

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE

SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE HASSIBA BEN BOUALI DE CHLEF



*Faculté des Sciences & Sciences de l'Ingénieur
Département d'Electrotechnique*

MEMOIRE

En vue de l'obtention du diplôme de

MAGISTER

Spécialité : Electrotechnique

Option : Systèmes d'entraînement électrique

Présenté par

Maâmar BENALLOU

Ingénieur d'état en électrotechnique

Thème

Commande d'un système "Convertisseur matriciel – Lampe UV" destinée à la stérilisation.

Soutenu le : 20 / 12 / 2009 devant le jury composé de :

Président	M. BENAROUS	Professeur	UHB Chlef
Encadreur	B. BELMADANI	Professeur	UHB Chlef
Co. Encadreur	A.A. BOUKHTACHE	M.A.C.A	UHB Chlef
Examineurs	M.S. BOUCHERIT	Professeur	ENP Alger
	M.O. MAHMOUDI	Professeur	ENP Alger

-Année Universitaire 2008/2009-

Remerciements

M.BENALLOU - Commande d'un système "Convertisseur matriciel – Lampe UV" destinée à la stérilisation.

الحمد لله رب العالمين،

Je tiens à exprimer ma très profonde reconnaissance à Monsieur **B.BELMADANI**, Professeur à l'Université H.B.B de Chlef pour la confiance qu'il m'a accordée en acceptant de m'encadrer. Pour sa présence et son aide efficace.

Je tiens aussi à remercier :

Me AISSA BOUKHTACHE pour avoir accepté d'être Co-promoteur de ce travail.

Monsieur **M.BENAROUS**, Professeur à l'université H.B.B de Chlef, qui me fait l'honneur de présider le jury de soutenance de ce mémoire.

Monsieur **M.S. BOUCHRIT**, professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger et Monsieur **M. MAHMOUDI**, professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Je remercie également Monsieur **M. BEDERRAR** pour sa disponibilité, son aide précieuse, ses critiques et ses remarques toujours judicieuses.

Je voudrais aussi remercier, ma femme, pour le soutien inconditionnel qu'elle m'apporte chaque jour.

Je ne voudrais pas oublier Mr. **H.ALLOUACHE**, chef de département d'Electrotechnique de l'université H.B.B de Chlef ainsi que les enseignants du même département pour leur soutien et leurs encouragements.

Enfin, je ne saurais terminer ces remerciements sans mentionner les proches, famille, amis et collègues du PG, en particulier Mr. **K.K.OTHMANE** et Mr **A.BENBOUALI**, qui m'ont soutenu par leurs encouragements.

Je remercie d'autant plus **mes parents** à qui, le présent mémoire est leur dédié à titre de modeste remerciement.

Ce mémoire est aussi dédié à mes **enfants** en particulier la petite **Khadija**.

SOMMAIRE

Introduction Générale	1
------------------------------------	----------

Chapitre I : Stérilisation U.V. et traitement de l'eau

Introduction	5
I.1. Mode d'action des UV en désinfection	6
I.1.1. Le rayonnement ultraviolet (UV)	6
I.1.2. Désinfection aux UV	6
I.1.3. Action germicide	7
I.1.4. Énergie UV	8
I.1.5. Dose UV	8
I.1.6. Sources de radiation: les lampes à décharge	9
I.1.6.1. Lampes basse pression	9
I.1.6.2. Lampes moyenne et haute pression	10
I.1.6.3. Les ballasts	11
I.1.6.4. Les réacteurs	11
I.1.7. Domaines d'application	12
I.2. Application du traitement d'eau par rayonnement ultraviolets	12
I.2.1. Action des rayons UV-C sur la qualité de l'eau	12
I.2.2. Présentation	13
I.3. Mise en œuvre de la désinfection de l'eau par rayonnement UV	14
I.3.1. Principe	14
I.3.2. Construction du stérilisateur UV-C	14
I.4. Paramètres influençant l'efficacité de la désinfection	15
I.4.1. Paramètres de fonctionnement	15
I.4.1.1. Le temps d'exposition	15
I.4.1.2. L'intensité UV émise par les lampes	16
I.4.2. Paramètres de qualité de l'effluent	16
I.4.2.1. Transmission UV	16
I.4.2.2. Les matières en suspension	16
I.4.2.3. La turbidité	17
I.5. Efficacité germicide des rayonnements UV	17
I.5.1. Résistance des micro-organismes aux UV	17
I.5.1.1. Les bactéries	17
I.5.1.2. Les virus	17
I.5.1.3. Spores bactériennes et kystes de protozoaires	17

I.5.2.	Hypothèses sur les différences de sensibilité des micro-organismes	18
I.5.2.1.	Mécanismes de réduction des micro-organismes	18
I.6.	Avantages et inconvénients	18
	Conclusion	19

Chapitre II : Modélisation et modes d'alimentation de la lampe à décharge.

	Introduction	21
II.1.	Lampes à décharge	22
II.2.	Conditions d'alimentation d'une lampe à décharge	22
II.3.	Alimentations fréquemment utilisées	23
II.3.1.	Source de tension	24
II.3.2.	Source de courant	24
II.4.	Nécessite d'une stabilité	25
II.5.	Ballast électronique	27
II.6.	Intérêt de la haute fréquence pour la lampe à décharge	28
II.7.	Effet de la température	30
II.8.	Evolution du flux a 253.7 nm en fonction de la température	31
II.9.	Influence du courant électrique sur l'émission de la raie 253.7nm du Hg	32
II.10.	Modèle du circuit électrique	33
	Conclusion	34

Chapitre III: Modélisation, commande et caractérisation du convertisseur matriciel.

	Introduction	35
III.1.	Généralités sur les interrupteurs statiques	37
III.1.1.	Caractéristiques des interrupteurs	37
III.1.2.	Bidirectionnalité et commandabilité d'un interrupteur.	37
III.1.3.	Fonction de connexion	40
III.2.	Le circuit électrique	40
III.2.1.	Caractérisation des sources	40
III.2.2.	Représentation Matricielle	41
III.2.3.	Matrice de connexion	42
III.2.4.	Fonction de commutation	42

III.3. Modélisation aux valeurs instantanées	43
III.3.1. Les grandeurs électriques et leurs fonctions de conversion	43
III.3.1.1. Conversion des courants	43
III.3.1.4. Conversion des tensions	45
III.3.1.4. Fonction de conversion	46
III.3.1.4. Matrice de conversion du convertisseur	46
III.4. Modèle en vue de la commande	46
III.4.1. Modèle de connaissance : Partie Opérative, Partie Commande	46
III.4.1.1. Modèle du bloc continu.	47
III.4.1.2. Modèle généralisé en vue de la commande: La fonction génératrice	48
III.4.2. Modèle de commande	50
III.5. Techniques de modulation	51
III.5.1. Modulateurs de période constante	52
III.5.1.1. Modulation de largeur d'impulsion (MLI)	52
– Principe	52
– Différents types de MLI	53
III.5.2. Modulateurs de période variable	54
III.5.2.1. Relais à hystérésis	54
– Principe	55
III.6. Convertisseur matriciel monophasé	56
III.6.1. Structure	56
III.6.2. Fonctionnement	57
III.6.3. Représentation matricielle	57
III.6.4. Génération des connexions	58
III.6.5. Conversion des courants	59
III.6.6. Conversion des tensions	61
III.6.7. Détermination du paramètre β	62
III.6.7.1. Intérêt du paramètre β	62
III.6.7.2. Principe	62
Conclusion	64

Chapitre IV : Commande du système Convertisseur-Ballast

Introduction	65
IV.1. Description du circuit de puissance	66
IV.2. Commande en boucle ouverte	68
IV.2.1. Fonction de transfert du système en Boucle Ouverte	68
IV.2.2. Simulation du ballast	71

IV.2.2.1. Stratégie de modulation de la largeur d'impulsion à échantillonnage naturel	71
<i>a. Paramètres caractéristiques de la stratégie</i>	71
<i>b. Choix du taux de modulation : Caractéristique de réglage</i>	71
<i>c. Choix de l'indice de modulation</i>	72
<i>d. Résultats de simulation</i>	73
<i>e. Résultats de simulation avec onduleur</i>	79
<i>f. Courant d'arc efficace</i>	81
IV.2.2.2. Stratégie de la commande par hystérésis	82
– <i>Résultats de simulation</i>	82
IV.3. Commande en boucle fermée.	84
IV.3.1. Régulation, méthode classique	84
IV.3.1.1. <i>Calcul des gains : Méthode de placement des pôles</i>	85
IV.3.1.2. <i>Simulation de la boucle fermée</i>	86
IV.3.1.3. <i>Test de la robustesse.</i>	93
IV.3.2. Correcteur prédictif généralisé	94
IV.3.2.1. Introduction : Commande prédictive généralisée (GPC)	94
IV.3.2.2. Principe de calcul	94
<i>a. Modèle de prédiction</i>	94
<i>b. Prédicteur optimal</i>	95
<i>c. Fonction du coût quadratique</i>	97
<i>d. Stratégie de l'horizon fuyant</i>	97
IV.3.2.3. Structure RST du régulateur	98
IV.3.2.4. Algorithme de calcul de la GPC	99
IV.3.2.5. Choix des paramètres de réglage	100
<i>a. Choix de l'horizon minimal de prédiction N_1</i>	100
<i>b. Choix de l'horizon maximal de prédiction N_2</i>	100
<i>c. Choix de l'horizon maximal de prédiction N_u</i>	100
<i>d. Choix du facteur de pondération de la commande λ</i>	100
IV.3.2.6. Application à la lampe à décharge	101
<i>a. Fonction de transfert discrétisée du modèle de la lampe</i>	101
<i>b. Synthèse du régulateur GPC pour la boucle du courant d'arc</i>	101
IV.3.2.7. Résultats de simulation de la lampe	102
Conclusion	108
Conclusion Générale	109
Bibliographie	111
Annexes.	

