour l'alimentation, toutes les résistances et les inductances des câbles et des transformateurs ont été prises en compte. De même, pour les différentes phases de fusion (forage, fusion et affinage), la position du régleur en charge du transformateur du four a été considérée. Les valeurs  $X_{FS}$ ,  $R_{FS}$  et  $X_{TF}$  et  $R_{TF}$  sont spécifiées respectivement dans les tableaux II-1 et II-2.

### II.2.3.1 Evaluation des performances

Pour évaluer les performances d'une alimentation de four à arc nous avons calculé, pendant un cycle de fonctionnement du four:

- L'effet de flicker au PCC (Pst)
- L'énergie électrique transmise au bain d'acier

Pour le modèle du four à arc, afin de placer les alimentations dans les mêmes conditions les mêmes relevés de  $\text{var}_{cm}$  et  $\text{iarc}_{cm}$ , ont été utilisés pour les différentes simulations.

#### II.2.3.1.1 Etude de l'influence de la valeur de la réactance du four

En vue d'évaluer l'apport de la réactance  $X_{lt}$  [42] pour une alimentation de four à arc nous avons simulé le schéma de figure II-40a (alimentation classique) pour différentes valeurs de la réactance  $X_{lt}$ .

La figure II-41 montre qu'une réduction de l'effet de flicker au PCC peut être obtenue avec une valeur plus importante de la réactance  $X_{lt}$ .

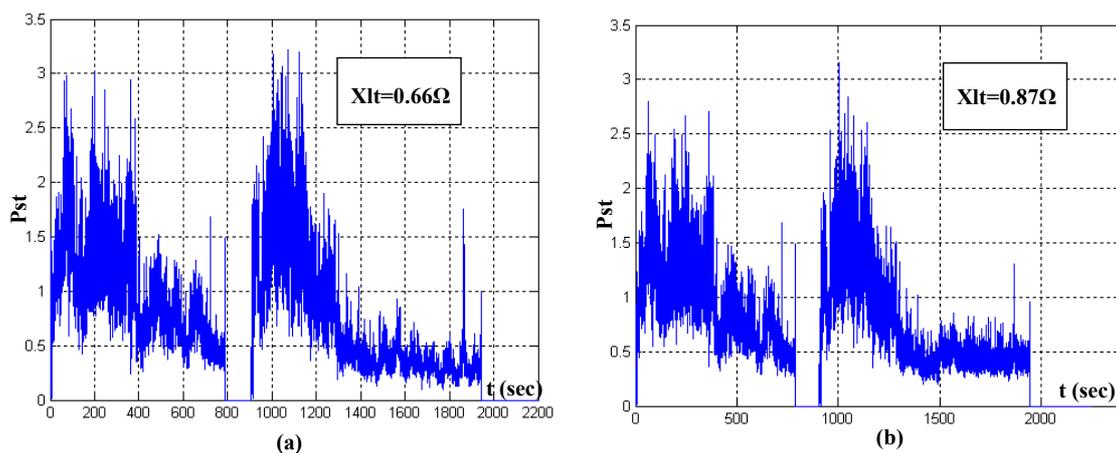


Figure II-41 : Pst calculé au PCC. (a):  $X_{lt}=0.66\Omega$  ; (b):  $X_{lt}=0.87\Omega$

Trois simulations ont été effectuées et les principaux résultats sont résumés dans le tableau suivant

$X_{lt}$ [ $\Omega$ ]	$Pst_{99\%}$	Energie électrique transmise au bain d'acier [MWh]
0,66	1,9	30
0,87	1,8	28,95
1,097	1,75	27,94

Tableau II-4 Performances d'une alimentation classique pour différentes valeurs de  $X_{lt}$

Le tableau II-4 met en évidence qu'une augmentation de la valeur de la réactance  $X_{lt}$  est toujours accompagnée par une diminution de l'énergie électrique transmise au bain d'acier. Pour revenir au niveau énergétique initial une augmentation du temps du cycle de fusion sera nécessaire, ceci entraîne une diminution de la productivité du four.

Il s'agit donc pour le sidérurgiste de trouver un compromis entre le flicker et la productivité du four à arc.

### II.2.3.1.2 Analyse de l'influence d'un compensateur de puissance réactive raccordé au PCC

En vue d'évaluer l'apport d'un compensateur de puissance réactive pour une alimentation de four à arc, nous avons simulé le schéma de figure II-40b. Pour le compensateur, les modes de fonctionnement DFC et PFC ont été étudiés.

#### Mode DFC

Dans ce mode de fonctionnement le compensateur, compense seulement la puissance réactive (SVC classique). Les résultats des simulations sont présentés en Figure II-42 et Figure II-43.

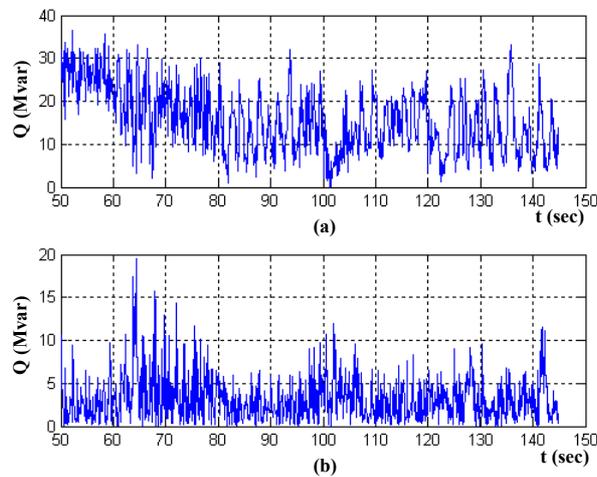


Figure II-42: Puissance réactive au PCC.

(a) : Alimentation classique ; (b) : Alimentation classique pourvue d'un compensateur de type DFC

La figure II-42b montre que pour une alimentation pourvue d'un compensateur de type DFC la valeur de la puissance réactive au PCC est sensiblement réduite, mais cela ne suffit pas pour limiter efficacement l'effet de flicker (figure II-43b).

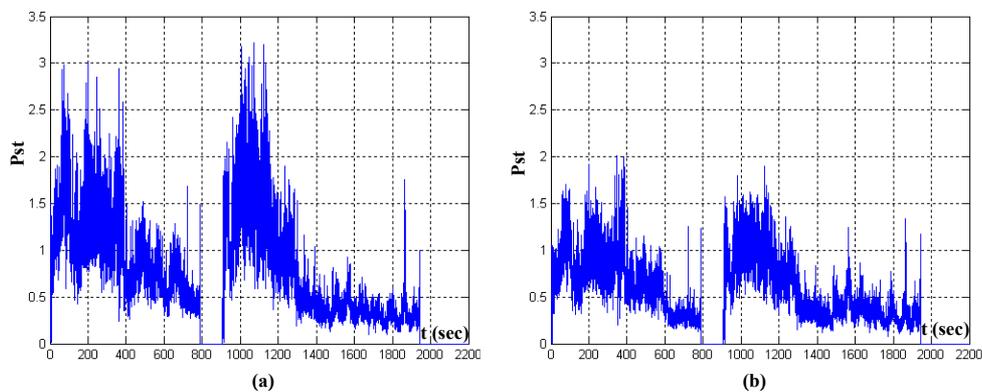


Figure II-43: Pst calculé au PCC.

(a) : Alimentation classique ; (b) : Alimentation classique pourvue d'un compensateur de type DFC

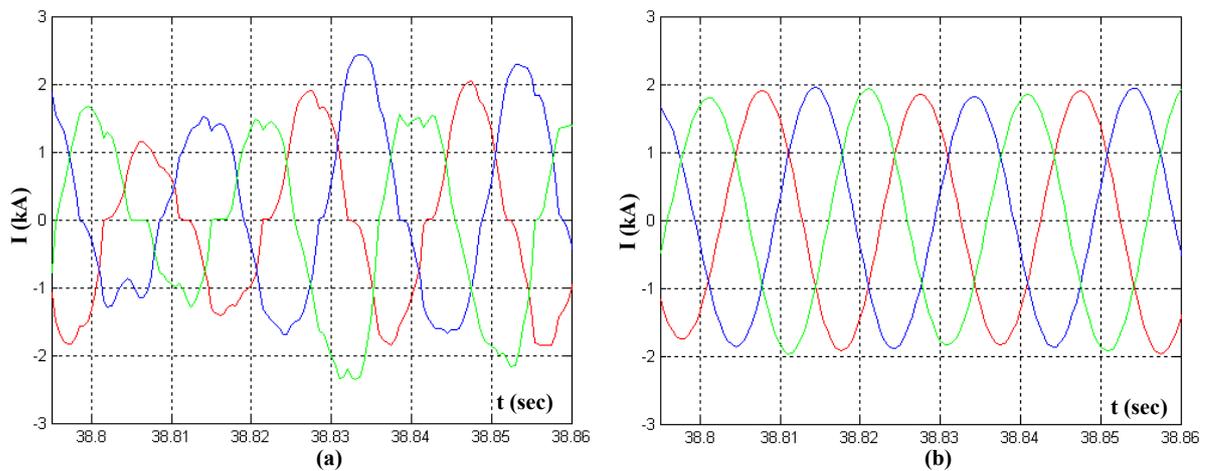
Le tableau II-5 résume les performances d'une alimentation pourvue d'un compensateur de type DFC.

Pst <sub>99%</sub>	Energie électrique transmise au bain d'acier [MWh]
1,7	30,36

**Tableau II-5 Performances d'une alimentation classique pourvue d'un compensateur de type DFC**

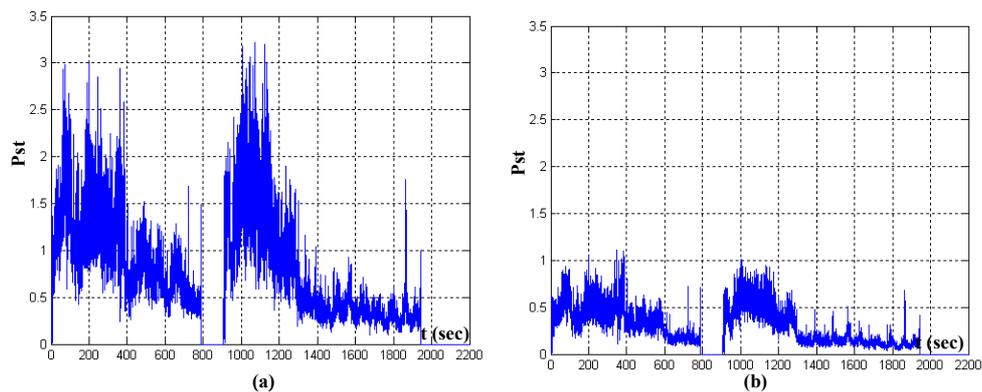
### Mode PFC

Dans ce mode de fonctionnement le compensateur, compense la puissance réactive et permet le rééquilibrage des courants réseau (figure II-44b). Il pourra être constitué d'un onduleur de tension (STATCOM ou SVC light) (voir paragraphe I.5.7.3).



**Figure II-44: Courants réseau. (a) : Alimentation classique pourvue d'un compensateur de type DFC ; (b) : Alimentation classique pourvue d'un compensateur de type PFC**

La figure II-45b montre que ce mode de fonctionnement permet une réduction importante de la valeur du Pst.



**Figure II-45: Pst calculé au PCC.**

**(a) : Alimentation classique ; (b) : Alimentation classique pourvue de compensateur de type PFC**

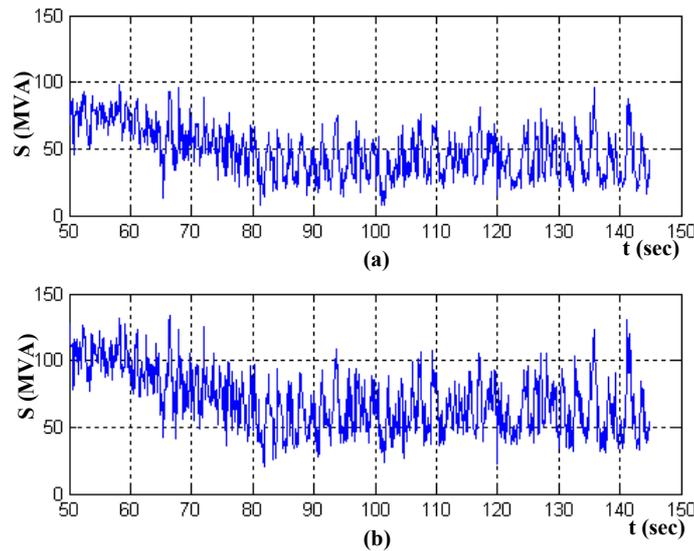
Le tableau II-6 résume les performances d'une alimentation pourvue d'un compensateur de type PFC.

$P_{st99\%}$	Energie électrique transmise au bain d'acier [MWh]
0,8	30,39

**Tableau II-6 Performances d'une alimentation classique pourvue d'un compensateur de type PFC**

En conclusion, pour supprimer complètement l'effet de flicker le compensateur, raccordé au PCC, doit être conçu pour compenser la puissance réactive et le déséquilibre. Cependant le courant injecté par un compensateur, raccordé au PCC, ne modifie pas le courant absorbé par la charge et par conséquent l'énergie électrique transmise au bain ne peut pas augmenter de manière significative (tableau II-5 et tableau II-6).

Afin de déterminer le dimensionnement des compensateurs de type DFC et PFC la figure II-46 montre, pour chaque compensateur, la puissance apparente calculée pendant la phase de fusion selon la formule (II-33)



**Figure II-46: Puissance apparente du compensateur. (a): DFC; (b): PFC**

Pour un four de 75 MVA, les compensateurs de type DFC et PFC nécessitent un dimensionnement respectivement de 90MVA et de 120 MVA.

### **II.2.3.1.3 Effet d'un compensateur de puissance réactive raccordé en amont du transformateur du four**

Le schéma unifilaire d'une installation avec compensateur est indiqué en figure II-47 :  $Z_{rés}$  et  $Z_{ch}$  représentent respectivement l'impédance du réseau et de la charge ( $Z_{rés} \ll Z_{ch}$ ).

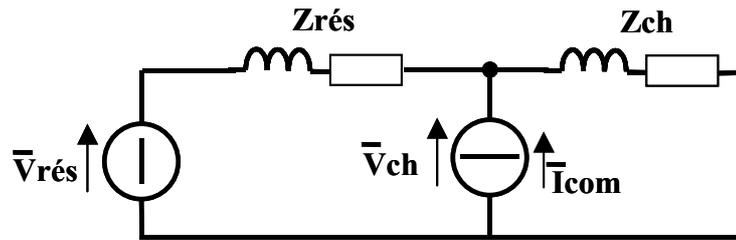


Figure II-47: Schéma unifilaire de l'installation d'un compensateur

Dans le cas où le compensateur est raccordé à un réseau de puissance de court-circuit infinie ( $Z_{rés}=0$ ), le courant injecté par le compensateur, ne modifie pas la tension aux bornes de la charge.

Dans le cas où le compensateur est raccordé à un point du réseau où la puissance de court-circuit est faible, la tension aux bornes de la charge est modifiée conformément à l'équation II-56.

$$\bar{V}_{ch} = \frac{\bar{Z}_{ch}}{\bar{Z}_{rés} + \bar{Z}_{ch}} \cdot (\bar{V}_{rés} + \bar{I}_{com} \cdot \bar{Z}_{rés}) \quad (II-56)$$

L'action du compensateur peut alors être néfaste car toute modification de la tension aux bornes de la charge entraîne une modification du courant de charge. L'interaction entre la charge et le compensateur peut alors conduire à une instabilité de la tension  $V_{ch}$ . Pour réduire cette interaction, la dynamique de la boucle du contrôle du compensateur doit être réduite. Cela se traduit par une compensation du flicker moins efficace.

La figure II-48b montre que la réduction du Pst, est moins importante dans le cas d'une installation pourvue d'un compensateur raccordé sur le 20 kV (figure II-40b).

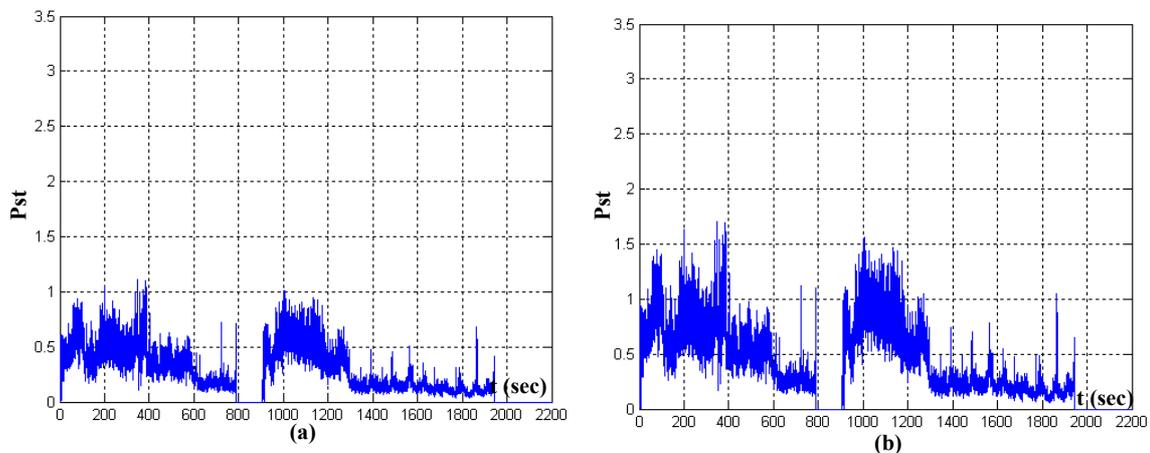


Figure II-48: Pst au PCC. (a) : Alimentation classique pourvue de compensateur de type PFC raccordé au PCC ; (b) : Alimentation classique pourvue de compensateur de type PFC raccordé sur le 20 kV

Le tableau II-7 résume les performances d'une alimentation pourvue d'un compensateur de type PFC raccordé sur les 20 kV.

Pst <sub>99%</sub>	Energie électrique transmise au bain d'acier [MWh]
1,55	30,9

Tableau II-7 Performances d'une alimentation classique pourvue d'un compensateur de type PFC raccordé sur le 20 kV

Lorsque le compensateur n'est pas raccordé au PCC, le courant injecté par le compensateur modifie la tension au point de raccordement, ce qui a pour effet de modifier le courant de la charge. Cela réduit l'efficacité du compensateur sur le réseau d'alimentation, mais permet, une augmentation de 3% de l'énergie électrique transmise au bain d'acier.

Il s'agit alors, encore une fois, pour le sidérurgiste de trouver un compromis entre le flicker et la productivité du four à arc.

Le tableau II-8 récapitule les performances déterminées pour les différentes configurations de l'alimentation du four à arc.

	Al.1	Al.2	Al.3	Al.4
Pst <sub>99%</sub>	1.9	1.7	0.8	1.55
Gain sur l'énergie électrique	0%	1.2%	1.3%	3%
Puissance apparente du compensateur [MVA]	0	90	120	125

**Tableau II-8 : Comparaison des performances Al.1: alimentation classique, Al.2 alimentation classique pourvue d'un compensateur de type DFC raccordé au PCC, Al.3 alimentation classique pourvue d'un compensateur de type PFC raccordé au PCC, Al.4 alimentation classique pourvue d'un compensateur de type PFC raccordé sur les 20kV.**

Pour la configuration Al.4 le dimensionnement du compensateur est assez important car en général l'augmentation de la tension d'alimentation de l'ensemble four-transformateur entraîne pour le four une diminution du facteur de puissance.

## II.3 Conclusion

L'étude des formes d'ondes provenant d'une campagne de mesures effectuée sur un site industriel équipé de 2 fours de 75 MVA a mis en évidence que le fonctionnement du four est caractérisé par des fortes variations de puissance active et réactive. Ces variations limitent le transfert d'énergie entre l'alimentation et le four et provoquent des fluctuations de la valeur efficace de la tension au PCC qui sont à l'origine du flicker. Pour réduire les perturbations sur le réseau d'alimentation un compensateur de puissance réactive est systématiquement raccordé à la moyenne tension.

Pour évaluer le flicker au PCC et l'énergie électrique transmise au bain d'acier il a été développé un modèle électrique triphasée du four à arc et de son alimentation. Conçu à partir des mesures de courant et tension d'arc, ce modèle permet de reproduire les variations de la tension d'arc causées par les mouvements de la ferraille et par la nature de l'alimentation.

Une étude par simulation a montré que pour supprimer complètement le flicker au PCC le compensateur doit être conçu pour compenser le déséquilibre et la puissance réactive, par conséquent il doit être dimensionné pour la puissance fluctuante et réactive de l'alimentation (soit 1,6 fois la puissance électrique au four). Ce dispositif alourdi fortement le coût de l'installation d'un four à arc et dans la plus part des cas ne permet pas d'augmenter l'énergie électrique transmise à la ferraille.

# CHAPITRE III

## Nouvelle alimentation pour les fours à arc à courant alternatif

Aujourd'hui l'installation de nouveaux fours à arc, dont la puissance est de plus en plus élevée, devient trop souvent critique en raison de l'exigence en terme de puissance de court-circuit du réseau d'alimentation. Ainsi lors d'une installation de four à arc, le premier critère à prendre en considération est le flicker, dont la valeur est étroitement liée à la puissance de court-circuit du réseau tandis que la productivité du four constitue le deuxième critère.

Pour réduire le flicker un compensateur de puissance réactive, constitué d'un SVC ou d'un STATCOM, est systématiquement raccordé en parallèle sur le réseau d'alimentation. Cependant ce dispositif, dont la puissance installée est supérieure à celle de la charge à dépolluer, alourdit fortement le coût d'une installation de four à arc et dans la plupart des cas ne permet pas d'augmenter l'énergie électrique transmise à la ferraille.

Peu de travaux de recherche ont été entrepris ces dernières années sur les alimentations de four à arc à courant alternatif. Sur la base de ce constat, il paraissait donc pertinent d'étudier une nouvelle structure d'alimentation, pour les fours à arc à courant alternatif. L'objectif de cette alimentation est d'optimiser le transfert d'énergie de la source vers la charge en diminuant le flicker tout en augmentant la productivité du four à arc.

Dans la première partie de ce chapitre nous allons regarder ce que pourrait être une structure d'alimentation de type indirect et mettre en avant ses inconvénients majeurs. Une nouvelle structure d'alimentation de type direct est alors proposée dans la deuxième partie. Une étude par simulation permet de quantifier l'apport de cette nouvelle alimentation tant du point de vue du réseau d'alimentation que du four.

### III.1 Structure d'alimentation indirecte

Cette solution a été envisagée par ROBICON [42] et repose sur une association cascade de redresseurs et d'onduleurs de tension (figure III-1). Le bus continu permet de découpler le four du réseau d'alimentation. Pendant le fonctionnement du four à arc, la puissance réactive absorbée sur le réseau d'alimentation est faible, les courants sont équilibrés et par conséquent le flicker peut être fortement réduit. Le facteur de puissance vis à vis du réseau est fixé par les inductances de fuite des transformateurs amont et il est proche de 0,9.

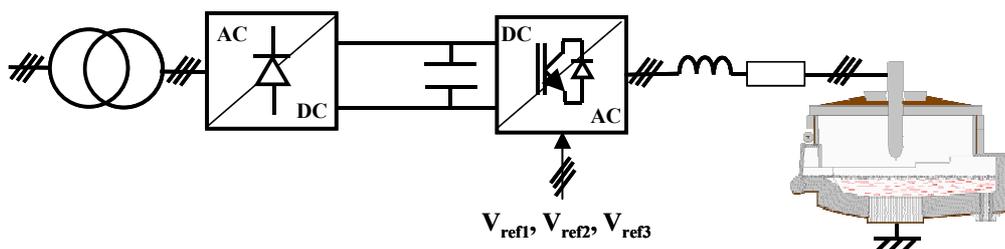


Figure III-1: Schéma de principe de l'alimentation proposée par ROBICON

L'association redresseur/onduleur, présentée en figure III-1, est relativement classique en électronique de puissance. Cependant, dans une configuration de très forte puissance, elle doit reposer sur l'association de plusieurs blocs élémentaires. En se référant aux précédents travaux de recherche conduits au LEEI sur les fours à arc à courant continu [23], nous pouvons dire que cette alimentation doit :

- Fonctionner à puissance constante sur une large plage de variation de la tension d'arc afin d'augmenter l'énergie électrique transmise au bain d'acier et améliorer ainsi la productivité du four. Ceci est rendu possible par l'utilisation de convertisseurs à commande MLI qui autorisent une bande passante élevée.
- Associer en série et/ou en parallèle des convertisseurs AC/DC et DC/AC: cette disposition permet d'adapter facilement la structure à des niveaux de puissance différents (de quelques MW jusqu'à la centaine de MW).

L'objectif de la commande est d'imposer, à travers le contrôle du courant, un fonctionnement à puissance active totale constante. Pour cela nous avons utilisé une régulation de type cascade constituée de deux boucles rapides, et d'une boucle lente. La figure III-2 présente le schéma de principe de la régulation à puissance constante :  $I_{1m}$  et  $I_{2m}$  sont les courants de ligne mesurés ;  $V_{ref1}$ ,  $V_{ref2}$  et  $V_{ref3}$  sont les tensions de référence de l'onduleur,  $P_{totm}$  est la puissance active totale mesurée à la sortie de l'onduleur.

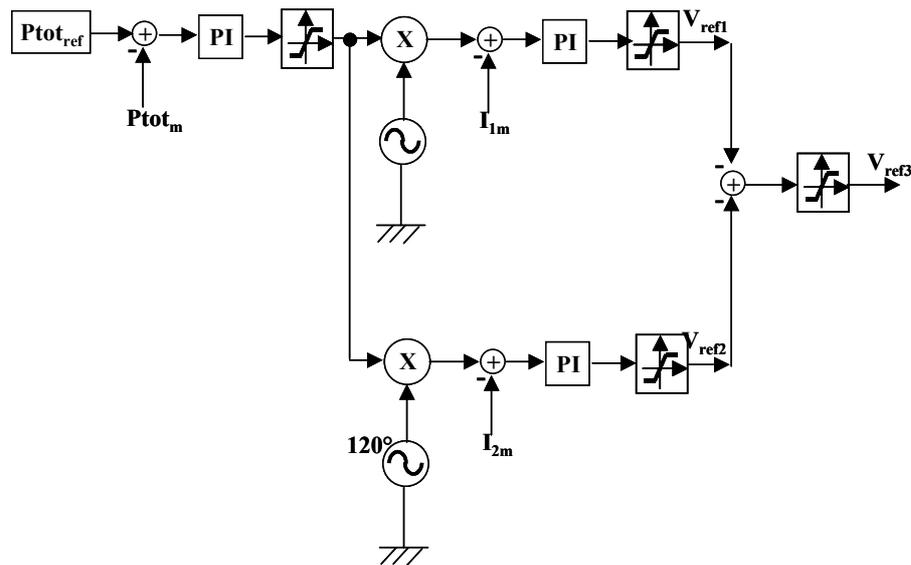
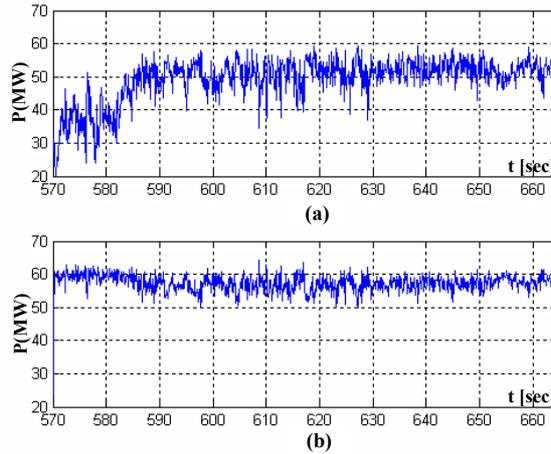


Figure III-2 : Schéma de principe de la régulation à puissance constante

Les boucles rapides permettent d'imposer des courants sinusoïdaux équilibrés. La boucle lente régule la puissance active totale. Une étude par simulation a mis en évidence que ce fonctionnement augmente, par rapport à une alimentation classique (figure III-3a et figure III-3b), l'énergie électrique transmise à la ferraille.

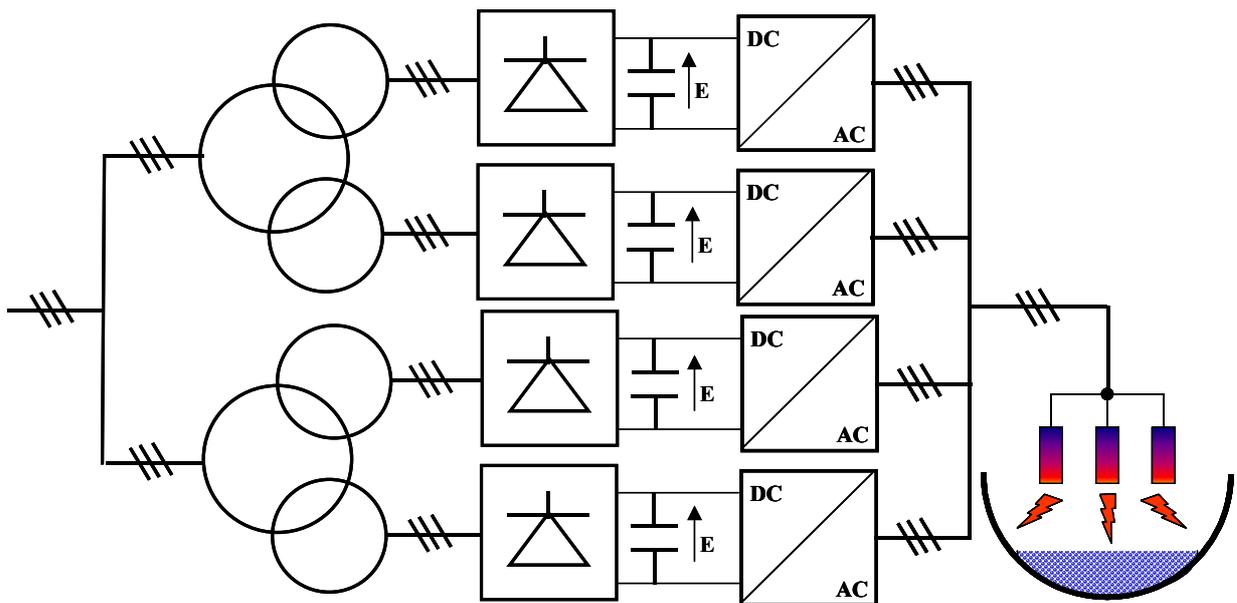


**Figure III-3 : Puissance active totale transmise au bain d'acier pendant la phase de fusion.  
 (a) : Alimentation classique ; (b) : Alimentation de type indirecte fonctionnant à puissance constante**

Pour un four de 75 MVA, identique à celui étudié, le cahier des charges de l'alimentation est défini par :

- Tension réseau :  $U_{rés} = 33 \text{ kV}$
- Tension de sortie :  $U_{ch_n} = 800 \text{ V}$ ,
- Charge :  $I_{eff} = 52 \text{ kA}$  par phase
- Montage peu polluant vis à vis du réseau

L'alimentation nécessite l'utilisation d'un ou plusieurs transformateurs abaisseurs. Pour réaliser une alimentation peu polluante, sans éléments de filtrage, une solution consiste à utiliser une association de redresseurs à diodes en pont triphasé. Si les puissances délivrées par les onduleurs triphasés sont identiques, cette association permet d'obtenir sur le réseau d'alimentation un courant dont le premier harmonique, autre que le fondamental, est situé à  $(6n-1)$  la fréquence du réseau,  $n$  étant le nombre de redresseurs à diodes. La figure III-4 présente une structure avec quatre redresseurs à diodes.



**Figure III-4: Structure de l'alimentation indirecte**

Pour obtenir une réaction "double dodécaphasée" les primaires des transformateurs nécessitent un couplage spécifique de façon à décaler de 15° le fonctionnement des deux paires de redresseurs. Dans ces conditions, le premier harmonique du courant sur le réseau moyenne tension est à  $23 \cdot 50 = 1150$  Hz.

Dans le schéma de la figure III-4, chaque bloc de conversion AC/DC triphasé est constitué par l'association parallèle de N onduleurs de tension triphasés conformément à la figure III-5.

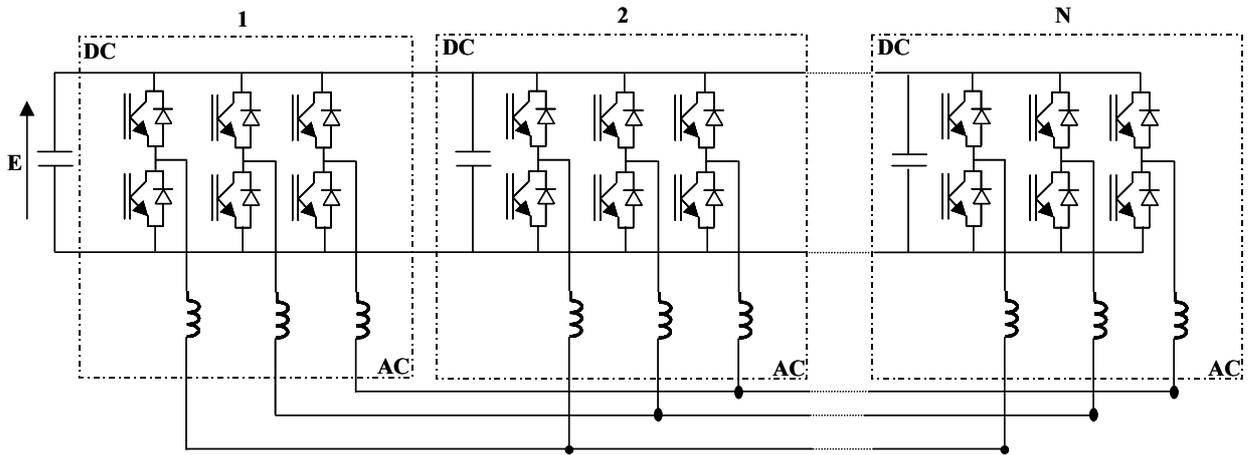


Figure III-5: Association parallèle de N onduleurs de tension triphasé

Afin d'équilibrer les courants entre les onduleurs, chaque cellule de commutation devra comporter une boucle de contrôle de courant.

Il y a donc au total  $4 \cdot N$  onduleurs dans la structure. Aujourd'hui, ces onduleurs peuvent être réalisés avec des composants forts courants tels que des IGCT 3,3kV / 4kA [43 et 44]. En conduisant 2 KA crête par bras, pour un four de 75 MVA, on obtient  $N = 10$ .

La valeur de la tension délivrée par l'onduleur permet de déterminer, à condition que la chute de tension sur l'inductance soit négligée, la valeur de la tension E sur le bus continu :

$$E = 2 \frac{\sqrt{2} \cdot Uch_n}{\sqrt{3} \cdot ma} \tag{III-1}$$

ma étant la profondeur de modulation.

La conception de ce convertisseur va poser de nombreux problèmes technologiques. En particulier les redresseurs doivent fournir un courant de sortie très élevé pour une tension relativement faible.

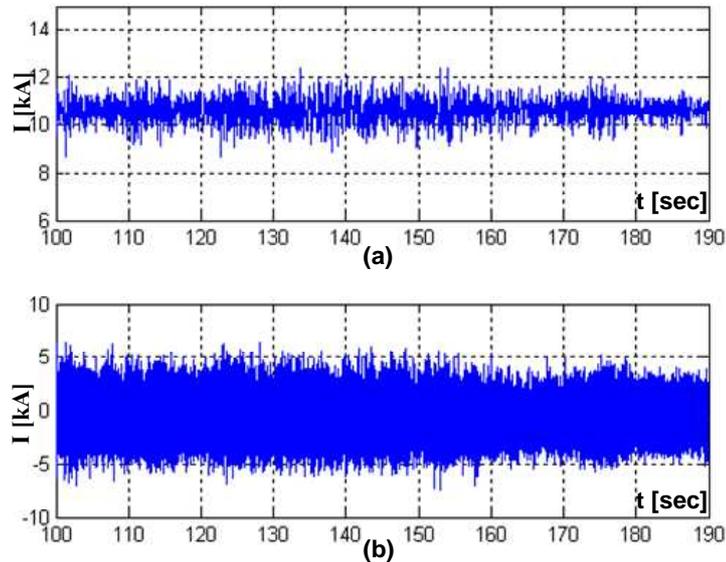
A cause du régime de fonctionnement déséquilibré du four à arc, le dimensionnement de la batterie de condensateurs du bus continu doit tenir compte de la puissance fluctuante. Cette puissance fait apparaître, coté continu, une composante alternative de courant qui induit une ondulation de tension.

La capacité du condensateur peut alors être déterminée, à l'aide de l'équation III-2, en fixant l'amplitude  $\Delta E$  de l'ondulation de tension sur le bus continu.

$$C = \frac{\hat{i}_{alt}}{2 \cdot \omega \cdot \Delta E} \tag{III-2}$$

Où  $\hat{i}_{alt}$  est l'amplitude de la composante alternative du courant et  $\omega$  est la pulsation d'alimentation du four (314 rad/s).

Une étude par simulation a permis de déterminer, pendant la phase de fusion du four, la valeur de la composante alternative du courant présent sur chaque bus continu. Le résultat est présenté en figure III-6



**Figure III-6 : Courant coté continu.**

**(a) : Valeur moyenne ; (b) : Composante alternative**

La valeur de la composante alternative du courant permet de déterminer la valeur du condensateur sur chaque bus continu. Pour  $\hat{i}_{alt} = 5$  kA et  $\Delta E = 180$ V, conformément à l'équation III-2, la valeur du condensateur C est égale à 44 mF.

### III.1.1 Conclusion

Cette étude succincte permet de démontrer que, malgré certaines améliorations (réduction des perturbations sur le réseau d'alimentation et augmentation de l'énergie électrique transmise au four), à cause du régime de fonctionnement déséquilibré du four à arc, cette structure est volumineuse, complexe et certainement coûteuse, (toute l'électronique est dimensionnée pour la puissance totale du four), par rapport à une alimentation classique pourvue de compensateur de puissance réactive. Elle ne peut pas être installée sur les fours existants, car il n'y a pas la place nécessaire pour l'implanter à proximité du four. De plus, en cas de disfonctionnement, elle ne peut pas être court-circuitée afin de permettre une alimentation directe du four.