NOTATIONS

- ΔI	augmentation de la valeur efficace du courant i
+ ΔI	diminution de la valeur efficace du courant i
$\Delta V_{\text{électrodes}}$	chute de tension aux bornes des électrodes
$\Delta u(t+j-1)$	incrément de commande GPC à l'instant $t+j-1$
β	paramètre indiquant la ligne où tous les interrupteurs sont fermés ($\beta \in \{1, \dots, L\}$)
$\eta_{(U,V)}$	rendement du rayonnement UV
λ	coefficient de pondération sur la commande
ω_n	fréquence propre du système
ζ	amortissement
$\hat{y}(t+j)$	sortie prédite à l'instant $t+j$
$[A]$	matrice d'état
$[B_1]$	matrice d'application des grandeurs modulées
$[B_2]$	matrice d'application des grandeurs issues des sources d'énergie
$[C]$	matrice d'observabilité
$[D_1]$	matrice d'incidence des grandeurs modulées sur les sorties
$[D_2]$	matrice d'incidence des grandeurs issues des sources d'énergie sur les sorties
$[\tilde{F}]$	matrice des fonctions de connexion approchées
$[F]$	matrice de connexion regroupant les fonctions de connexion
$[FC]$	vecteur de commutation regroupant les C fonctions de commutation
$[Fg]$	matrice génératrice de connexion regroupant les fonctions génératrice de
$[G]$	matrice des commandes externes
$[I]$	vecteur regroupant les L courants modulés
$[Is]$	vecteur regroupant les C courants imposés par les sources (courant commutés)
$[M^I]$	matrice de conversion des courants de dimension $(L-1) \times (C-1)$ et d'éléments m_{ic}^I
$[M^U]$	matrice de conversion des tensions dont les éléments sont m_{ic}^U
$[M]$	matrice de conversion regroupant les fonctions de conversion
$[Mg]$	matrice génératrice de conversion regroupant les fonctions génératrice de conversion
$[P], [Q]$	matrices de passage
$[R], [S]$	matrices de passage
$[U]$	vecteur regroupant les C tensions modulées
$[UC]$	vecteur regroupant l'ensemble des variables commutées
$[UM]$	vecteur regroupant l'ensemble des variables modulées
$[Us]$	vecteur regroupant les L tensions imposées par les sources (tensions commutées)
$[W]$	vecteur (perturbation) regroupant les sources d'énergie issues du réseau
$[X]$	vecteur d'état
$[Y]$	vecteur de sortie
ADN	Acide désoxyribonucléique
Ar	Argon
ARN	Acide ribonucléique
BJT	Bipolar Junction Transistor

CARIMA	Controlled Auto Regressive Integrated Moving Average
C_p	capacité du condensateur d'amorçage (parallèle) du ballast
C_r	capacité du condensateur du circuit résonnant du ballast
D	dose photo-oxydant des UV
E	tension de la source d'alimentation continue
E	grandeurs influentes (les entrées)
f_0	fréquence du fondamental
FC_c	fonction de commutation ($FC_c \in \{1, \dots, L\}$)
$f_{déc}$	fréquence de découpage (commutation) des interrupteurs
f_{lc}	fonction de connexion ($f_{lc} \in \{0, 1\}$)
f_p	fréquence de la porteuse
f_r	fréquence de la référence
g_{lc}	commande externe de l'interrupteur situé à l'intersection de la ligne l et de la colonne c
GPC	Generalized Predictive Control
GTO	Gate Turn Off-thyristor
Hg	Mercure
I	valeur efficace du courant i
I_{arc}	valeur efficace du courant du régime d'arc de la lampe
i_{arc}	valeur instantanée du courant du régime d'arc de la lampe
i_{Cp}	courant instantané dans le circuit parallèle
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
I_{lampe}	courant efficace de la lampe
i_r	courant instantané dans le circuit série
MOSFET	Metal Oxide Semi-conductor Field Effect Transistor
PI	Proportionnel Intégrateur
SPMC	Single Phase Matrix Converter
THD	Single Phase Matrix Converter
UV-A	Rayons ultraviolet classe A
UV-B	Rayons ultraviolet classe B
UV-C	Rayonnement ultraviolet classe
k	coefficient de transmission de l'eau (cm^{-1})
K_i	gain intégrateur
K_p	gain proportionnel
L_r	inductance du circuit résonnant
m	indice de modulation
MCT	MOS Controlled Thyristors
mg_{lc}	fonction génératrice de conversion ($mg_{lc} \in [-1, 1]$)
m_{lc}	fonction de conversion ($m_{lc} \in \{-1, 0, 1\}$)
m_{lc}^I	fonctions de conversion des courants respectives à la ligne l et la colonne c
m_{lc}^U	fonctions de conversion des tensions respectives à la ligne l et la colonne c
MLI	Modulation de la Largeur d'Impulsion
N_l	horizon de prédiction minimal

N_2	horizon de prédiction maximal
N_u	horizon de prédiction sur la commande
P	puissance des lampes (watts) (rendement germicide en fin de durée de vie)
P_{arc}	puissance du régime d'arc de la lampe
p_{arc}	puissance instantanée du régime d'arc de la lampe
$P_{(UV)}$	puissance du rayonnement UV
r	Taux de modulation
R	relation entre les grandeurs influentes E et les grandeurs influencées S.
R_{arc}	résistance du régime d'arc de la lampe
Rass	relation d'asservissement liant les grandeurs de référence aux grandeurs de sortie
r_f	résistance du filament de la lampe
$R_{F,M}$	relation liant les fonctions de connexion aux fonctions de conversion
$R_{F,M}$	relation liant les fonctions de connexion aux fonctions de conversion
$R^{-1}_{F,M}$	relation inverse de $R_{F,M}$ (établissant le passage inverse)
$R_{F,FC}$	relation liant les fonctions de connexion aux fonctions de commutation
$R^{-1}_{F,FC}$	relation inverse de $R_{F,FC}$ (établissant le passage inverse)
$R_{M,Y}$	relation liant les fonctions de conversion aux variables de sortie
$R_{Mg,Y}$	relation liant les fonctions génératrices de conversion aux variables de sortie
S	surface émettrice de la lampe (cm ²)
S	grandeurs influencées (les sorties)
$S_{1,2,3,4}$	interrupteurs bidirectionnels
t	temps de contact avec les rayons (sec.)
T_e	période d'échantillonnage
T_m	période de modulation
T_{pf}	température du point froid
t_r	temps de réponse
U	valeur efficace de la tension u
U_{arc}	valeur efficace de la tension du régime d'arc de la lampe
V_{arc}	valeur instantanée de la tension du régime d'arc de la lampe
V_{lampe}	tension efficace de la lampe
V_{pm}	amplitude de la porteuse
V_{rm}	amplitude de la référence
$w(t+j)$	consigne appliquée à l'instant $t+j$
x	épaisseur de la lame de traitement (cm)
Z_{Cp}	réactance du condensateur parallèle du ballast

Résumé

الملخص

تسمح أجهزة "البالاست" بتحسين نوعية الإشعاع لدى المصابيح التفرغية عند عملها بتردد عالي. عندئذ، يعد الاختيار الأحسن للتغذية الكهربائية استجابة لهذه المشكلة.

الغرض من هذه العمل هو استخدام مصفوفة المحول أحادي الطور بدلا عن موج. خليته التبدلية المكونة من مبدلات ثنائية الاتجاه متحكمه كليا تمنحه مزايا من حيث التردد. لأجل الحصول على تردد ومطال معين، استخدمنا إستراتيجيتين للتحكم: تقنية تعديل عرض النبضة و إستراتيجية التحكم بالتخلفية. قمنا بعدها بتنظيم خطي للتيار باستعمال منظمين على تباين، هما: المنظم التقليدي "تناسبي- تكاملي" و المنظم ذي تحكم- تنبأ-عام، مما سمح بجعل الحمولة مصدر جيد للتيار و أقل ضررا بالشبكات.

كلمات مفتاحية

التعقيم، تقنية تعديل عرض النبضة ، التحكم بالتخلفية، التحكم المتنبأ العام، مصابيح تفرغية ، إشعاعات ما فوق بنفسجية.

Abstract

Electronic ballasts allow lamps to improve the quality of radiation operating at high frequency. The choice of power supply is in response to this problem.

The purpose of this work is based on the use of a single phase matrix converter. These cells switching to Order Total bidirectional switches provide frequency advantages. To obtain the magnitude and frequency desired, we used two strategies of control: **PWM** and **hysteresis**. We then applied linear adjustment of the current with two regulators: **PI** and **GPC RST** polynomial form in order to get a good current source as waveform (THD).

Key Words:

Sterilization, PWM, Matrix converter, Predictive control, Hysteresis control, Electronic Ballast, UV Lamp.

Résumé

Les ballasts électroniques permettent aux lampes à décharge d'améliorer la qualité du rayonnement en fonctionnant à haute fréquence. Le choix judicieux de l'alimentation répond ainsi à cette problématique.

L'objectif de ce travail repose sur l'utilisation d'un convertisseur matriciel monophasé. Ces cellules de commutations aux interrupteurs bidirectionnels totalement commandables lui procurent des avantages en fréquence. Afin d'obtenir l'amplitude et la fréquence désirées, nous avons utilisé deux stratégies de commande : **MLI** et **Hystérésis**. Nous avons appliqué ensuite un réglage linéaire du courant avec deux régulateurs: **PI** et **GPC** sous forme polynomiale **RST** afin d'obtenir une bonne source de courant en qualité de forme d'onde (**THD**).

Mots Clés:

Stérilisation, MLI, Convertisseur matriciel, Commande prédictive, Commande à hystérésis, Ballast électronique, Lampe UV,

Introduction Générale

La stérilisation correspond en la mise en œuvre d'un ensemble de méthodes et de moyens visant à éliminer ou à tuer tous les micro-organismes vivants portés par des milieux inertes contaminés. Le résultat de l'opération étant l'état de stérilité [LEV03].

L'adjectif stérile définit un objet qui ne porte aucun micro-organisme capable de se multiplier ; dans la pratique, il est impossible d'en être sûr. La stérilité est appréciée par le niveau de non stérilité acceptable.

Les différentes méthodes de stérilisation sont :

- Stérilisation par la chaleur sèche,
- Stérilisation par la chaleur humide,
- Stérilisation par les gaz alkylants,
- Stérilisation par irradiation à haute énergie; méthode fiable, sans résidus toxiques

Le rayonnement ultraviolet situé sur une longueur d'onde comprise entre 100 et 400 nm a des propriétés germicides mises en évidence dès la fin du XIX^e siècle [CAI86]. Ces propriétés spécifiques aux UV-C (200-280 nm), résultent d'une action sur les acides nucléiques des micro-organismes qui montrent une sensibilité variable à ce rayonnement en fonction de leur composition.

Le rayonnement UV est produit par des générateurs: lampes UV, à décharge, constituées de gaz rare (Argon, Galium...) et de vapeur de mercure. Ces lampes, destinées à la purification, la stérilisation de l'air et l'eau et à la désinfection des petites surfaces, possèdent un point de fonctionnement électrique, caractérisé par un couple tension/courant, qui dépend de leur géométrie et des gaz utilisés, mais également de la source électrique qui les alimente. Chaque point de fonctionnement est donc lié aux couplages entre *l'alimentation* et la décharge électrique [SAL05].

Les décharges électriques sont étudiées dans le cadre des laboratoires des plasmas ou des milieux ionisés afin de connaître leur composition chimique, leur température et leurs propriétés lumineuses. Dans la majorité des cas, les spécialistes savent bien les modéliser. Ces

modélisations permettent de simuler le comportement physique interne (composition, température...).

Les *alimentations électriques* sont étudiées dans des laboratoires d'électronique et de génie électrique afin de caractériser leur comportement électrique et de réaliser leur conception. Ces alimentations sont bien modélisées et leur mise au point fait largement appel à la simulation. Les modèles utilisés permettent de simuler le comportement électrique (sur la base des grandeurs tension et courant). Ce n'est pas la première fois que des études sont menées sur les décharges électriques et leurs alimentations, mais il y a toujours une certaine méconnaissance du comportement électrique des plasmas par les électroniciens de puissance.

L'alimentation de la lampe à décharge fait intervenir un dispositif appelé *ballast* nécessaire pour stabiliser le courant de décharge (à cause de la pente négative de la caractéristique courant - tension de l'arc). Les dimensions et le poids du ballast ferromagnétique interdisaient toute tentative d'intégration. L'ère du ballast électronique, léger et compact, intégré dans le culot de la lampe, était arrivée [BEZ03].

Nous nous sommes attachés à aborder le problème de l'étude d'un système "lampe à décharge destinée à la stérilisation, alimentée par ballast électronique". Nous nous sommes contenté d'étudier la modélisation et la commande du ballast électronique assurant l'alimentation de la lampe à décharge mercure-argon basse pression dans les meilleures conditions dans le but de générer le maximum de rayonnement UV à 253.7 nm à haut pouvoir *germicide*.