## III.2 Nouvelle alimentation directe

Pour pouvoir séduire les sidérurgistes, une alimentation électronique de four alternatif doit permettre une augmentation de productivité tout en ayant un coût égal ou inférieur aux équipements de compensation actifs existants. Elle doit permettre: d'équiper les sites existants et donc pouvoir être installée à l'extérieur de l'usine sidérurgique, être transparente en cas de défaut afin de revenir à la configuration initiale et assurer la continuité de la production d'acier.

Le paragraphe III.1 ayant mis en évidence les inconvénients d'une structure indirecte, nous en avons donc déduit que seule une alimentation directe, placée en amont du transformateur du four, pourrait apporter une solution viable.

Cette alimentation directe s'appuie sur une topologie de gradateur MLI (développé il y a quelques années au LEEI) [46] qui fonctionne comme un hacheur pour formes d'ondes alternatives.

La nouvelle alimentation permet alors de régler la valeur efficace de la tension d'alimentation du transformateur de four. Les courants de court-circuit peuvent être limités et la puissance réactive absorbée est ainsi réduite. Un contrôle à puissance constante doit conduire à une augmentation de la puissance transmise au four.

Afin d'être adaptable à différents niveaux de tension et de puissance, cette alimentation doit être modulaire.

### III.2.1 Structure avec le neutre

L'analyse du fonctionnement du four, présenté au chapitre précédent, a mis en évidence un fonctionnement fortement déséquilibré. Ce déséquilibre en courant accentue les fluctuations de puissances active et réactive à l'origine de l'effet flicker au PCC. Ainsi il nous a paru, dans un premier temps, comme indispensable de contrôler les courants sur chacune des phases.

Nous avons donc proposé une structure d'alimentation dont le transformateur du four est couplé en étoile et le point neutre des enroulements secondaires est relié à la carcasse du four.

Ainsi les courants d'arc peuvent être contrôlés séparément afin d'imposer un fonctionnement à puissance constante sur chaque phase.

Le schéma de principe de l'alimentation proposée est présenté en Figure III-7.

Le convertisseur alternatif-alternatif, connecté entre le réseau d'alimentation et le transformateur du four, est un gradateur à découpage. Sa structure, constituée de cellules de commutation unidirectionnelles en tension et réversibles en courant, repose sur la topologie de hacheur alternatif dévolteur à commande MLI. Cette topologie et la commande des interrupteurs seront détaillées dans le paragraphe III.2.3.1.

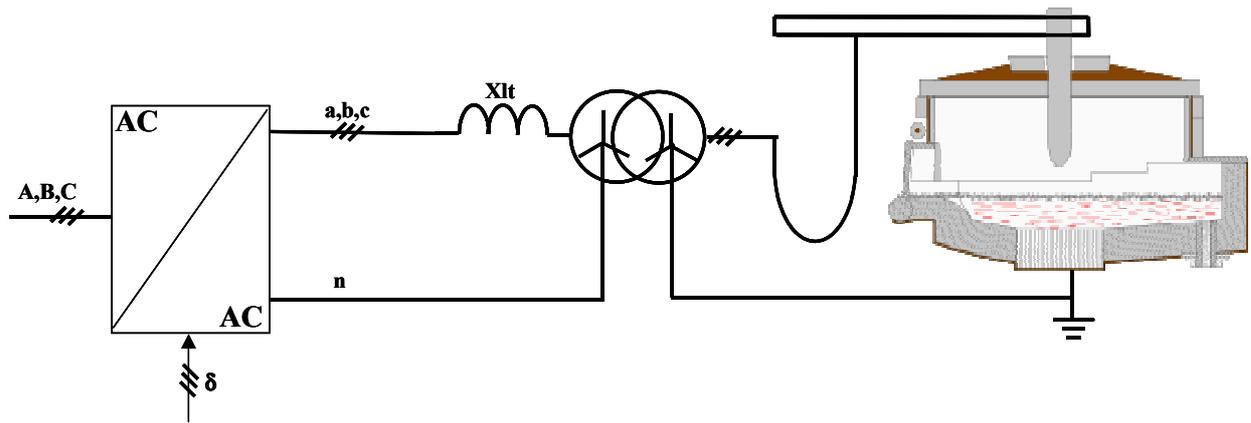


Figure III-7 : Schéma de principe de l'alimentation de four à arc proposée

Etant donné l'application envisagée, la tension à la sortie du convertisseur est obtenue par une association série d'un nombre suffisant de convertisseurs élémentaires. La valeur efficace de la tension de sortie de chaque convertisseur élémentaire est contrôlée par la grandeur  $\delta$  (rapport cyclique :  $0 < \delta < 1$ )

La figure III-8 montre le schéma de principe de cette association.

Pour la mise en série, on fait appel à un transformateur qui comporte, pour chaque colonne, plusieurs enroulements secondaires. Ainsi la tension à l'entrée de chaque convertisseur est la même. Les commandes de chaque convertisseur peuvent être entrelacées, ce qui permet d'augmenter la fréquence apparente de découpage et donc de réduire la taille des éléments de filtrage.

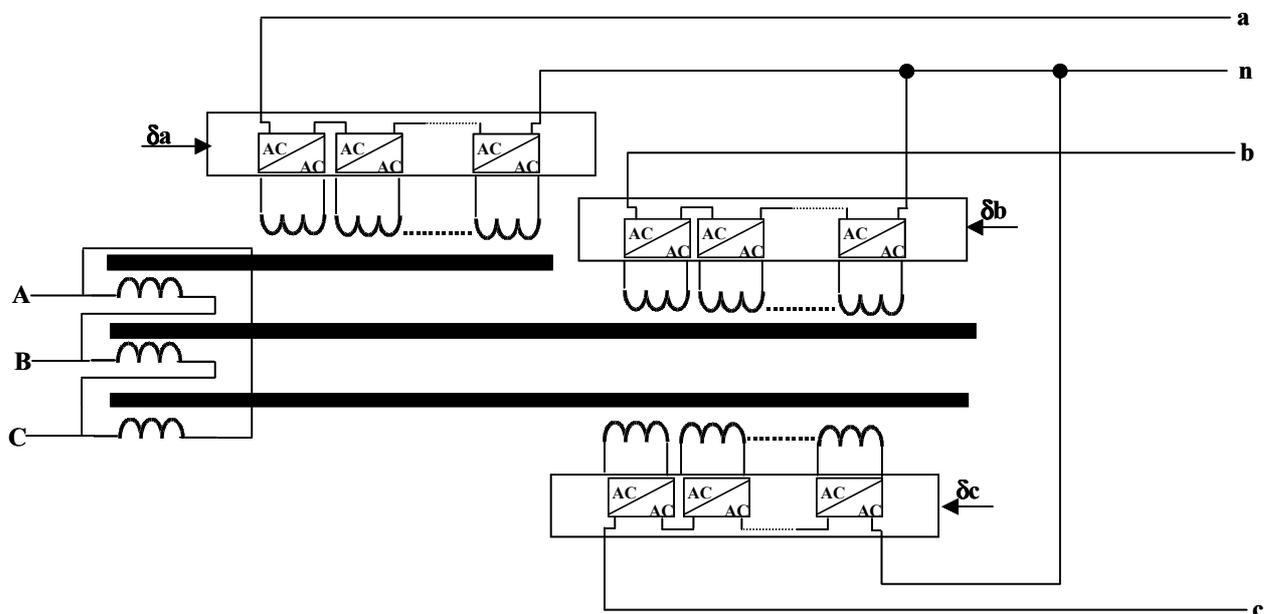


Figure III-8: Schéma de principe de l'alimentation électronique de puissance.

Mise en série de convertisseurs élémentaires

La figure III-8 montre que le primaire du transformateur du convertisseur est couplé en triangle. Ce couplage permet de supprimer, dans le réseau d'alimentation, la composante homopolaire du courant circulant au secondaire où le neutre est relié. L'alimentation proposée permet aussi de

supprimer le régleur en charge présent sur le transformateur du four. Cela représente un gros avantage, car le régleur en charge est souvent à l'origine des pannes qui entraînent l'arrêt du four.

### III.2.1.1 Principe de la commande

L'aspect le plus intéressant de l'alimentation proposée repose sur l'indépendance des courants de ligne, ce qui permet d'imposer un fonctionnement à puissance constante sur chaque phase. Ce fonctionnement réduit considérablement l'impact des fluctuations de la tension d'arc et du régime déséquilibré du four sur les performances de l'alimentation du four. Le schéma de principe de la régulation est donné en figure III-9.

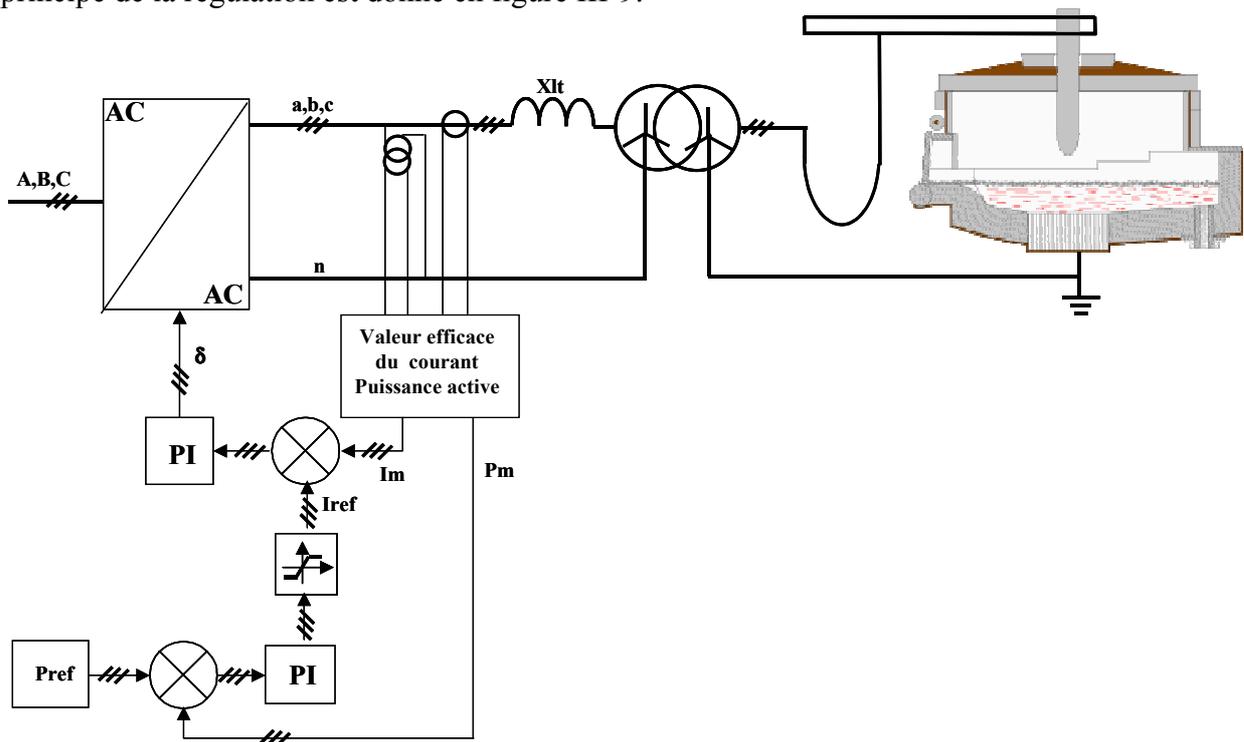


Figure III-9: Schéma de principe de l'alimentation proposée avec la régulation

Ce système est constitué, pour chaque phase, de deux boucles de régulation imbriquées, une boucle rapide qui permet le contrôle de la valeur efficace du courant d'arc et une boucle lente qui régule la puissance active. Pour chaque boucle, le correcteur utilisé est de type Proportionnel Intégral (PI). L'intérêt de ce correcteur réside dans la double intégration de la chaîne directe qui confère une erreur nulle en régime de poursuite.

Le correcteur de la boucle rapide fournit le rapport cyclique de commande des interrupteurs du convertisseur. Le correcteur de la boucle lente fournit la consigne de courant. Cette consigne est définie de façon à imposer un fonctionnement à puissance active constante hormis dans les phases de court-circuit. Lors des phases de court-circuit la limitation de courant permet naturellement un fonctionnement à puissance réactive constante.

Afin d'illustrer le principe de fonctionnement de l'alimentation proposée nous avons comparé, dans le plan Q-P, le fonctionnement des alimentations présentées en figure III-10.

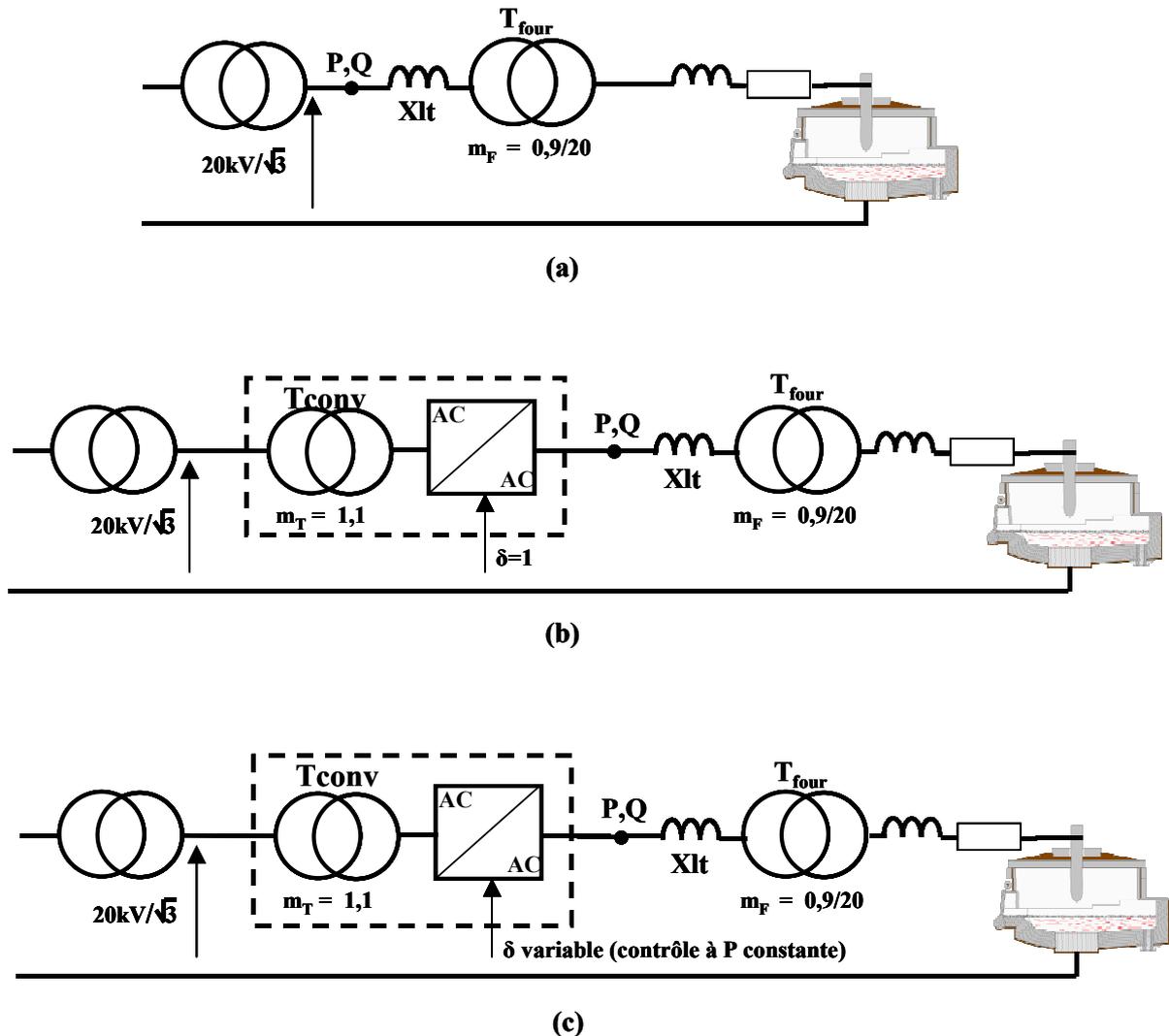
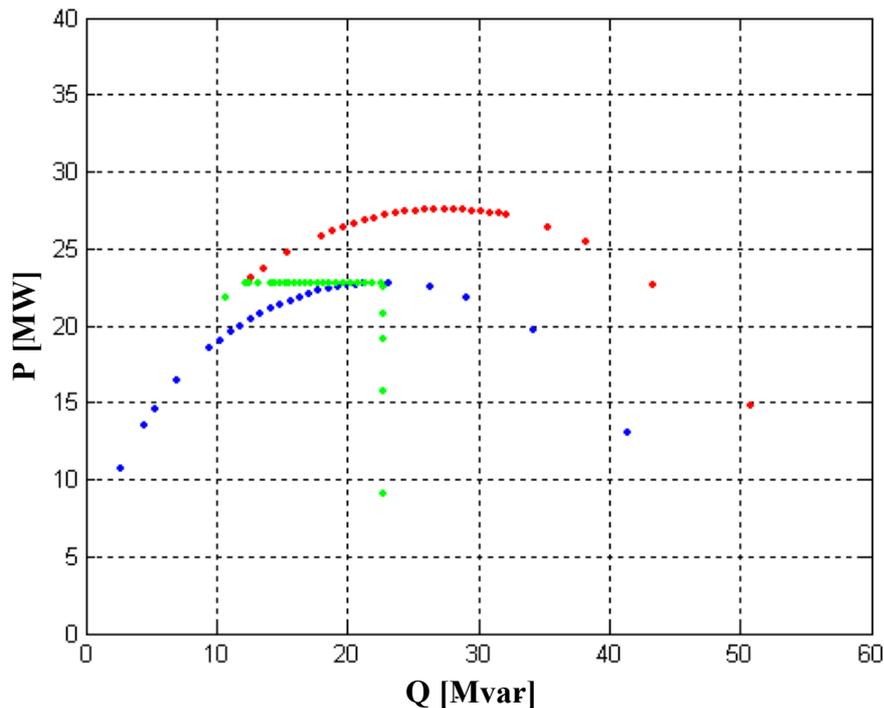


Figure III-10: (a) : Alimentation classique avec neutre ; (b) : Nouvelle alimentation avec  $\delta = 1$  ;  
(c) : Nouvelle alimentation à puissance constante

$T_{conv}$  et  $T_{four}$  représentent respectivement les transformateurs du convertisseur et du four. L'ensemble transformateur-convertisseur permet d'augmenter la tension en amont du transformateur du four afin d'étendre le fonctionnement à puissance constante sur une plus large plage de variation de la tension d'arc.

Le fonctionnement des convertisseurs alternatif/alternatif est analogue à celui des hacheurs. Si l'on s'intéresse à la valeur efficace des tensions et courants, à l'entrée et à la sortie du convertisseur, à l'échelle d'une période réseau, on peut considérer que le fonctionnement du convertisseur est équivalent à celui d'un transformateur dont le rapport de transformation correspond au rapport cyclique de la commande du convertisseur.

Les valeurs des puissances active et réactive, calculées au primaire du transformateur du four pour chaque alimentation, sont présentées en figure III-11. Afin de placer les alimentations dans les mêmes conditions, les mêmes valeurs de tension d'arc ont été utilisées.



**Figure III-11: Puissances actives et réactives représentées pour une phase dans le plan Q-P**

(points bleus) : Alimentation classique avec le neutre ; (points rouges) : Nouvelle alimentation avec  $\delta=1$  ;  
 (points verts) : Nouvelle alimentation à puissance constante.

Sur la figure III-11, les points en bleu, montrés, représentent les valeurs de la puissance active et réactive obtenues pendant le fonctionnement d'une alimentation classique avec neutre (figure III-10a).

Pour cette alimentation, les variations de la tension d'arc provoquent des fortes fluctuations de puissance active et réactive. La figure III-11 montre que la valeur de la puissance réactive est très importante, notamment lors d'un court-circuit, elle atteint le double de la puissance active qui peut être transmise au four.

Lorsque l'on augmente la tension d'alimentation, les points de fonctionnement se déplacent sur un cercle plus grand. Ce fonctionnement correspond à celui de l'alimentation présentée en figure III-10b et il est décrit par les points rouges de la figure III-11.

Dans ce cas, le convertisseur est transparent ( $\delta = 1$ ) la tension au primaire du transformateur du four est supérieure à celle d'une alimentation classique avec neutre (elle est augmentée de 10%).

Ce mode de fonctionnement présente les mêmes inconvénients qu'une alimentation classique avec neutre, avec un facteur de puissance encore plus mauvais.

Dans le cas de fonctionnement (points verts), correspondant à l'alimentation représentée en figure III-10c, le transformateur élévateur  $T_{conv}$  permet au convertisseur, lorsque il fonctionne à puissance constante, de disposer d'une marge en tension suffisante pour éviter la perte du contrôle du courant et les extinctions d'arc.

Lors des phases de court-circuit le convertisseur fonctionne à puissance réactive constante, le rapport cyclique  $\delta$  est réduit afin de limiter le courant.

Par rapport à une alimentation classique avec neutre, pour l'alimentation proposée à la figure III-10c, le fonctionnement à puissance active constante permet d'augmenter l'énergie électrique transmise à la ferraille et le fonctionnement à puissance réactive constante permet, lors des phases de court-circuit, de réduire les fluctuations de puissance réactive. Une réduction de l'effet de flicker peut être donc attendu.

Des simulations effectuées pour un cycle de fonctionnement du four et présentés au paragraphe III.2.4.1 permettront d'évaluer le niveau de flicker sur le réseau d'alimentation et le gain apporté sur l'énergie électrique transmise au four.

### III.2.2 Structure sans le neutre

Bien que cette nouvelle alimentation avec le neutre apporte des avantages significatifs, son utilisation, nécessite une modification du transformateur du four. Une électrode de fond de cuve demande un entretien régulier et des arrêts prolongés du four pour procéder à son remplacement. De plus, la connection du point neutre fait apparaître des harmoniques de courant homopolaires et il faudra donc surdimensionner l'alimentation.

Afin de disposer d'une nouvelle alimentation qui soit mieux adaptée aux fours existants nous proposons une nouvelle structure d'alimentation dont le transformateur du four est couplé en triangle-triangle. La commande est alors conçue pour imposer un fonctionnement à puissance totale constante.

Le schéma de principe de l'alimentation proposée est présenté en figure III-12.

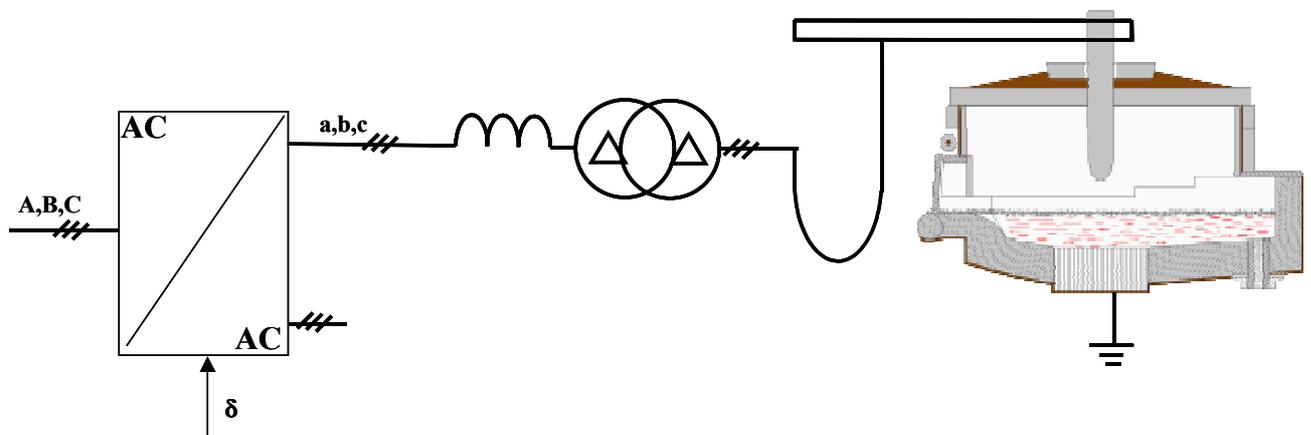


Figure III-12: Schéma de principe de l'alimentation de four à arc sans neutre relié

Comme pour l'alimentation avec le neutre, le convertisseur alternatif-alternatif, présenté en figure III-12, est constitué d'une association série de convertisseurs élémentaires à base de gradateurs MLI.

Le schéma de principe du convertisseur est représenté en figure III-13

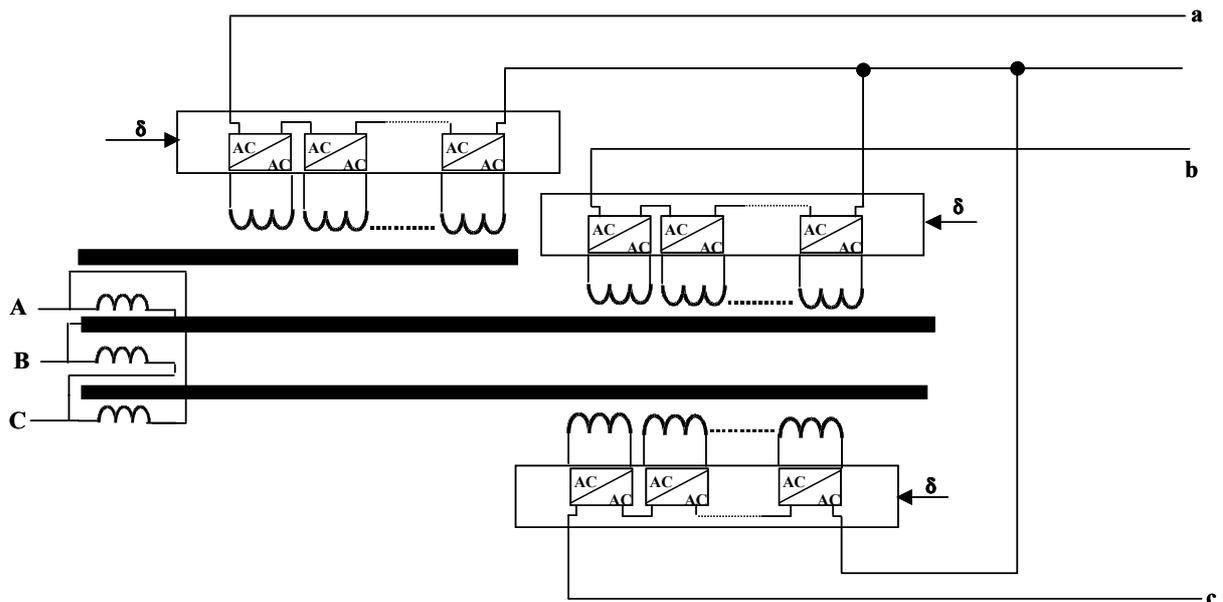


Figure III-13: Schéma de principe de l'alimentation électronique de puissance

Comme dans le cas précédent, cette alimentation sans le neutre permet de supprimer le régleur en charge présent sur le transformateur du four.

### III.2.2.1 Principe de la commande

Le principe de la commande consiste à contrôler la composante directe des courants afin d'imposer un fonctionnement à puissance totale constante. Le schéma de principe de la régulation est représenté en figure III-14.

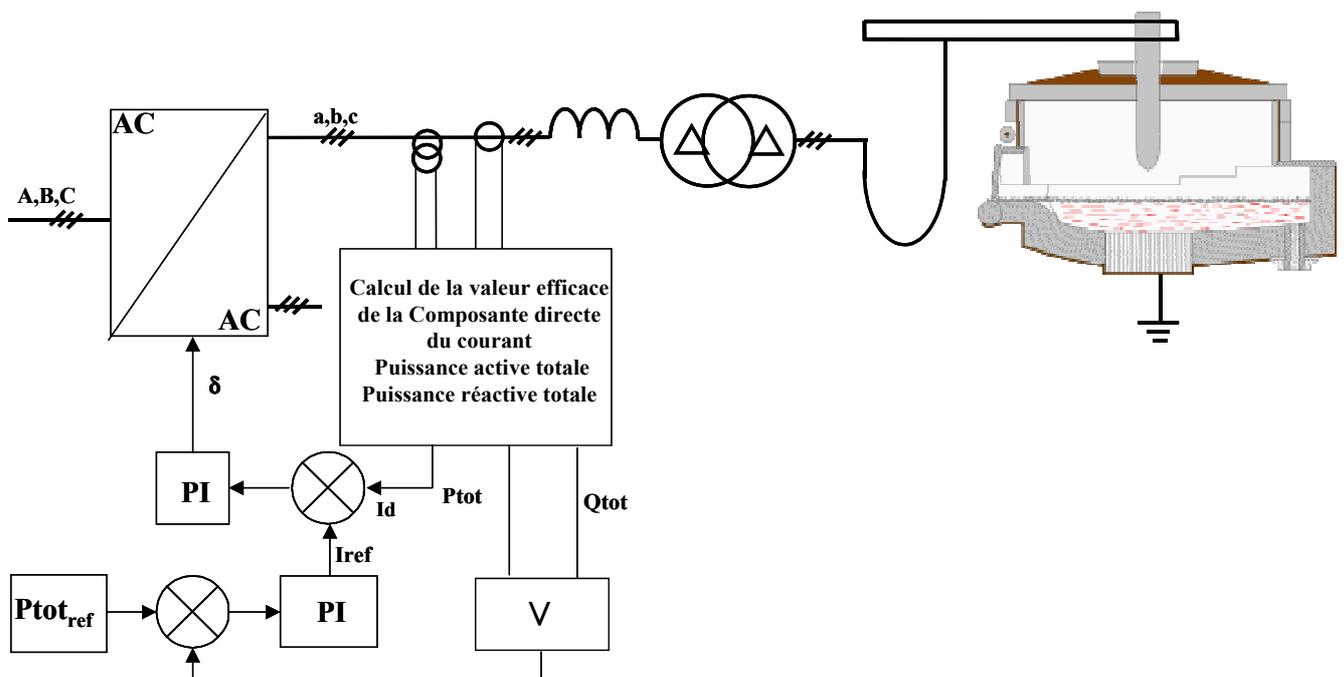
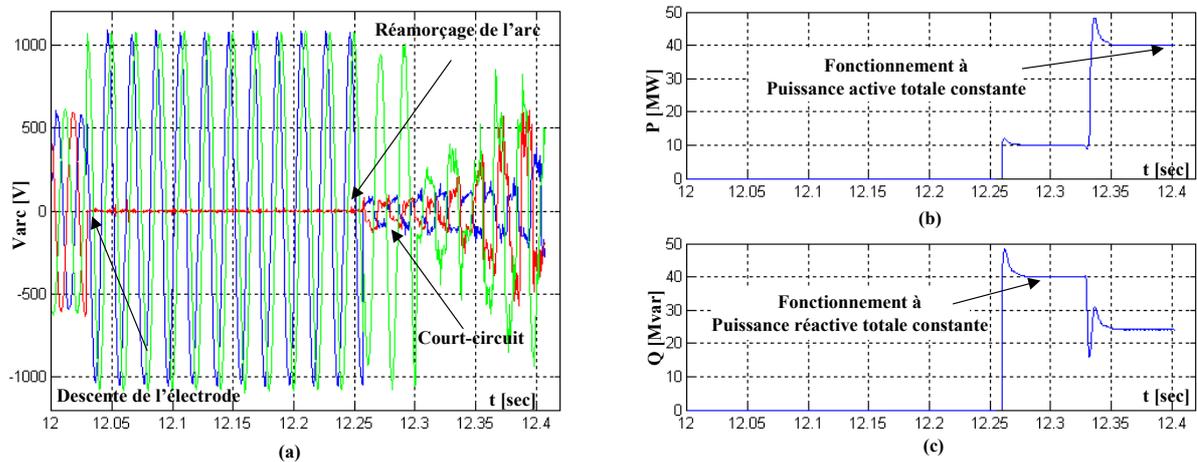


Figure III-14: Schéma de principe de la régulation de l'alimentation sans neutre

Ce schéma est constitué, de deux boucles de régulation imbriquées, une boucle rapide qui permet le contrôle de la valeur efficace de la composante directe des courants d'arc et une boucle lente qui régule la puissance active totale. Pour chaque boucle, le correcteur utilisé est un simple PI.

Le correcteur de la boucle rapide fournit le rapport cyclique de commande de tous les convertisseurs. Le correcteur de la boucle lente fournit la consigne de courant. Cette consigne est définie de façon à imposer un fonctionnement à puissance active totale constante. Ce fonctionnement permet d'augmenter l'énergie électrique totale transmise à la ferraille. Lorsque la puissance réactive totale dépasse la puissance active totale un fonctionnement à puissance réactive totale constante permet de limiter la puissance réactive. Comme pour l'alimentation avec neutre relié, ce fonctionnement permet d'améliorer le facteur de puissance de l'installation et de réduire considérablement la puissance réactive totale de l'installation lors d'un court-circuit. En revanche cette commande ne contribue pas à un rééquilibrage des courants.

La figure III-15 illustre le fonctionnement à puissance active et réactive totale constante lors du réamorçage des arcs en début de phase de forage.



**Figure III-15 : Fonctionnement à puissance active et réactive constante.**

**(a) : Réamorçage des Tensions d'arc en début de phase de forage ; (b) : Puissance active ; (c) : Puissance réactive**

Des simulations effectuées sur un cycle complet de fonctionnement du four sont présentées au paragraphe III.2.4.2. Elles permettent d'évaluer le niveau de flicker sur le réseau d'alimentation et le gain apporté sur l'énergie électrique transmise au four.

### III.2.3 Le convertisseur direct alternatif-alternatif

Pour les deux alimentations proposées, la structure du convertisseur direct alternatif-alternatif est la même.

Etant donné la valeur de la tension à l'entrée du convertisseur, la structure nécessite une association série de convertisseurs de base. Le schéma de principe de cette association, représenté en figure III-8 et en figure III-13, est détaillé pour une colonne du transformateur en figure III-16a.

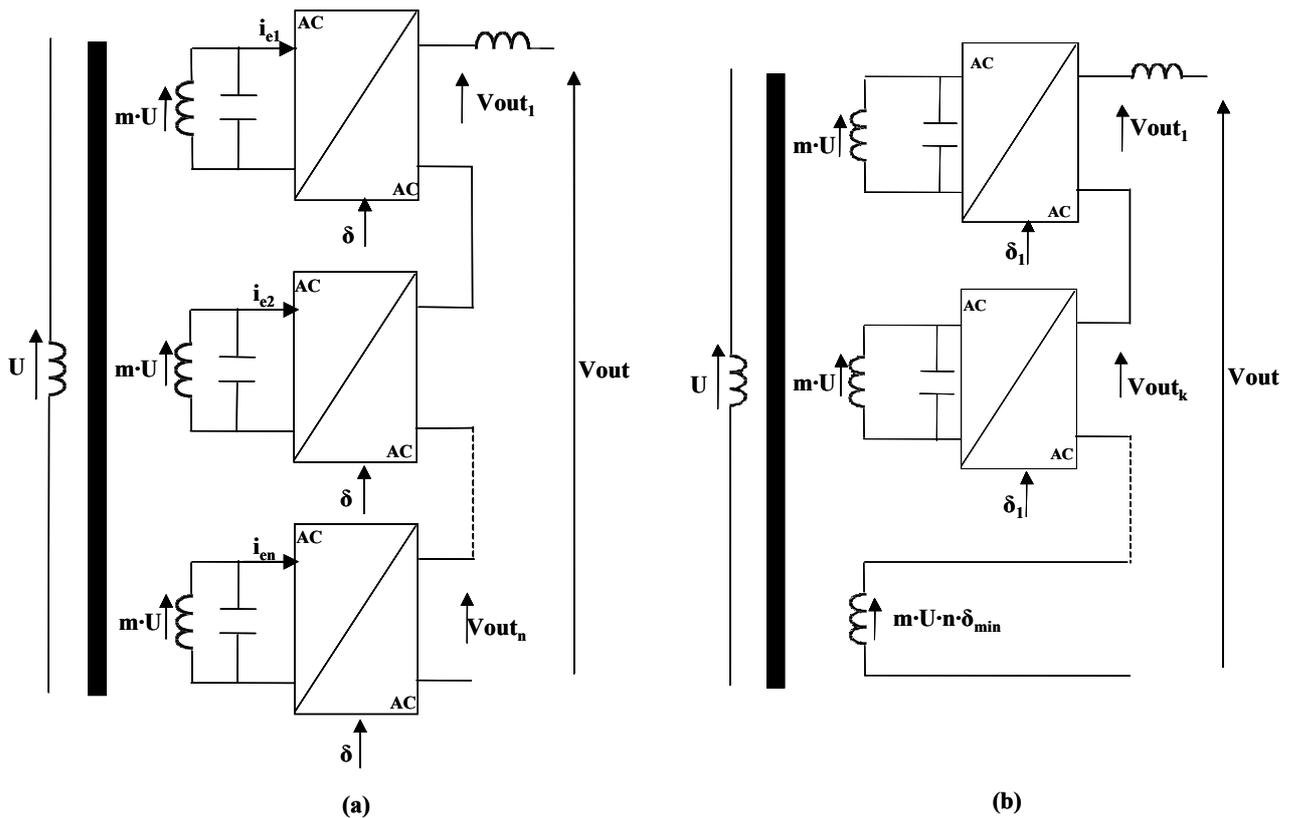


Figure III-16: Association de convertisseurs alternatif-alternatif.

(a) : Mise en série de n blocs ; (b) : Réduction du nombre de blocs en série

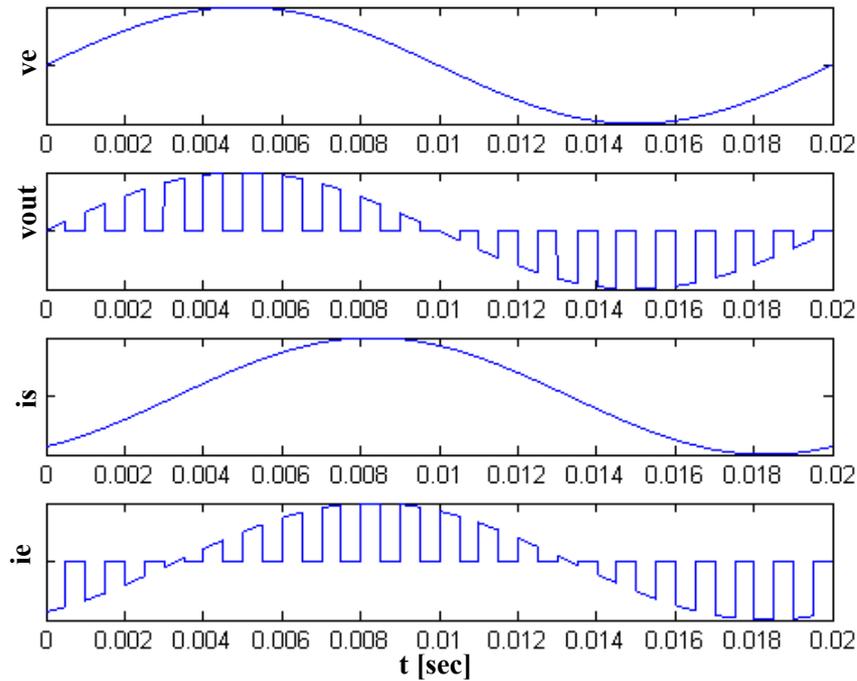
$n$  est le nombre de convertisseur de base associées en série pour obtenir la tension maximale en sortie.

$m$  est le rapport de transformation pour chaque secondaire du transformateur du convertisseur. Il sera choisi en adéquation avec la tenue en tension des interrupteurs utilisés.

$U$  est la tension composée au primaire du transformateur du convertisseur (couplage triangle au primaire).

$\delta$  est le rapport cyclique de la commande des convertisseurs élémentaires .

Les formes d'ondes idéalisées d'un convertisseur élémentaire alternatif-alternatif sont données à la figure ci-dessous. La tension d'entrée ( $v_e$ ) et le courant de sortie ( $i_s$ ) sont supposés parfaitement filtrés et sont donc sinusoïdaux.



**Figure III-17 : Formes d'ondes idéalisées d'un convertisseur élémentaire alternatif-alternatif**

Dans l'hypothèse où la fréquence de découpage est très grande par rapport à la fréquence du réseau d'alimentation, l'expression de la valeur efficace de la tension de sortie  $V_{out}$  de chaque bloc est définie par l'équation suivante :

$$V_{out_i} = m \cdot \delta \cdot U \quad (III-3)$$

Ainsi la valeur efficace de la tension totale de sortie du convertisseur direct est

$$V_{out} = m \cdot n \cdot \delta \cdot U \quad (III-4)$$

Au primaire du transformateur, le couplage étant en triangle, on a  $U = V \cdot \sqrt{3}$ . Ainsi  $V_{out} = m \cdot n \cdot \delta \cdot V \cdot \sqrt{3}$ , on pose  $m' = m \cdot \sqrt{3}$ .

Compte tenu qu'il est nécessaire d'augmenter la tension en amont du transformateur du four pour obtenir un bon contrôle des courants d'arc, il faut donc :  $m' \cdot n > 1$

Pour une valeur efficace de tension de sortie comprise entre  $V_{min}$  et  $V_{max}$  :

$$V_{min} = m' \cdot n \cdot \delta_{min} \cdot V \quad V_{max} = m' \cdot n \cdot \delta_{max} \cdot V \quad (III-5)$$

$\delta_{min}$  et  $\delta_{max}$  étant respectivement les valeurs minimale et maximale du rapport cyclique  $\delta$ .

Pour  $\delta_{min}$  différent de zéro, l'expression de la valeur  $V_{out}$  peut être réécrite en fonction de  $V_{min}$ ,  $V_{max}$  et du rapport cyclique  $\delta_1$  qui varie entre zéro et un ( $0 \leq \delta_1 \leq 1$ ).

$$V_{out} = V_{min} + (V_{max} - V_{min}) \cdot \delta_1 \quad \text{avec } \delta_1 = \frac{\delta - \delta_{min}}{\delta_{max} - \delta_{min}} \quad (III-6)$$

L'équation III-6 montre que la tension  $V_{out}$  peut être obtenue à partir de la somme de deux tensions : l'une qui est constante et qui peut donc être fourni par un simple enroulement secondaire et l'autre qui sera délivrée par l'association de gradateurs MLI.

La structure initiale de l'alimentation peut être alors simplifiée comme indiqué en figure III-16b.  $k$  est le nombre de convertisseurs élémentaires en série. L'expression de  $k$  est donnée par l'équation III-7.

$$k = n \cdot (\delta_{\max} - \delta_{\min}) \quad (\text{III-7})$$

L'ensemble des convertisseurs élémentaires peut alors être dimensionnés pour une puissance inférieure à celle de la charge.

$$S_{\text{conv}_{\max}} = Sch_{\max} (\delta_{\max} - \delta_{\min}) \quad (\text{III-8})$$

$Sch_{\max}$  et  $S_{\text{conv}_{\max}}$  sont respectivement la puissance apparente de la charge et du convertisseur. L'équation III-7 met en évidence que le nombre de convertisseurs en série est d'autant plus importante que la différence entre  $\delta_{\max}$  et  $\delta_{\min}$  est grande.

Les valeurs  $\delta_{\min}$  et  $\delta_{\max}$  sont définies pour imposer un fonctionnement à puissance constante sur une large plage de variation de la tension d'arc. Le principe de fonctionnement de la régulation pour une alimentation avec le neutre relié est présenté en figure III-18. La consigne de la puissance active pour le système de régulation est fixée à  $V^2/2X$  (puissance maximale de l'installation initiale).

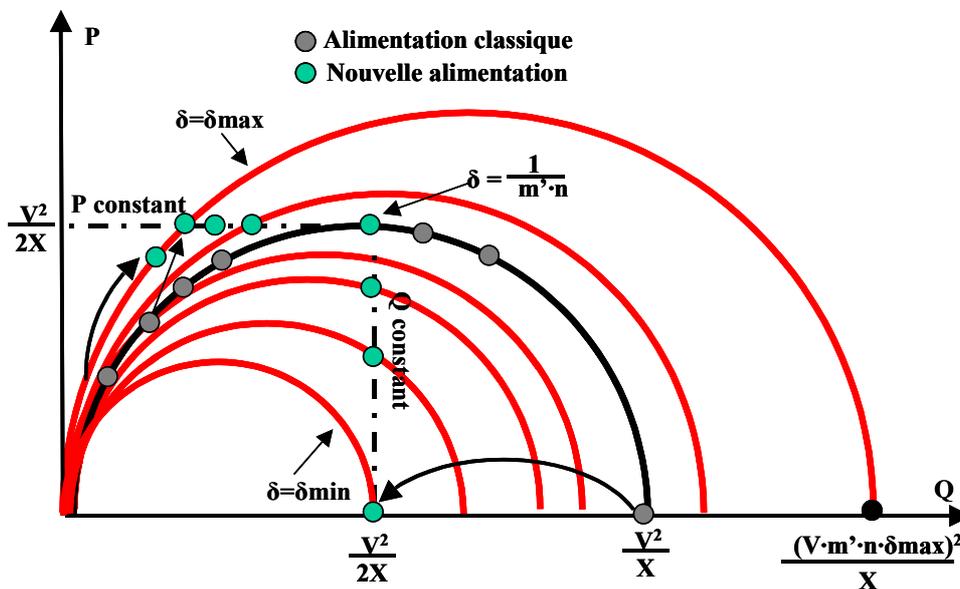


Figure III-18: Principe de fonctionnement de la régulation dans le plan Q-P

L'équation III-9 fait correspondre à chaque valeur du rapport cyclique  $\delta$  un cercle dont l'équation est donnée par :

$$P^2 + Q^2 - \frac{(V \cdot m \cdot n \cdot \delta)^2}{X} Q = 0 \quad (\text{III-9})$$

Cette équation met en évidence que la valeur du rapport cyclique permet de modifier le diamètre du cercle et par conséquent, pour une tension d'arc donnée, la valeur de la puissance active et réactive. La valeur  $\delta_{\max}$ , sera fixée à 0.95,  $m \cdot n \cdot \delta_{\max}$  sera choisi pour obtenir une augmentation de 10 % de tension en amont du transformateur du four. Ceci permet de fonctionner à puissance nominale constante sur une large plage de variation de la tension d'arc.

En revanche, lors du fonctionnement à puissance réactive constante, la valeur du rapport cyclique permet d'atteindre la consigne définie par la limitation du courant. La figure III-18 montre que, lors d'un court circuit, la valeur  $\delta_{\min}$  permet, de limiter la puissance réactive maximale.

L'équation III-9 permet de calculer la valeur de la puissance réactive lors d'un court-circuit. Cette valeur dépend du carré de la valeur du rapport cyclique.

$$P \approx 0 \Rightarrow Q = \frac{(V \cdot m' \cdot n \cdot \delta)^2}{X} \quad (\text{III-10})$$

Pour une puissance réactive Q égale à  $V^2/2X$  l'expression de  $\delta_{\min}$  est donnée par l'équation suivante.

$$Q_{\text{const}} = \frac{V^2}{2X} \Rightarrow \delta_{\min} = \frac{\sqrt{2}}{2 \cdot m' \cdot n} \quad (\text{III-11})$$

Pour une valeur du produit  $m' \cdot n$  égale à 1.1, la valeur  $\delta_{\min}$  en régime permanent, conformément à l'équation III-11, est égale à 0,64. Cependant une valeur de  $\delta_{\min}$  inférieure à celle obtenue permet, lors d'un court-circuit, d'améliorer les performances de la régulation en régime transitoire. Cette valeur sera ramenée à 0,5.

Pour l'alimentation sans le neutre, le principe de fonctionnement de la régulation est le même ; mais, dans ce cas la régulation se fait sur les valeurs de puissance active et réactive totale et les cercles deviennent des ellipses (II.1.4.2). Dans le cas, le plus défavorable, d'un court circuit triphasé la valeur du rapport cyclique  $\delta_{\min}$  est égale à celle obtenue pour une alimentation avec le neutre, en dehors de ce cas elle reste supérieure.

Les simulations présentées dans le paragraphe III.2.4.1 ont permis de fixer la valeur de  $\delta_{\min}$ , afin d'avoir un bon contrôle des courants en régime transitoire.

### III.2.3.1 Gradateur à découpage

La plupart des convertisseurs statiques actuels à commutations commandées sont constituées d'IGBT ou d'IGCT associés à des diodes rapides. Des associations série et/ou parallèle de cellules de commutation ou de convertisseurs élémentaires permettent d'atteindre des tensions et des courants importants, tout en conservant une fréquence de découpage relativement élevée. Ceci permet de minimiser les éléments de filtrage passifs et d'obtenir du point de vue de la commande une large bande passante.

Cependant, si la mise en œuvre de ces semi-conducteurs dans les convertisseurs continu-continu (hacheurs) et continu-alternatif (onduleurs) est bien maîtrisée, tant du point de vue de la synthèse des interrupteurs que de leur commande, on trouve encore assez peu d'applications industrielles utilisant ces composants dans les convertisseurs alternatif-alternatif directs (AC choppers).

En effet, dans le domaine de la conversion alternatif-alternatif, les thyristors et les triacs malgré les perturbations qu'ils provoquent sur le réseau d'alimentation (harmoniques de courant et consommation de puissance réactive), du fait de leur robustesse et de leur simplicité de mise en œuvre, sont encore les composants les plus utilisés. Cependant, pour répondre aux normes de plus en plus strictes relatives aux perturbations sur le réseau d'alimentation, cette situation est amenée à changer.

Des tentatives de remplacement des gradateurs à thyristors par des convertisseurs qui utilisent des interrupteurs quatre segments, constitués de diodes et transistors, ont permis de montrer, lors du changement d'état des interrupteurs, la difficulté à réaliser des commutations naturelles.

La figure III-19 présente un hacheur alternatif constitué d'interrupteurs quatre segments.

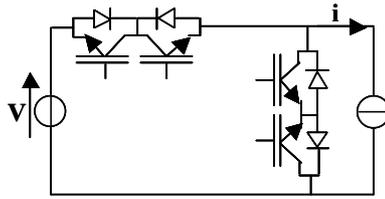


Figure III-19 : Exemple de hacheur alternatif constitué d'interrupteurs quatre quadrants

Lorsqu'on cherche à réaliser un convertisseur quatre quadrants l'expérience montre, souvent au détriment de la survie des semi-conducteurs, que la commande des interrupteurs n'est pas simple. Pour un bon fonctionnement du convertisseur il est nécessaire de garantir lors du passage d'une séquence de fonctionnement à l'autre des commutations naturelles.

Une commutation naturelle [47 et 48], se traduit soit par l'amorçage spontané d'une diode, provoqué par le blocage commandé d'un transistor, soit par le blocage spontané d'une diode, provoqué par l'amorçage commandé d'un transistor.

Dans le cas du hacheur alternatif, l'étude des commutations, suivant cette règle, conduit à considérer quatre situations différentes, correspondant chacune à un quadrant de fonctionnement. Ceci permet de conclure que la cellule de commutation doit, en fonction du signe de la tension  $v$  et du courant  $i$ , être équivalente à l'un des circuits de la figure III-20.

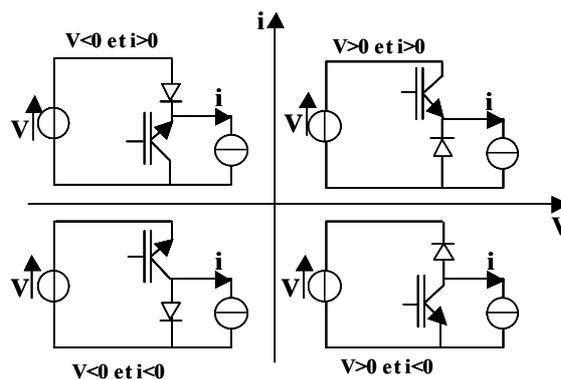


Figure III-20: Cellule de commutation équivalente pour les quatre quadrants du plan  $i, v$

La commande de la cellule de commutation bidirectionnelle en tension et en courant doit donc permettre d'obtenir chacune des configurations par le maintien temporaire à l'état passant ou bloqué des transistors ne faisant pas partie de la cellule de commutation équivalente. Pour mettre en application un tel principe de commande, il est nécessaire de connaître à la fois le signe de la tension  $v$  et du courant  $i$ . Des études montrent que les imperfections des capteurs sont susceptibles de poser de sérieux problèmes de mise en œuvre de la commande, de plus le moindre défaut de commande est susceptible d'engendrer des surtensions (ouverture de la source de courant) et des surintensités importantes (court-circuit de la source de tension), ce qui constitue une faiblesse.

Il est évident qu'en forte puissance, le choix d'une solution doit reposer en priorité sur la recherche d'une bonne fiabilité en garantissant le respect des règles élémentaires de commutation. A cet effet, nous avons choisi des structures de hacheurs alternatifs, à base d'interrupteurs bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension, permettant d'obtenir une plus grande robustesse vis à vis du changement de signe des grandeurs d'entrée et de sortie. Ces structures ont été développés au LEEI [46]. Parmi ces structures deux familles se

distinguent par leurs avantages : les structures dites différentielles de tension d'une part, qui peuvent être réalisées avec des bras d'onduleur standards, disponibles sous forme monolithique, les structures dites non différentielles d'autre part, qui permettent notamment d'assurer la continuité du neutre et se prêtent bien à une mise en parallèle, tout en conservant une robustesse identique à celle des structures différentielles de tension.

### Association différentielle de cellules

La topologie est présentée à la figure III-21

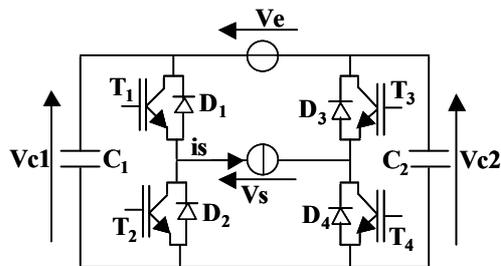


Figure III-21 : Topologie de hacheur alternatif différentiel de tension

Les sources de tension et courant sont toutes les deux bidirectionnelles en tension et en courant. La source de tension est connectée entre les points de potentiel les plus élevés de chaque cellule, la source de courant entre les points communs des interrupteurs de chaque cellule. Les condensateurs de découplage aux bornes de chaque cellule de commutation éliminent tout risque de surtension lors des changements de configuration au passage par zéro de la tension d'entrée.

Le fonctionnement du hacheur alternatif est caractérisé par deux séquences élémentaires :

- Une séquence, dite active, pendant laquelle les sources sont directement reliées, ce qui permet l'échange d'énergie (figure III-22a).
- Une séquence, dite phase de roue libre, pendant laquelle les sources n'échangent pas d'énergie (figure III-22b).

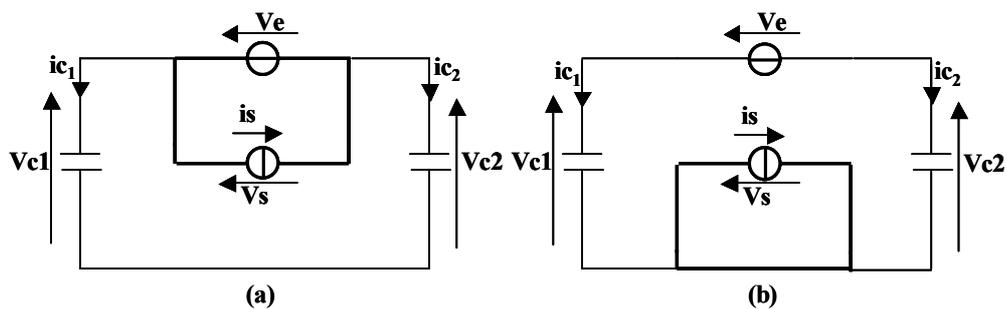


Figure III-22 : Séquences de fonctionnement.

(a) : phase active ; (b) : phase de roue libre

L'état, bloqué ou passant, dans lequel se trouvent les semi-conducteurs, pendant les séquences élémentaires de fonctionnement du convertisseur, est lié au signe du courant  $i_s$ . Dans chaque cas, la tension aux bornes des semi-conducteurs bloqués dépend de la tension  $v_{C1}$  ou  $v_{C2}$ .

Phase active :

- Si  $i_s \geq 0$ , le transistor  $T_1$  et la diode  $D_3$  sont passants,
- Si  $i_s \leq 0$ , la diode  $D_1$  et le transistor  $T_3$  sont passants.

Dans ces deux cas,  $v(T_2, D_2) = v_{C1}$  et  $v(T_4, D_4) = v_{C2}$ .

Phase de roue libre

- Si  $i_s \geq 0$ , la diode  $D_2$  et le transistor  $T_4$  sont passants
- Si  $i_s \leq 0$ , le transistor  $T_2$  et la diode  $D_4$  sont passants.

Dans ces deux cas,  $v(T_1, D_1) = v_{C1}$  et  $v(T_3, D_3) = v_{C2}$

Contrairement à l'onduleur de tension, la tension aux bornes des cellules de commutation du hacheur alternatif n'est pas imposée par la source de tension mais par les tensions  $v_{C1}$  et  $v_{C2}$ . Il est donc nécessaire de garantir les inégalités suivantes : (la tension aux bornes des cellules devant rester positive ou nulle)

- Lorsque  $v_e > 0$ ,  $v_{C1} \geq v_e$  et  $v_{C2} \geq 0$
- Lorsque  $v_e < 0$ ,  $v_{C1} \geq 0$  et  $v_{C2} \geq -v_e$

Les semi-conducteurs doivent donc supporter au minimum la tension  $|V_{e_{max}}|$ . Dans l'intérêt de leur dimensionnement en tension, il convient de minimiser  $v_{C1}$  et  $v_{C2}$ .

### Commande des interrupteurs

L'application d'une commande, incluant des temps mort, aux transistors des deux cellules, permet de passer d'une séquence à l'autre par commutation naturelle sans tenir compte du signe du courant  $i_s$  et de la tension  $v_e$ . Les deux séquences de fonctionnement recherchées peuvent être obtenues en appliquant des commandes identiques aux deux cellules (figure III-23).

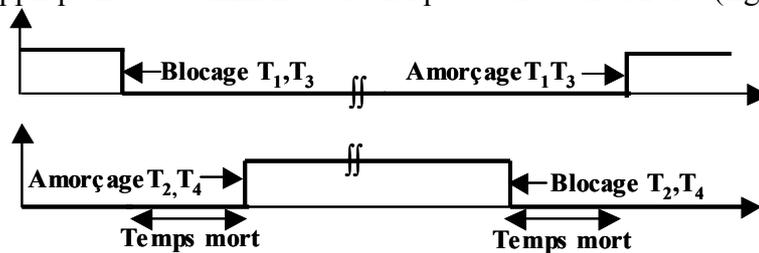


Figure III-23 Commandes disjointes d'un temps mort

Cependant la mise en place des temps morts donne lieu à deux autres séquences de conduction indésirables (figure III-24). L'une ou l'autre de ces séquences s'établit spontanément par l'intermédiaire des diodes, durant les temps morts, en fonction du signe du courant de la charge.

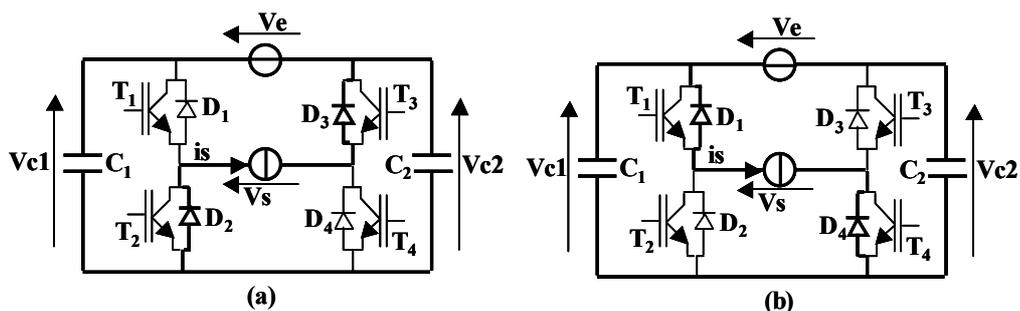


Figure III-24 : Séquences de conduction pendant les temps morts

En effet le blocage simultané de tous les transistors, durant les temps morts provoque la charge des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ . La figure III-24 montre que la structure est dans ce cas équivalente à un redresseur à diodes qui se trouve entre la source de courant et les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ .

$$i_{C1} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot |i_s| \quad \text{(III-12)}$$

$$i_{C2} = \frac{C_2}{C_1 + C_2} \cdot |i_s| \quad \text{(III-13)}$$

L'équation III-14 montre que chaque temps mort provoque l'augmentation de la tension des condensateurs d'une quantité  $\Delta v$  qui dépend de la durée  $t_m$  du temps mort et du courant  $i_s$  :

$$\Delta v = \Delta v_{C1} = \Delta v_{C2} = \frac{1}{C_1 + C_2} \cdot \int_t^{t+tm} |i_s| \cdot dt \cong \frac{|i_s| \cdot t_m}{C_1 + C_2} \quad \text{(III-14)}$$

Pour éviter ceci, une stratégie de commande consiste à imposer au convertisseur des configurations de hacheur unidirectionnel en tension, en fonction du signe de la tension  $V_e$ . La configuration du convertisseur est alors la suivante :

- Pendant l'alternance positive de la tension  $V_e$ , les transistors  $T_3$  et  $T_4$  sont amorcés simultanément de manière à former avec les diodes  $D_3$  et  $D_4$  des interrupteurs fermés, quel que soit le signe du courant (figure III-25a) ; cette cellule est dite "gelée". Les transistors  $T_1$  et  $T_2$  de l'autre cellule, dite cellule active, reçoivent des commandes incluant des temps morts
- Pendant l'alternance négative de la tension d'entrée ce sont  $T_1$  et  $T_2$  qui sont amorcés simultanément. La cellule active est dans ce cas constituée de ( $T_3, D_3, T_4, D_4$ ).

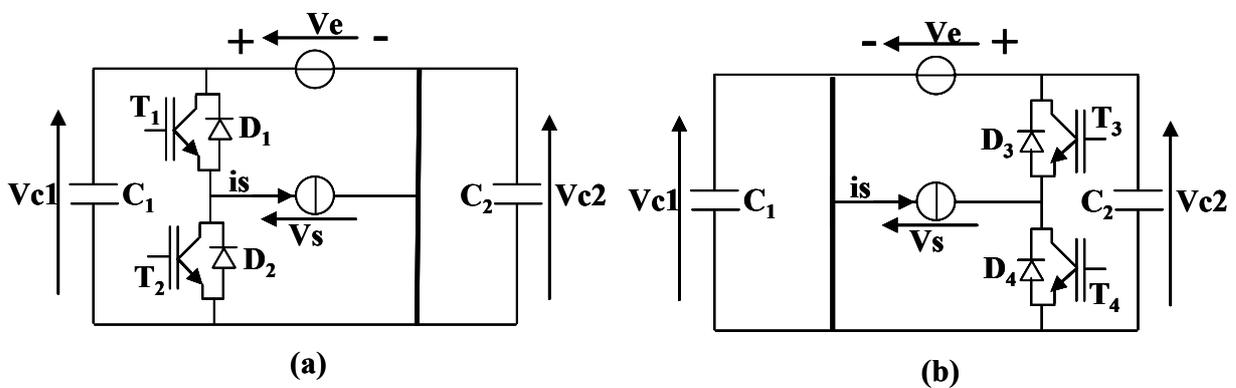
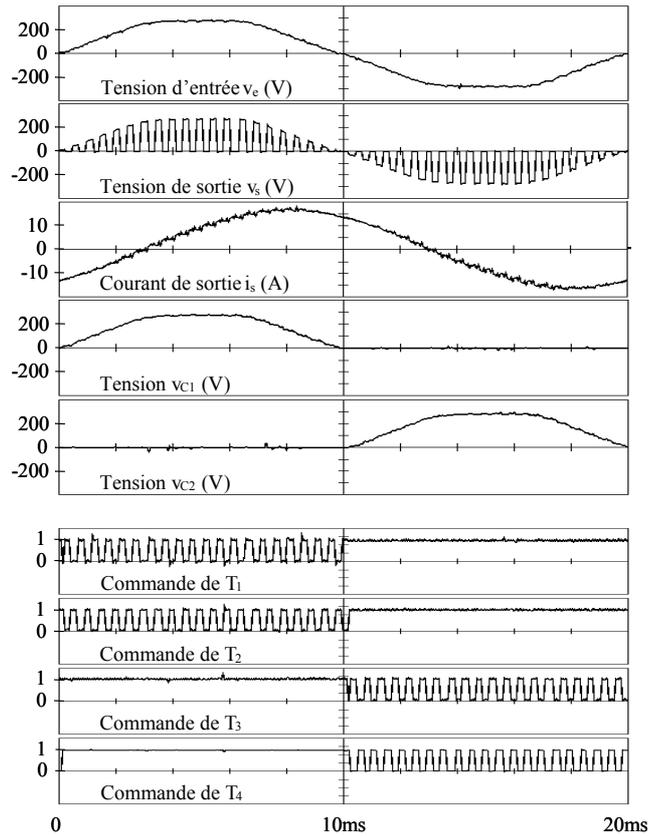


Figure III-25: Configurations du hacheur en fonction du signe de la tension d'entrée.

(a) : tension positive ; (b) : tension négative

Les commandes des transistors et les formes d'ondes correspondant à ce fonctionnement sont représentées en figure III-26. Il s'agit de résultats expérimentaux obtenues au laboratoire sur un prototype de 2 kW.



**Figure III-26 : Formes d'ondes d'un hacheur à association différentielles de cellules de commutation différentiel avec commande des interrupteurs en fonction du signe de la tension**

### Influence de la détection du passage par zéro de la tension $v_e$

Pour évaluer les limites d'application de cette commande nous allons prendre en compte l'erreur absolue  $\varepsilon_{\text{capteur}}$  du capteur de tension et le retard  $\tau_{\text{retard}}$  (dû au traitement logique) entre la détection de changement de signe et le changement effectif d'état des transistors.

A cause de ces imperfections, le changement de configuration ne peut avoir lieu exactement au passage par zéro de la tension d'entrée. La phase de reconfiguration peut alors paraître délicate car elle doit s'opérer sans court-circuit de la source de tension.

Dans l'hypothèse où les deux sources d'erreurs sont indépendantes, la valeur instantanée  $V_e(t)$  de la tension à l'entrée lors du changement effectif de configuration est définie par :

$$v \approx \varepsilon_{\text{capteur}} + \left( \frac{dV_e}{dt} \right) \cdot \tau_{\text{retard}} \quad (\text{III-15})$$

Cependant en cas de fermeture de tous les interrupteurs, grâce aux caractéristiques statiques réelles des semi-conducteurs qui font apparaître des chutes de tension non négligeables le courant circulant dans la maille ( $V_e$ ,  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ ,  $T_4$ ) est négligeable tant que la valeur instantanée de la tension d'entrée est inférieure à deux chutes de tension directe plus deux chutes de tension inverse à l'état passant.

La figure III-27 montre la caractéristique statique de l'ensemble transistor et diode antiparallèle.  $V_{T0}$  est la tension de seuil d'un transistor,  $V_{D0}$  est la tension de seuil d'une diode.

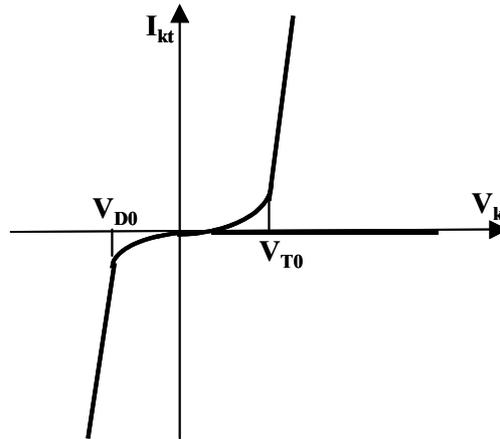


Figure III-27 : Caractéristique statique d'un interrupteur unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant

En supposant une tension d'entrée  $V_e(t) = V_{\max} \cdot \sin(\omega t)$ , la relation III-15 permet de calculer l'amplitude maximale admissible de la tension d'entrée.

$$V_{\max} < \frac{(2 \cdot V_{T0} + 2 \cdot V_{D0}) - \varepsilon_{\text{capteur}}}{\tau_{\text{retard}} \cdot \omega} \quad (\text{III-16})$$

Pour une tension d'entrée, d'amplitude inférieure à  $V_{\max}$  les imperfections du capteur ne nécessitent pas de dispositions particulières au voisinage du zéro de tension.

Par exemple, avec des interrupteurs présentant une valeur  $V_{T0}$  égale à 1.5V et  $V_{D0}$  égale à 0.5V, avec erreur absolue  $\varepsilon_{\text{capteur}}$  de 100 mV et un retard total  $\tau_{\text{retard}}$  de 1  $\mu\text{s}$ , la reconfiguration du hacheur alternatif peut être opérée sans risque de court-circuit tant que la tension sinusoïdale d'entrée ne dépasse pas une valeur efficace de 8,5 kV pour une fréquence de 50 Hz.

### Hacheur alternatif monophasé montage à cellules imbriquées

Pour assurer la continuité du neutre pour les équipements monophasés le LEEI a proposé en 2001 [46] une topologie de hacheur alternatif non-différentiel. La structure, représentée en figure III-28, repose sur une imbrication en opposition de deux cellules de commutation unidirectionnelles en tension et bidirectionnelles en courant, de manière à obtenir un fonctionnement dans les quatre quadrants. La cellule 1 est constituée de l'ensemble  $T_1, D_1, T_2, D_2$  et la cellule 2 de l'ensemble  $T_3, D_3, T_4, D_4$ .

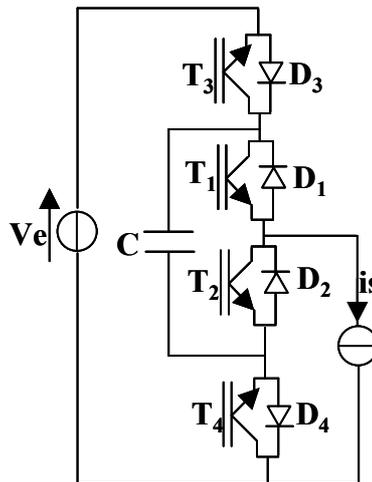


Figure III-28 : Hacheur alternatif monophasé non différentiel.

Le principe de la commande des interrupteurs étudiée dans le cas du hacheur alternatif différentiel de tension peut s'appliquer de la même manière au hacheur non différentiel.

La configuration du convertisseur est alors la suivante :

- Lorsque la tension  $V_e$  est positive, les transistors  $T_3$  et  $T_4$  de la cellule 2 sont maintenus amorcés. Cette cellule est dite gelée. La cellule de commutation est alors équivalente à une cellule unidirectionnelle en tension et bidirectionnelle en courant, constituée de l'ensemble  $(T_1, D_1, T_2, D_2)$  est dite active.
- Lorsque la tension  $V_e$  est négative, la cellule 2 devient active, tandis que la cellule 1 est gelée à son tour.

Dans chaque configuration, les transistors de la cellule active reçoivent des signaux de commande permettant de réaliser des commutations naturelles, c'est à dire des commandes disjointes par un temps mort suffisant pour éviter la conduction simultanée des deux transistors.

La figure III-29 représente le schéma logique de commande, recevant d'une part l'information du signe de la tension d'entrée  $V_e$  (vraie pour  $V_e > 0$ ) et d'autre part les commandes fournies par le modulateur, qui élabore les signaux de commande à partir du rapport cyclique  $\delta$ , unique variable de contrôle du convertisseur.

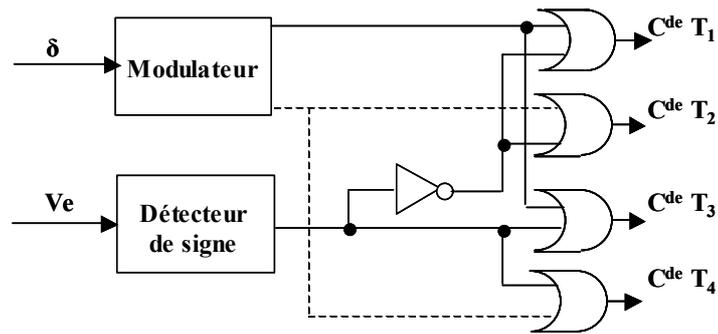


Figure III-29 : Logique de commande des transistor

La topologie à cellules imbriquées permet une mise en parallèle de hacheurs alternatifs (figure III-30), ce qui est indispensable pour contrôler les courants au primaire du transformateur du four (2 kA efficace par phase en 20 kV pour un four de 75MVA).

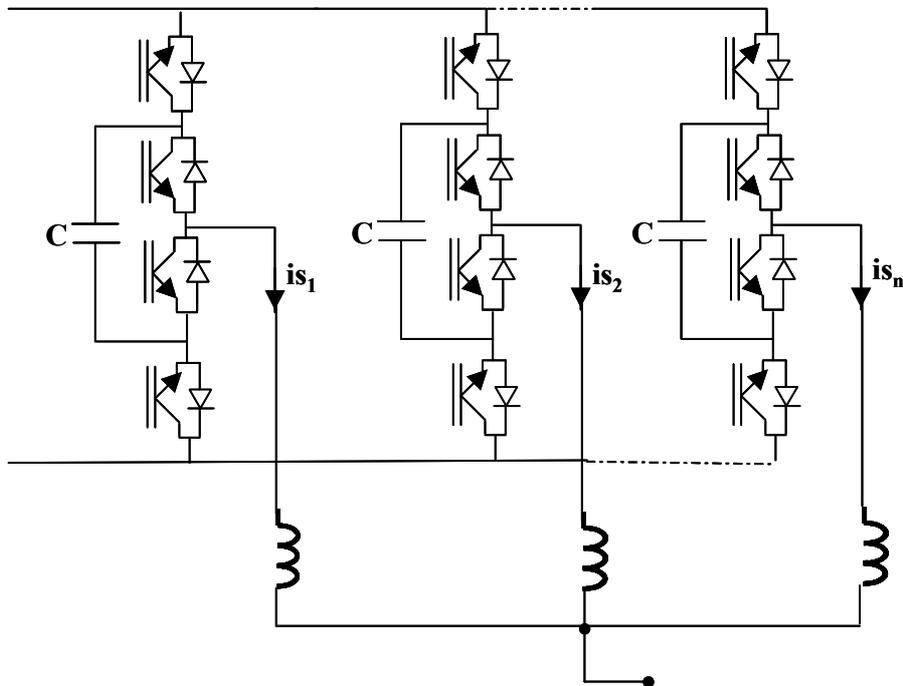


Figure III-30: Association parallèle de hacheurs alternatifs à cellules imbriquées

### III.2.4 Evaluation des performances des différentes alimentations

Il s'agit d'évaluer les performances des alimentations proposées tant du point de vue du réseau d'alimentation que du four à arc. A cet effet des co-simulations, réalisées avec les simulateurs PSIM et MATLAB/SIMULINK, ont été effectuées afin de déterminer l'effet de flicker et le facteur de puissance coté réseau et l'énergie électrique transmise au four.

Pour démontrer l'intérêt des alimentations proposées, leurs performances ont été comparées à celles d'une alimentation classique pourvue uniquement d'un compensateur de puissance réactive et de déséquilibre.

Les simulations reposent sur les modèles : du four à arc du flickermètre du compensateur de puissance réactive présentés dans le chapitre précédent. Pour le convertisseur AC/AC nous avons fait appel à un modèle moyen basé sur les équations suivante

$$V_{out} = V_{in} \cdot \delta \text{ et } I_{in} = I_{out} / \delta \tag{III-17}$$

#### III.2.4.1 Alimentation avec le neutre

Les schémas de simulation sont présentés en figure III-31. Les caractéristiques électriques sont celles de l'alimentation du four EAF2. Afin de simplifier la simulation, le réseau amont et son impédance interne ont été ramenées coté 20 kV. Le pas de calcul de la simulation est de 0,01ms. Pour un cycle de fonctionnement du four d'environ 36 minutes, chaque simulation dure environ 20 heures et génère un fichier de 2,5Go.