Il s'avère que, pour les lampes à décharge, en augmentant la fréquence d'alimentation, les électrodes s'usent plus lentement et la durée de vie de la lampe augmente [BEZ03]. Dans ce contexte, les progrès technologiques des convertisseurs statiques ont mené en la mise en œuvre de convertisseurs modernes constitués d'interrupteurs à base de composants à semi-conducteurs à fréquence de commutation élevée (supérieure à 50kHz pour le MOSFET et légèrement supérieures à 20 kHz pour l'IGBT) [LEF05]. Dans la majorité des cas, l'objectif est de diminuer le temps de conception (et indirectement le coût), le poids et le volume du convertisseur.

Les convertisseurs à topologie matricielle sont très peu connus, jusqu'à présent, l'intérêt pour ce type de convertisseurs était d'une nature plutôt académique et ainsi il n'existe pas de

produit commercialisé de convertisseur matriciel, à cause la complexité élevée de sa commande et de sa tension réduite par rapport aux solutions conventionnelles. Néanmoins, on peut considérer les difficultés posées par la réalisation pratique du convertisseur matriciel dans le passé sont dues aux problèmes de commutation du courant et la protection des circuits de puissance [SHU98].

En revanche, le convertisseur matriciel présente plusieurs avantages en le comparant par le convertisseur conventionnel. Parmi ces avantages, on peut citer [DAH04][REZ07]:

- la conversion directe de fréquence sans avoir recours au circuit intermédiaire continu qui caractérise les convertisseurs conventionnels;
- l'élimination des éléments passifs de stockage d'énergie qui influent fortement sur le circuit intermédiaire continu;
- la symétrie de la matrice, permettant le flux de puissance dans les deux sens.

L'objectif principal de l'utilisation du convertisseur matriciel, dans ce travail, est le remplacement des convertisseurs conventionnels aux circuits intermédiaires continus, pour l'alimentation de la lampe, dont les résultats sont décrits dans la bibliographie [AIS05], par un convertisseur réalisant la conversion directe alternative/alternative.

Le mémoire est donc organisé de manière à traiter successivement les différents points du problème. Il développe deux axes : la modélisation et la commande. Toutefois, il nous a semblé que pour être utile, ce mémoire devait comporter quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, et après une introduction sur la stérilisation et quelques généralités sur le rayonnement UV, notamment l'UV-C à pouvoir germicide, nous passons à l'application de ce type de rayonnement dans le domaine de la désinfection de l'eau.

Le deuxième chapitre est consacré aux conditions d'alimentation de la lampe à décharge à haut pouvoir germicide. D'après les résultats décrits dans les bibliographies [COS00] et [SAR99], il s'avère:

- qu'en augmentant la fréquence d'alimentation, on obtient une meilleure efficacité lumineuse; soit alors, 50KHz pour la l'alimentation en question;

- qu'il valait mieux alimenter la lampe avec un courant de 650mA (en valeur efficace). Valeur qui va constituer plus loin, la référence dans la boucle de régulation.

Dans le troisième chapitre, en se basant sur les études menées sur la modélisation et la commande des convertisseurs statiques à structures matricielle, notamment celles décrites dans les bibliographies [CAM97] et [FRA96], nous établissons, dans une première étape, le modèle de commande du convertisseur polyphasé. Celui-ci est déduit d'un modèle de connaissance de l'axe de puissance du convertisseur à l'aide des réseaux de Petri, les fonctions de connexion et les fonctions de conversion. Nous établissons deux stratégies de commande du convertisseur : la commande MLI et la commande à hystérésis. Une application est ensuite réalisée, dans une seconde étape, sur la conversion monophasée/monophasée qui va servir, plus loin, pour alimentation de notre lampe.

Le quatrième chapitre est dédié à l'entraînement de l'association "convertisseur-lampe", en Boucle ouverte d'abord afin d'étudier le comportement dynamique du système, et ensuite en Boucle fermée pour la régulation du courant de la lampe. Dans ce contexte, ce chapitre fait l'objet d'une comparaison des résultats de simulation notamment sur le plan "taux de distorsion harmonique (THD)" avec un régulateur classique (PI) pour les deux stratégies citées. Dans le but d'améliorer les performances du convertisseur, le régulateur classique est remplacé par un régulateur GPC sous la forme polynômiale RST.

Chapitre I : Stérilisation U.V. et traitement de l'eau

Introduction

L'action stérilisante des UV a été mise en évidence dès la fin du XIXe siècle (découverte des effets bactéricides des radiations solaires en 1878) [CAI86].

La désinfection signifie la destruction ou l'inactivation de micro-organismes pathogènes; elle peut être obtenue par irradiation UV dans la gamme d'ondes de 200 à 280 nm. Elle est due à la perturbation apportée par les radiations ultra-violettes dans la structure chimique des constituants de la cellule vivante, et par suite, de leur fonctionnement. Suivant la quantité d'énergie UV reçue, la cellule vivante sera soit:

- Stérilisée: effet *bactériostatique*, dans le cas d'une absorption modérée d'énergie UV,
- détruite: effet *bactéricide*, dans le cas d'une absorption d'énergie supérieure à une certaine dose.

L'utilisation du système de stérilisation par rayonnements ultra violets est recommandée dans les services sanitaires, hôpitaux, pharmacies, agriculture, aquariums, captage d'eau de puits ou d'eau de pluie, etc. Le rayonnement UV agit de manière rapide, efficace et sûre et constitue un procédé économique respectueux de l'environnement.

I.1. Mode d'action des UV en désinfection

I.1.1. Le rayonnement ultraviolet (UV)

Le rayonnement ultraviolet (UV) est caractérisé par des longueurs d'onde comprises entre 100 et 400 nm (figure1-1). La bande UV est divisée en UV-A, UV-B et UV-C, mais c'est dans la gamme des UV-C, de 200 à 280 nm, que se situent les longueurs d'onde les plus efficaces pour la désinfection.

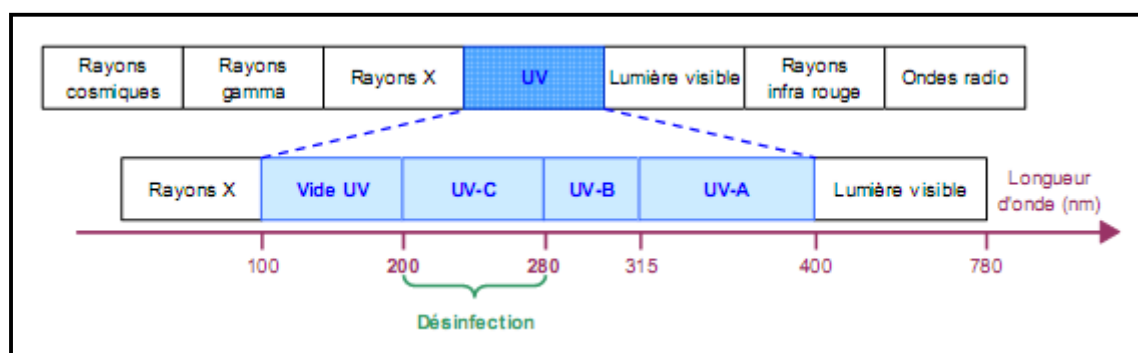


Figure 1-1: Spectres des radiations UV et leurs différents effets.

Ces radiations UV, suivant la longueur d'onde λ , ont une action photochimique sur les corps, action qui se manifeste par des réactions très diverses telles que [CAI86] :

- pigmentation de la peau : UVA ($315 < \lambda < 400$ nm),
- vitamiation des produits alimentaires, synthèse de la vitamine D-antirachitique: UVB ($280 < \lambda < 315$ nm),
- destruction des micro-organismes : action germicide : ($200 < \lambda < 280$ nm),
- formation d'ozone à partir de l'oxygène ($185 < \lambda < 200$ nm).

I.1.2. Désinfection aux UV

Le processus de désinfection UV correspond en fait à l'inactivation des micro-organismes, suite à une modification de leurs informations génétiques. Les UV agissent sur la double hélice d'ADN, ainsi que sur l'ARN, des cellules (figure1-2), bloquant ainsi tous leurs processus biochimiques servant à leur reproduction.

Les micro-organismes possèdent des mécanismes réparateurs et peuvent toutefois se réactiver une fois leur ADN (acide désoxyribonucléique) détruit (figure1-2); la lumière et le temps peuvent avoir une influence positive sur ce processus connu sous le nom de réactivation.

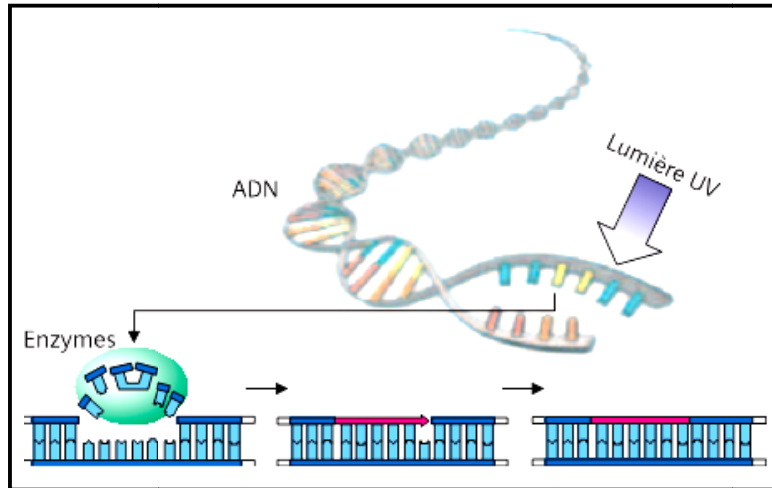


Figure 1-2: Réactivation des micro-organismes.

I.1.3. Action germicide

Germicide signifie destruction des germes ou Micro-organismes: Virus, Levures, Bactéries, Algues, Protozoaire, Vers, Moisissures, etc) [BOU06].

L'action germicide, constatée lors de l'exposition aux radiations du type UV-C trouve son efficacité maximale quand la longueur d'onde se situe entre 250 et 260 nm. Cette efficacité chute considérablement pour des longueurs d'ondes plus longues ou plus courtes. La courbe d'adsorption de l'ADN (figure1.3), met en évidence un pic à la longueur d'onde (énergie émise) de 253,7 nm, c'est à dire un profond effet germicide à cette longueur d'onde.

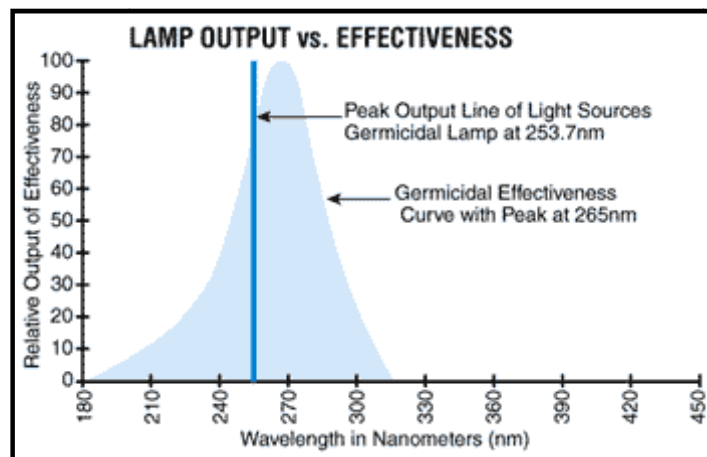


Figure 1-3: Spectre d'absorption moyen de rayonnement électromagnétique par les micro-organismes [BOU06].

A ce niveau, les UVc endommagent les acides nucléiques des micro-organismes, entraînant suivant la quantité d'énergie mise en œuvre:

- Un effet bactériostatique en agissant sur l'ADN. Dans ce cas cette dernière, stérilisée, continue à vivre tout en ne pouvant plus se reproduire, donc condamnée à disparaître.
- Un effet bactéricide en agissant sur l'ARN (acide ribonucléique). Dans ce cas cette dernière est détruite.

L'action abiotique des radiations UV sera d'autant plus efficace que la structure de l'être vivant se rapprochera de la structure monocellulaire. Les microbes, virus, bactéries, seront donc particulièrement sensibles aux rayons UV puis pour des doses plus fortes les végétaux inférieurs tels que les algues, les moisissures et leur spores.

On notera que les formes végétatives des bactéries sont plus sensibles à l'UV que les formes sporulées.

I.1.4. Énergie UV

Chaque point d'une lampe UV-C allumée émet un rayonnement dont l'intensité est exprimée en Mw/cm^2 et qui diminue en fonction de la distance par rapport à la source. Il sera donc nécessaire de rechercher la disposition des lampes pour que le rayonnement sur l'élément à traiter soit optimisé et le plus homogène possible [BOU06].

Il convient de savoir que les UVC ne traversent pas les fluides et les matières transparentes comme le fait la lumière visible. Lorsqu'ils sont utilisés pour le traitement des liquides (et l'eau en particulier) les calculs doivent toujours tenir compte du coefficient de transmissibilité propre à chaque fluide (ce coefficient n'ayant aucune corrélation avec la transmission de la lumière visible dans ce fluide ; exemple: le "Vinaigre Cristal", totalement transparent à la lumière visible et absolument opaque aux UVC).

I.1.5. Dose UV

Le rayonnement UV ne perturbe pas la composition physico-chimique de l'eau, aux doses habituellement employées, mais peut avoir un effet, pour une dose > 200 mJ, photo-oxydant par création de certains radicaux.

Ces doses s'expriment en mJ/cm^2 ou $micro\ Watts \cdot sec/cm^2$. L'expression de la dose est donnée par la loi de Lambert-Beer répond à une formule du type [CAI86][BOU06]:

$$D = \frac{P}{S} e^{-kx} \cdot t \quad (1.1)$$

Où :

P = puissance des lampes (watts) (puissance en fin de durée de vie);

S = surface émettrice de la lampe (cm²);

k = coefficient de transmission de l'eau (cm⁻¹);

x = épaisseur de la lame de traitement (cm) (au point le plus éloigné des générateurs);

t = temps de contact (sec).

Cette dose est donc fonction de la qualité de l'eau et des caractéristiques de l'appareil de traitement. Le temps de contact doit être respecté. Il est important de garantir l'homogénéité du flux dans le réacteur pour garantir la dose.

I.1.6. Sources de radiation: les lampes à décharge

La source d'émission UV-C utilisée en désinfection est la lampe à vapeur de mercure. Il s'agit de lampes à arc électrique qui provoquent, après amorçage entre les deux électrodes, l'excitation des atomes de mercure par le passage de courant puis l'émission de radiations par retour à leur état fondamental. Le spectre d'émission du mercure ionisé se situe à 253.7 nm, très proche du pic d'absorption maximum par les micro-organismes, entre 250 et 270 nm et dépend de la pression de mercure dans les lampes.

- Lampes basse pression de mercure,
- Lampes moyenne pression de mercure,
- Lampes haute pression de mercure.

Ces lampes se différencient par le rendement en énergie UV-C rayonnée par rapport à la puissance électrique totale [BOU06] :

- 30 % à 40% pour les lampes basse pression,
- 10 à 15 % les lampes moyenne pression.
- 5 à 6 % pour les lampes hautes pression

I.1.6.1. Lampes basse pression

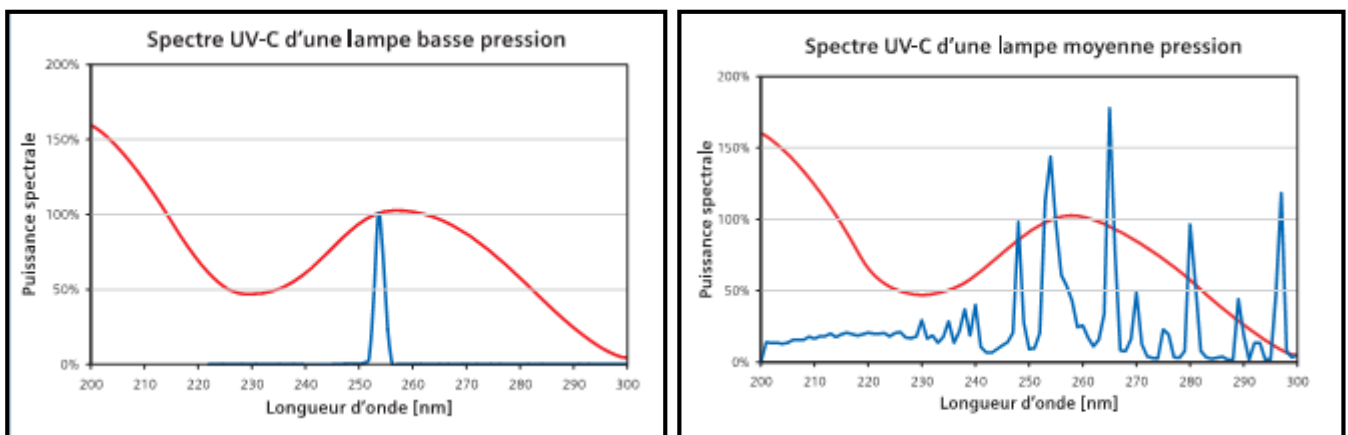
Les lampes à vapeur de mercure basse pression émettent une lumière quasi-monochromatique à 253,7 nm, qui correspond à la bande optimale de l'effet germicide (figure 1.4-a). L'intensité transmise est également dépendante du voltage, de la température autour de la lampe, de son âge et de son degré d'encrassement.

Actuellement, les lampes basse pression de mercure sont limitées à 300 W environ, mais leur faible encombrement, leur coût et celui de leur mise en œuvre ainsi que leur technologie favorisent l'installation de plusieurs unités en parallèle. Elles sont considérées comme particulièrement efficaces car elles permettent d'obtenir de bons résultats en ne consommant que peu d'énergie; leur rapport qualité / prix est donc bon.

Ce type de lampe représente une solution particulièrement économique pour les débits allant jusqu'à environ 152 m³/h (pour le traitement des liquides) [MAR86].

I.1.6.2. Lampes moyenne et haute pression

A pression supérieure, l'intensité de la décharge électrique est augmentée, ces lampes délivrent un large spectre d'émission qui dépasse la zone germicide et s'étend jusque dans le visible (figure 1.4-b). Il, non seulement détruit l'ADN des micro-organismes mais également la membrane des cellules, les protéines, les lipides et les enzymes. Les microorganismes ne peuvent alors plus réactiver leurs mécanismes réparateurs.



(a) : lampe basse pression

(b) : lampe moyenne pression

Figure 1-4: Courbe d'absorption de l'ADN et d'émission des lampes.[MAU07]

Les lampes moyenne pression coûtent beaucoup plus chères que celles à basse pression; elles sont utilisées pour des stations à gros débit allant de 20 m³/h à environ 1000 m³/h [MAR86].

Le faible rendement de ces dernières est compensé par leur technologie qui permet de réaliser des lampes de très forte puissance [BOU06].

Le tableau 1-1 présente une comparaison entre ces deux types.

Lampe basse pression	Lampe moyenne pression
Température de fonctionnement entre 55 et 65°C	Température de fonctionnement plus élevée entre 600 et 700°C, d'où risque d'échauffement
Consommation d'énergie faible	probabilité plus importante d'encrassement par entartrage
Rendement maximum 40%	Rendement maximum 15%
Durée de vie longue de 9 000 à 13 000 h.	Durée de vie de 5 000 à 6 000 h.

Tableau 1-1: Comparaison entre les deux types de lampes « basse et moyenne pression ».

Remarque :

Les lampes à vapeur de mercure sont très sensibles aux variations de température; l'optimal se situerait autour de 50°C.

La température influence la pression qui peut être maintenue au niveau de la lampe. Trop basse, elle provoque une chute de pression, les atomes de mercure s'en trouvent moins comprimés donc plus difficilement excitables donc diminution de la quantité électrique transformée. A l'inverse, une augmentation de la température augmentera la pression, l'excitation des électrons des atomes de mercure sera très grande mais l'énergie lumineuse sera libérée dans un spectre beaucoup plus étendu que 253.7 nm. C'est le cas des lampes à moyenne pression [AIS05].

I.1.6.3. Les ballasts

Ils fournissent la tension électrique nécessaire à l'allumage, et maintiennent la stabilité du courant électrique. Nous les expliciterons, en particulier les ballasts électroniques, plus loin dans le chapitre 2.

I.1.6.4. Les réacteurs

Il existe deux types de réacteurs: les réacteurs fermés sous pression ; les réacteurs ouverts appelés chenaux; les lampes y sont regroupées par modules avec un alignement vertical des lampes. Le type de réacteur est classé suivant la position des lampes. Les lampes

peuvent être placées perpendiculairement ou parallèlement au courant (horizontalement ou verticalement).

Dans toutes ces considérations, les lampes sont immergées. Un dispositif de maintien du niveau d'eau au-dessus des lampes est nécessaire.

Quelle que soit la configuration, son but est de maximiser l'utilisation de l'énergie UV émise par les lampes et de fournir les conditions hydrauliques favorables à une bonne désinfection [BUZ00].

I.1.7. Domaines d'application

C'est surtout pour le traitement des eaux que les UV sont utilisés. Toutefois, certaines applications spéciales concernent la décontamination de l'air dans les industries d'emballage en particulier.

Généralement, Trois classes d'applications sont à distinguer :

1. Traitement des liquides,
2. Traitement des surfaces,
3. Traitement des ambiances (air ou gaz divers).

Sinon, en ce qui concerne le traitement de l'eau, le domaine d'application de la méthode est très vaste :

4. Traitement de l'eau potable. Alimentation en eau potable publique et particulière, hôtels, restaurants, hôpitaux, écoles, centrales électriques...
5. Agriculture et aquaculture. Eau potable et d'usage général pour fermes, laiteries, volailles...
6. Lignes maritimes et chemin de fer. Eau potable sur les parcours maritimes...
7. Industries alimentaires et de boissons...
8. Electronique. Eau de processus pour les circuits intégrés et imprimés...
9. Industries chimiques, pharmaceutiques, cosmétiques....
10. Photochimie, climatisation...

I.2. Application du traitement d'eau par rayonnement ultraviolets

I.2.1. Action des rayons UV-C sur la qualité de l'eau

Il est désormais scientifiquement prouvé que l'eau courante provenant du robinet n'est pas aussi pure qu'elle n'y paraît. De nombreuses analyses ont révélé qu'elle pouvait contenir plus d'une soixantaine de composants chimiques différents tels que nitrates, pesticides, chlore,

soufre ainsi que des métaux lourds comme le plomb, zinc, cuivre, aluminium sans oublier des micro-organismes, bactéries, pesticides ou virus potentiellement dangereux. Or la présence dans l'eau de ces organismes représente un risque sur la santé des consommateurs.

Pour obtenir une eau désinfectée, il existe deux principaux types de procédés [MAR86] [BER85]:

- les procédés chimiques,
- les procédés physiques.