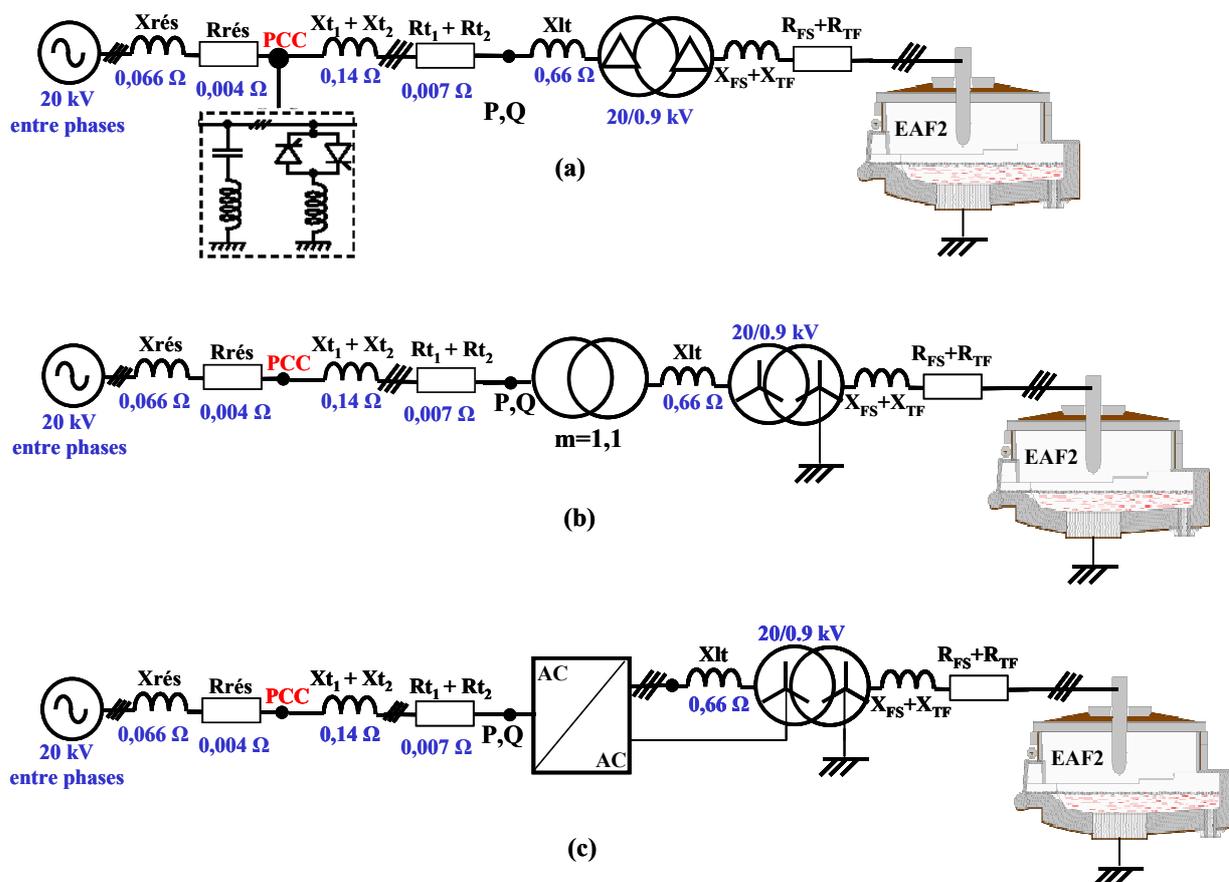
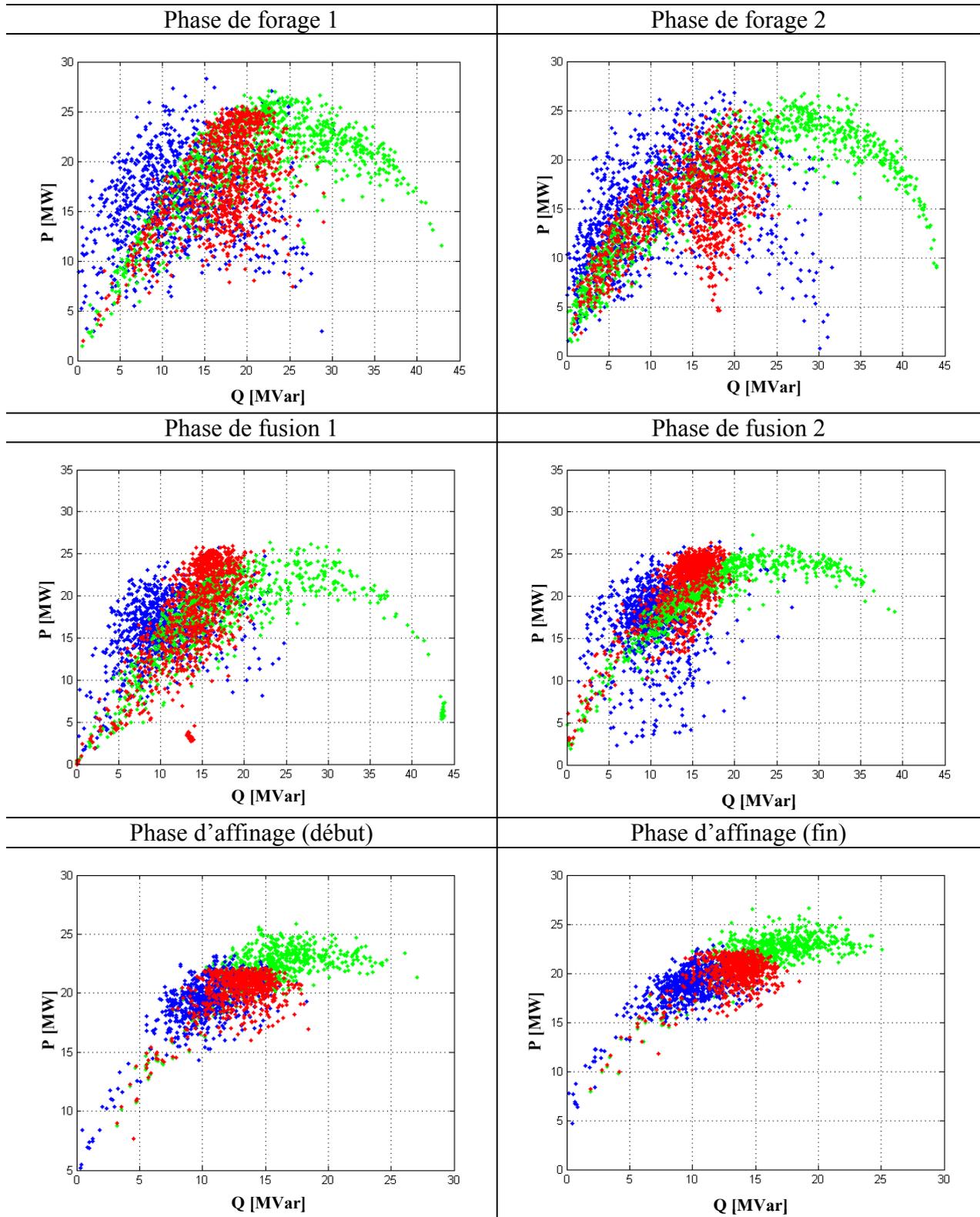


Figure III-31: Schémas de simulation.

- (a): Alimentation classique équipée d'un compensateur de puissance réactive ;
- (b) : Alimentation classique avec le neutre ; (c) : Nouvelle alimentation avec le neutre

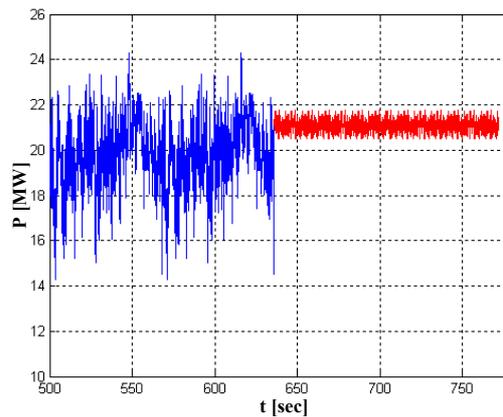
Le tableau III-1 présente dans le plan P,Q l'évolution du point de fonctionnement de l'alimentation du four. Ces résultats sont donnés pour une phase du réseau électrique. Ils mettent en évidence, l'avantage majeur apporté par l'alimentation électronique, Ils démontrent aussi qu'il n'y a aucun intérêt à relier le neutre du four dans une alimentation classique.



**Tableau III-1: Points de fonctionnement dans le plan P-Q déterminés au primaire du transformateur du four. En bleu : Alimentation classique pourvue de compensateur de puissance réactive ; En vert : Alimentation classique avec le neutre ; En rouge : Nouvelle alimentation avec le neutre**

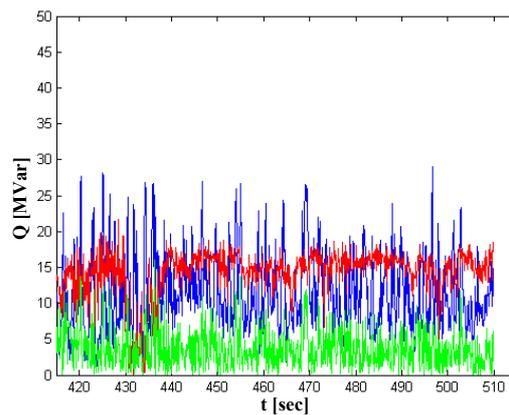
Globalement le fonctionnement à puissance active constante permet d'obtenir des points qui sont plus regroupés (points rouges) contrairement à une alimentation classique (points bleus ou verts) où ils sont beaucoup plus étalés. De plus le fonctionnement à puissance réactive constante permet lors d'un court-circuit est aussi mis en évidence.

La figure III-32 présente, dans la phase de fin de fusion, la puissance active transmise au bain d'acier pour une alimentation classique pourvue d'un compensateur de puissance réactive (courbe en bleu) et pour la nouvelle alimentation (courbe en rouge). Pour l'alimentation proposée les variations de puissance active sont fortement réduites et par conséquent la valeur moyenne de la puissance transférée au bain d'acier est augmentée.



**Figure III-32: Puissance active transmise à la ferraille ; En bleu alimentation classique pourvue de compensateur de puissance réactive ; En rouge : Nouvelle alimentation avec le neutre**

La figure III-33 présente maintenant pour les différentes alimentations la puissance réactive calculée au PCC



**Figure III-33 : Puissance réactive calculée au PCC. En bleu : Alimentation classique ; En rouge : Nouvelle alimentation ; En vert : Alimentation classique pourvue de compensateur de puissance réactive**

Pour l'alimentation à gradateur MLI les variations de puissance réactive sont fortement réduites. Cependant la figure III-33 montre que dans le cas d'une alimentation classique pourvue de compensateur de type DFC la valeur moyenne de la puissance réactive au PCC est inférieure à celle de l'alimentation proposée.

La réduction des variations de puissance active et réactive permet une diminution importante de l'effet de flicker. La figure III-34a présente la valeur du Pst pour une alimentation classique pourvue de compensateur de puissance réactive de type DFC (courbe en bleu) et pour l'alimentation proposée (courbe en rouge).

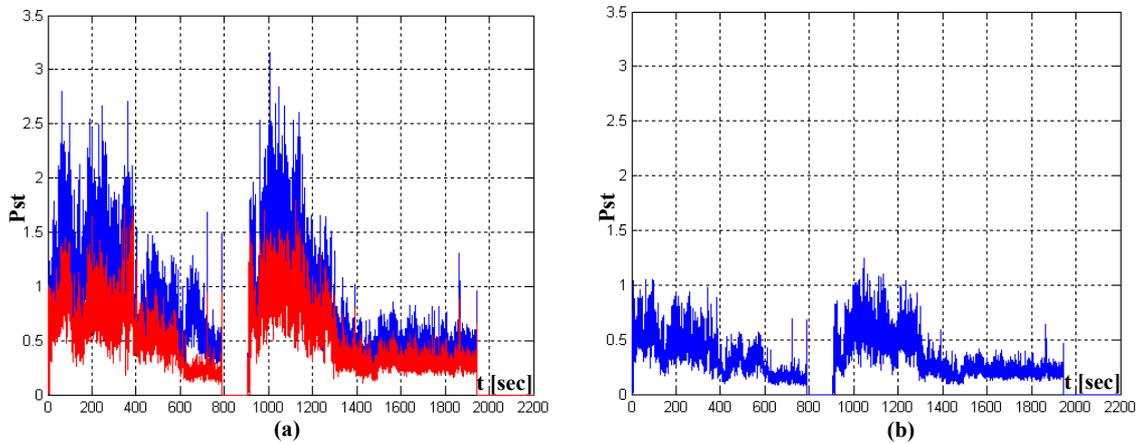


Figure III-34 : Pst calculé au PCC.

- (a) : Alimentation classique pourvue de compensateur de puissance réactive de type DFC (courbe en bleu), nouvelle alimentation avec le neutre (courbe en rouge) ;
- (b) Alimentation classique pourvue de compensateur de puissance réactive de type PFC

Bien que, dans le cas de la nouvelle alimentation, la valeur du Pst soit réduite (figure III-34a), elle reste supérieure à celle obtenue par une alimentation classique pourvue de compensateur de type PFC (III-34b). Comme cela a été mis en évidence dans le chapitre II, pour éliminer l'effet de flicker, il est nécessaire de compenser le déséquilibre. A cet effet nous avons rajouté pour la nouvelle alimentation un compensateur de puissance fluctuante (FPC) au PCC (figure III-35). Ce compensateur de type STATCOM permet de compenser les harmoniques de courant et le déséquilibre, supprimant ainsi l'effet de flicker sur le réseau d'alimentation.

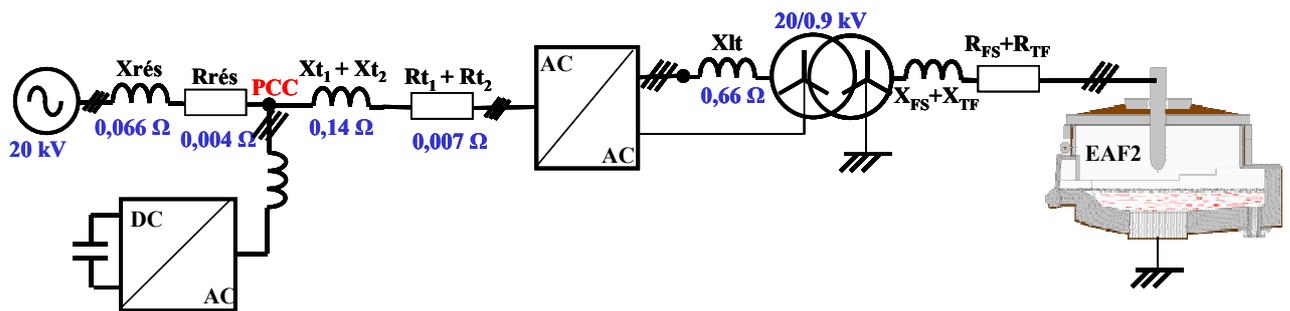
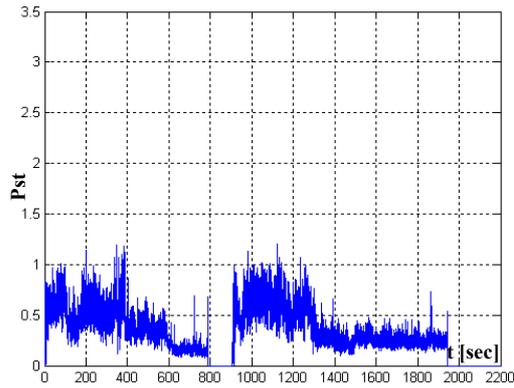


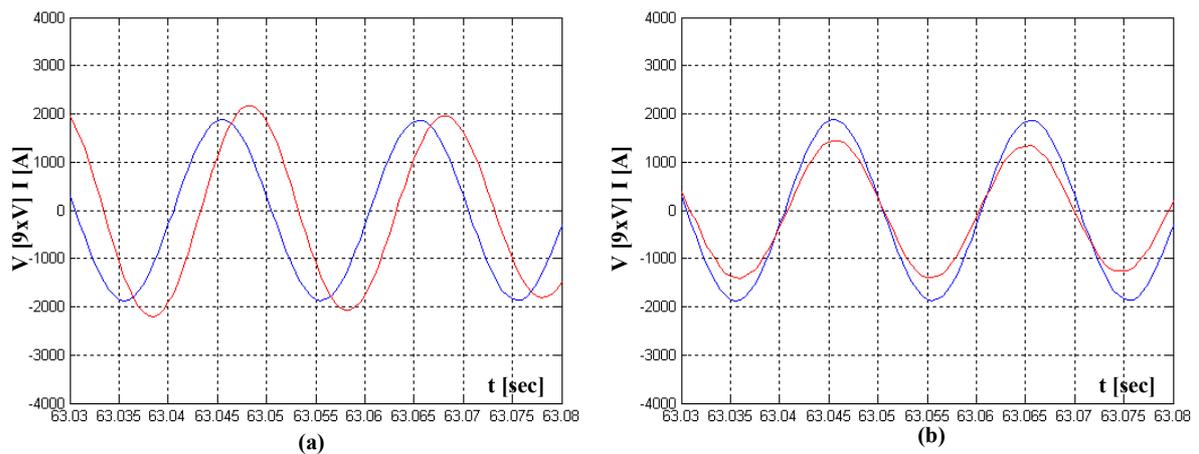
Figure III-35 : Nouvelle alimentation avec le neutre associé à un compensateur de puissance réactive de type FPC

La valeur du Pst engendrée par la nouvelle alimentation pourvue de compensateur de type FPC est présentée en figure III-36.



**Figure III-36: Pst calculé au PCC pour la nouvelle alimentation associée à un compensateur de type FPC**

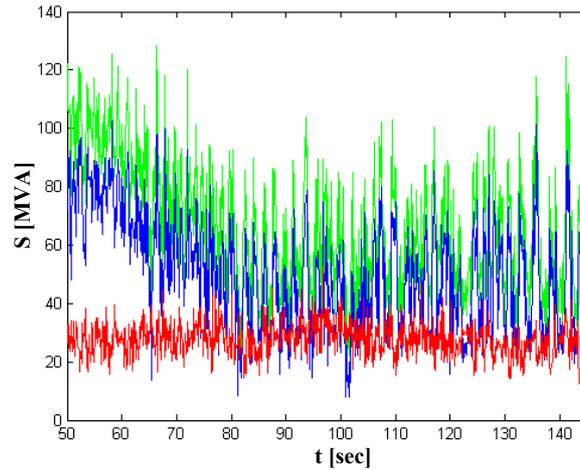
Cependant la valeur de la puissance réactive au PCC reste élevée (figure III-33) et par conséquent le facteur de puissance est mauvais (figure III-37a). Pour améliorer le facteur de puissance, la puissance réactive peut être alors compensée par une batterie de condensateurs placée à l'entrée du compensateur. La figure III-37b montre qu'un facteur de puissance quasi unitaire vis à vis du réseau d'alimentation peut être obtenu avec des condensateurs de 0,4 mF connectés en étoile au PCC.



**Figure III-37: Tension et courant sur le réseau d'alimentation.**

**(a) : nouvelle alimentation pourvue de compensateur de type FPC ; (b) : Compensation fixe de la puissance réactive**

Après avoir démontré l'intérêt de la nouvelle alimentation nous allons maintenant déterminer le dimensionnement de la partie électronique (compensateur de puissance réactive de type FPC et convertisseur AC/AC). La figure III-38 montre, pour chaque compensateur, la puissance apparente calculée pendant la phase de fusion.

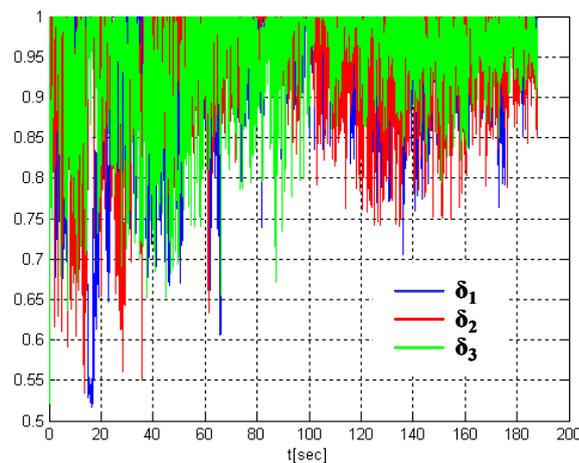


**Figure III-38 : Puissance apparente pour différents compensateurs. En vert : compensateur de type PFC ;  
En bleu : Compensateur de type DFC ; En rouge : Compensateur de type FPC.**

Comme nous l'avons déjà vu, pour la nouvelle alimentation, le fonctionnement à puissance constante permet de réduire sensiblement les fluctuations de puissance active et réactive sur le réseau d'alimentation (figure III-32 et figure III-33). Cela permet l'utilisation d'un compensateur de puissance fluctuante dont le dimensionnement, par rapport à une alimentation classique, est beaucoup plus faible.

La figure III-38 montre que, pour supprimer l'effet de flicker, l'alimentation proposée nécessite pour un four de 75MVA un compensateur de puissance réactive de type FPC de 30 MVA.

Le dimensionnement de la partie gradateur MLI comme il a été montré dans le paragraphe III.2.3, dépend de la valeur minimale du rapport cyclique. La figure III-39 présente l'évolution du rapport cyclique pendant la phase de fusion.



**Figure III-39 : Rapport cyclique calculé pendant la phase de fusion**

La figure III-39 montre que la valeur du rapport cyclique n'est jamais inférieure à 0,5. Ceci permet de dimensionner le convertisseur, conformément à l'équation III-8 pour seulement la moitié de la puissance apparente du four.

### II.2.4.1.1 Conclusion

Cette étude par simulation permet de quantifier l'apport de la nouvelle alimentation tant du point de vue du réseau d'alimentation que du four à arc.

Le tableau suivant récapitule les performances déterminées pour différentes alimentations de four à arc.

	Al.1	Al.2	Al.3	Al.4	Al.5
Pst <sub>99%</sub>	1.9	1.7	0,8	1,2	0,8
Gain sur l'énergie électrique transmise au bain d'acier	0%	1,2%	1,3%	8%	8%
Dimensionnement partie électronique [MVA]	0	90	120	35	35+30

**Tableau III-2: Comparaison des Alimentation. Al.1: alimentation classique ; Al.2 alimentation classique pourvue d'un compensateur de type DFC raccordé au PCC ; Al.3 alimentation classique pourvue d'un compensateur de type PFC raccordé au PCC ; Al.4 Nouvelle alimentation avec le neutre ; Al.5 Nouvelle alimentation avec le neutre avec un compensateur de type FPC raccordé au PCC.**

La nouvelle alimentation avec le neutre (Al.5) permet de supprimer le flicker au PCC tout en augmentant l'énergie électrique (+ 8%) transmise à la ferraille.

De plus, le dimensionnement de l'électronique utilisée dans la nouvelle alimentation (65 MVA) est largement inférieur à celui d'un compensateur (120 MVA) classiquement associé à un four à courant alternatif

### III.2.4.2 Alimentation sans le neutre

Les schémas de simulation sont représentés en figure III-40.

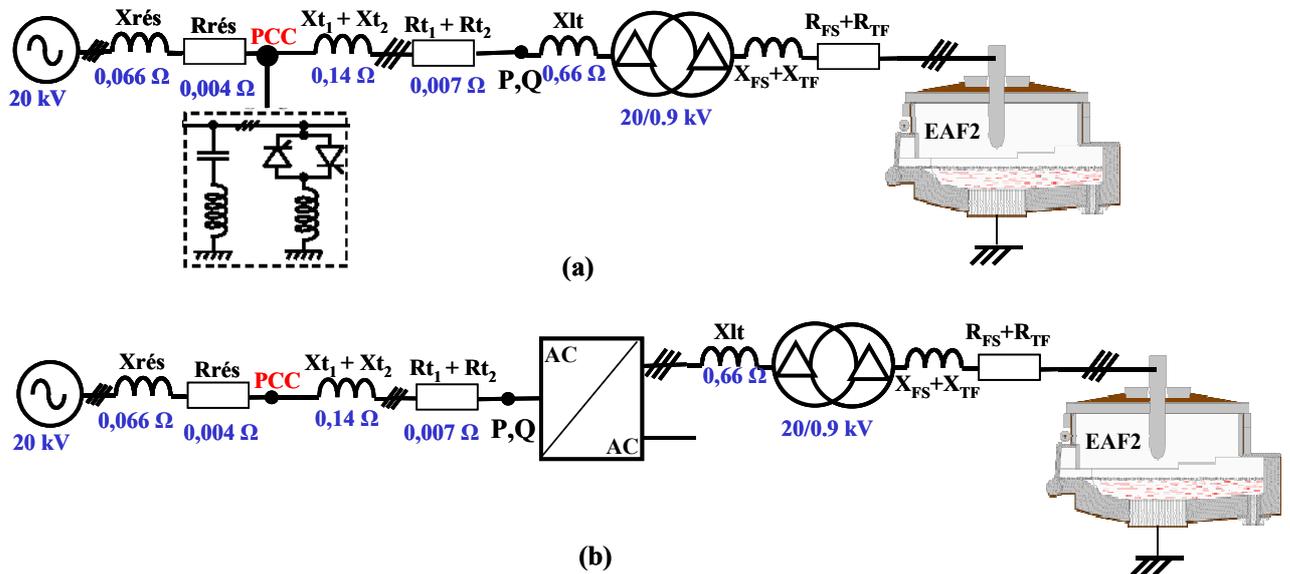
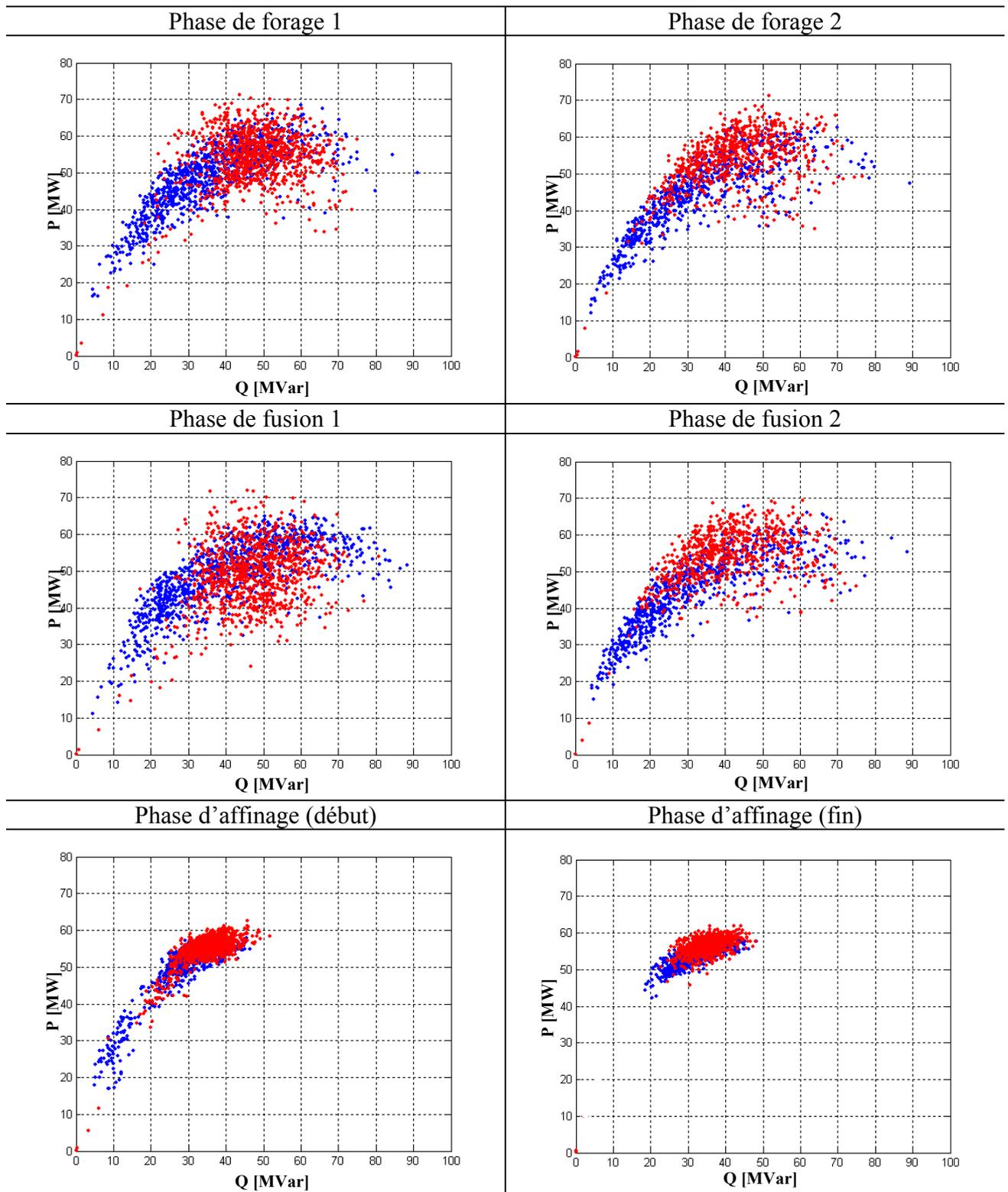


Figure III-40 : Schéma de simulation.

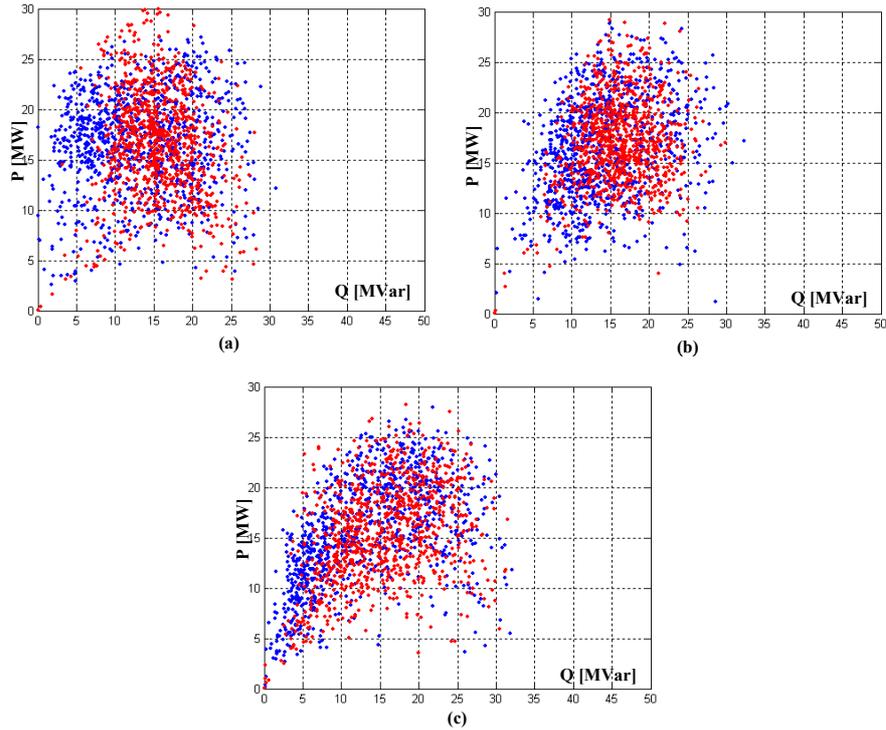
(a): Alimentation classique avec compensateur de puissance réactive ; (b) : Nouvelle alimentation sans le neutre

Le tableau III-3 permet de comparer, dans le plan P-Q, les valeurs de la puissance active et réactive totale, calculées en amont du transformateur du four, pour une alimentation classique pourvue d'un compensateur de puissance réactive (courbe en bleu) et pour la nouvelle alimentation (courbe en rouge). Comme nous l'avons déjà constaté pour la nouvelle alimentation avec le neutre, le fonctionnement à puissance active totale constante permet d'obtenir un ensemble de points plus dense. De plus les fluctuations de puissance réactive sont réduites par rapport à une alimentation classique.



**Tableau III-3 Points de fonctionnement dans le plan P-Q déterminés au primaire du transformateur du four. En bleu: Alimentation classique pourvue de compensateur de puissance réactive ; En rouge : Nouvelle alimentation sans le neutre**

La figure III-41 représente l'évolution des puissances actives et réactives sur chaque phase du réseau électrique.



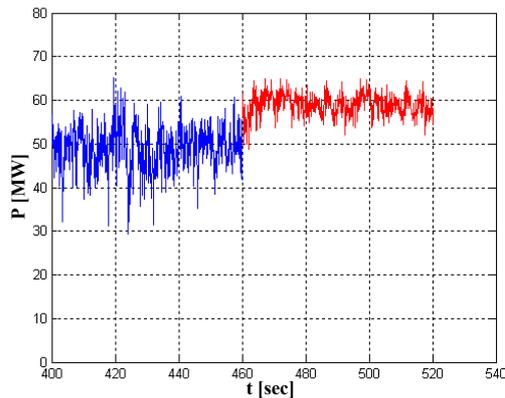
**Figure III-41 Points de fonctionnement déterminés au primaire du transformateur du four.**

**En bleu : alimentation classique pourvue de compensateur ; En rouge : alimentation proposée ;**

**(a) : phase 1 ; (b) : phase 2 ; (c) : phase 3**

L'analyse de la distribution des points de fonctionnement dans le plan P,Q au niveau de chaque phase ne permet pas d'apporter une information significative. L'avantage de l'alimentation n'apparaît donc vraiment que si l'on regarde les puissances totales.

La figure III-42 présente, lors de la fin de la phase de fusion, la puissance active totale transmise au bain d'acier pour une alimentation classique pourvue du compensateur de puissance réactive (courbe en bleu) et pour la nouvelle alimentation (courbe en rouge).



**Figure III-42 : Puissance active totale transférée au bain d'acier.**

**En bleu : alimentation classique pourvue de compensateur ; En rouge : alimentation proposée**

Pour l'alimentation proposée, les variations de puissance active sont fortement réduites et par conséquent la valeur moyenne de la puissance transférée au bain d'acier peut être augmentée.

La figure III-43 permet de comparer lors d'une phase de fusion pour les différentes alimentations la puissance réactive calculée au PCC

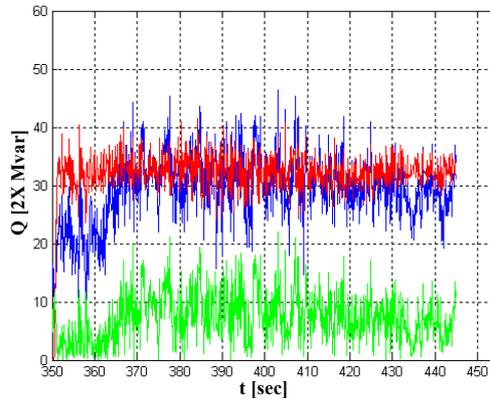


Figure III-43 : Puissance réactive totale calculée au PCC.

En bleu : Alimentation classique ; En rouge : Nouvelle alimentation ; En vert : Alimentation classique pourvue du compensateur de puissance réactive

Pour la nouvelle alimentation les variations de puissance réactive sont fortement réduites. Cependant pour l'alimentation classique équipée du compensateur de puissance réactive la valeur moyenne de la puissance réactive au PCC est bien entendue inférieure à celle de l'alimentation posée.

La réduction des variations de puissance active et réactive permet une diminution importante de l'effet de flicker. La figure III-44a présente la valeur du Pst pour une alimentation classique avec le compensateur de puissance réactive de type DFC (courbe en bleu) et pour l'alimentation électronique (courbe en rouge).

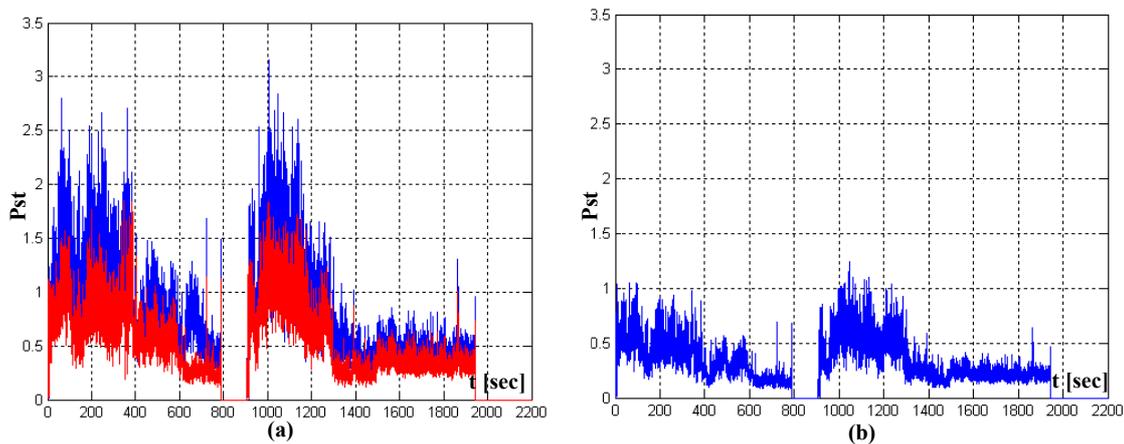


Figure III-44 : Pst calculé au PCC.

(a) : Alimentation classique pourvue du compensateur de puissance réactive de type DFC (courbe en bleu), nouvelle alimentation sans le neutre (courbe en rouge) ;

(b) : Alimentation classique pourvue du compensateur de puissance réactive de type PFC

Bien que dans le cas de la nouvelle alimentation la valeur du Pst soit fortement réduite, elle reste supérieure à celle obtenue par une alimentation classique pourvue de compensateur de type PFC. Pour supprimer complètement l'effet de flicker au PCC, comme pour la nouvelle

alimentation avec le neutre, nous avons rajouté à l'alimentation proposée un compensateur de puissance fluctuante (FPC) qui compense le déséquilibre et les harmoniques (figure III-45).

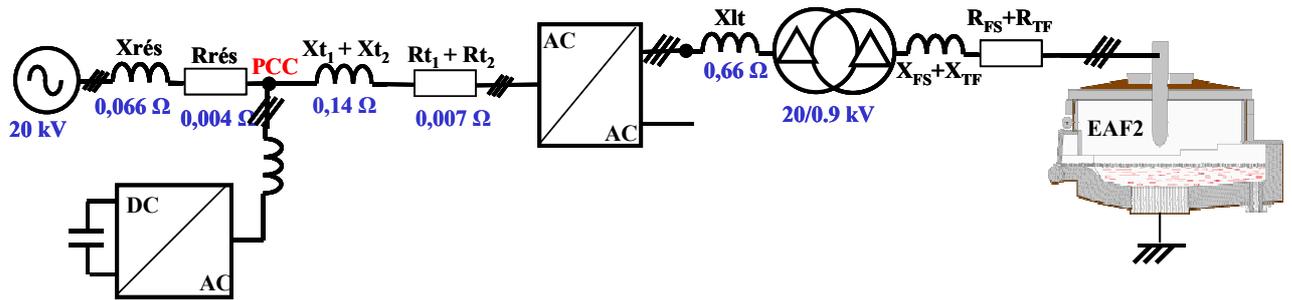


Figure III-45: Nouvelle alimentation sans le neutre pourvue de compensateur de puissance réactive de type FPC

La figure III-46 montre l'effet de flicker au PCC pour la nouvelle alimentation pourvue de compensateur de type FPC.