Les procédés chimiques font appel à des oxydants comme le chlore, le brome, l'ozone ou autres "désinfectants". Ils génèrent tous des effluents chimiques de plus en plus contestés par les Services Nationaux de l'environnement en raison de leur aspect polluant.

Mis à part l'utilisation de l'ultrafiltration assez coûteuse et encore au stade expérimental, le seul procédé physique employé pour la désinfection de l'eau fait appel aux radiations UV. La décontamination par UV.C se contente de « tuer » ou « d'inactiver » les germes sans générer d'effluents chimiques gênants pour l'environnement d'où son avantage incontestable.

I.2.2. Présentation

La première tentative de désinfection de l'eau par les ultraviolets a été réussie dès 1906 à Marseille par Cernovedeau et Henri.

Le dispositif de traitement, bactéricide, a pour principe de générer des rayons ultraviolets au sein d'une chambre d'irradiation. Ces rayons irradient les cellules vivantes contenues dans le liquide traversant l'appareil.

Le principe de base, connu depuis le début du siècle, bénéficie aujourd'hui de matériaux nouveaux (lampes à haut pouvoir germicide, et chambre d'irradiation à haut coefficient de réflexion), et d'une maîtrise totale des paramètres annexes de fonctionnement (environnement, débit, application). La qualité de l'eau étant depuis quelques années pointée du doigt, le principe de décontamination par UV s'est alors beaucoup développé. C'est un procédé simple, sans ajout de produits chimiques, qui ne demande pas beaucoup d'entretien et qui est très efficace sur les eaux claires. De plus, les rayons ultra violets ne modifient ni la saveur, ni la composition de l'eau.

Les principales caractéristiques du traitement d'eau par ultraviolets sont:

- l'absence de modifications de la composition physico-chimique de l'eau,
- l'absence de risque de surdosage,
- un traitement immédiat et une action virucide importante.

I.3. Mise en œuvre de la désinfection de l'eau par rayonnement UV

I.3.1. Principe

Le principe de désinfection par rayonnement UV, consiste à soumettre l'eau à traiter à une source de rayonnements UVC en la faisant transiter à travers un canal contenant une série de lampes submergées (figure 1.5).

Pour être exposée au rayonnement UVC, l'eau est amenée dans une *chambre de traitement*, appelée aussi *réacteur*, équipée d'une ou plusieurs lampes génératrices de rayonnement UVC, émettant au travers d'une enveloppe de protection appelée *gaine de quartz*. La géométrie de la chambre permet à l'eau de décrire un mouvement en spirale, ce qui a pour conséquence d'augmenter le temps d'exposition des micro-organismes aux UVC.

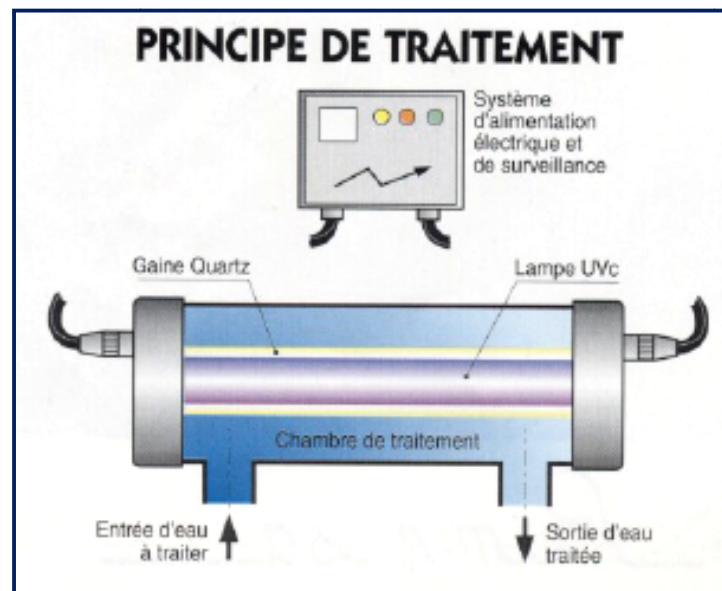


Figure 1-5: Principe de traitement de l'eau par rayonnement UV.

I.3.2. Construction du stérilisateur UV-C

Un appareil de traitement UV se compose d'une ou plusieurs lampes placées dans des gaines de quartz pour être isolées thermiquement de l'eau. Ces lampes peuvent être assemblées dans un tube cylindrique (appareil de type fermé) ou dans un canal (appareil de type ouvert). Les gaines de quartz se trouvent confinées dans un réacteur qui, suivant la pression de fonctionnement est construit en acier inoxydable.

L'ensemble est commandé par un module électrique, appelé aussi coffret électrique ou armoire de contrôle assurant l'allumage des lampes, leur fonctionnement, le comptage des

heures de fonctionnement et équipé d'une alarme indiquant un éventuel dysfonctionnement (figure 1.6)

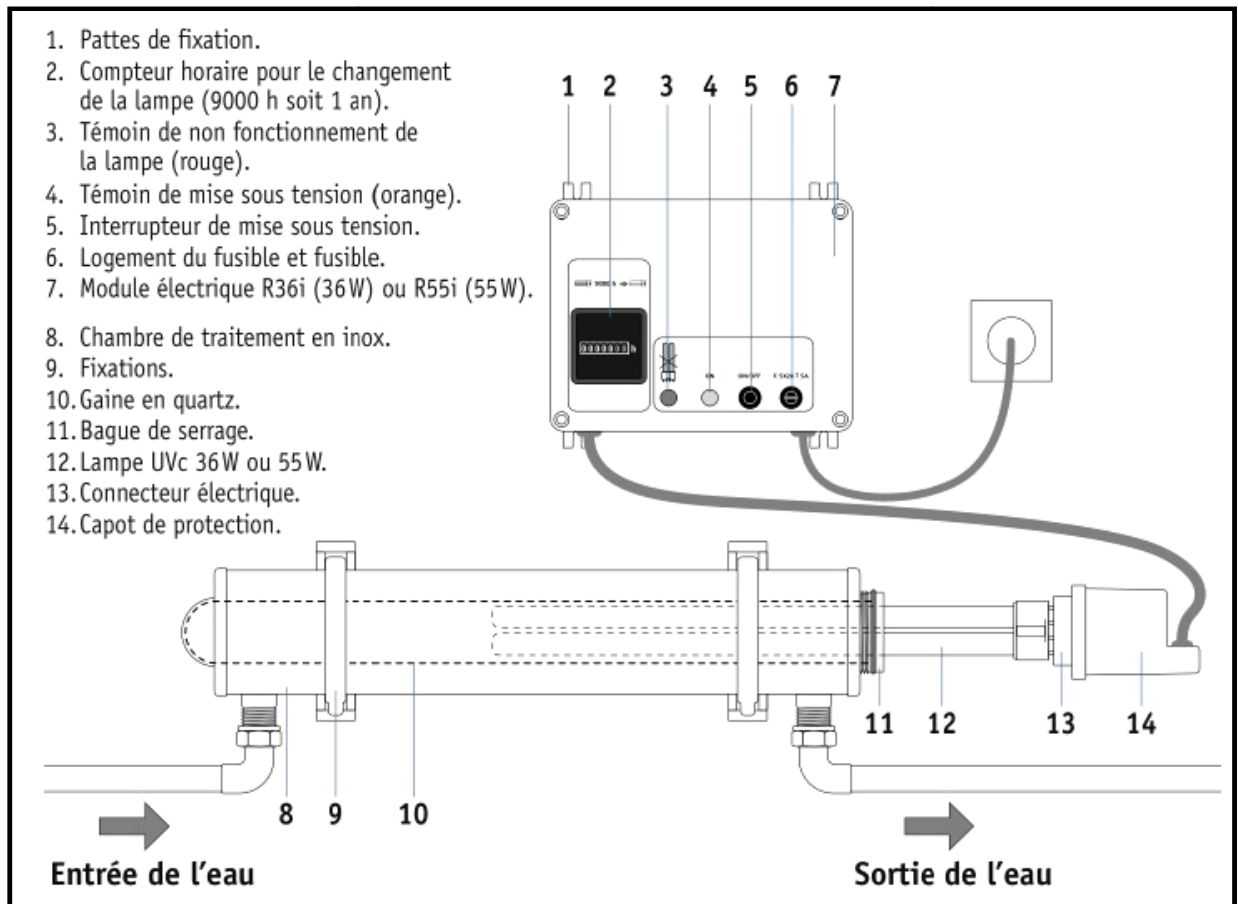


Figure1-6: Construction d'un stérilisateur UVC.

I.4. Paramètres influençant l'efficacité de la désinfection

L'efficacité de la désinfection sur une installation UV dépend des paramètres de fonctionnement et des paramètres de qualité de l'effluent.

I.4.1. Paramètres de fonctionnement

I.4.1.1. Le temps d'exposition

Il est fonction du débit et donc de la vitesse de passage de l'effluent dans l'installation. Il faut considérer le temps d'exposition moyen aux rayonnements UV qui est fonction de la conception hydraulique du chenal. Celle-ci doit remplir trois conditions fondamentales:

- le flux doit être le plus proche possible du flux piston, sans dispersion axiale. Chaque élément de volume reste alors pendant la même durée dans le réacteur;

- Le flux doit permettre une dispersion radiale afin que chaque élément de volume se déplace dans des champs d'intensité lumineuse non uniforme ;
- le volume du réacteur doit être utilisé au maximum pour profiter au mieux de l'énergie UV fournie par les lampes et d'éviter que l'effluent ne passe sans être désinfecté.

1.4.1.2. L'intensité UV émise par les lampes

L'intensité UV nominale est fonction du nombre de lampes allumées. L'intensité reçue par l'effluent diminue avec l'éloignement par rapport à la lampe, notamment par dissipation de l'énergie dans un volume plus grand. Ainsi, l'épaisseur de la lame d'eau entre deux lampes est un paramètre de dimensionnement. Il faut également tenir compte de: la température ; l'âge des lampes dont l'intensité diminue de 65% en fin de vie [MIG04].

1.4.2. Paramètres de qualité de l'effluent

1.4.2.1. Transmission UV

Les constituants contenus dans l'effluent absorbent le rayon UV dirigé contre les bactéries. On rapporte que plusieurs composés chimiques tels que les composés phénoliques, les acides humiques, les sulfonâtes, le fer ainsi que les agents de coloration interfèrent avec la transmission du rayon à 254 nm. Par analogie à la demande en chlore d'une eau, on peut parler de «demande en UV» de l'effluent. La méthode utilisée pour quantifier cette interférence est la mesure de la transmittance qui représente la quantité de lumière disponible pour irradier un micro-organisme à une distance donnée [MIG04].

1.4.2.2. Les matières en suspension

Puisque le rayon UV est peu pénétrant, en plus, les micro-organismes possèdent leur propre protection; pour une bactérie, trois scénarios sont possibles :

- le rayon n'atteint pas (déviation) ou partiellement (pénétration incomplète) la bactérie libre parce qu'une particule lui sert de protection ;
- la pénétration sera également incomplète ou nulle si la bactérie est adsorbée à une particule. La protection sera favorisée par le nombre de particules et la présence de particules de grande taille [MIG04].

1.4.2.3. La turbidité

Elle quantifie la diffusion de la lumière par une particule éclairée par une source lumineuse. Elle intègre les M.E.S et les matières dissoutes. On peut conclure que plus le traitement d'épuration en amont de la désinfection est efficace, plus les performances de la désinfection seront grandes [MIG04].

1.5. Efficacité germicide des rayonnements UV

Des essais en laboratoire ont permis de déterminer le degré de résistance de différents micro-organismes par rapport à la référence de « 1 » correspondant à *Escherichia coli*.

Le tableau1-1, donne les facteurs à appliquer par rapport à la dose relative aux *Escherichia coli* [TRA02].

Micro-organisme	Dose relative
<i>Escherichia coli</i>	1
Virus de l'hépatite A	3
Virus de la poliomyélite	3,5
Bactériophage MS2	8
<i>Streptocoque faecalis</i>	2
<i>Vibrio cholera</i>	2,2
<i>Cryptosporidium</i>	1,5

Tableau 1-2: Facteurs à appliquer par rapport à la dose relative aux *Escherichia coli*.

1.5.1 Résistance des micro-organismes aux UV

1.5.1.1. Les bactéries

La résistance des bactéries est comparable à celle d'*Escherichia coli*.

1.5.1.2. Les virus

Les virus sont moins sensibles aux rayonnements UV que les bactéries. On note également une différence de sensibilité entre virus, les rota-virus étant plus résistants que les poliovirus.

1.5.1.3. Spores bactériennes et kystes de protozoaires

Ce sont les formes les plus résistantes et certains micro-organismes parasites comme les œufs d'helminthe ne seraient pas tués. Les UV détruisent 1.8 fois plus de spores que le chlore.

I.5.2. Hypothèses sur les différences de sensibilité des micro-organismes

La réponse à l'UV est variable selon le type de micro-organisme ciblé.

I.5.2.1. Mécanismes de réduction des micro-organismes

Pour qu'il y ait désinfection, les lampes doivent fournir une radiation lumineuse dont le spectre d'émission se situe dans la région de l'UV-C laquelle est la plus efficace à produire un effet germicide. On observe ce dernier lorsque l'énergie de la radiation est absorbée au niveau du matériel génétique (A.R.N et A.D.N). Plus particulièrement, ce sont les nucléotides, éléments constitutifs des acides nucléiques, qui absorbent le rayon. Le spectre d'absorption des acides nucléiques se situe dans une longueur d'onde entre 210 et 310 nm avec un maximum à 260 nm [MIG04].

I.6. Avantages et inconvénients

Le système de décontamination de l'eau par UV possède de nombreux avantages notamment:

1. Effet secondaire du traitement négligeable sur l'eau, ce qui n'est pas toujours le cas avec les désinfectants chimiques habituellement utilisés (surdosage) ;
2. Rapidité du traitement (temps de contact de quelques secondes) ;
3. Simplicité des installations et de la mise en œuvre, automatisation du système ;
4. Risques très limités vis-à-vis du personnel de l'établissement ;
5. Coûts de fonctionnement faibles.

Ces avantages sont contrecarrés par quelques inconvénients majeurs tels que :

1. La faible durée de vie des lampes,
2. La turbidité de l'eau
3. La nécessité du nettoyage des gaines de quartz.
4. Enfin, le bon fonctionnement de l'appareil nécessite une eau de bonne transmittance.

La figure 1-7 représente un dispositif réel de désinfection des petites surfaces par irradiation UV, appliqué au traitement de la partie supérieure des pots de yaourts.

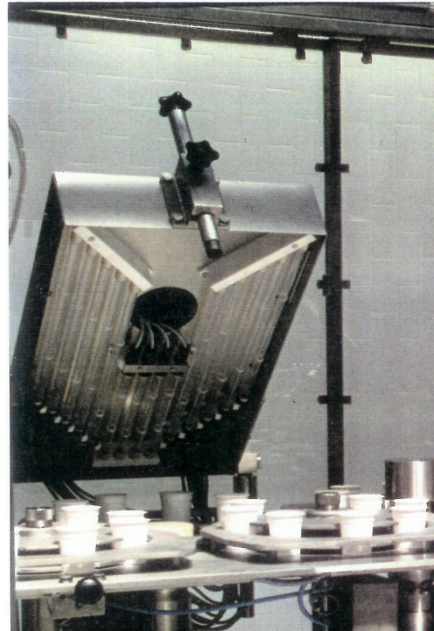


Figure 1-7: Traitement de la partie supérieure des pots de yaourts [BOU06].

La figure 1-8 représente un stérilisateur UVC de l'eau avec coffret d'alimentation, utilisé dans la stérilisation des eaux de piscines.



Figure 1-7: Stérilisateur UVC avec coffret.

Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons situé le rayonnement UV dans le statut de la désinfection notamment pour ce qui est potabilisation de l'eau.

Nous pouvons ainsi conclure qu'aujourd'hui, il ne fait plus de doute que les UV constituent une technologie de choix pour ce qui est de la désinfection: ils ne modifient pas la composition physico-chimique de l'eau, n'induisent ni toxicité, ni corrosion, et ne nécessitent pas la manipulation de produits chimiques plus ou moins dangereux.

Si la mise en œuvre et l'exploitation des unités de désinfection UV demeurent relativement simples comparativement aux procédés chimiques, il ne faut cependant pas négliger la précision du réglage du rayonnement, afin que l'énergie émise permette effectivement l'inactivation totale des micro-organismes. Dans ce contexte, le chapitre suivant, met en évidence les conditions d'alimentations de la lampe fluorescente dans le but d'avoir un maximum de rayonnement.

Chapitre II : Modélisation et modes d'alimentation de la lampe à décharge.

Introduction

Les systèmes électriques réels avec leurs composants et leur géométrie propre sont trop complexes pour se prêter à une analyse tenant compte de leur configuration exacte. On doit donc développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit aussi proche de celui de l'original.

Dans ce chapitre, on rappelle les conditions d'alimentation de la lampe à décharge, ensuite on prévoit un modèle du circuit électrique qui décrit le comportement électrique de la lampe alimentée par un ballast électronique à haute fréquence.

II.1. Lampes à décharge

Les lampes à décharge sont sans doute la première application des plasmas. Historiquement, la production de la lumière dans un gaz raréfié est plus ancienne que la production de la lumière par l'échauffement d'un fil. C'est en 1813 que l'anglais S. Humphry Davy découvrit l'arc électrique (œuf électrique). Ce n'est réellement qu'à partir de 1932, après la mise au point industrielle des lampes à décharge à haute pression, que l'on assiste à un développement spectaculaire des sources d'éclairage général par décharge électrique [AIS05].

II.2. Conditions d'alimentation d'une lampe à décharge.

L'alimentation d'un système électrique quelconque nécessite avant tout la connaissance des caractéristiques électriques de la charge à alimenter. Il est donc important d'établir un cahier de charges le plus détaillé possible concernant le récepteur, afin de déterminer le type de générateur à utiliser. Dans le cas bien particulier d'une lampe à décharge deux contraintes importantes doivent être prises en compte [AIS05] :

- 1- la première concerne l'amorçage. Pour pouvoir passer en régime d'arc, il faut créer une décharge dans la lampe, ce qui nécessite le plus souvent l'utilisation d'un dispositif d'amorçage ou une alimentation auxiliaire.

➤ Emploi d'une électrode auxiliaire :

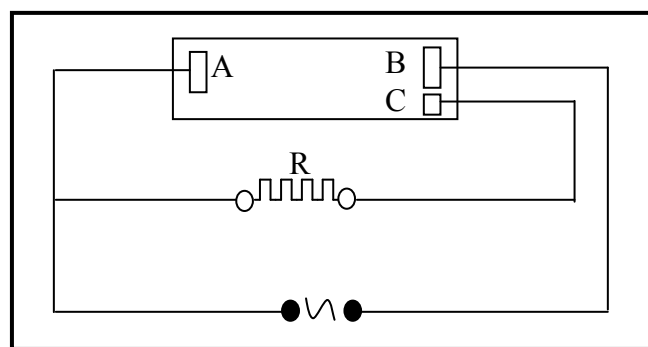


Figure 2.1: Electrodes auxiliaires

Pour déterminer la tension d'amorçage, on prévoit une électrode auxiliaire « C » rapprochée à l'électrode principale « B », et alimentée à travers une résistance R, afin de diminuer l'intensité, l'amorçage se produit d'abord entre « B » et « C », puis entre « B » et « A » ; à ce moment la résistance est shuntée.

- Chauffage préalable des électrodes :

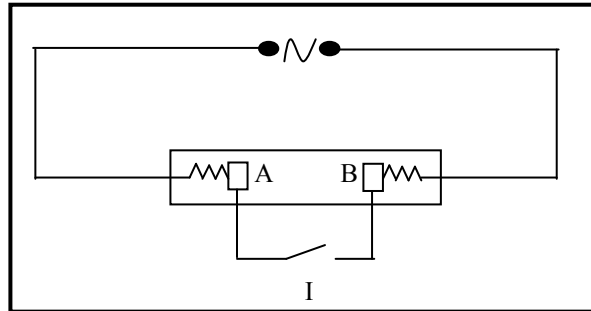


Figure 2.2: Chauffage préalable des électrodes

Les électrodes « A » et « B » sont chauffés par le courant lors de la fermeture de l'interrupteur « I », après établissement de décharge on ouvre « I ».

- 2- La seconde contrainte est la pente négative ou très faiblement positive de la caractéristique statique courant-tension au régime d'arc. Cette dernière contrainte interdit l'alimentation direct de la lampe sur une source de tension et donc sur le réseau. Elle nous impose un système permettant de trouver un point de fonctionnement stable sur la caractéristique (U, I).

II.3. Alimentations fréquemment utilisées

On distingue deux types principaux de sources électriques d'alimentation, selon la forme de leur caractéristique électrique dans le plan tension-courant: les sources de courant (caractéristique parallèle à l'axe des tensions) et les sources de tension (caractéristique parallèle à l'axe des courants). Ce sont les premières qui sont le plus utilisées [SAL05], car leurs caractéristiques sont plus appropriées pour alimenter une décharge.

Considérons un montage composé d'une source de tension parfaite continue, d'une résistance R et de la lampe (charge à alimenter).

- L'alimentation par une source de tension correspond au cas où la résistance R est très inférieure devant l'impédance de la charge (figure 2.3-a).
- L'alimentation en source de courant vis à vis de la charge, correspond au cas où R est très supérieure devant l'impédance de la charge (figure 2.3-b).

II.3.1. Source de tension

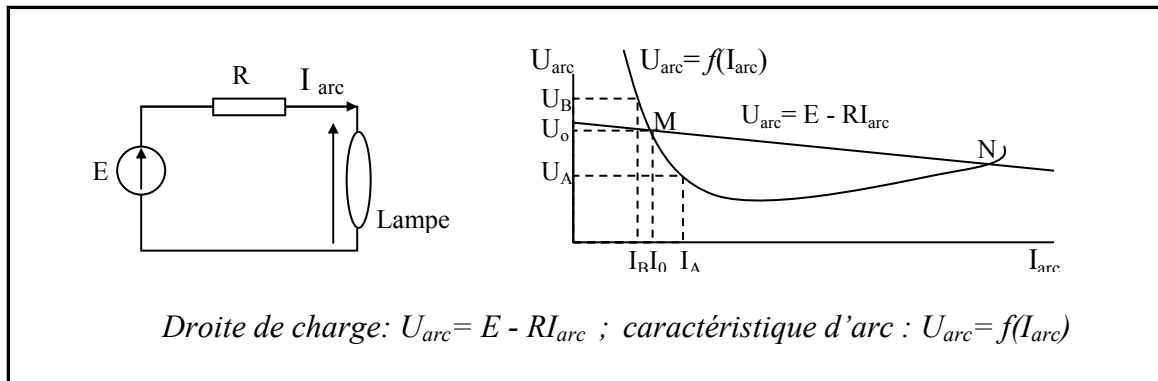


Figure 2.3-a: Montage en source de tension. [SAL05][AIS05]

Au point M, une augmentation ΔI entraîne une augmentation de I_0 qui se déplace en I_A , il en résulte alors une diminution de U_0 en U_A . Ceci entraîne que $U_{arc} < E - RI_{arc}$, d'où pour rétablir ce déséquilibre, le courant doit augmenter encore. On se trouve alors dans la configuration de départ avec un courant $I + \Delta I$. Le système est instable, le courant augmente jusqu'à ce que la zone N soit atteinte. Si la lampe est conçue pour fonctionner dans la zone M, il y a destruction de la lampe. Si la lampe est conçue pour fonctionner dans la zone N, le système atteint un état d'équilibre. Toutefois, même dans ce cas, de petites modifications de tensions vont entraîner de grandes variations de courant, ce qui est incompatible avec le bon fonctionnement de la lampe.