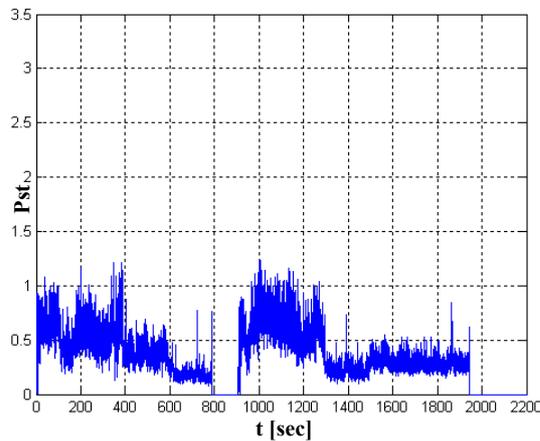
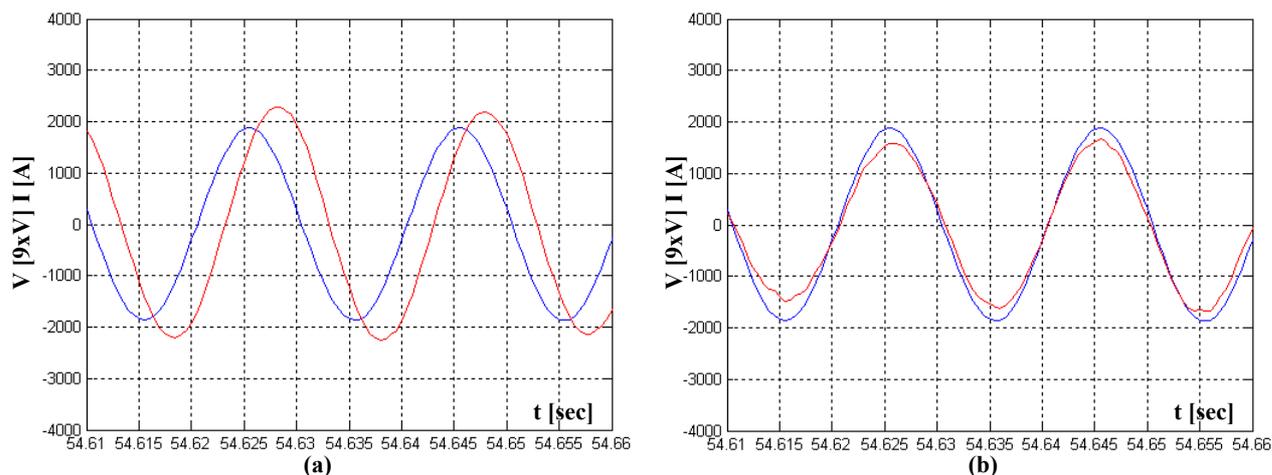


Figure III-46: Pst calculé au PCC pour la nouvelle alimentation sans le neutre et associée à un compensateur de type FPC

Comme nous l'avons déjà évoqué pour la nouvelle alimentation avec le neutre, l'amélioration du facteur de puissance peut être obtenue à l'aide d'une batterie de condensateurs placée au PCC. La figure III-47b montre qu'un facteur de puissance de 0,98 peut être obtenu avec des condensateurs de 0,4 mF couplés en étoile.

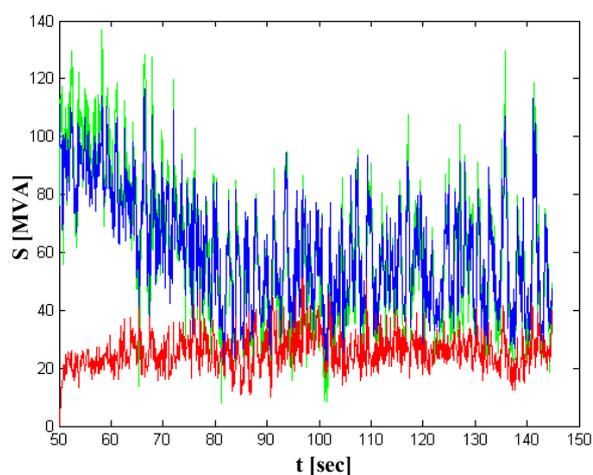


**Figure III-47 : Tension et courant sur le réseau d'alimentation.**

**(a) : Nouvelle alimentation pourvue du compensateur de type FPC ;**

**(b) : Avec compensation fixe de la puissance réactive**

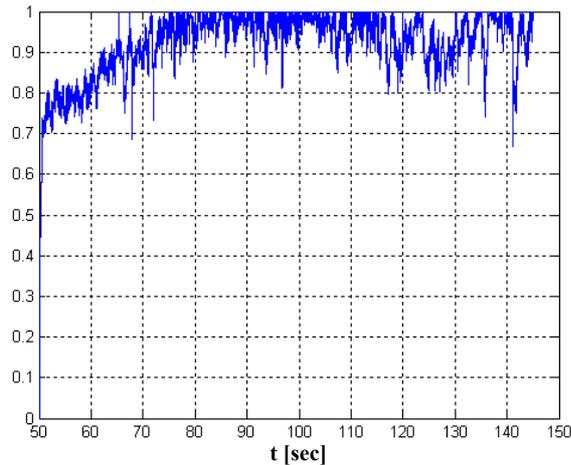
Après avoir démontré ici aussi, l'intérêt de notre nouvelle alimentation, nous allons déterminer le dimensionnement de la partie électronique (compensateur de puissance réactive de type FPC et convertisseur AC/AC). La figure III-48 montre, pour chaque compensateur, la puissance apparente calculée pendant la phase de fusion. Pour supprimer l'effet de flicker, notre alimentation nécessite pour un four de 75 MVA un compensateur de puissance réactive de type FPC de 35 MVA.



**Figure III-48: Puissance apparente pour différents compensateurs**

**En vert : compensateur de type PFC ; En bleu : Compensateur de type DFC ; En rouge compensateur de type FPC.**

Pour le dimensionnement du convertisseur alternatif/alternatif, les simulations nous ont permis d'évaluer le  $\delta_{\min}$ .



**Figure III-49 Rapport cyclique calculé pendant la phase de fusion**

La figure III-49 montre que la valeur du rapport cyclique est très supérieure à 0,5. Seulement dans le cas d'un court-circuit triphasé, (jamais rencontré dans les relevés sur site) nous avons besoin d'avoir  $\delta_{\min.} = 0,5$ . Ceci nous conduit à dimensionner la partie hacheur alternatif pour seulement la moitié de la puissance apparente de la charge.

### III.2.4.2.1 Conclusion

L'étude effectuée dans le paragraphe précédent a permis de quantifier l'apport de la nouvelle alimentation tant du point de vue du réseau d'alimentation que du four à arc.

Le tableau suivant récapitule les performances déterminées pour différentes alimentations de four à arc.

	Al.1	Al.2	Al.3	Al.4	Al.5
$P_{st99\%}$	1.9	1.7	0,8	1,2	0,8
Gain sur l'énergie électrique transmise au four	0%	1,2%	1,3%	11%	11%
Dimensionnement partie électronique [MVA]	0	90	120	35	35+35

**Tableau III-4: Comparaison des performances des alimentation du four.**

**Al.1: alimentation classique ; Al.2 : alimentation classique pourvue d'un compensateur de type DFC raccordé au PCC ; Al.3 : alimentation classique pourvue d'un compensateur de type PFC raccordé au PCC ; Al.4 : Nouvelle alimentation sans le neutre ; Al.5 : Nouvelle alimentation sans le neutre pourvue d'un compensateur de type FPC raccordé au PCC.**

La nouvelle alimentation sans le neutre (Al.5) permet de supprimer le flicker au PCC tout en augmentant l'énergie électrique(+11%) transmise à la ferraille.

De plus, le dimensionnement de l'électronique utilisé dans la nouvelle alimentation (70 MVA) est largement inférieur à celui d'un compensateur de puissance réactive (120 MVA) classiquement associé à un four à courant alternatif.

## II.3 Conclusion

Les alimentations actuellement utilisées pour les fours à arc à courant alternatif sont très rustiques mais elle ne permettent pas d'exploiter complètement la puissance installée.

La rentabilité du processus de production d'acier par les fours à arc passe par une augmentation de leur productivité. Sur la base de ce constat, nous avons proposé deux structures d'alimentation de type directe fonctionnant à puissance constante : alimentation avec neutre et alimentation sans le neutre.

Une étude préliminaire a permis de démontrer qu'un gain de productivité et une diminution considérable de l'effet de flicker peuvent être attendus de ces alimentations.

La structure avec le neutre, permet une réduction plus importante des fluctuations de puissance active et réactive sur chaque phase, ce qui permet de réduire le dimensionnement du compensateur de puissance fluctuante. Cependant la structure sans le neutre est mieux adaptée aux fours existants et permet un gain de productivité plus important.

Pour les deux alimentations proposées, le dimensionnement de l'électronique est largement inférieur à celui du compensateur de puissance réactive destiné à équiper une alimentation classique. Avec ces nouvelles alimentations, il est possible de supprimer le régleur en charge présent sur le transformateur du four.

Cependant, comme cela a été mis en évidence dans les paragraphes III.2.1 et III.2.2, par rapport à une alimentation classique, l'alimentation proposée nécessite un transformateur spécifique qui permet la mise en série des convertisseurs alternatif-alternatif. Dans le cas d'une nouvelle installation, ce transformateur peut se substituer directement au transformateur de distribution qui est en amont du transformateur du four à arc.

En cas de panne, les gradateurs MLI peuvent être facilement mis hors service par des contacteurs. Les enroulements secondaires seront alors directement mis en série pour alimenter le four comme dans une alimentation classique. Le compensateur ne sera pas adapté, mais le fournisseur d'électricité pourra alors à titre exceptionnel autoriser provisoirement le dépassement des normes en matière de flicker et de facteur de puissance.

# CHAPITRE IV

## Exemple de dimensionnement de la nouvelle alimentation et maquette de validation du principe de fonctionnement

Afin de valider expérimentalement le fonctionnement de la nouvelle alimentation, il a été envisagé d'effectuer des essais sur un four à arc pilote. Le choix du site retenu est celui du four d'essais de l'IRSID (Institut de Recherche en Sidérurgie du groupe ARCELOR) d'une puissance de 3MVA.

La première partie de ce chapitre concerne, le dimensionnement, pour le cas du four IRSID, du convertisseur présenté au chapitre III (paragraphe III.2.3.2).

Afin de valider le principe de l'alimentation électronique et de sa commande, dans la deuxième partie du chapitre, nous présentons des essais effectués sur une maquette de faible puissance (2kW) réalisée au LEEI.

### IV.1 Caractéristiques électriques du four IRSID

A l'IRSID, l'aciérie est alimentée à partir d'une ligne EDF 63 kV. La puissance de court-circuit au poste de livraison est de 570 MVA. A partir du poste de livraison, un transformateur abaisseur  $T_1$  (63 kV/5,5 kV) alimente, par l'intermédiaire d'une ligne enterrée de 400 m de long, le four à arc et son transformateur à réglage en charge ( $T_2$  : 3MVA).

Le schéma équivalent de l'alimentation est présenté à la figure IV.1 :  $X_{T1}$ ,  $X_{T2}$  et  $R_{T1}$ ,  $R_{T2}$  représentent respectivement les réactances et les résistances des transformateurs  $T_1$  et  $T_2$  ;  $X_{c1}$ ,  $X_{c2}$  et  $R_{c1}$ ,  $R_{c2}$  représentent respectivement les réactances et les résistances des câbles et des électrodes.

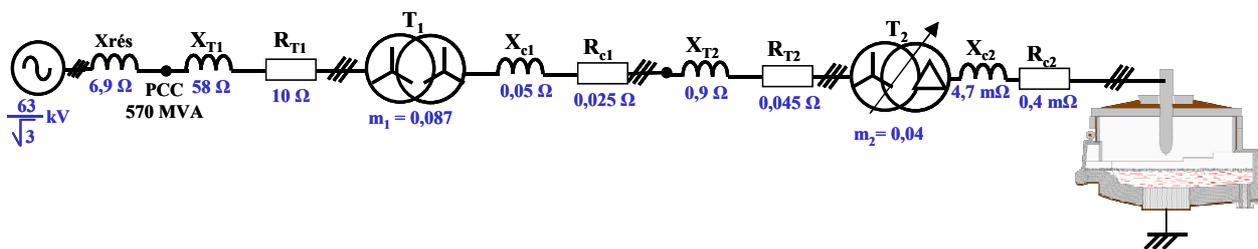


Figure IV-1: Caractéristiques électriques du four IRSID

La valeur efficace du courant au primaire du transformateur du four ( $T_2$ ) peut être calculée à l'aide de l'équation suivante

$$I_n = \frac{S}{\sqrt{3} \cdot U} = 320A \quad (IV-1)$$

S étant la puissance apparente du transformateur  $T_2$  et U la tension composée au primaire du transformateur.

Dans le cas de l'installation du four IRSID aucune réactance supplémentaire est insérée en série avec le transformateur du four, ce qui se traduit par un courant de court-circuit très élevé. L'équation IV-2 permet de calculer la valeur efficace du courant de court-circuit au primaire du transformateur du four.

$$I_{cc} = \frac{U/\sqrt{3}}{\sqrt{\left(\frac{X_{rés}}{m_1^2} + \frac{X_{T1}}{m_1^2} + X_{c1} + X_{T2} + X_{c2} \cdot m_2^2\right)^2 + \left(\frac{R_{T1}}{m_1^2} + R_{c1} + R_{T2} + R_{c2} \cdot m_2^2\right)^2}} = 730A \quad (IV-2)$$

$m_1$  et  $m_2$  sont respectivement les rapports de transformation des transformateurs  $T_1$  et  $T_2$ .

## IV.2 Dimensionnement du convertisseur

Etant donné le couplage du transformateur du four, nous utilisons la structure de la nouvelle alimentation sans le neutre. Le schéma électrique est donné à la figure IV-2, les différentes impédances amonts sont ramenées coté 5,5 kV. L'alimentation électronique (transformateur + gradateur MLI) sera installée à la place du transformateur  $T_1$

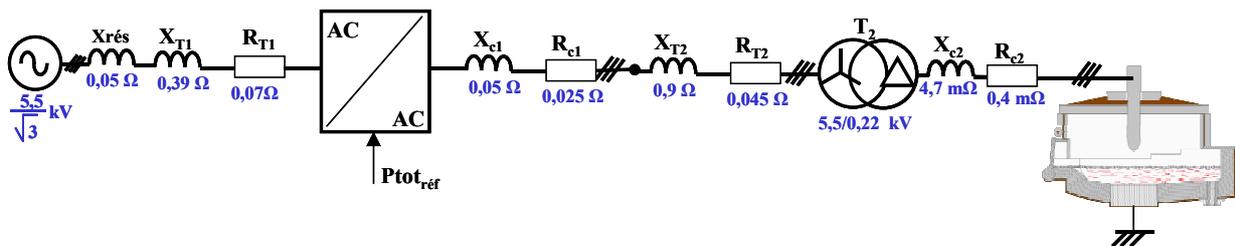


Figure IV-2: Schéma électrique de la nouvelle alimentation sans le neutre pour le four IRSID

Le convertisseur AC/AC représenté en figure IV-2 fonctionne à puissance totale constante (paragraphe III.2.2) et est constitué d'un assemblage de hacheur alternatif différentiel en tension (paragraphe III.2.3.2). La figure IV-3a rappelle, pour une phase, le schéma de principe de l'association de convertisseurs alternatif-alternatif.  $U$  étant la tension composée à l'entrée du convertisseur.

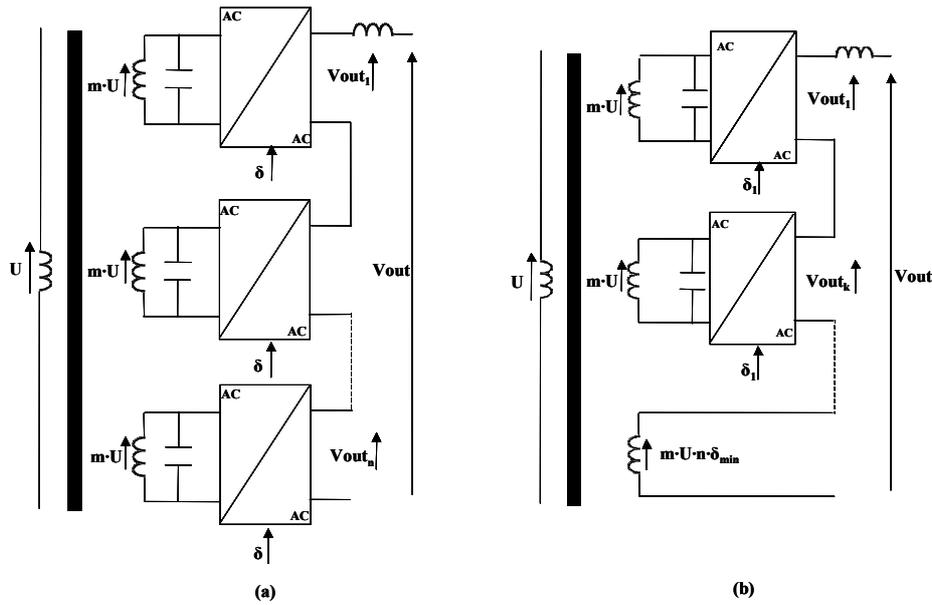


Figure IV-3: Schéma du convertisseur alternatif-alternatif pour une phase.

a) : Mise en série de n blocs ; (b) : Réduction du nombre de blocs en série

Le transformateur représenté en figure IV-3 permet la mise en série des convertisseurs et augmente de 10% la valeur maximale de la tension ( $V_{out\_max} = 1,1 \cdot U \cdot \sqrt{2/3}$ ) au primaire du transformateur du four (paragraphe III.2.1.1).

Le dimensionnement du convertisseur consiste à déterminer le nombre n de convertisseurs élémentaires AC/AC, et le rapport de transformation m.

L'équation IV-3 montre que le choix du calibre en tension des semi-conducteurs détermine le nombre de convertisseurs élémentaires.  $V_{OFF}$  étant la tension maximale vue par les interrupteurs à l'état bloqué :

$$V_{out\_max} = 1,1 \cdot \frac{U \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3}} = n \cdot \delta_{max} \cdot V_{OFF} \rightarrow n = \frac{1,1 \cdot \sqrt{2} \cdot U}{V_{OFF} \cdot \delta_{max} \cdot \sqrt{3}} \quad (IV-3)$$

Le choix des semi-conducteurs est le résultat d'un compromis entre la fréquence de découpage qui détermine la taille des éléments de filtrage et la tenue en tension des interrupteurs qui conditionne le nombre de convertisseurs élémentaires. Par exemple, avec des IGBT 1700 V si l'on considère  $V_{OFF} = 800$  V et  $\delta_{max} = 0,95$  le nombre de convertisseurs élémentaires, conformément à l'équation IV-3 est égal à 7.

Comme nous l'avons vu au chapitre précédent (paragraphe III.2.3), le nombre de convertisseurs peut être réduit, ce qui permet d'obtenir le schéma simplifié représenté en figure IV-3b.

La réduction du nombre de convertisseurs dépend de la valeur  $\delta_{min}$  qui fixe la valeur de la puissance réactive en cas de court-circuit et par conséquent la valeur maximum du courant. Cette valeur conditionne le choix du calibre en courant des semi-conducteurs. Pour évaluer la valeur  $\delta_{min}$  nous avons simulé le schéma électrique représenté en figure IV-2. Afin de simplifier la simulation nous avons considéré des formes d'ondes rectangulaires pour la tension d'arc (figure IV-4a et figure IV-4b). Les résultats de simulations sont présentés dans le tableau IV-1; la référence de puissance active totale a été fixée à 1,8 MW.

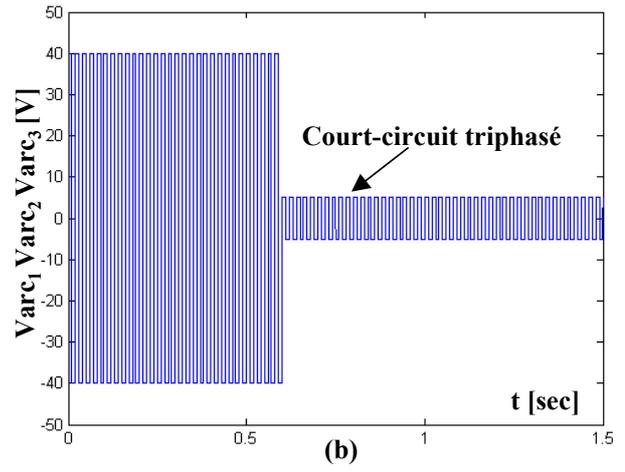
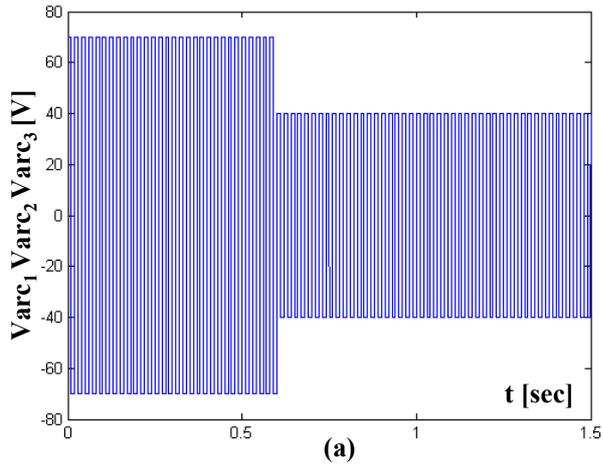


Figure IV-4: Tensions d'arc.

(a) : Variation de type 1; (b): Variation de type 2

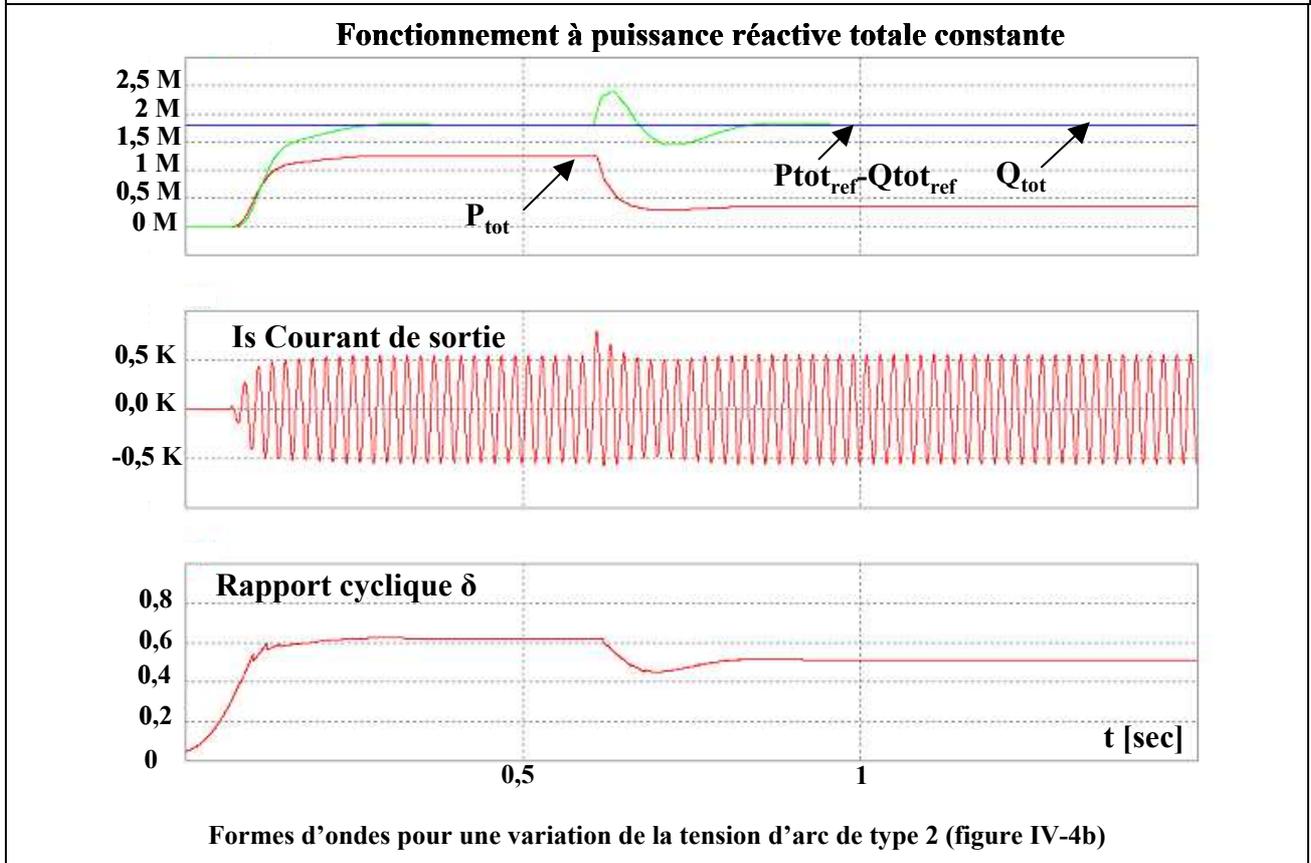
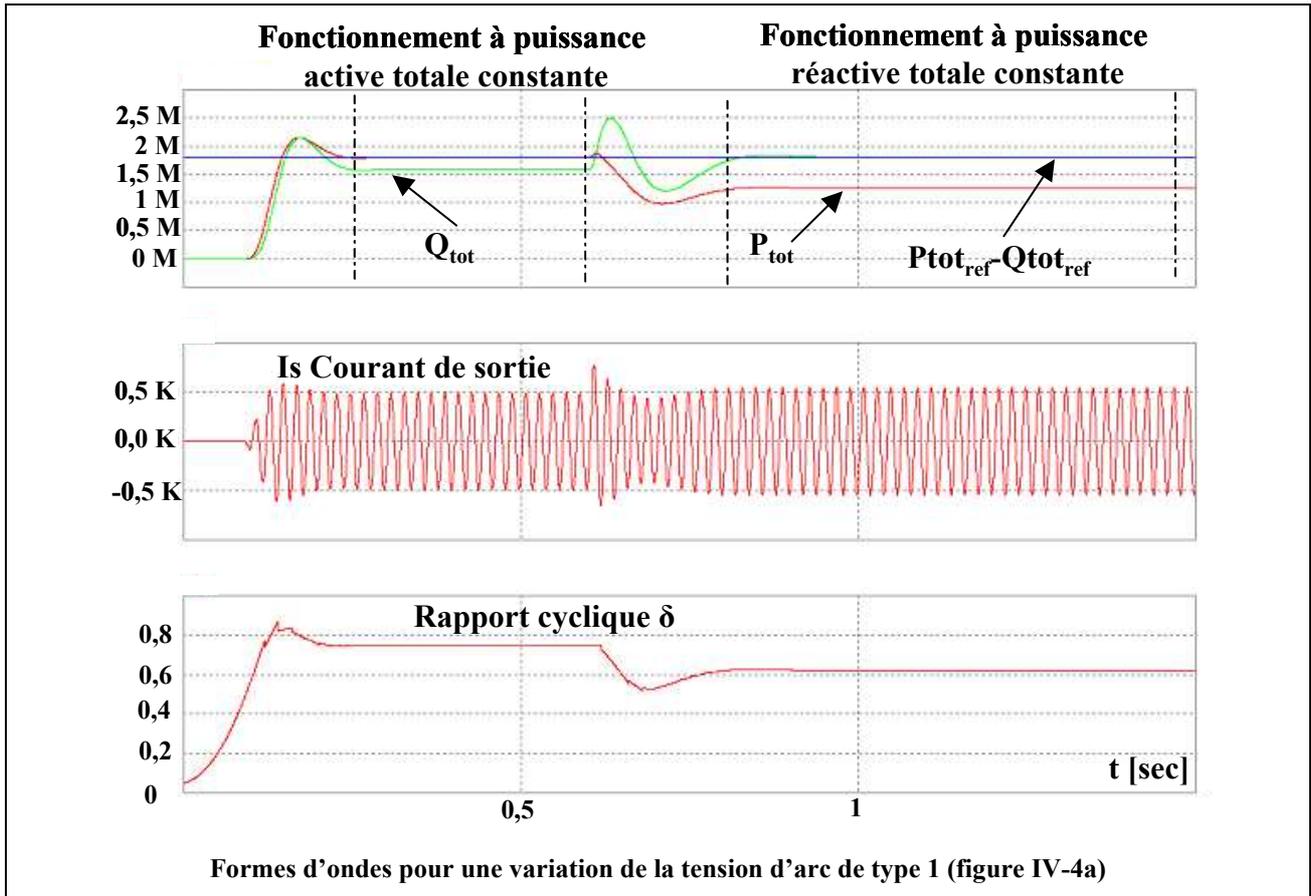


Tableau IV-1: Résultats de simulation

Les formes d'ondes présentées dans le tableau IV-1 montrent que lors d'un court-circuit triphasé, la valeur du rapport cyclique reste supérieure à 0,5 ( $\delta_{\min} = 0,57$ ). Une telle valeur permet de réduire le nombre de convertisseur de 7 à 4. De plus nous pouvons voir que le fonctionnement à puissance réactive constante limite l'amplitude du courant qui lors d'un court-circuit ne dépasse pas 520A crête. Cela permet d'utiliser des IGBTs 1,7kV/1,2kA fonctionnant à une fréquence de découpage de 2000 Hz.

La figure IV-5 présente le schéma de principe du convertisseur pour une phase du four de l'IRSID. Le transformateur compte 5 bobinages secondaires par colonne

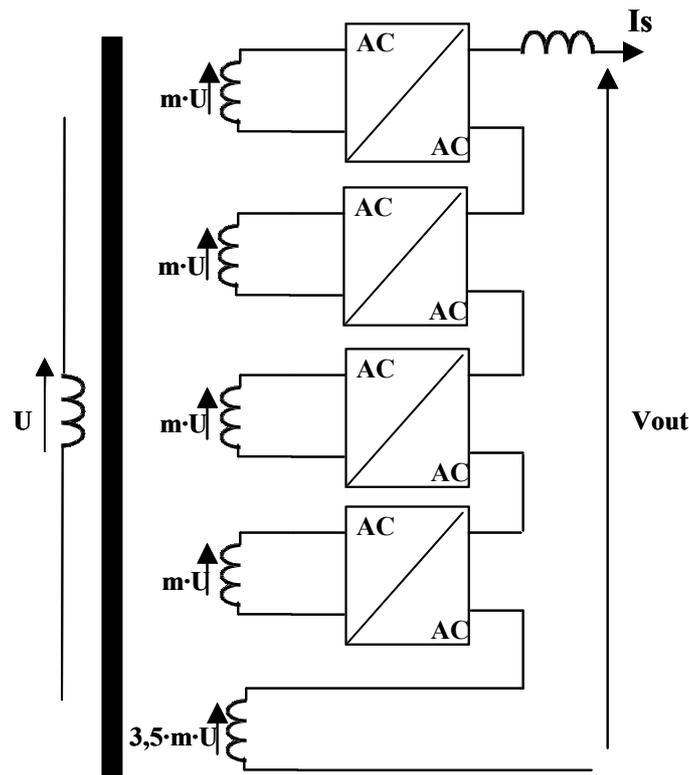


Figure IV-5: Schéma de principe du convertisseur pour l'alimentation du four de l'IRSID

Dans cette configuration, chaque convertisseur élémentaire fournit à la charge une puissance apparente ( $S_{conv}$ ) dont la valeur est donnée par l'équation suivante.

$$S_{conv} = \frac{S}{3 \cdot 7,5} = 0,133MVA \quad (IV-4)$$

Le degré de liberté apporté par la mise en série permet d'entrelacer les commandes et donc d'augmenter la fréquence de découpage apparente du convertisseur d'un facteur 4 (soit 8 kHz), ce qui permet de réduire l'ondulation du courant en sortie.

L'expression de la valeur maximum de l'ondulation du courant en sortie du convertisseur est donnée par l'équation suivante :

$$\Delta i_{\max} = \frac{m \cdot U \cdot \sqrt{2}}{4 \cdot L \cdot k \cdot f_d} \quad (IV-5)$$

$m \cdot U \cdot \sqrt{2}$  étant la valeur maximum de la tension à l'entrée du convertisseur ;  $f_d$  est la fréquence de découpage,  $L$  est l'inductance à la sortie du convertisseur et  $k$  le nombre de convertisseurs en série. Dans notre cas, nous aurons  $\Delta I_{\max}/I_n$  égal à 3%.

La valeur  $m$  du rapport de transformation est choisie pour obtenir une augmentation de 10 % de tension en amont du transformateur du four.

$$4 \cdot m \cdot U \cdot \delta_{\max} + 3,5 \cdot m \cdot U = 1,1 \cdot \frac{U}{\sqrt{3}} \rightarrow m = \frac{1,1}{\sqrt{3} \cdot (4 \cdot \delta_{\max} + 3,5)} = 0,088 \quad (\text{IV-6})$$

La figure IV-6 présente le schéma de principe pour une phase du transformateur du convertisseur.

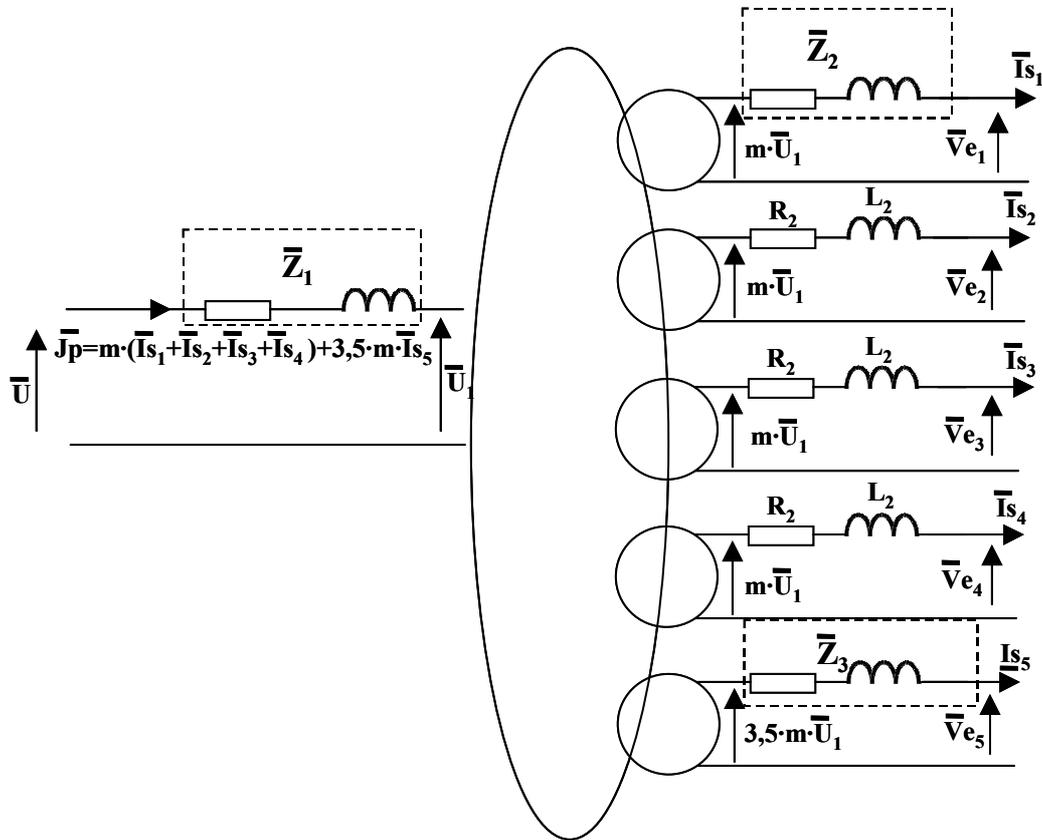


Figure IV-6 : Schéma équivalent par colonne de l'alimentation électronique

Afin de déterminer les impédances du transformateur nous avons considéré que  $Z_1(\%) = 5\%$ ,  $Z_2(\%) = Z_3(\%) = 10\%$  et  $L \cdot \omega / R = \tan(80^\circ)$ . Dans l'hypothèse où la répartition de l'impédance se fait en fonction de la puissance délivrée par chaque bobinage on obtient :

$$Z_1 = Z_1(\%) \cdot \frac{3 \cdot (mU)^2}{S} = 1,5\Omega \quad L_1 = \frac{Z_1 \cdot \sin(80)}{\omega} = 4,74mH \quad R_1 = Z_1 \cdot \cos(80) = 262m\Omega \quad (\text{IV-7})$$

$$Z_2 = Z_2(\%) \cdot \frac{3 \cdot 7,5 \cdot (mU)^2}{S} = 0,17\Omega \quad L_2 = \frac{Z_2 \cdot \sin(80)}{\omega} = 0,53mH \quad R_2 = Z_2 \cdot \cos(80) = 29m\Omega \quad (\text{IV-8})$$

$$Z_3 = Z_3(\%) \cdot \frac{3 \cdot 7,5 \cdot (3,5 \cdot mU)^2}{3,5 \cdot S} = 0,6\Omega \quad L_3 = \frac{Z_3 \cdot \sin(80)}{\omega} = 1,9mH \quad R_3 = Z_3 \cdot \cos(80) = 0,1\Omega \quad (\text{IV-9})$$

## IV.2.1 Dimensionnement des éléments de filtrage

Pour assurer le bon fonctionnement du convertisseur l'entrée du convertisseur doit se comporter comme une source de tension. A cet effet un condensateur a été placé à l'entrée de chaque convertisseur élémentaire. Ce condensateur permet aussi de limiter, sur le réseau d'alimentation, la circulation des harmoniques de courant dus au découpage.