Une diminution $-\Delta I$ entraîne une diminution de I_0 qui se déplace en I_B , il en résulte alors une augmentation de U_0 en U_B . Ceci entraîne que $U_{arc} > E - RI_{arc}$, d'où pour rétablir ce déséquilibre, le courant diminue encore. On se trouve alors dans la configuration de départ avec un courant $I - \Delta I$. [COS00][AIS05].

Par conséquent, le système est *instable*, le courant diminue indéfiniment jusqu'à extinction de la lampe.

II.3.2. Source de courant

Une augmentation ΔI (fig.2.3-b) entraîne une augmentation de I_0 qui se déplace en I_A il en résulte alors une diminution de U_0 en U_A . Ceci entraîne que $U_{arc} > E - RI_{arc}$, pour rétablir ce déséquilibre le courant diminue et tend à revenir rapidement vers le point de départ qui est alors un point d'équilibre stable. [COS00]

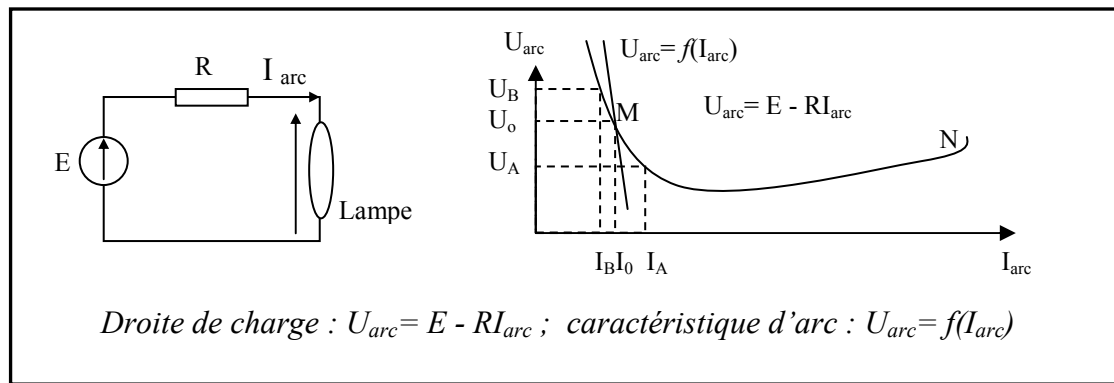


Figure 2.3-b: Montage en source de courant. [SAL05][AIS05]

Une diminution $-\Delta I$ entraîne une diminution de I_0 qui se déplace en I_B , il en résulte une augmentation de U_0 en U_B . Ceci entraîne que $U_{arc} < E - RI_{arc}$, pour rétablir ce déséquilibre le courant augmente et tend à revenir rapidement vers le point de départ qui est alors un point d'équilibre stable. [COS00]

II.4. Nécessité d'une stabilité

Par suite de la caractéristique négative des lampes à décharge, aussi bien en régime de décharge autonome qu'en régime d'arc, il est nécessaire de limiter l'intensité et de stabiliser la tension après amorçage. Pour pouvoir stabiliser de façon correcte une décharge électrique, nous devons utiliser un générateur qui se comporte plutôt comme une source de courant vis à vis à la charge. Dans la pratique, on choisira en général l'impédance de telle sorte que la tension d'alimentation soit de l'ordre de deux fois la tension d'arc. Cette impédance que l'on appelle ballast, est généralement selfique.

Outre le rôle de stabilisation de décharge, le ballast est aussi appelé à remplir d'autres tâches telles que [ALA02] :

- contribuer à l'amorçage de la lampe ;
- permettre la montée en régime de la lampe ;
- ne pas réduire la durée de vie de la lampe ;
- ne pas générer de trop forts taux d'harmoniques sur le réseau d'alimentation ;
- ne pas diminuer le facteur de puissance.

II.5. Ballast électronique.

Dans le mode de fonctionnement normal (régime d'arc), la lampe à décharge montre une résistance différentielle négative. Donc le moyen de limiter le courant de la lampe est

essentiel. Les décharges électriques ne sont pas auto stabilisatrices, car l'ionisation du milieu gazeux, et par suite l'intensité du courant admise tend à croître sans limite. Une lampe à décharge soumise directement à une tension suffisante pour l'amorçage, est mise hors d'usage instantanément par l'avalanche électronique déclenchée. La présence nécessaire d'un ballast pour limiter le courant est une caractéristique générale. L'ensemble lampe ballast est inséparable et la qualité du ballast intervient dans celle de la lampe.

Afin de limiter le courant de lampe, il est dans les habitudes courantes d'employer une bobine fonctionnant sous haute fréquence.

La qualité des caractéristiques radiatives est liée à la nature du mélange gazeux mais dépend également beaucoup de la géométrie de la décharge et des caractéristiques électriques de l'alimentation telles que la fréquence et la forme du signal.

Les conditions à réaliser sont essentiellement les suivantes :

- Assurer un fonctionnement à courant moyen nul.
- Assurer un temps de commutation rapide.
- Pouvoir imposer à la décharge des réamorçages rapides à courants sensiblement constants. [DAM03]

Ces dernières années, les ballasts électroniques à haute fréquence pour les lampes à décharge ont été présentés comme un produit de remplacement pour le ballast magnétique en raison de leurs qualités telles que :

- le rendement élevé du système (amélioration du facteur de puissance),
- le poids léger,
- augmentation de l'intensité lumineuse produite par watt,
- la longue durée de vie,
- la fonction de régulation d'éclairage,

A savoir aussi les avantages suivants:

- Il a une consommation plus faible qu'un ballast conventionnel (75 % en moins),
- il augmente l'efficacité lumineuse et la durée de vie des lampes fluorescentes (jusqu'à 16 000 h),
- il diminue le papillotement des lampes à décharge en alimentant les lampes sous haute fréquence (entre 25 et 60 kHz) et prolonge leur durée de vie. La diminution de papillotement diminue la fatigue visuelle provoquée par les tubes fluorescents,
- il coupe automatiquement l'alimentation d'une lampe défectueuse et évite son clignotement en fin de vie,

- son facteur de puissance est proche de 1,
- il réduit l'influence de la fluctuation de la tension et diminue le niveau de bruit audible,
- il a une consommation constante pour une large plage de tension.

II.6. Intérêt de la haute fréquence pour la lampe à décharge.

Une étude comparative entre le fonctionnement de l'ensemble « convertisseur-lampe » à 50Hz et 60.1KHz a été présenté dans la bibliographie [COS00] ; nous rappelons ici (tableau 2-1) les résultats obtenus.

Fréquences (HZ)	I lampe (A)	V lampe (V)	P lampe (W)	ΔV Electrodes (V)	Pertes électrodes (W)	$P_{(U,V)}$ (W)	$\eta_{(U,V)}$ (%)
50	0.650	112.8	67.2	15	9.84	38.8	57.7
60100	0.650	113	73.2	10	6.56	45.4	61.5

Tableau 2.1: Résultats numériques obtenus pour les fréquences 50Hz et 60.1 KHz

La figure (2.4) donne l'allure des tensions et des courants de lampe à 50Hz et 60.1 KHz.

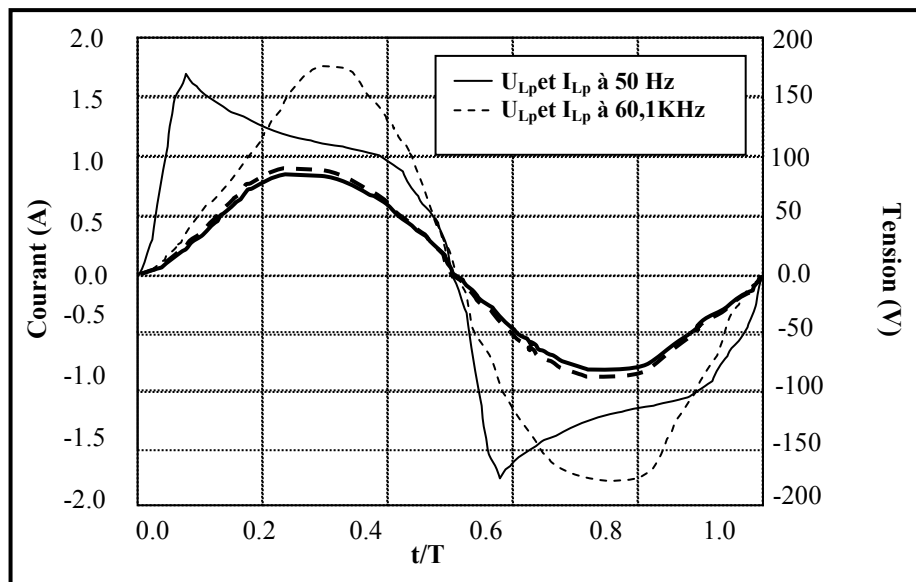


Figure 2.4: Allures des courants et des tensions de la lampe UV Argon-3 torr alimentée à 50 Hz et 60.1 KHz. [COS00]

Comme nous le remarquons sur cette figure, avec l'augmentation de la fréquence la forme d'onde de la tension aux bornes de la lampe se rapproche d'une forme quasi-

sinusoïdale. Le pic de réamorçage présent à 50Hz à chaque demi-période, disparaît à la fréquence étudiée de 60.1 KHz.

Une lampe à décharge est une charge non linéaire, qui même alimentée sous une tension sinusoïdale, génère des courants non-sinusoïdaux sur le réseau. De manière générale, nous pouvons dire que, lorsque l'on passe de 50 Hz à 60.1 KHz, les modulations des différentes grandeurs diminuent considérablement. Ceci entraîne une moindre modulation du rayonnement en même temps qu'une réponse plus linéaire de la lampe.

Pour ces essais, les puissances rayonnées dans l'UV sont respectivement égales à 45.4W à 60.1 KHz et 38.8 W à 50 Hz. Les rendements correspondants sont respectivement 61.5% et 57.7%. L'augmentation de la fréquence d'alimentation a pour effet la diminution de la modulation du flux, ainsi que l'obtention d'une meilleure efficacité (un meilleur rendement).