Le choix de la valeur du condensateur  $C_e$ , placé à l'entrée de chaque gradateur MLI, s'effectue afin de limiter l'ondulation de tension à la fréquence de découpage. En supposant le filtrage idéal, on peut écrire que toute la composante de  $i_{eq}$  à la fréquence de découpage passe dans le condensateur. Dans le cas le plus défavorable, ( $\delta = 0,5$ ), l'allure du courant  $i_c$  est représentée en figure IV-7b.

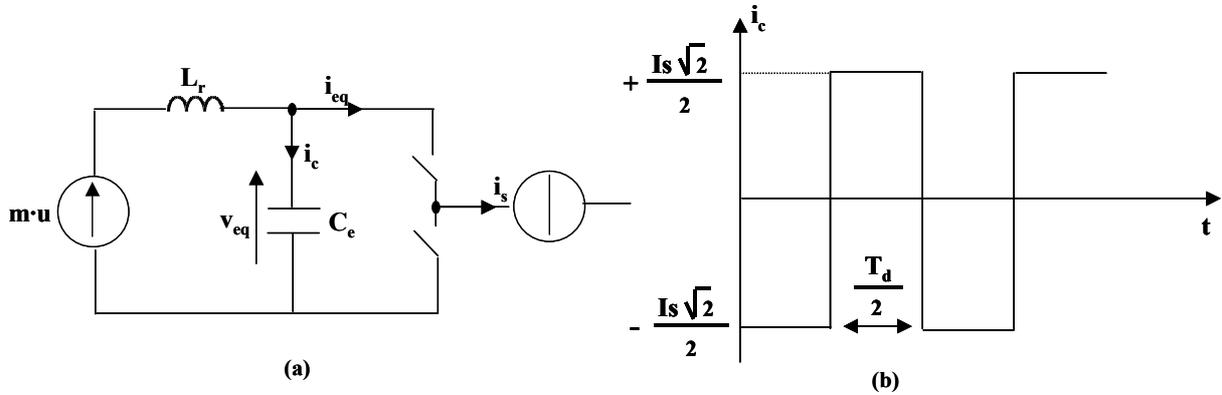


Figure IV-7: Dimensionnement du condensateur  $C_e$ .

(a): Schéma de principe du convertisseur élémentaire; (b): Courant dans le condensateur

L'ondulation de tension  $\Delta V_{eq}$  à la fréquence de découpage s'exprime facilement par la formule suivante :

$$\Delta V_{eq} = \frac{I_s \cdot \sqrt{2}}{4 \cdot f_d \cdot C_e} \quad (IV-10)$$

Les résultats de simulations sont présentés à la figure ci dessous pour  $C_e = 0,3 \text{ mF}$ ,  $\delta = 0,5$ ,  $f_d = 2\text{kHz}$ ,  $I_s 320\text{A}$ .

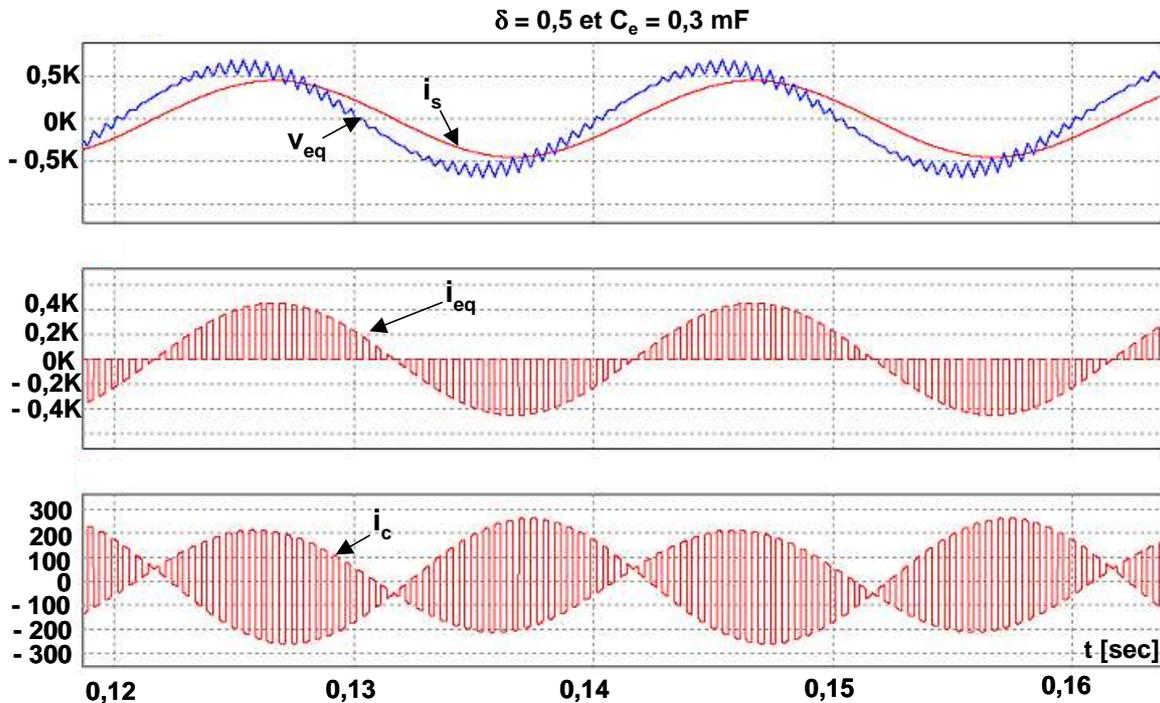


Figure IV-8 : Résultats de simulation

L'ondulation crête à crête  $\Delta V_{eq}$  maximale mesurée est de 180 V.

Afin d'affiner le choix de  $C_e$ , nous devons tenir compte de l'inductance ramenée sur chaque secondaire du transformateur. Il nous faut en effet vérifier qu'il n'y a pas de risque de résonance basse fréquence avec les harmoniques de courant générés par le four.

La valeur de cette inductance peut être calculée à partir du schéma représenté en figure IV-9 en considérant les modèles moyens des gradateurs MLI.

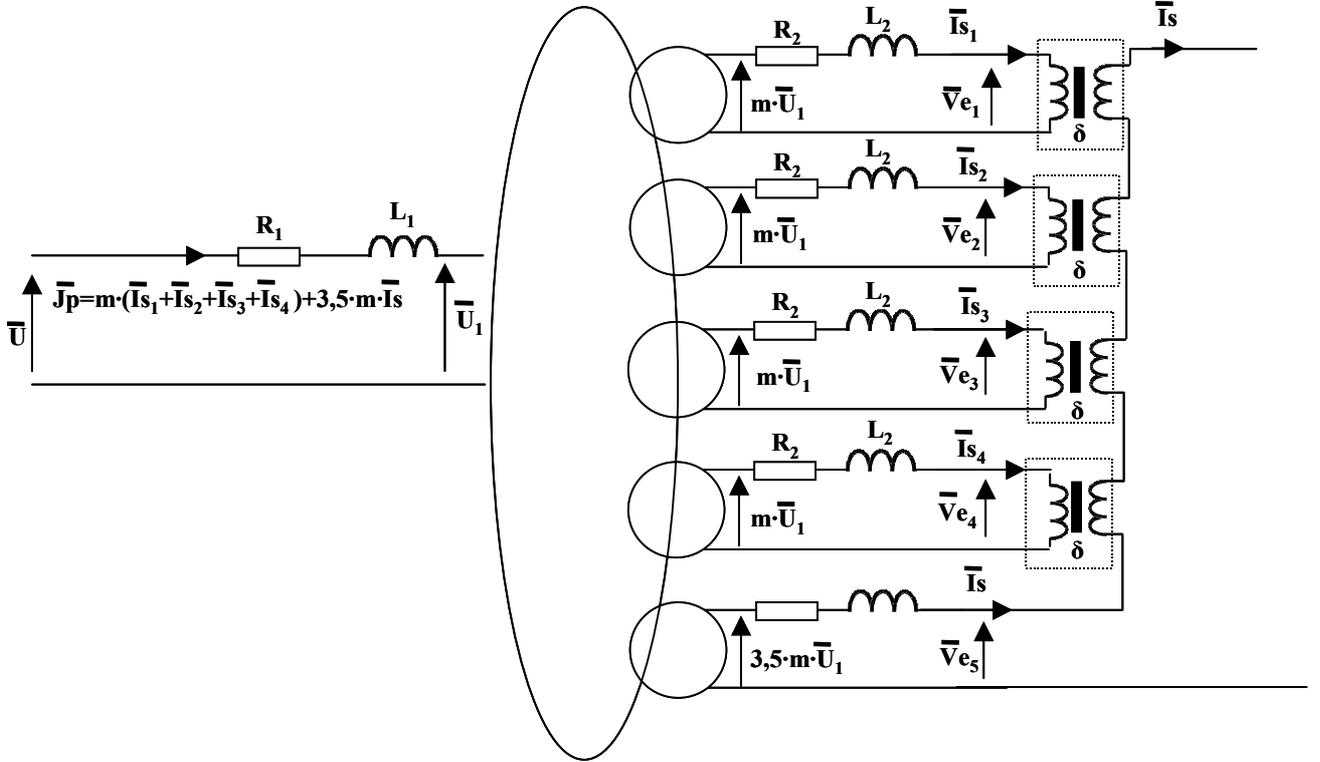


Figure IV-9 Schéma équivalent par colonne de la nouvelle alimentation

Si on fait l'hypothèse que  $\omega \ll \omega_d$ ; et  $\bar{I}s_1 = \bar{I}s_2 = \bar{I}s_3 = \bar{I}s_4 = \bar{I}s_q$ . On obtient:

$$\bar{v}e_1 = \bar{v}e_2 = \bar{v}e_3 = \bar{v}e_4 = \bar{v}eq \quad (IV-11)$$

$$m \cdot \bar{U}_1 = \bar{Z}_2 \cdot \bar{I}s_q + \bar{v}eq \quad (IV-12)$$

$$m' \cdot \bar{U}_1 = \bar{Z}_3 \cdot \bar{I}s + \bar{v}e_5 \text{ avec } m' = 3,5 \cdot m \quad (IV-13)$$

$$\bar{U} = \bar{Z}_1 \cdot \bar{J}p + \bar{U}_1 \quad (IV-14)$$

$$\bar{J}p = 4 \cdot m \cdot \bar{I}s_q + m' \bar{I}s \quad (IV-15)$$

$$\bar{I}s_q = \delta \cdot \bar{I}s \Rightarrow \bar{J}p = (4 \cdot m \cdot \delta + m') \cdot \bar{I}s \quad (IV-16)$$

En remplaçant les équations IV-15 et IV-13 dans les équations IV-11 et IV-12 on obtient :

$$\bar{v}eq = m \cdot \bar{U} - \left[ \bar{Z}_1 \cdot \left( 4 \cdot m^2 + \frac{m' \cdot m}{\delta} \right) + \bar{Z}_2 \right] \cdot \bar{I}s_q \quad (IV-17)$$

Nous pouvons poser :

$$\bar{Z}_2^* = \bar{Z}_1 \cdot \left( 4 \cdot m^2 + \frac{m' \cdot m}{\delta} \right) + \bar{Z}_2 \quad (IV-18)$$

De même :

$$\bar{v}e_5 = m' \cdot \bar{U} - \left[ \bar{Z}_1 \cdot m' \cdot (4 \cdot m \cdot \delta + m') + \bar{Z}_3 \right] \cdot \bar{I}s \quad (IV-19)$$

Nous pouvons poser :

$$\bar{Z}_3^* = \bar{Z}_1 \cdot (4 \cdot m^2 + 4 \cdot m \cdot m' \cdot \delta) + \bar{Z}_3 \quad (IV-20)$$

Les équations IV-17 et IV-19 représentent le modèle de Thévenin (figure IV-10) vu des bornes du secondaire du transformateur du convertisseur.

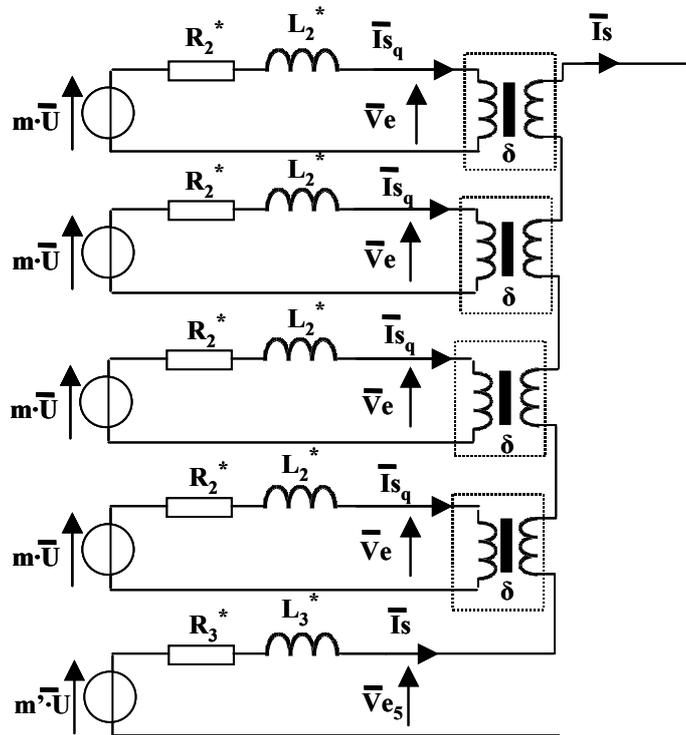


Figure IV-10 Modèle de Thévenin vu des bornes du secondaire du transformateur du convertisseur

Il y a donc un risque non négligeable "d'accrocher" sur les harmoniques de rang bas générés par le four. Pour supprimer les harmoniques basses fréquences générées par la tension d'arc, des filtres shunt anti-harmoniques ont donc été placés à la sortie du convertisseur. Ces filtres permettent aussi d'améliorer le facteur de puissance. Une étude par simulation nous a permis de déterminer la fonction de transfert  $\bar{V}_{eq} / \bar{I}_{eq}$  et d'ajuster la valeur du condensateur  $C_e$  afin d'éviter toute oscillation sur la tension, ce qui pourrait endommager les semi-conducteurs.

Le schéma de simulation est représenté en figure IV-11, L et R sont respectivement l'inductance et la résistance présentes à la sortie du convertisseur,  $i_s$  est une source de courant sinusoïdale d'amplitude unitaire et fréquence variable. La valeur de l'amplitude de la tension  $V_{eq}$  est calculée en régime permanent. Le filtre 1 permet d'éliminer l'harmonique de rang 3 ( $R_{f1} = 1\Omega$ ,  $L_{f1} = 6mH$ ,  $C_{f1} = 0,67\mu F$ ), et le filtre 2 permet d'éliminer l'harmonique de rang 5 ( $R_{f2} = 1\Omega$ ,  $L_{f2} = 16,8mH$ ,  $C_{f2} = 0,67\mu F$ ).

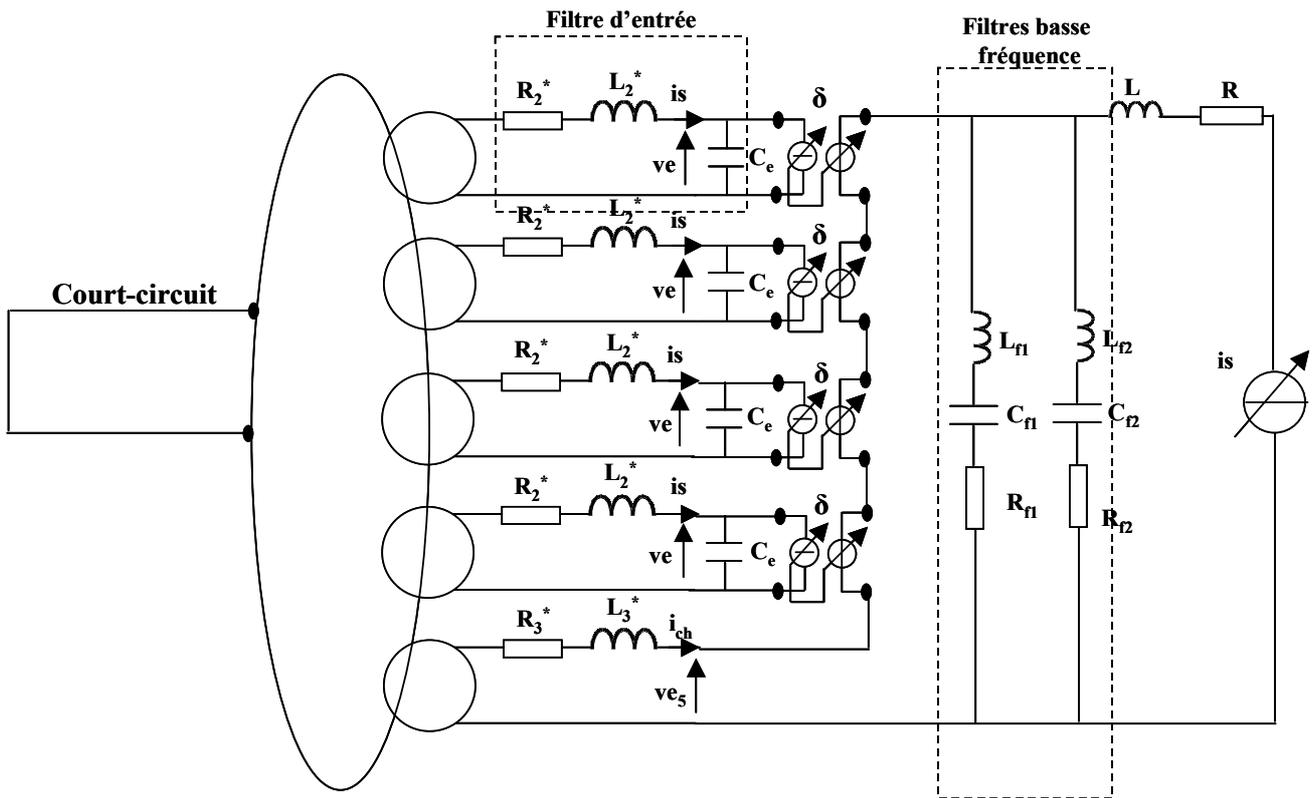


Figure IV-11: Schéma de simulation

Les résultats de simulations sont présentés en figure IV-12.

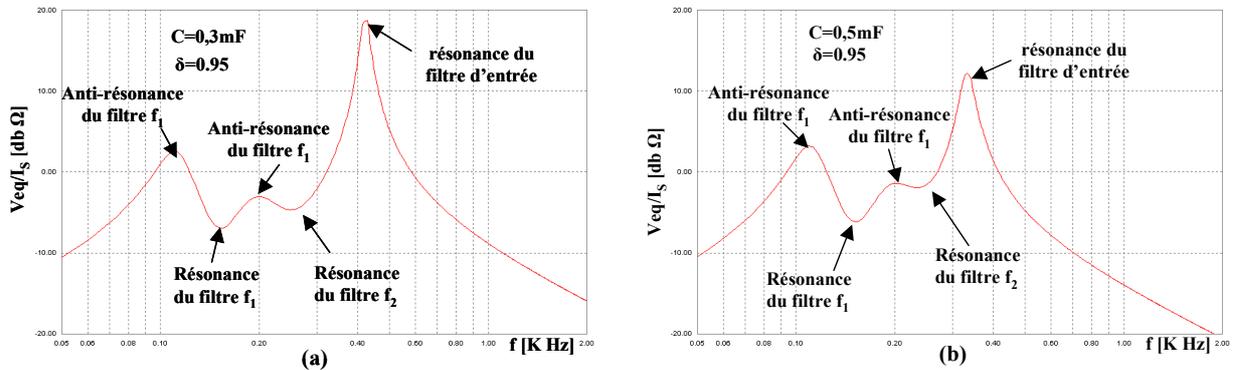


Figure IV-12: Résultats de simulations.

(a)  $C=0,3\text{mF}$  ; (b)  $C=0,5\text{mF}$

Afin de réduire l'amplitude de la résonance causée par le filtre d'entrée nous avons placé, à l'entrée de chaque convertisseur élémentaire, un filtre shunt accordé à la fréquence de résonance du filtre d'entrée. La nouvelle réponse fréquentielle est présentée à la figure IV-13.

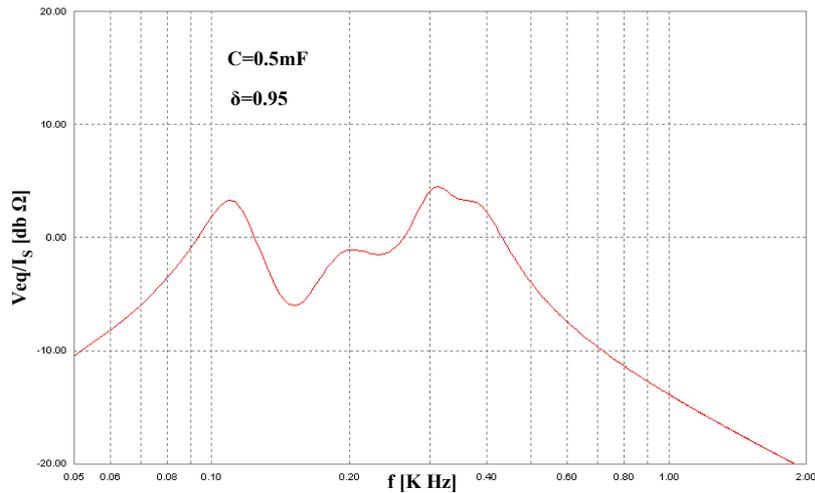


Figure IV-13: Résultat de simulation avec filtre shunt ( $R_{fe} = 5\Omega$ ,  $L_{fe} = 6mH$ ,  $C_{fe} = 0,34\mu F$ ), placé à l'entrée de chaque convertisseur élémentaire et  $C=0.5mF$

La figure IV-13 montre que la présence du filtre shunt permet de réduire considérablement l'amplitude de la résonance causée par le filtre d'entrée. Les résultats de simulation obtenus pour différentes valeurs du rapport cyclique  $\delta$  sont représentée dans le tableau IV-2.

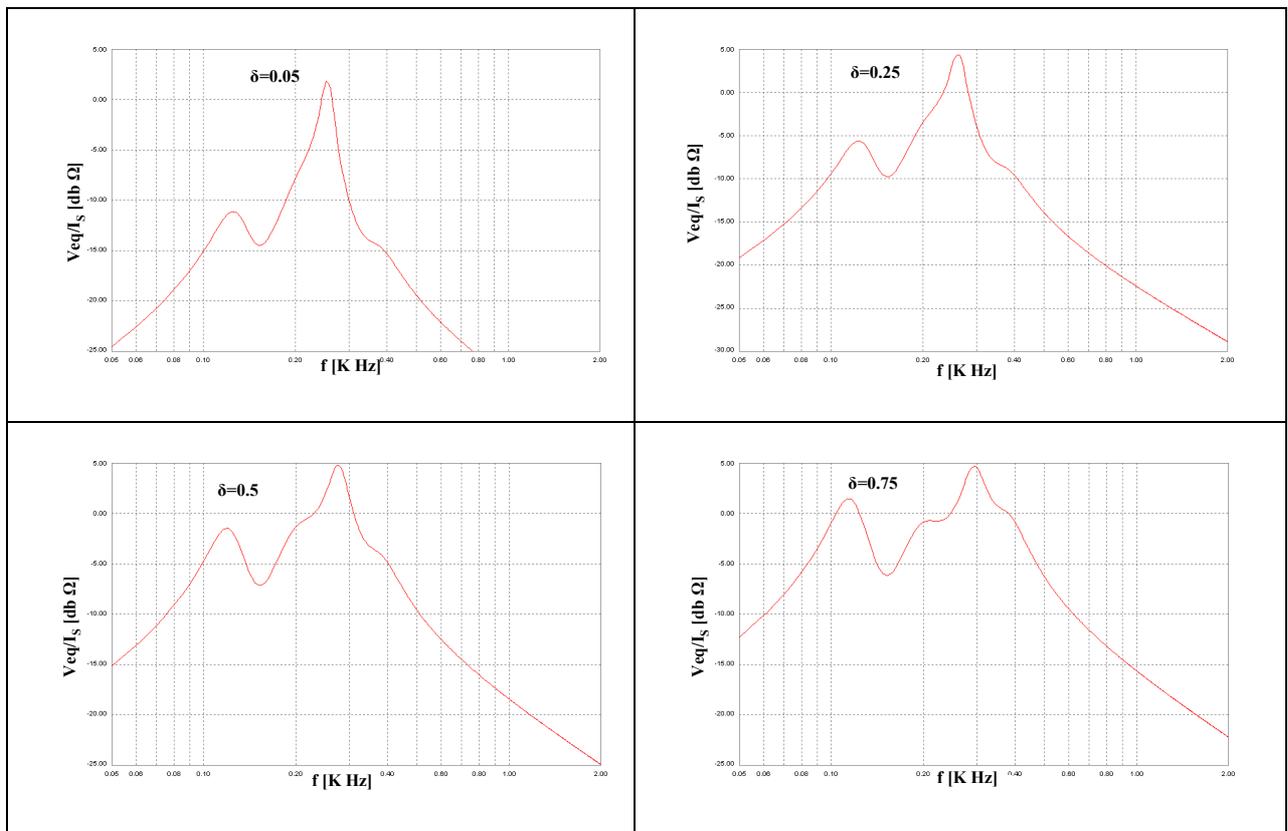


Tableau IV-2: Fonction de transfert  $V_{eq}/I_s$  pour différentes valeurs du rapport cyclique

En vue de valider le fonctionnement de l'alimentation nous avons refait les simulations, présentés dans le tableau IV-1, avec le schéma complet du convertisseur (transformateur avec association

série de 4 hacheurs alternatif à commande MLI et filtres shunt). Les résultats de simulations sont présentés dans le tableau suivant.

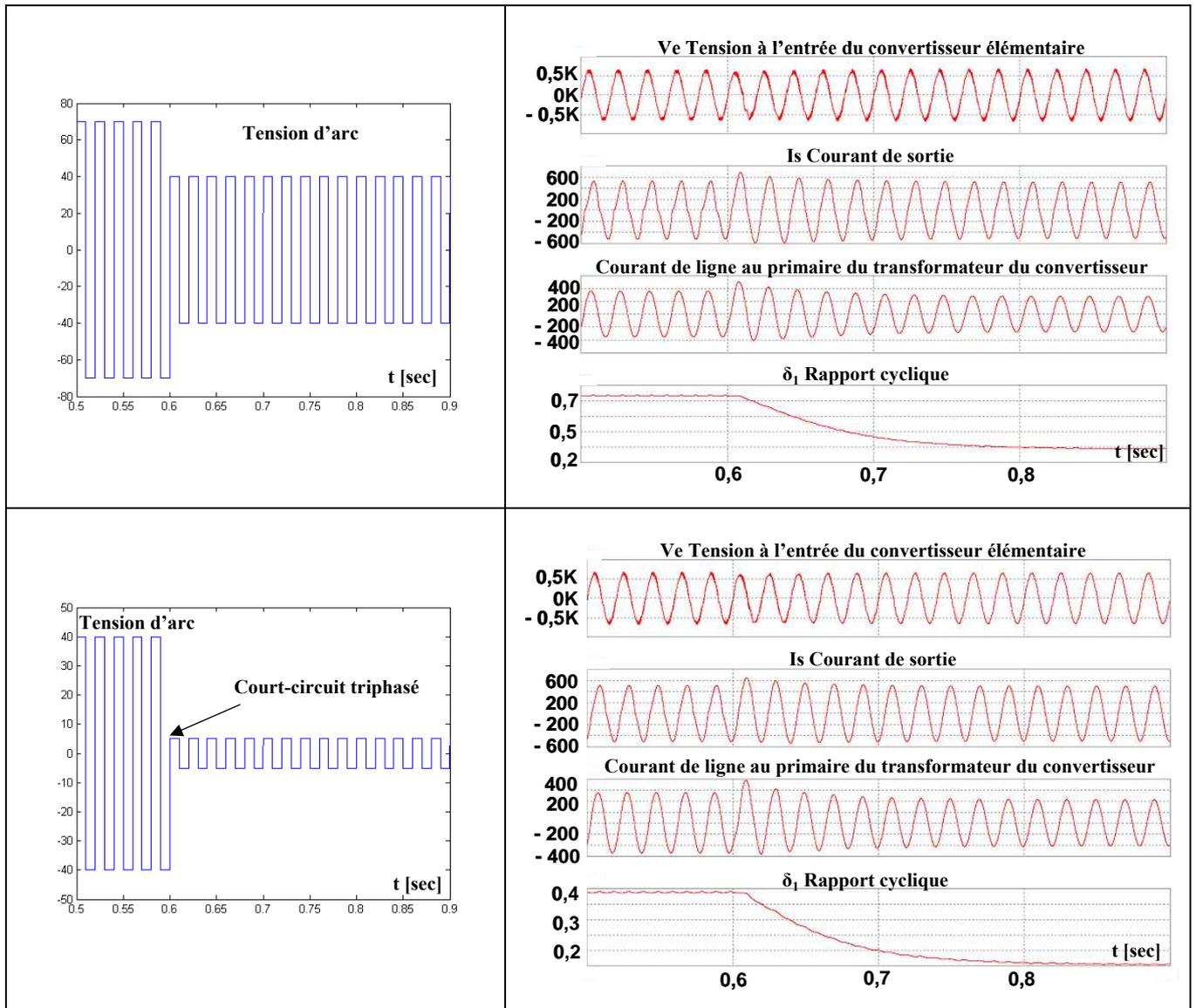


Tableau IV-3: Résultats de simulations

Les figures montrent que le courant absorbé sur le réseau d'alimentation est sinusoïdal et qu'il n'y a pas d'oscillation sur la tension à l'entrée du convertisseur.

### IV.3 Evaluation des pertes dans les semi-conducteurs

L'objectif de cette partie est d'évaluer les pertes d'un convertisseur élémentaire (hacheur alternatif). Nous déterminerons, tout d'abord sur une période réseau, l'expression analytique des pertes en conduction et en commutation des semi-conducteurs faisant partie d'une cellule de commutation du hacheur alternatif. Nous pourrions ensuite étudier l'influence des différents paramètres tels que le rapport cyclique, le courant et le déphasage du courant sur les pertes [49 et 50]. Dans un deuxième temps, afin de valider les calculs théoriques, nous évaluerons les pertes à partir des formes d'ondes de tension et courant obtenues par simulations pour différentes phases de fonctionnement du convertisseur.

#### IV.3.1 Expression analytique des pertes

Dans un convertisseur statique, les pertes dans les semi-conducteurs peuvent se décomposer en deux parties :

- Pertes en conduction
- Pertes en commutation

Les pertes en conduction dépendent de la chute de tension aux bornes du composant, du courant et du temps pendant lequel le composant est à l'état passant.

L'expression de l'énergie dissipée en conduction sur une période de découpage  $T_{dec}$  est définie par l'équation suivante :

$$E_{cond_i} = \int_0^{ton_i} (v_0 + r \cdot i_i) \cdot i_i \cdot dt \quad (IV-21)$$

avec  $v_0$  la tension de seuil du composant et  $r$  sa résistance dynamique.

Les valeurs  $v_0$  et  $r$  peuvent être déterminées à partir des données constructeur pour une température de jonction  $T_j$  généralement de 125 °C.

Si l'on considère que la valeur du courant est constante pendant une période de découpage l'expression de l'énergie dissipée en conduction est :

$$E_{cond_i} = ton_i \cdot (v_0 \cdot i_i + r \cdot i_i^2) \quad (IV-22)$$

La puissance dissipée sur une période réseau est donnée par l'équation IV-23

$$P_{cond} = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^n ton_i \cdot (v_0 \cdot i_i + r \cdot i_i^2) \quad (IV-23)$$

L'expression analytique de la puissance dissipée en conduction peut être obtenue à partir de l'équation IV-23 en utilisant la formule d'Euler  $\sum_{i=1}^n f(x_i) \cdot \Delta x \approx \int f(x) \cdot dx$

$$P_{cond} = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^n \frac{ton_i}{T_{dec}} \cdot (v_0 \cdot i_i + r \cdot i_i^2) \cdot T_{dec} \approx \frac{1}{T} \int \delta \cdot (v_0 \cdot i(t) + r \cdot i(t)^2) \cdot dt \quad (IV-24)$$

$\delta$  étant le rapport cyclique.

En considérant le circuit de la figure IV-14a et les formes d'ondes de la figure IV-14b, pour un courant de charge  $i(t) = \hat{I} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi)$  et un rapport cyclique constant, les pertes dissipées en conduction par les transistors  $T_1$  et  $T_{1c}$  et par les diodes  $D_1$  et  $D_{1c}$  ont pour expression:

$$P_{cond T_1} = v_{sT} \cdot \delta \cdot \frac{\hat{I}}{\pi} + r_T \cdot \frac{\hat{I}^2}{4} \cdot \delta \quad \text{et} \quad P_{cond T_{1c}} = v_{sT} \cdot (1 - \delta) \cdot \frac{\hat{I}}{\pi} + r_T \cdot \frac{\hat{I}^2}{4} \cdot (1 - \delta) \quad (IV-25)$$

$$P_{cond D1} = v_{sD} \cdot \delta \cdot \frac{\hat{I}}{\pi} + r_D \cdot \frac{\hat{I}^2}{4} \cdot \delta \text{ et } P_{cond D1c} = v_{sD} \cdot (1-\delta) \cdot \frac{\hat{I}}{\pi} + r_D \cdot \frac{\hat{I}^2}{4} \cdot (1-\delta) \quad (\text{IV-26})$$

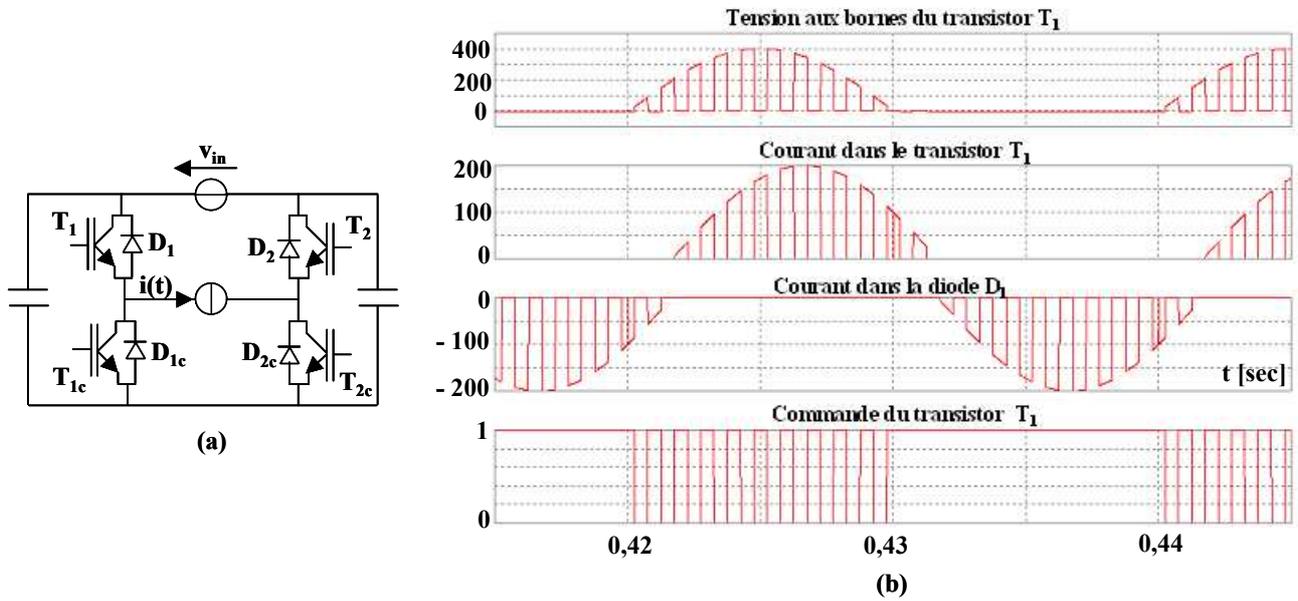


Figure IV-14 (a): Structure différentielle du gradateur MLI; (b): Formes d'ondes

Les pertes en commutation dépendent de l'énergie dissipée lors des changements d'état des semi-conducteurs. Ces pertes sont proportionnelles à la valeur de la tension aux bornes du composant à l'état bloqué et peuvent être représentées par une fonction polynomiale du 2ème ordre dépendant du courant de charge  $i(t)$ .

$$E_{com_i} = (a \cdot i_i^2 + b \cdot i_i + c) \cdot \frac{v_i}{V_{ref}} \quad (\text{IV-27})$$

Les coefficients  $a$ ,  $b$  et  $c$  peuvent être déterminés à partir des courbes d'énergie ( $E_{on}$ ,  $E_{off}$  pour le transistor et  $E_{rec}$  pour la diode), données par le fabricant pour une tension donnée ( $V_{ref}$ ), (méthode des moindres carrés).

L'expression analytique de la puissance dissipée en commutation sur une période réseau est donnée par l'équation IV-28 :

$$P_{comT} = \frac{1}{T_{dec}} \cdot \frac{1}{T} \sum_{i=1}^n (a \cdot i_i^2 + b \cdot i_i + c) \cdot \frac{v_i}{V_{ref}} \cdot T_{dec} \approx \frac{f_{dec}}{T} \int_T (a \cdot i(t)^2 + b \cdot i(t) + c) \cdot \frac{v(t)}{V_{ref}} \cdot dt \quad (\text{IV-28})$$

Avec  $v(t) = \hat{V} \cdot \sin(\omega \cdot t)$ .

Dans le cas du hacheur alternatif, la stratégie de commande utilisée (figure IV-14) permet de réduire les pertes en commutation. En effet le transistor  $T_1$  et la diode  $D_1$  commutent seulement pendant une demi période. Dans ce cas les pertes en commutation dissipées par les transistors  $T_1$  et  $T_{1c}$  les diodes  $D_1$  et  $D_{1c}$  ont pour expression :

$$P_{comT1} = f_{dec} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{V}{V_{ref}} \cdot [\hat{I}^2 \cdot (a_{on} + a_{off}) \cdot f_1(\varphi) + \hat{I} \cdot (b_{on} + b_{off}) \cdot f_2(\varphi) + (c_{on} + c_{off}) \cdot f_3(\varphi)] \quad (\text{IV-29})$$

$$P_{comD1c} = f_{dec} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\hat{V}}{V_{ref}} \cdot [\hat{I}^2 \cdot (a_{rec}) \cdot f_1(\varphi) + \hat{I} \cdot (b_{rec}) \cdot f_2(\varphi) + (c_{rec}) \cdot f_3(\varphi)] \quad (\text{IV-30})$$

$$P_{comT1c} = f_{dec} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{V}{V_{ref}} \cdot \left[ \hat{I}^2 \cdot (a_{on} + a_{off}) \cdot g_1(\varphi) + \hat{I} \cdot (b_{on} + b_{off}) \cdot g_2(\varphi) + (c_{on} + c_{off}) \cdot g_3(\varphi) \right] \quad (IV-31)$$

$$P_{comD1} = f_{dec} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\hat{V}}{V_{ref}} \cdot \left[ \hat{I}^2 \cdot (a_{rec}) \cdot g_1(\varphi) + \hat{I} \cdot (b_{rec}) \cdot g_2(\varphi) + (c_{rec}) \cdot g_3(\varphi) \right] \quad (IV-32)$$

Avec :

$$f_1(\varphi) = \cos \varphi \cdot \left( \cos \varphi - \frac{1}{3} \cos^3 \varphi + \frac{2}{3} \right) + \frac{\sin^4 \varphi}{3} \quad (IV-33)$$

$$f_2(\varphi) = \cos \varphi \cdot \left( \frac{\pi - \varphi}{2} + \frac{\sin 2\varphi}{4} \right) + \frac{\sin^3 \varphi}{2} \quad (IV-34)$$

$$f_3(\varphi) = \cos \varphi + 1 \quad (IV-35)$$

$$g_1(\varphi) = \cos \varphi \cdot \left( \cos \varphi - \frac{1}{3} \cos^3 \varphi - \frac{2}{3} \right) + \frac{\sin^4 \varphi}{3} \quad (IV-36)$$

$$g_2(\varphi) = -\cos \varphi \cdot \left( \frac{\varphi}{2} - \frac{\sin 2\varphi}{4} \right) + \frac{\sin^3 \varphi}{2} \quad (IV-37)$$

$$g_3(\varphi) = -\cos \varphi + 1 \quad (IV-38)$$

Les figures IV-15a et IV-15b présentent respectivement l'évolution des fonctions  $f_1$ ,  $f_2$  et  $f_3$  et  $g_1$ ,  $g_2$ ,  $g_3$ , en fonction de l'angle de déphasage  $\varphi$ .

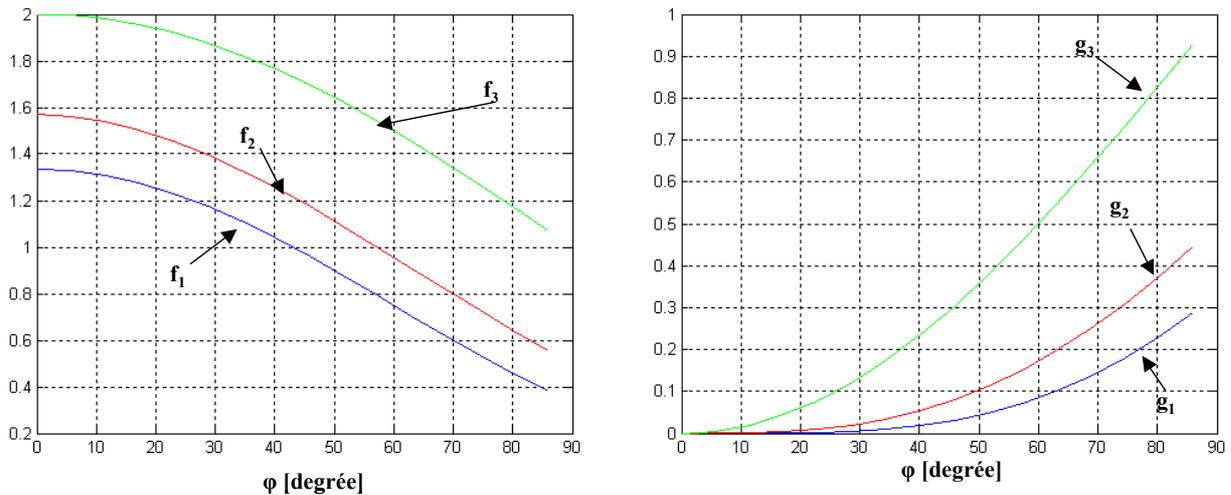


Figure IV-15 : Influence du déphasage du courant sur les pertes en commutation.

(a) : Evolution de  $f_1$ ,  $f_2$  et  $f_3$  en fonction de  $\varphi$  ; (b) : Evolution de  $g_1$ ,  $g_2$  et  $g_3$  en fonction de  $\varphi$

La valeur du déphasage  $\varphi$  affecte différemment la valeur des pertes par commutation des interrupteurs. La figure IV-15 montre que lorsque l'angle  $\varphi$  augmente la valeur des fonctions  $f_1$ ,  $f_2$  et  $f_3$  diminue (ceci permet de réduire pour un courant donné la valeur des pertes en commutation pour le transistor  $T_1$  et la diode  $D_{1c}$ ) tandis que la valeur des fonctions  $g_1$ ,  $g_2$ ,  $g_3$  augmente.

### IV.3.2 Calcul analytique des pertes dans les semi-conducteurs dans le cas de l'alimentation du four IRSID

Pour chaque convertisseur élémentaire, le calcul analytique des pertes dans les semi-conducteurs peut être effectué à l'aide des équations IV-25, IV-26, IV-29, IV-30, IV-31 et IV-32. Pour les formes d'ondes représentées en figure IV-16, le tableau IV-4 donne la valeur des pertes dissipées par les transistors  $T_1$  et  $T_{1c}$  et par les diodes  $D_1$  et  $D_{1c}$ .

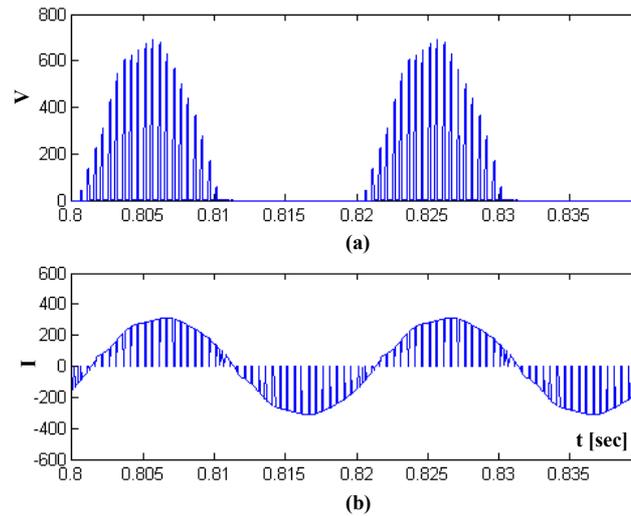


Figure IV-16: Formes d'ondes dans le cas d'un fonctionnement à puissance active constante

(a): Tension aux bornes de l'interrupteur, ( $T_1$ ,  $D_1$ );  
 (b): Courant circulant dans l'interrupteur (transistor + diode)

Fonctionnement à puissance active constante $\hat{V} = 670$ , $\hat{I} = 370$ , $\varphi = 16^\circ$ et $\delta = 0,85$				
	Diode $D_1$	Diode $D_{1c}$	Transistor $T_1$	Transistor $T_{1c}$
Pertes en conduction [W]	127	22	136	24
Pertes en commutation [W]	0,6	76	92	0,4
Pertes totales [W]	127,6	98	228	24,4

Tableau IV-4: Calcul des pertes (expression analytique) dissipées par les transistors  $T_1$  et  $T_{1c}$ , et par les diodes  $D_1$  et  $D_{1c}$  pendant le fonctionnement à puissance active constante du convertisseur

Le tableau IV-5 spécifie les paramètres des semi-conducteurs utilisés pour le calcul des pertes

	Transistor	Diode
Référence	EUPEC FF1200R17KE3_B2	
Paramètres pertes par commutation	$a_{on} = -0,0001$ , $b_{on} = 0,3$ , $c_{on} = 15$ $a_{off} = -3,5e-5$ , $b_{off} = 0,35$ , $c_{off} = 6,17$	$a_{rec} = -2e-4$ , $b_{rec} = 0,46$ , $c_{rec} = 50,8$
Paramètres pertes par conduction	$r = 1,25m\Omega$ , $v_0 = 1V$	$r = 0,6 m\Omega$ , $v_0 = 1,1V$

Tableau IV-5 Paramètres utilisés pour les semi-conducteurs Modules IGBT EUPEC 1700V/1200A

Afin de valider les formules présentées dans le paragraphe précédent, nous avons évalué, pour les mêmes formes d'ondes (figure IV-16), les pertes en conduction et en commutation directement à partir de l'échantillonnage à chaque commutation de la tension et du courant de tension et courant. L'algorithme utilisé est détaillé en [51], et il peut être facilement implanté sous Matlab.

La figure IV-17 montre l'évolution en fonction du temps des pertes dissipées par le transistor  $T_1$  et la diode  $D_1$ .

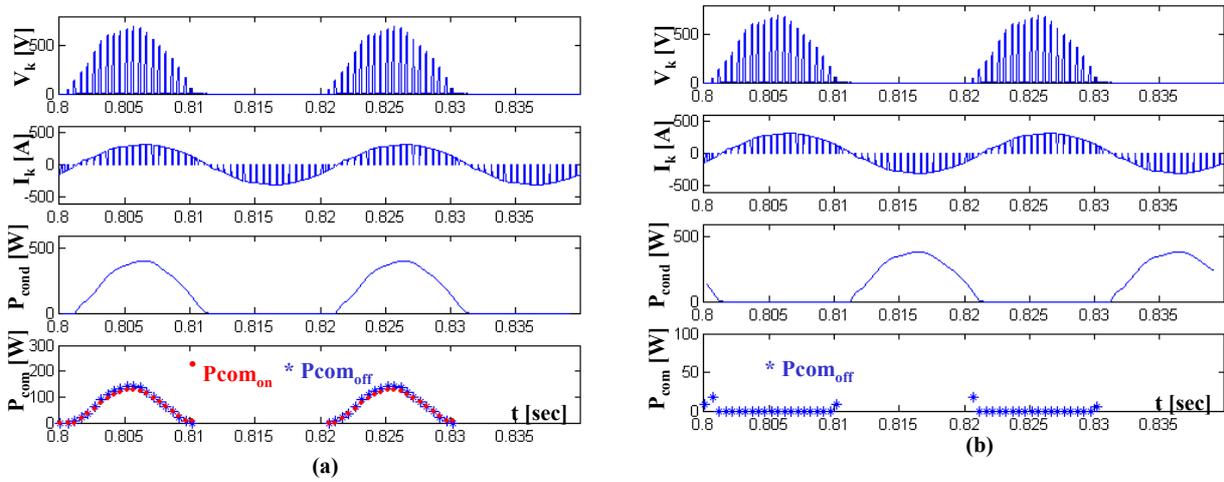


Figure IV-17: Calcul des pertes (numérique).

(a) : Transistor  $T_1$  ; (b) : Diode  $D_1$

Le tableau ci dessous donne la valeur moyenne des pertes calculées sur une période réseau.

Fonctionnement à puissance active constante				
	Diode $D_1$	Diode $D_{1c}$	Transistor $T_1$	Transistor $T_{1c}$
Pertes en conduction [W]	122	23	133	25
Pertes en commutation [W]	1,25	80	100	1,26
Pertes totales [W]	123,25	103	233	26,26

Tableau IV-6: Calcul des pertes (numérique) dissipées par les transistors  $T_1$  et  $T_{1c}$ , et par les diodes  $D_1$  et  $D_{1c}$  pendant le fonctionnement à puissance active constante du convertisseur

Une comparaison entre les tableaux IV-4 et IV-6 montre que les pertes calculées à partir des deux méthodes sont sensiblement les mêmes.

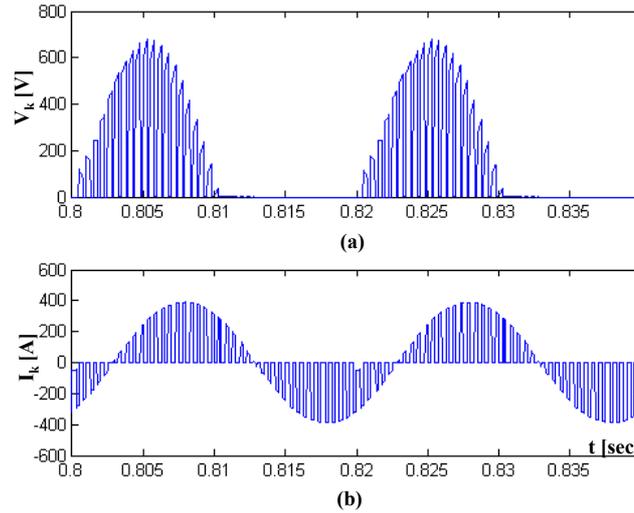
De même, lors d'un fonctionnement à puissance réactive constante (figure IV-18), les tableaux IV-7 et IV-8 montrent que les écarts restent petits. Les formules, présentés dans le paragraphe précédent, permettent d'estimer les pertes dans les semi-conducteurs avec une bonne précision.

Fonctionnement à puissance réactive constante $\hat{V} = 670$ , $\hat{I} = 370$ , $\varphi = 51^\circ$ et $\delta = 0,7$				
	Diode $D_1$	Diode $D_{1c}$	Transistor $T_1$	Transistor $T_{1c}$
Pertes en conduction [W]	105	45	112	48
Pertes en commutation [W]	10	56	65	9
Pertes totales [W]	125	101	177	57

Tableau IV-7: Calcul des pertes dissipées (calcul analytique) par les transistors  $T_1$  et  $T_{1c}$ , et par les diodes  $D_1$  et  $D_{1c}$  pendant le fonctionnement à puissance réactive constante du convertisseur

Fonctionnement à puissance réactive constante				
	Diode $D_1$	Diode $D_{1c}$	Transistor $T_1$	Transistor $T_{1c}$
Pertes en conduction [W]	107	47	115	48
Pertes en commutation [W]	13	58	68	11
Pertes totales [W]	130	105	183	59

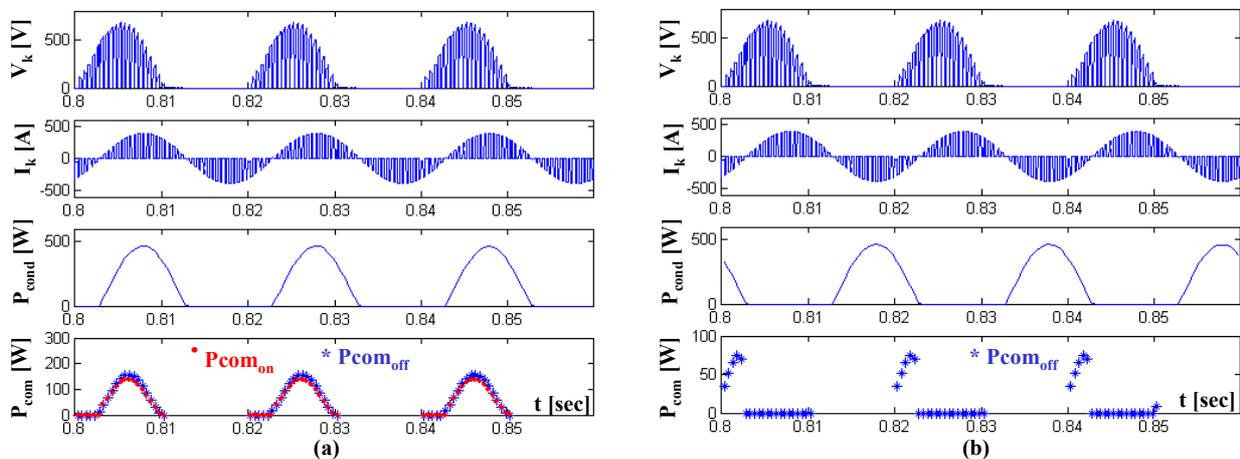
**Tableau IV-8** Calcul des pertes dissipées (calcul numérique) transistors  $T_1$  et  $T_{1c}$ , et par les diodes  $D_1$  et  $D_{1c}$  pendant le fonctionnement à puissance réactive constante du convertisseur



**Figure IV-18:** Formes d'ondes dans le cas d'un fonctionnement à puissance réactive constante

- (a): Tension aux bornes de l'interrupteur, ( $T_1$ ,  $D_1$ );  
(b): Courant circulant dans l'interrupteur (transistor + diode)

Si l'on compare les tableaux IV-8 et IV-6 on observe que, dans le cas d'un fonctionnement à puissance réactive constante, conformément à l'équation IV-25, les pertes dissipées en conduction par le transistor  $T_1$  et la diode  $D_1$  diminuent. De même à cause d'une valeur plus grande de  $\varphi$  les pertes dissipées en commutations par le transistor  $T_1$  et la diode  $D_{1c}$  sont moins importantes (figure IV-15a). En revanche, conformément aux équations IV-31 et IV-32, une valeur plus grande de  $\varphi$  fait augmenter les pertes dissipées en commutation par le transistor  $T_{1c}$  et la diode  $D_1$ . La figure IV-19 présente l'évolution des pertes en fonction du temps pour le transistor  $T_1$  et la diode  $D_1$ .



**Figure IV-19:** Calcul des pertes par voie numérique.

- (a) : Transistor  $T_1$  ; (b) : Diode  $D_1$

## IV.4 Maquette de validation du principe de fonctionnement de la nouvelle alimentation

Dans le but de valider le fonctionnement du convertisseur et de sa commande une maquette de faible puissance (qq kW) a été réalisée et testée au LEEI.

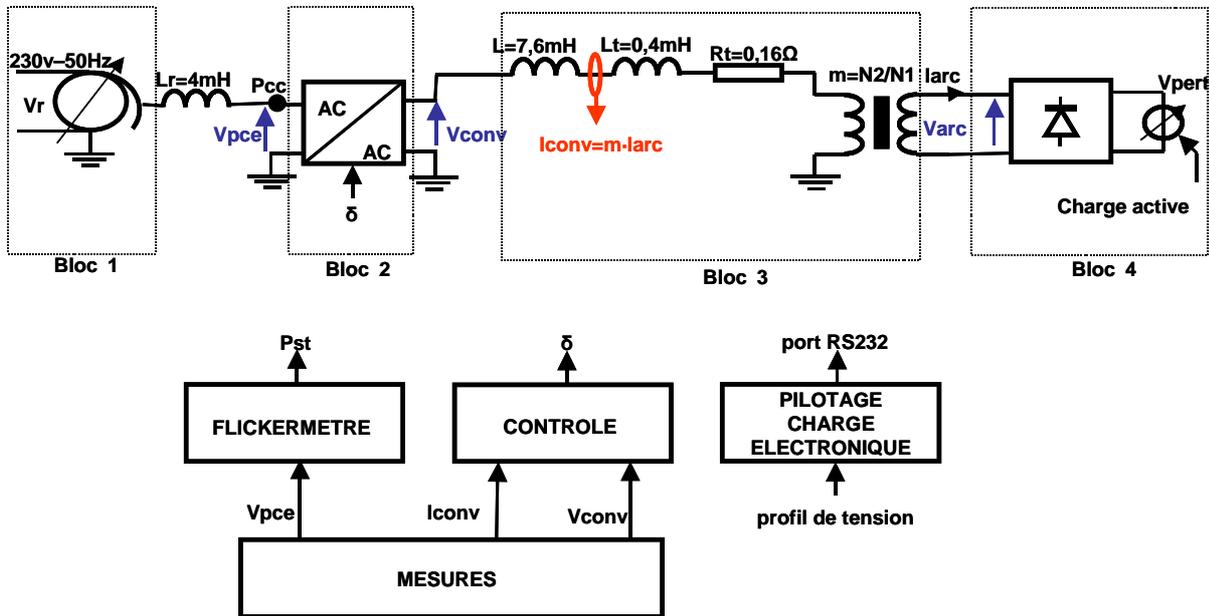


Figure IV-20 : Schéma de principe de la maquette

Le schéma de principe, représenté en figure IV-20, est constitué des blocs suivants :

- Bloc 1 Autotransformateur : il permet de régler la tension d'alimentation et d'amplifier l'effet de flicker car il dispose d'une inductance interne  $L_r$  qui est du même ordre de grandeur que l'inductance  $L$  placée à la sortie du convertisseur AC/AC. (La valeur de  $L_r$  a été déterminée pour la tension nominale  $V_{rn}$ ).
- Bloc 2 Convertisseur alternatif/alternatif : Il est constitué d'un hacheur alternatif monophasé à cellules imbriqués contrôlé à puissance constante (paragraphe III.2.3.1). Les caractéristiques du convertisseur sont données dans le tableau IV-9.
- Bloc 3 Inductance ( $L$ ) et transformateur abaisseur: Par analogie au schéma électrique d'une installation de four à arc, l'inductance  $L$  et le transformateur représentent respectivement l'inductance qui est en série avec le transformateur du four et le transformateur du four.  $L_t$  et  $R_t$  sont respectivement l'inductance de fuite et la résistance interne du transformateur.
- Bloc 4 Charge: La charge est constituée d'une alimentation électronique continu/continu (charge active) configurée en source de tension variable avec des variations comprises entre 1V et 80V. Afin d'obtenir une tension d'arc alternative nous avons placé un pont à diode entre le transformateur et la charge active.

Tension d'entrée maximum	264 V
Tension d'entrée minimum	85 V
Courant de sortie maximum	16 A
Puissance maximum	3800 VA
Modules IGBT INFINEON	SKW30N60
Fréquence de découpage	25 kHz

Tableau IV-9: Caractéristiques du convertisseur

La figure IV-21 présente le synoptique de la régulation à puissance constante.

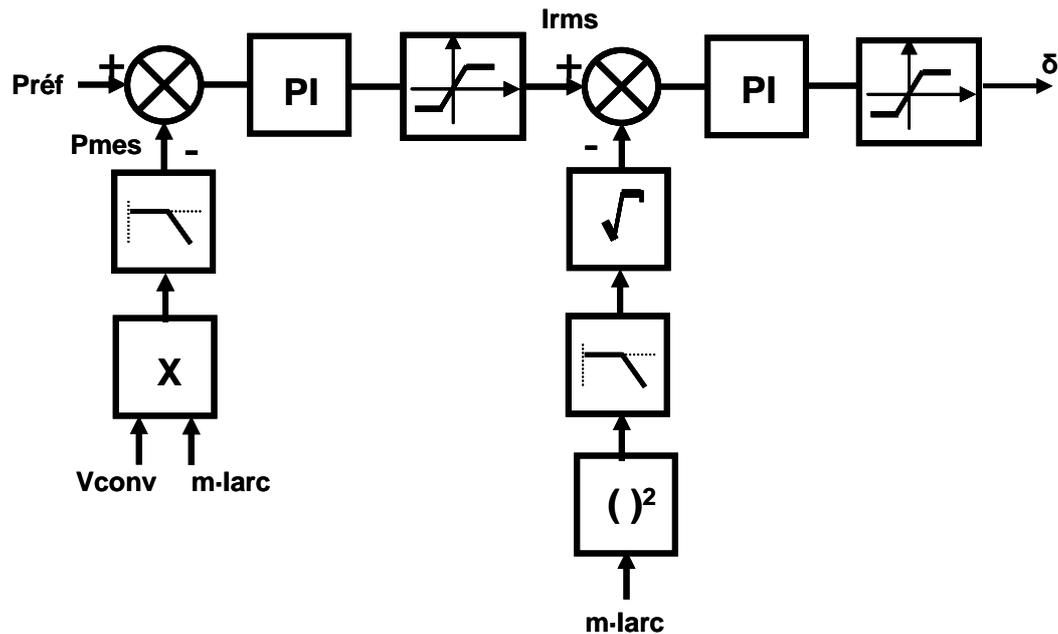


Figure IV-21: Schéma de régulation à puissance constante

L'objectif de la commande est d'imposer, à travers le contrôle de la valeur efficace du courant, un fonctionnement à puissance active constante. Pour cela nous avons utilisé une régulation de type cascade constituée de deux boucles, une boucle rapide qui permet le contrôle de la valeur efficace du courant d'arc et une boucle lente qui régule la puissance active. La limitation de courant ( $I_{rms_{max}} = 13 \text{ A}$ ) permet un fonctionnement à puissance réactive constante.

Le schéma de régulation a été implanté sur une carte DSP (DSPACE 1104).

Pour évaluer l'effet de flicker nous avons implanté sur cette même carte le schéma bloc du flickermètre (voir annexe I).

Les tensions ( $V_{pcc}$ ,  $V_{conv}$ ,  $V_{arc}$ ) et le courant à la sortie du convertisseur ont été mesurés respectivement à l'aide des sondes LANGLOIS ISOL 600 (600V) et LEM PR30 (30A, bande passante 100kHz).

Les figures IV-22 et IV-23 présentent les photos des éléments de la maquette.

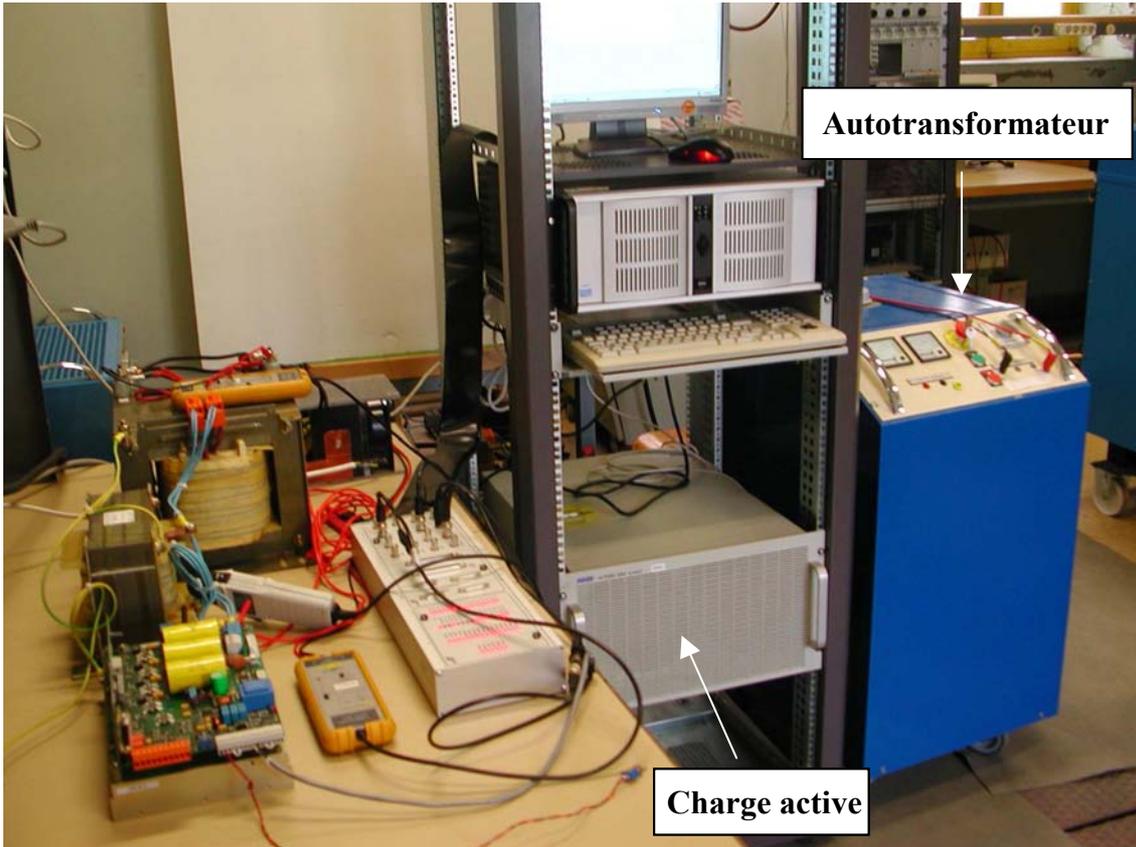


Figure IV-22: Photo de la maquette

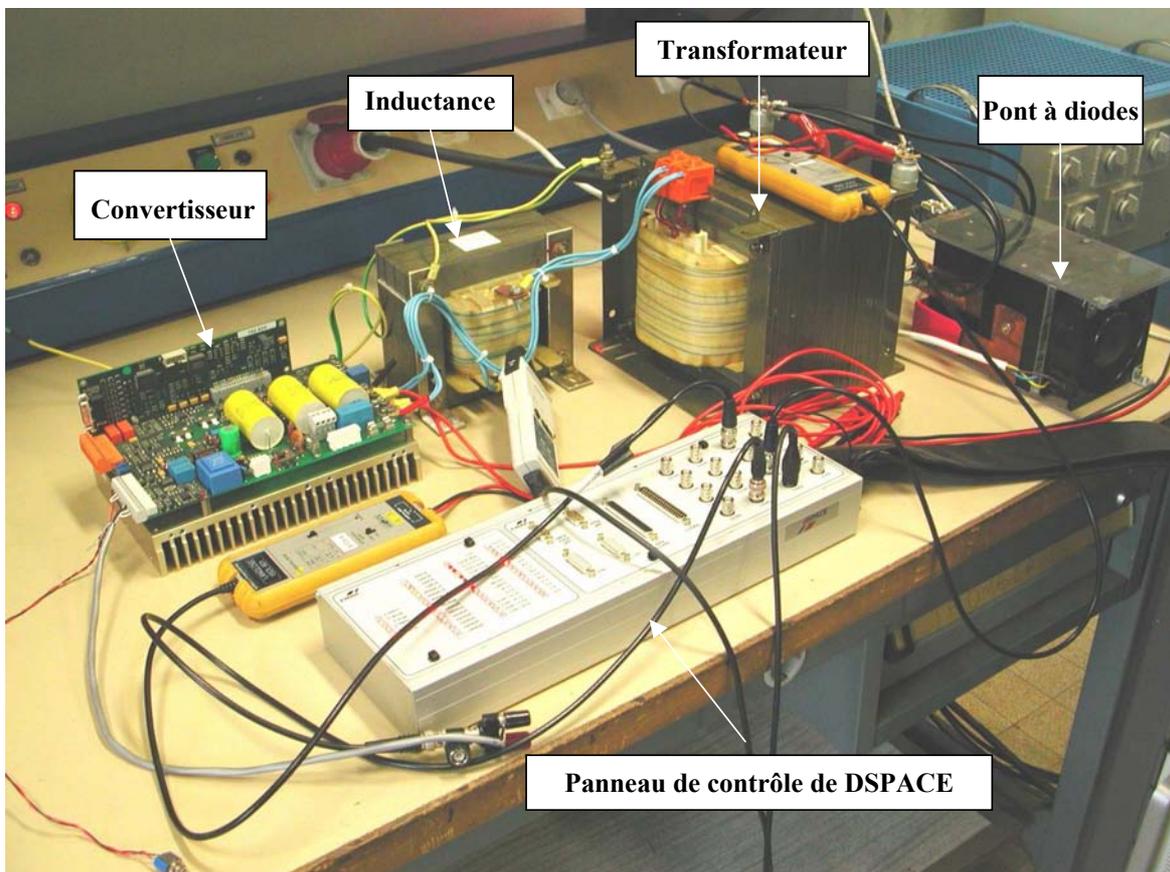


Figure IV-23: Zoom de la figure IV-3

### IV.4.1 Essais de la maquette sans le convertisseur

Nous avons mesuré la puissance active, réactive et l'effet de flicker au PCC sans le convertisseur pour le profil de tension généré par la charge active et présenté en figure IV-24. La tension d'alimentation  $V_r$  a été fixée à 150 V.

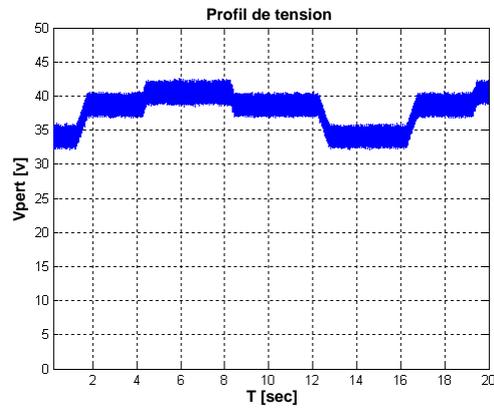


Figure IV-24: Profil de tension utilisé pour le fonctionnement à puissance constante

La puissance active, réactive et l'effet de flicker sont représentés en figure IV-25

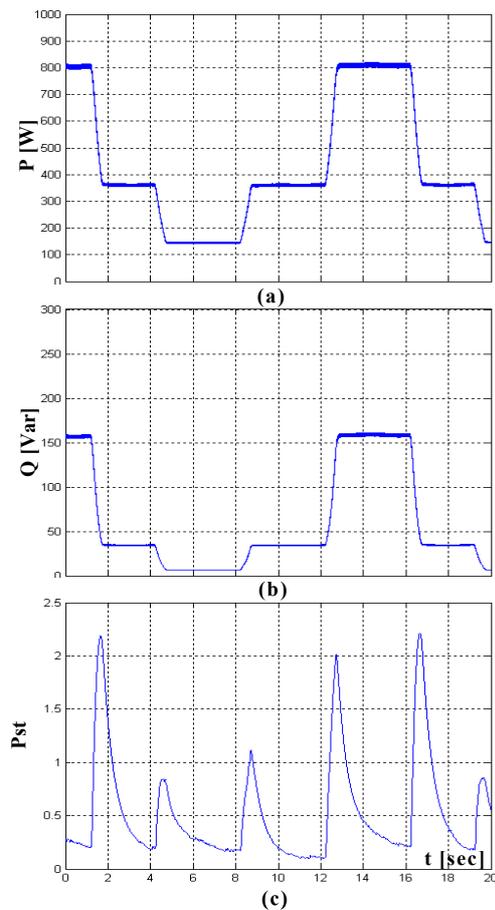


Figure IV-25 : Formes d'ondes au PCC obtenues sans le convertisseur.

(a) : Puissance active ; (b) : Puissance réactive ; (c) : Effet de flicker

La figure IV-25 met en évidence que l'effet de flicker dépend de l'amplitude des variations de puissance active et réactive induites par les variations de tension d'arc.

#### IV.4.2 Essais de la maquette avec le gradateur MLI

Deux essais ont été effectués :

- Essais à puissance active constante
- Essais à courant constant

Par rapport au cas précédent la tension d'alimentation  $V_r$  a été augmentée de 10% ( $V_r = 165$  V).

##### Essais à puissance constante

Pour cet essai nous avons utilisé le même profil de tension qu'à la figure IV-24. Les puissances active et réactive sont représentées en figure IV-26.

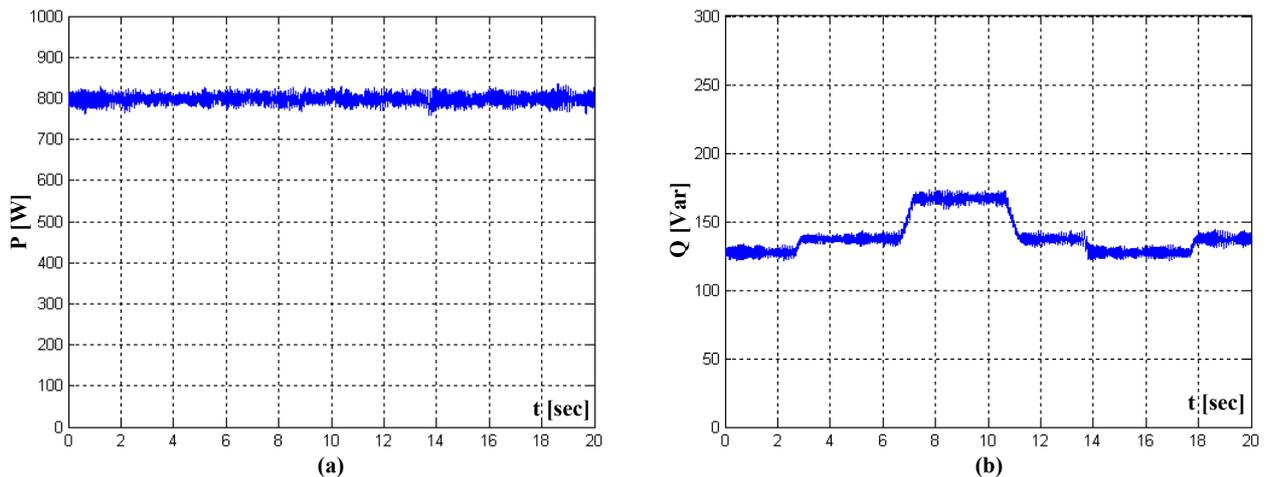
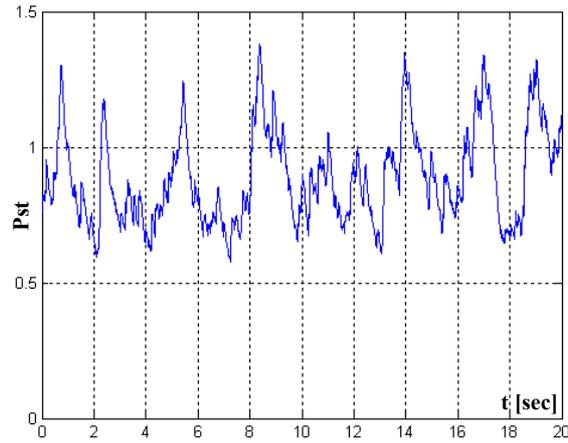


Figure IV-26: Fonctionnement à puissance active constante

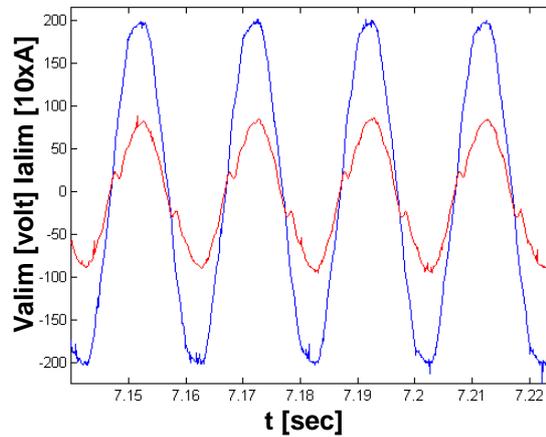
(a) : Puissance active ; (b) : Puissance réactive

La figure IV-26a montre que la puissance active est maintenue constante pendant tout le fonctionnement, ce qui prouve que la commande assure bien son rôle. Par ailleurs, le flickermètre implanté sur la carte Dspace permet de vérifier que le fonctionnement à puissance constante entraîne une réduction importante de l'effet de flicker au PCC (figure IV-27).



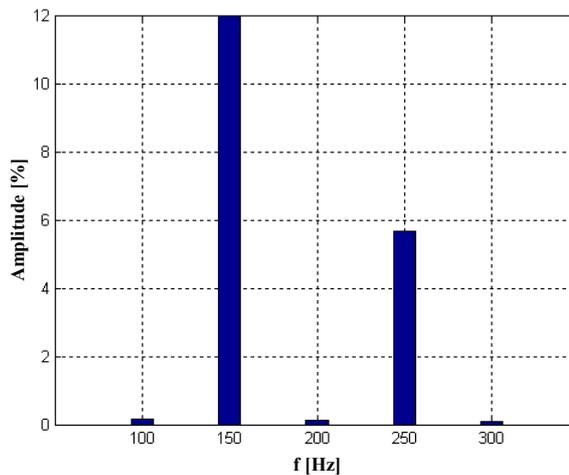
**Figure IV-27: Effet de flicker au PCC**

Les formes d'ondes de courant et tension relevées à l'entrée du convertisseur sont présentées à la figure IV-28.



**Figure IV-28 : Tension (courbe bleue) et courant (courbe rouge) fournis par l'autotransformateur**

La figure IV-29 présente pour le courant à l'entrée du convertisseur, l'amplitude des harmoniques calculées par rapport à l'amplitude du fondamental.



**Figure IV-29 : Spectre du courant à l'entrée du convertisseur**

Dans le but d'empêcher la circulation de l'harmonique de rang trois sur le réseau d'alimentation nous avons placé un filtre shunt accordé à  $f=150$  Hz ( $L_f=3,5$ mH et  $C_f=250\mu$ F) à la sortie du convertisseur (figure IV-30).

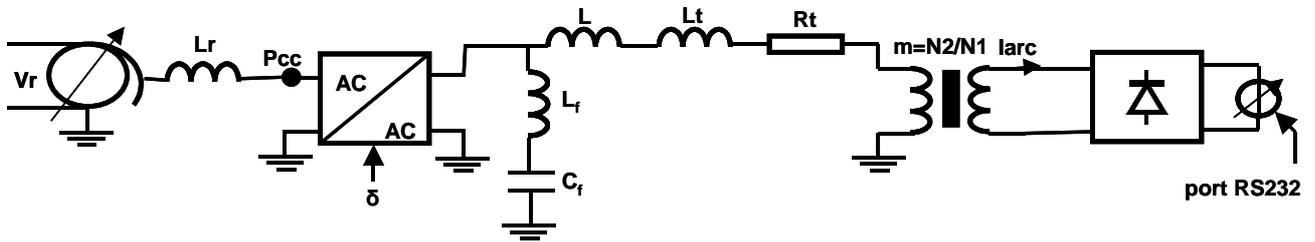


Figure IV-30: Schéma de principe de la maquette avec le filtre shunt placé à la sortie du convertisseur

La figure IV-31 montre dans ce cas le spectre du courant à la sortie du convertisseur.

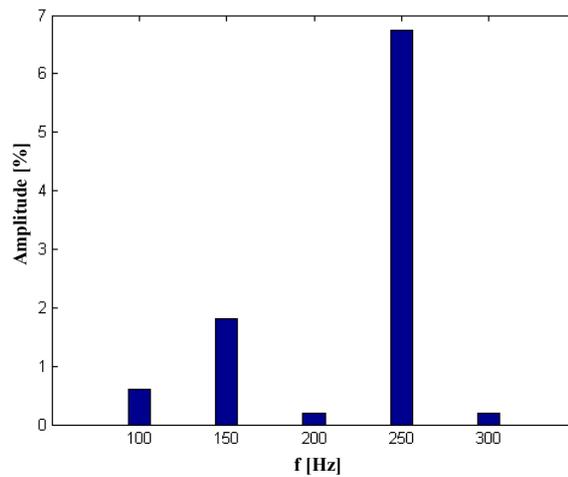


Figure IV-31: Spectre du courant à l'entrée du convertisseur

Les formes d'ondes de courant et tension relevées à l'entrée du convertisseur sont données à la Figure IV-32. Nous constatons que le courant est maintenant en avance sur la tension.

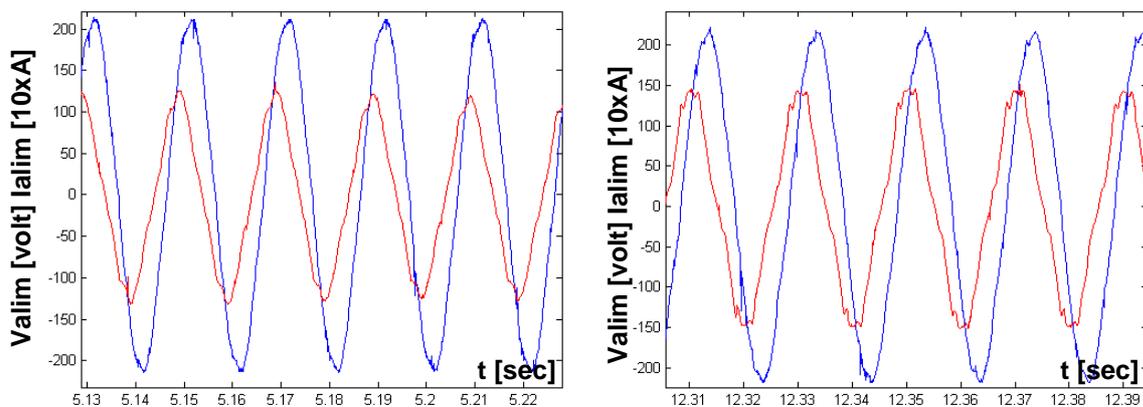
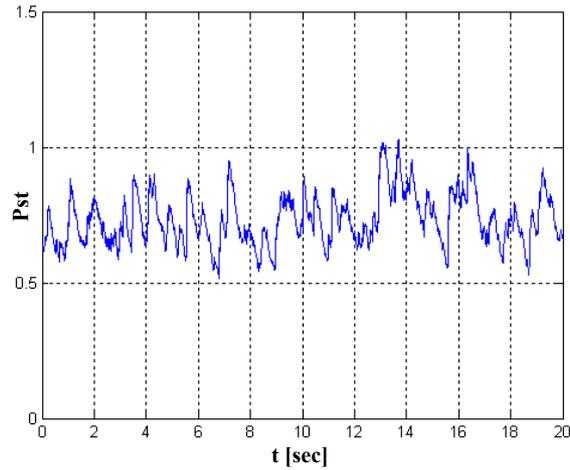


Figure IV-32: Tension (courbe bleue) et courant (courbe rouge) délivrés par l'autotransformateur

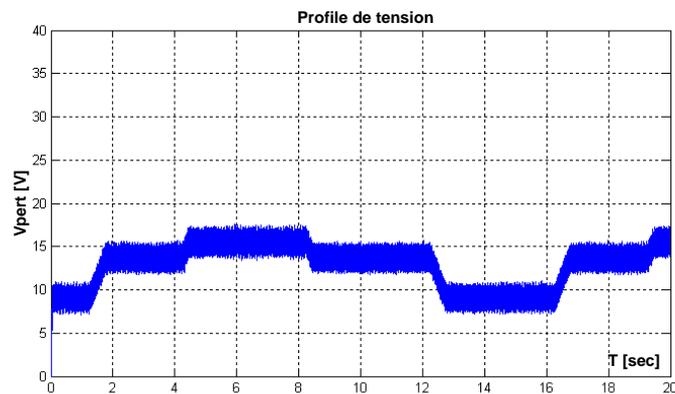


**Figure IV-33 : Effet de flicker au PCC avec le filtre shunt placé à la sortie du convertisseur**

Nous constatons par ailleurs que la suppression de l'harmonique de rang trois sur le réseau d'alimentation permet une réduction de l'effet de flicker (figure IV-33). En effet, les fluctuations de l'amplitude de l'harmonique trois, liées à la variation de la tension de la charge, ne sont plus visibles par la source d'alimentation.

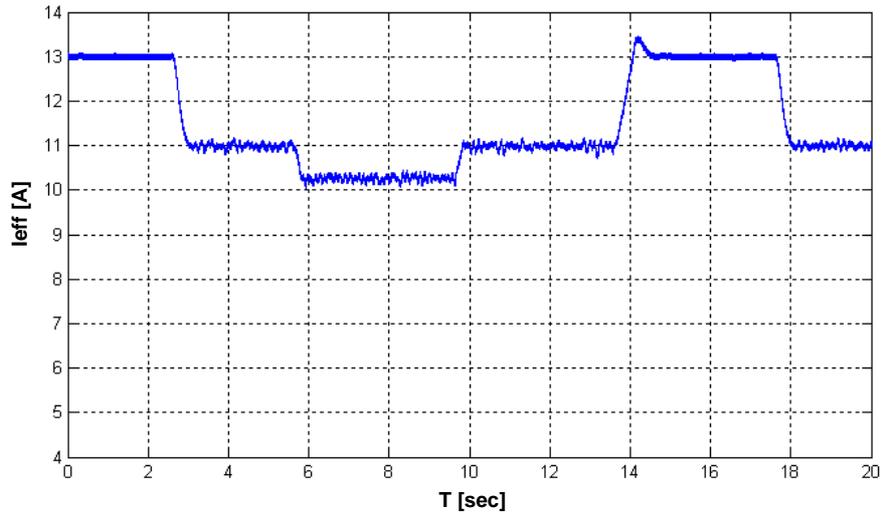
### **Essais avec fonctionnement dans la zone à réactif constant**

Pour cet essai nous avons considéré le profil de tension suivant :



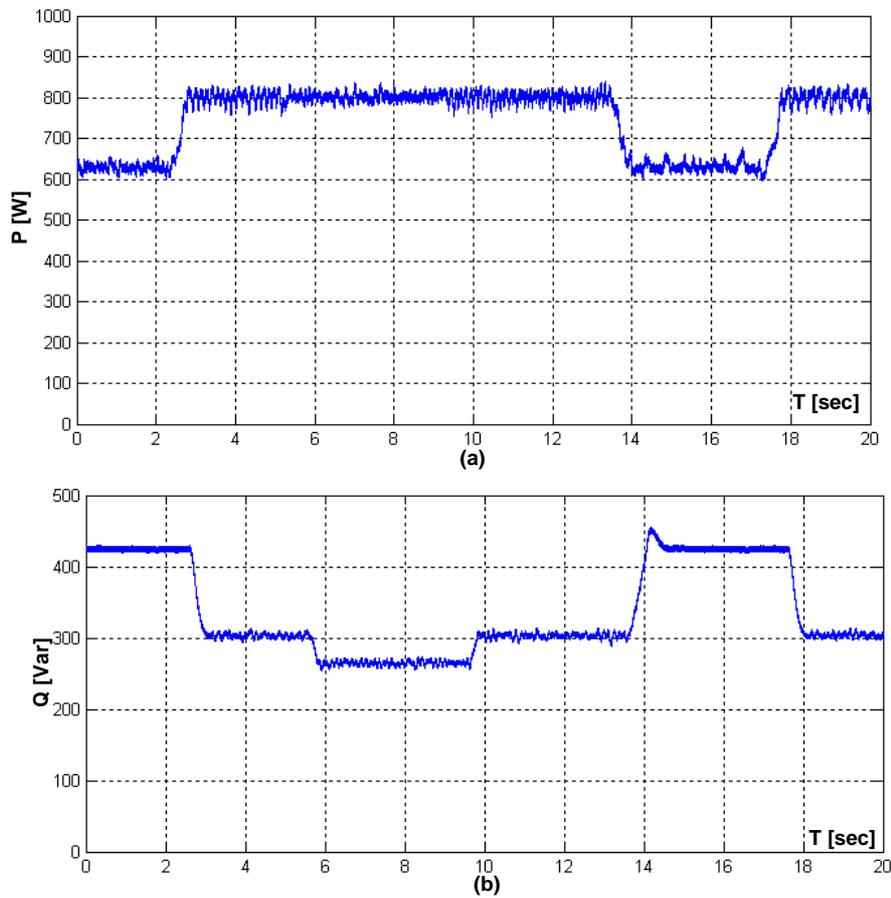
**Figure IV-34 : Profil de tension utilisé pour le fonctionnement à courant constant**

La figure IV-35 présente la valeur efficace du courant mesuré à la sortie du convertisseur.



**Figure IV-35 : Valeur efficace du courant en sortie du convertisseur**

Ce mode de fonctionnement permet de limiter le courant lorsque la tension d'arc devient trop petite. La figure IV-35 montre que pendant tout le fonctionnement la valeur efficace du courant à la sortie du convertisseur ne dépasse pas la valeur imposée par la limitation du courant (13 A). Les puissances active et réactive sont représentées à la figure IV-36.



**Figure IV-36: Mesures des puissances au PCC.**

**(a) : Puissance active ; (b) : Puissance réactive**

Cette figure montre que la puissance active, en raison de la limitation du courant, ne peut pas être maintenue constante pendant tout le fonctionnement. Le passage en limitation du courant induit des variations de puissance active et réactive. Cependant ces variations étant de signe opposé celle-ci ne contribuent pas à augmenter l'effet de flicker au PCC (figure IV-37). En effet, les variations de P et Q lors du changement de zone de fonctionnement s'effectuent en sens contraire. Ainsi la chute de tension au PCC est minimisée ( $\Delta V = R \cdot \Delta P + X \cdot \Delta Q$ ).

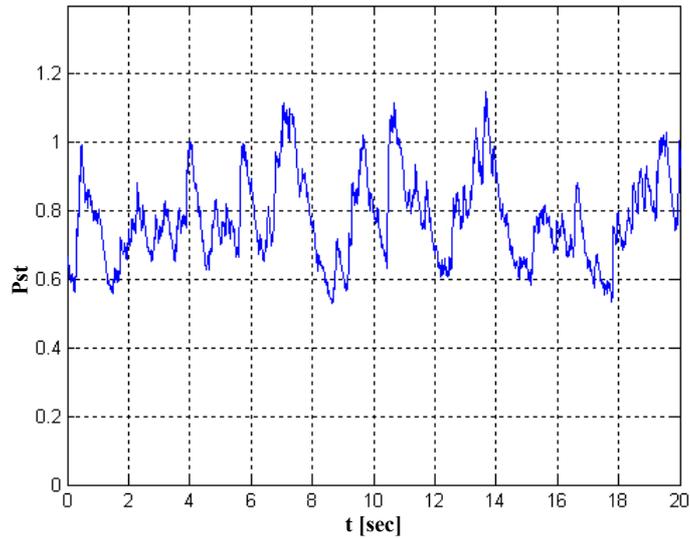


Figure IV-37: Effet de flicker au PCC

### IV.4.3 Conclusion

Les essais effectués sur la maquette permettent de valider le fonctionnement du convertisseur et de sa commande aussi bien dans un fonctionnement à puissance constante qu'à courant constant. Les essais ont montré que, par rapport à une alimentation classique, l'alimentation par gradateur permet une réduction importante de l'effet de flicker (figure IV-38a), tout en augmentant la puissance transmise à la charge (figure IV-38b).

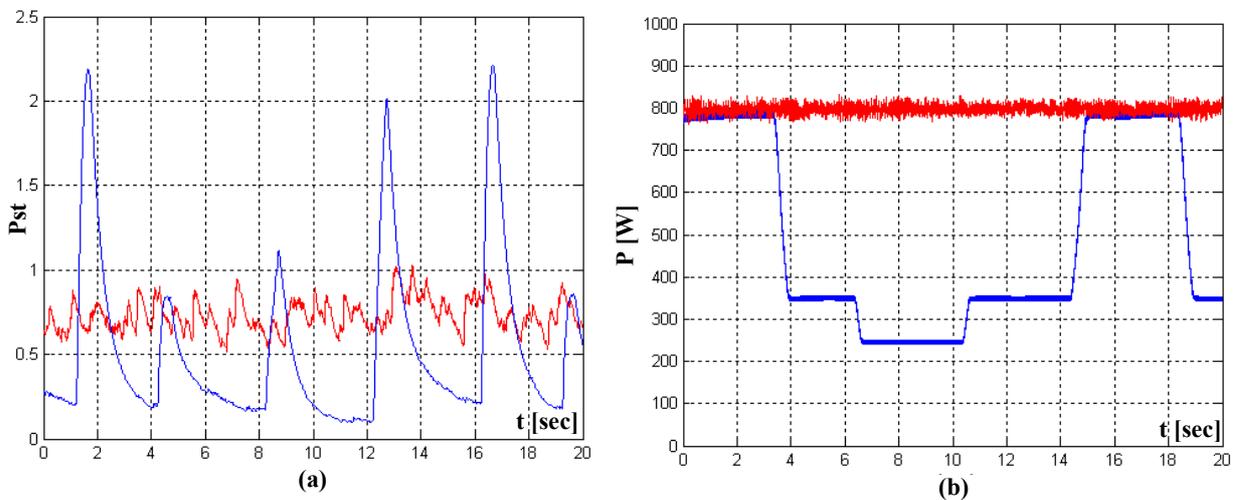


Figure IV-38 : Essais avec le convertisseur (courbe rouge) et essais sans le convertisseur (courbe bleue) ;  
 (a) : Effet de flicker au PCC ; (b) : Puissance active transmise à la charge



# Conclusion générale

Les alimentations actuellement utilisées pour les fours à arc à courant alternatif sont mal adaptées à la charge et au réseau.

La rentabilité du processus de production de l'acier par les fours à arc passe par une augmentation de leur productivité et une réduction des perturbations engendrées sur le réseau d'alimentation, notamment le flicker. Sur la base de ce constat nous avons présenté dans ce mémoire une nouvelle structure d'alimentation de type direct fonctionnant à puissance constante.

La topologie proposée est modulaire, elle repose sur une association série et parallèle de gradateurs à découpage et peut s'adapter à des niveaux de tension et de puissance différents en fonction des caractéristiques du four. La commande à puissance constante permet d'alimenter le four à puissance active constante et limite les variations de puissance active et réactive, ce qui réduit de manière importante le dimensionnement de la compensation statique.

Les deux critères clés dans le cadre d'une installation de four à arc sont le flicker et la productivité. Nous avons pu quantifier les améliorations apportées par la nouvelle alimentation à partir de relevés réalisés au cours d'une campagne de mesures effectuée sur un site industriel.

Par rapport à une alimentation classique, le flicker peut être diminué de 55% et l'énergie électrique transmise à la ferraille augmentée de 11%. L'alimentation proposée permet donc, pour une puissance installée donnée, une réduction importante du flicker tout en augmentant sensiblement la productivité du four. Le transfert de puissance de la source vers la charge est optimisé et de plus le dimensionnement de l'électronique utilisée dans cette nouvelle alimentation est nettement inférieur à celui d'un compensateur de puissance réactive classiquement associé à un four à courant alternatif.

Les essais effectués sur une maquette réalisée au LEEI ont permis de valider le fonctionnement du convertisseur et de sa commande aussi bien dans un fonctionnement à puissance constante qu'à courant constant.

Une validation expérimentale sur un four à arc est envisagée. Elle pourrait être réalisée sur un four d'essais à l'IRSID (3MVA). Ces essais, permettront de mieux quantifier l'influence d'un fonctionnement à puissance constante sur le rendement de l'arc et sur la productivité du four.



# Annexe I

## Le Flickermètre

### AI.1 Description du flickermètre

Le flicker est un phénomène de gêne ressenti par les individus soumis à des fluctuations du flux lumineux des lampes à incandescence. Ce phénomène a fait l'objet d'études pendant de nombreuses années, principalement de la part de l'union internationale d'électrotechnique (U.I.E), qui ont débouché en 1986 sur la spécification 868 de la C.E.I (Commission Electrotechnique Internationale) qui ensuite a été révisée [34 et 35]. Cette norme donne les spécifications d'un appareil le flickermètre, destinée à indiquer le taux de flicker présent à l'endroit de la mesure. Il est ainsi possible de procéder à des mesures comparatives sur les causes et les effets du flicker.

Le flickermètre simule le comportement de l'ensemble lampe œil cerveau pour une lampe à incandescence 230V-60W. Le schéma fonctionnel du flickermètre est représenté par la figure suivante :

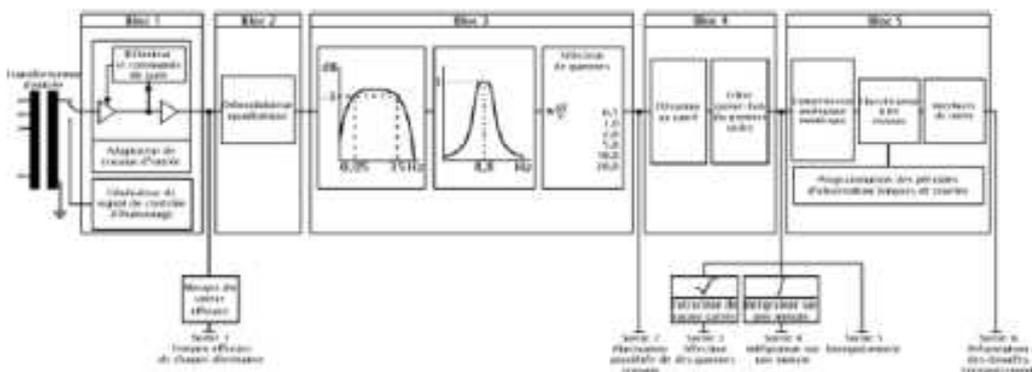


Figure AI-1 Schéma fonctionnel du flickermètre

Le diagramme fonctionnel est subdivisé en plusieurs blocs :

- Bloc 1- Adaptateur de tension d'entrée : ce bloc permet de normaliser la tension d'entrée par rapport à sa valeur efficace moyennée.
- Bloc 2- Démodulateur quadratique : les fluctuations de tension sont démodulées afin de prendre en compte le comportement de la lampe. Le bloc 2 élève la tension au carré, la composante alternative à 100Hz est ensuite éliminée par les filtres du bloc 3.
- Bloc 3-Filtre de pondération : ce bloc est composé de deux filtres en cascade : le premier a pour rôle d'éliminer la composante continue ainsi que la composante à deux fois la fréquence du réseau. Il comprend une section passe-haut du premier ordre (avec une fréquence de coupure de 0,05Hz) et une section passe-bas pour laquelle on

suggère d'employer un filtre de Butter Worth du 6<sup>ème</sup> ordre avec une fréquence de coupure à 35 Hz. Le deuxième filtre de pondération traduit la sensibilité du système lampe-œil. En considérant une lampe à incandescence de 60W-220V. C'est un filtre passe bande du quatrième ordre dont le module de la fonction de transfert admet un maximum pour  $f=8.8\text{Hz}$ . Cette fréquence correspond à la gêne maximum vis-à-vis du flicker. La fonction de transfert de ce filtre est donné par :

$$F(p) = \frac{k \cdot \omega_1 \cdot p}{p^2 + 2\lambda p + \omega_1^2} \frac{1 + \frac{p}{\omega_2}}{\left(1 + \frac{p}{\omega_3}\right) \cdot \left(1 + \frac{p}{\omega_4}\right)} \quad (\text{AI-1})$$

Avec  $k= 1,74$ ,  $\omega_1=56,54$ ,  $\omega_2=14,51$ ,  $\omega_3=7,66$ ,  $\omega_4=137,6$  et  $\lambda=25,13$ .

- Bloc4 –Élévation au carré et lissage : la sortie de ce bloc est proportionnelle aux variations de tension pondérées par la sensibilité du système lampe œil cerveau. Cette sortie représente donc un niveau de sensation de flicker instantané. Ce bloc remplit deux fonctions : élever au carré pour simuler la perception non linéaire du couple œil-cerveau, et lisser le signal pour simuler l'effet de mise en mémoire du cerveau humain Le lissage sera réalisé par un filtre passe-bas du première ordre avec une fréquence de coupure à 0,53Hz et un gain  $f$  dont la valeur est donnée par l'équation suivante:

$$f \equiv \left(\frac{\sqrt{2}}{0.0025}\right)^2 \times \frac{1}{1.03} \quad (\text{AI-2})$$

- Bloc 5 –Evaluation statistique : ce bloc permet d'établir la fonction de probabilité cumulée appelée FPC. Ce traitement ne peut être réalisé que de façon numérique avec une fréquence d'échantillonnage d'au moins 500Hz. La FPC est obtenue en subdivisant l'amplitude du signal de flicker instantané en certain nombre de classes (64 au minimum). A chaque classe correspond un compteur qui est incrémenté chaque fois qu'une valeur échantillonnée est supérieure au flicker correspondant à la classe. Les sorties de ces compteurs sont ensuite divisées par le nombre total d'échantillons pris sur l'intervalle de mesure, pour obtenir des valeurs en pourcentage du temps pendant lequel ce niveau a été dépassé.

## AI.2 Modèle du flickermètre

La simulation d'un flickermètre est à la fois complexe en raison du bloc 5 d'évaluation statistique et longue car la durée nécessaire au calcul du pst est de 10 minutes. La formule de calcul du pst donnée en II-48 peut être simplifiée en considérant que les quantités  $P_{0.1}$ ,  $P_{11}$ ,  $P_{31}$ ,  $P_{101}$  sont proches de la valeur maximale atteinte par la sortie du bloc 4. Par ailleurs le coefficient associé à  $P_{501}$  est relativement faible. D'ou l'expression simplifiée du Pst qui sera utilisé dans le modele de flickermetre.

$$Pst < 0.714\sqrt{\text{Sortie4}} \text{ nous retenons } Pst = 0.7\sqrt{\text{Sortie4}} \quad (\text{AI-3})$$

Un modèle de flickermètre a été implanté sous Matlab/Simulink [39 et 40]. Son fonctionnement a été validé à l'aide de la norme du flickermètre qui donne la sortie du bloc 4 en réponse à une variation triangulaire de la valeur efficace de la tension réseau défini par la Figure AI-2a. Les résultats de simulation sont présentés en Figure AI-3c.

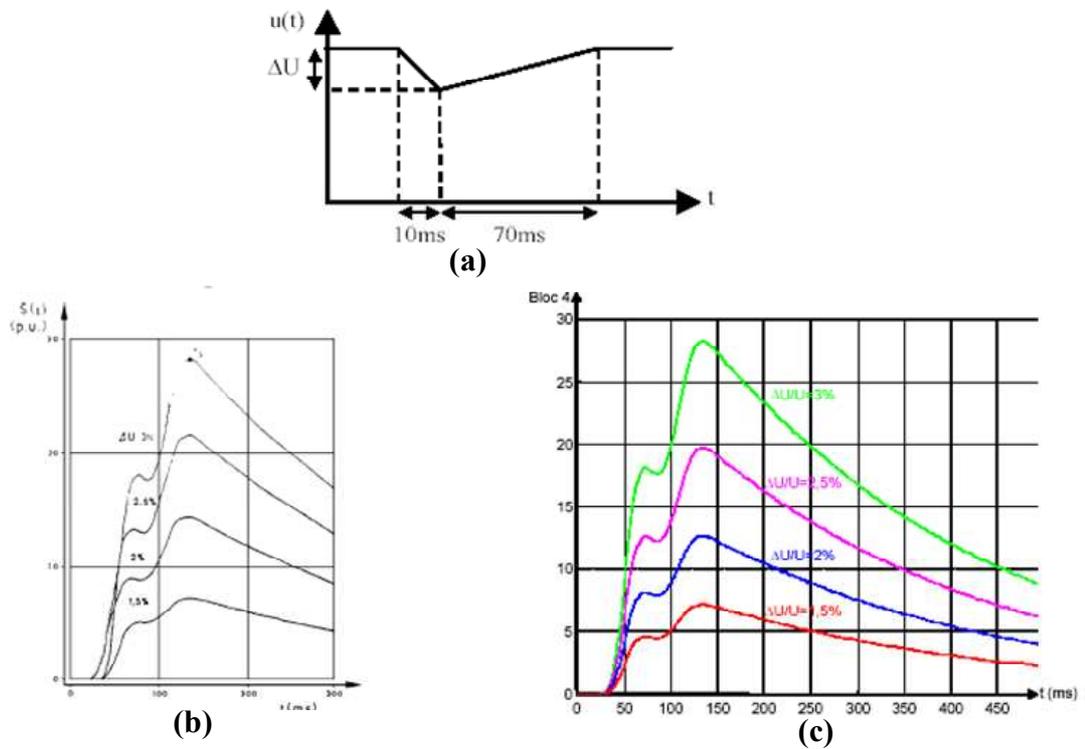


Figure AI-2 : Validation du modèle du flickermètre.

(a) : Forme de la variation de la tension ; (b) : Sortie du bloc 4 norme ; (c) : Sortie du bloc 4 Matlab



# Bibliographie

- [1] P. Genevaz  
"Mini-Mills of the Second Type at the beginning of the Century"  
Atlanta, Géorgie, Etats-Unis, 1995
- [2] "World steel production"  
Rapport IISI, 2004
- [3] J. Astier.  
"Prix des matières premières. Conséquences possibles de leur évolution"  
Techniques de l'Ingénieur M 7 030
- [4] "World steel in figures"  
Rapport IISI, 2005
- [5] "The largest steel production countries"  
Rapport IISI, 2002
- [6] F. Saphore  
"Amélioration des procédés liés au four à arc: conséquences sur la consommation d'électricité"  
Note interne EDF/DER 95NM00016
- [7] H. Stickler et S. Stenkvist  
"The DC Arc Furnace: an important tool in modern Steel making".  
4<sup>th</sup> European electric steel congress, Madrid 1992
- [8] J. Raguin  
"Protection de l'environnement : Stratégie"  
Techniques de l'Ingénieur M 7 150
- [9] J. Astier.  
"Mini-usines"  
Techniques de l'Ingénieur M 7 130
- [10] D. Fritz.  
"Latest EAF statistics from IISI"  
AISE Steel Technology, November 1999.
- [11] J. Jones  
"Considerations for the feeding and use of alternative iron materials in the EAF"  
22<sup>ème</sup> Symposium Process systems for EAF, Orlando 2000
- [12] K.H.Klein, J. Greinacher, K. Kimmer.  
"The BSE low energy electric arc furnace (LEAF) "  
Metec 99, Dusseldorf, pp. 91-97

- [13] J.M. Bernasconi, J.J Klein, B.Sander, J. Vervacke.  
"The twin shell electric arc furnace at Unimetal Gandrange"  
Metec99, Dusseldorf, pp. 10-15
- [14] T. Miyashita, N. Ao, Y. Mikami  
"Development and operations of large DC arc furnaces"  
Electrotech 92, pp. 11-20
- [15] J. Courault  
"Conditionneurs de réseaux industriels applications présente et à venir"  
Journées technologiques : Stratégies se dépollution harmoniques des réseaux électriques,  
2000, Saint Nazaire, pp. 197-214.
- [16] O. Lapiere.  
"Filtrage passif d'harmoniques"  
Journées technologiques : Stratégies se dépollution harmoniques des réseaux électriques,  
2000, Saint Nazaire, pp. 149-160.
- [17] B. Gollentz, G. De Preville, J.L. Pouliquen  
"Static var compensator for flicker reduction"  
EPE 97, Trondheim.
- [18] A.Robert, M. Couvreur  
"Arc furnace flicker assessment and mitigation"  
PQA 98, Amsterdam
- [19] T.Sezi, N.h. Woodley  
"Static power quality improvement methods"  
PCIM 2000, Nuremberg.
- [20] F. Richardeau  
"Commutateurs de courant et cycloconvertisseurs"  
Thèse de docteur en Génie Electrique, INPT,  
N° 1164, 1996
- [21] C. Morettin, S. Dallenogare, J. Du Parc  
"Minimum network disturbances for DC EAF using a free wheeling diodes rectifier"  
Metec 99, Dusseldorf, pp. 135-142.
- [22] J. Du Parc, C. Glinski, M. Wursteisen.  
"Convertisseur de puissance pour l'alimentation de four à arc à courant continu"  
Brevet : FR2704709, FR2704710, US 5463653.
- [23] C. Bas  
"Nouvelle alimentation de four à arc"  
Thèse de docteur en Génie Electrique, INPT,  
N° 1889, 2002
- [24] P.Ladoux, G. Postiglione, C. Bas, H. Foch and J. Nuns  
"Advantages of High Power chopper in DC arc Furnace"

EPE 2003 10<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications, Toulouse, September 2003

- [25] P.Ladoux, G. Postiglione, H. Foch and J. Nuns  
"Comparative Study of AC/DC converters for High Power DC arc Furnace"  
IEEE, trans. On Industrial Electronics  
Vol 52, No 3 June 2005
- [26] L. Hacquard, J. Greinacher  
"Technical presentation of BSE Plasarc technology"  
3<sup>rd</sup> International Steel making Technology  
Symposium, Istanbul, July 1996
- [27] F. Gusatto  
"Régulation d'électrode par le système EMPERE"  
Journées sidérurgiques ATS 1985.
- [28] B. Bowman, G.R. Jordan, F. Fitzgerald.  
"The physics of high-current arcs"  
Journal of the iron and steel institute, June 1969
- [29] K.Tseng, Y. Wang and D. Vilathgamuwa  
"An experimentally verified hybrid Cassie-Mayr Electric arc model for power electronics simulations"  
IEEE, trans. Vol.12, No 3 May 1997.
- [30] L. Orama, B. Rodriguez  
"Numerical arc model parameter extraction for SF6 circuit breaker simulations"  
International conference on power System transient  
IPST 2003 New Orleans
- [31] A. Akdag, I. Cadirci, E. Nalçaci, M. Ermis, S. Tadakuma,  
"Effect of Main Transformer Replacement on the Performance of an Electric Arc Furnace System",  
IEEE transaction on Industry applications, Vol.36, No.2, 2000.
- [32] IEEE Working Group on non-sinusoidal Situations:  
"Practical Definitions for Powers in Systems with Nonsinusoidal Waveforms and Unbalanced Loads: A Discussion"  
IEEE trans, On Power Delivery. Vol.11, 1996
- [33] G. Postiglione, P. Ladoux, D. Riedinger  
"Measurements and Evaluations of Electrical Disturbances on a Steel Plant Using two AC arc Furnaces"  
Cired, Turin, June 2005.
- [34] IEC standard 61000-4-15  
Electromagnetic Compatibility Part 4: "Testing and measurement techniques". Section 15:  
"Flickermeter functional and design specifications"  
Basic EMC publication, 1997.

- [35] CEI norme 61000-3-7  
Compatibilité électromagnétique Partie 3: "Limites" Section 7: "Evaluation des limites d'émission des charges fluctuantes sur les réseaux MT et HT"  
Publication fondamentales en CEM, 1996
- [36] S. Varadan, B. Makram and A. Girgis,  
"A new time Domain Voltage Source Model For an Arc Furnace Using EMTP"  
IEEE trans. On Power Delivery, Vol. 11, no.3, July 1996, pp.1685-90.
- [37] J. G. Mayordomo, L.F. Beites, R. Assensi, M. Izzedine, L. Zabala and J. Amantegui.  
"A New Frequency Domain Arc Furnace Model for Iterative Harmonic Analysis"  
IEEE PES Winter meeting 1997, New York.
- [38] Roger C. Dugan  
"Simulation of Arc Furnace Power System"  
IEEE, trans. On Industry Application, Vol. 16 No. 6 1980, pp 813-18.
- [39] IEC Standard 61000-4-15. EMC-Part 4  
"Flickermeter functional and design specifications"  
Revision on IEC 868.
- [40] "IEC Flickermeter Used in Power System Voltage Monitoring"  
Test Protocol, UIE WG2 Power Quality and Cigre 35.05 / CIRED 2 – CC02 Voltage Quality Working Group, Draft.
- [41] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae,  
"Instantaneous reactive power compensator comprising switching devices without energy storage components"  
IEEE Transaction on Industry Applications, vol. IA-20, no. 3, May/June 1984, pp 625-630
- [41] F. Maduell and B. Bowman  
"Effect of adding reactance on furnace performance at CELSA"  
4<sup>th</sup> European Electric Steel congress, Madrid 1992
- [42] Halmar Robicon Group  
"Low and Medium voltage PWM AC/DC Power Conversion Method and Apparatus"  
United States Patent PN 5,638,263 Jun 1997
- [43] S. Alvarez, P. Ladoux, J.M. Blaquiere, C. Bas, J. Nuns, B. Riffault  
"Evaluation of IGCT & IGBT Choppers for DC Electrical arc Furnaces"  
EPE Journal Vol.14 n°2, May 2004
- [44] S. Alvarez, P. Ladoux, J.M. Blaquiere, E. Carroll, P. Streit,  
"Characterisation of Low Voltage IGCTs (3.3kV) by using an Opposition Method test bench".  
PCIM 2004, Nuremberg.
- [45] P. Ladoux, S. Alvarez, J.M. Blaquiere, E. Carroll, P. Streit,  
"Test Bench for the Characterisation of Experimental Low Voltage IGCTs".  
PESC 2004, Aachen.

- [46] E. Lefeuvre  
"Convertisseurs alternatif-alternatif directs à base de cellules de commutations deux quadrants"  
Thèse de docteur en Génie Electrique, INPT 2001
- [47] H. Foch et les Enseignants Chercheurs R. Arches, F. Bordry, B. Escaut, P. Marty, M. Metz  
"Principes fondamentaux. Commutation dans les convertisseurs statiques"  
Techniques de l'ingénieur, Vol. D5 D3153
- [48] H. Foch et les Enseignants Chercheurs R. Arches, F. Bordry, B. Escaut, P. Marty, M. Metz  
"Principes fondamentaux. Eléments constitutifs et synthèse des convertisseurs statiques"  
Techniques de l'ingénieur, Vol. D5 D3152
- [49] P.Dahono, Y. Sato, T. Kataoka  
"Analysis of conduction Losses in Inverters"  
Proc. IEE-Elect. Power Applicat. Vol.142, no.4, July 1995
- [50] J.Kolar, H. Ertl, F. Zach  
"Influence of the Modulation Method on the Conduction and Switching Losses of aPWM Converter System"  
IEEE trans. On Industry Applications, Vol. 27 no.6 Dec 1991.
- [51] S.Alvarez, P.Ladoux  
"Universal Power Losses Estimator for Low Voltage IGCTs Switching Cells"  
EPE 2005 Dresden Germany
- [52] G. Postiglione, P. Ladoux  
"A New Concept of Electrical Power Supply for AC arc Furnaces"  
Speedam, May 2006 Taormina Italy.