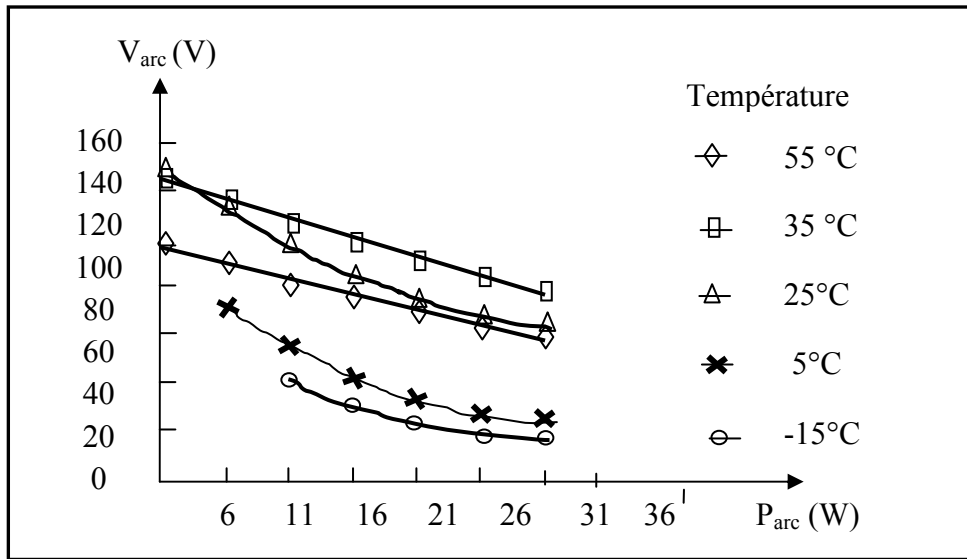
Notons qu'avec une alimentation à haute fréquence, l'obtention d'un régime de fonctionnement proche de l'équilibre dynamique crée des conditions favorables pour les électrodes. Ceci a pour effet l'augmentation de la durée de vie de la lampe [COS00] [BEZ03]

Résultat : *Un maximum de rayonnement U.V, s'obtient en haute fréquence.*

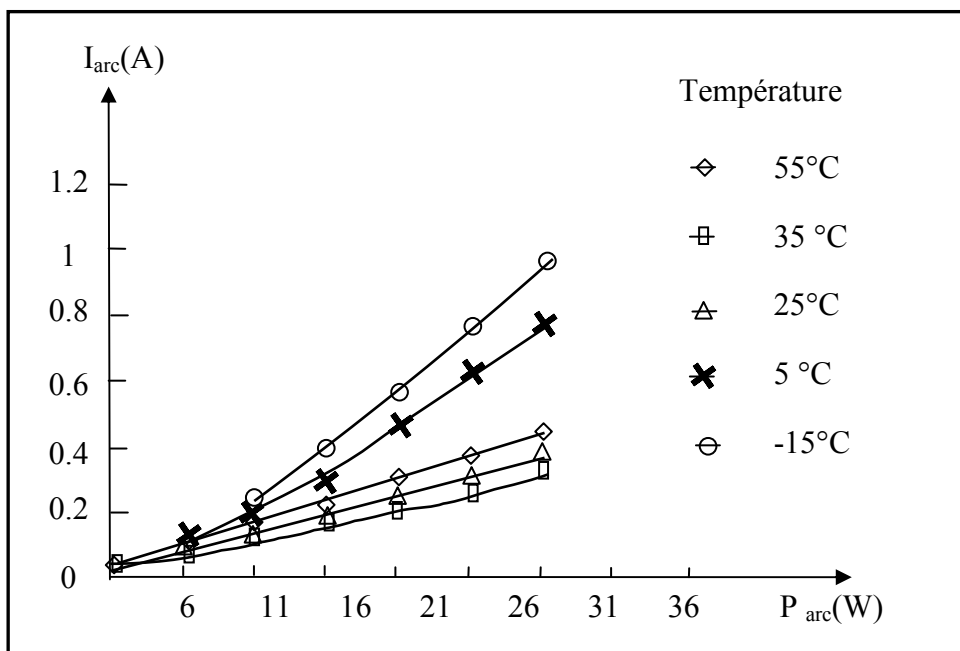
II.7. Effet de la température.

Les caractéristiques de la lampe fluorescente dépendent de la puissance de fonctionnement et sont très sensibles à la température. Les figures 2.5-a et 2.5-b montrent la variation de la tension et du courant d'arc en fonction de la puissance d'arc de la lampe pour différentes températures.

Fonctionnant à une température ambiante fixe, le courant d'arc diminue lorsque la puissance d'arc est réduite. Par contre la tension d'arc augmente. Pour une température plus élevée que la température ambiante, la tension augmente presque linéairement avec la diminution de la puissance d'arc. Cependant, à basse température, la tension d'arc augmente largement. En outre, la puissance d'arc est limitée à une certaine valeur quand la lampe opère à basse température. Fonctionnant au dessous de ce niveau de puissance, l'arc de la lampe devient instable.



a) Tension du régime d'arc de la lampe



b) Courant d'arc de la lampe

Figure 2.5: Les variations du courant et de la tension de lampe en fonction de sa puissance et de sa température. [COS00][AIS05]

La figure 2.6 montre les caractéristiques d'une lampe avec les droites de charge de deux ballasts électroniques donnés décrivant l'effet de la température sur la puissance de la lampe.

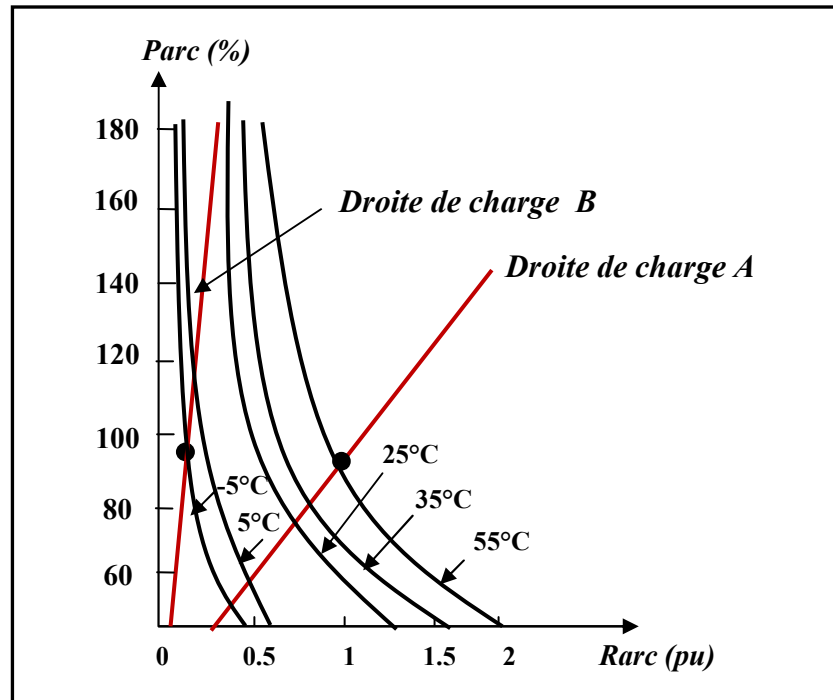


Figure 2.6: Effets de la température sur la puissance de la lampe. [COS00] [AIS05]

Comme illustré par la droite de charge A, la lampe fluorescente ne pourra pas être capable de produire assez d'intensité lumineuse à une basse température quand le ballast est conçu avec des paramètres du circuit consacrés pour la température ambiante. D'autre part, comme illustré par la droite de charge B, la lampe sera détruite au dessus d'une autre puissance à la température ambiante quand elle est prévue à l'origine pour l'usage à une température -15°C .

II.8. Evolution du flux a 253.7 nm en fonction de la température.

La courbe de la figure 2.7 est une représentation analytique des résultats cités dans la bibliographie [ZIS90] et obtenus pour les calculs effectués dans les mélanges **Ar-Hg** basse pression, avec des conditions de la décharge correspondant au cas d'une lampe classique caractérisée par :

- rayon du tube = **18 mm** ;
- courant électrique = **400 mA** ;
- pression d'Argon **3 Torr** à la température **0°C** ;
- pression partielle de la vapeur métallique du mercure variant entre **1.26×10^{-3} Torr** et **90.62×10^{-3} Torr**, pour des valeurs de température variant de **20°C** à **80°C** .

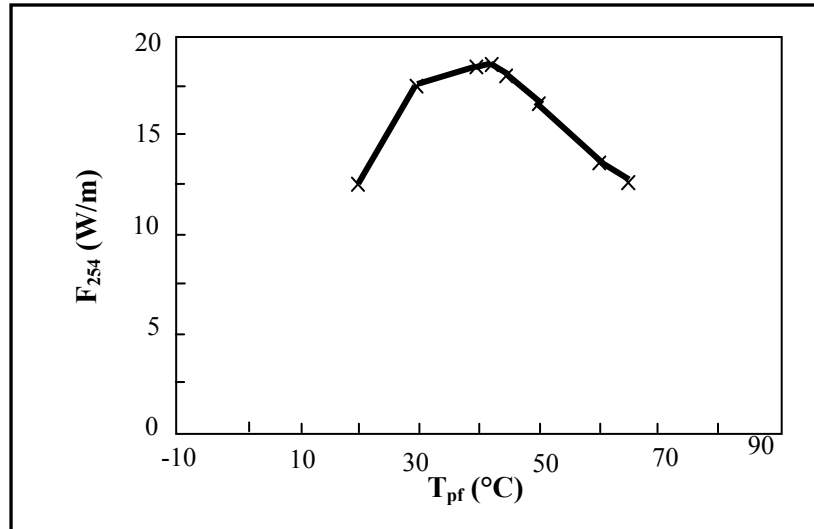


Figure 2.7: Evolution du flux à 254 nm (Hg) en fonction de la température. [ZIS90]

Remarque : On remarque que le maximum d'émission se situe entre 35 °C et 45 °C (42 °C).

II.9. Influence du courant électrique sur l'émission de la raie 253.7nm du Hg

La densité électronique dans le plasma est sensiblement proportionnelle au courant électrique. Donc en augmentant le courant, la croissance de la densité électronique provoquera tout d'abord une augmentation du nombre de collisions qui conduisent à l'état rayonnant. La population du niveau augmente et donc la production du rayonnement croît. [AIS05]

Les résultats cités dans la bibliographie [SAR99] obtenus pour une raie 253.7nm sont illustrés par les courbes de la figure 2.8.

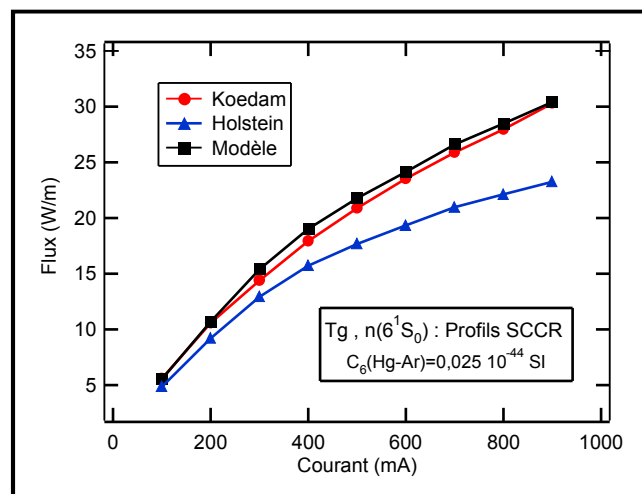


Figure 2.8: Evolution du flux 253.7 nm (Hg) en fonction du courant. [SAR99]

Costache [COS00] confirme ces résultats par ses expériences en concluant que pour un remplissage à 3 Torr d'Argon, il valait mieux alimenter la lampe avec un courant de 650 mA. En effet, pour une température d'eau de 20°C, température fréquemment rencontrée, un gain important en flux UV est réalisé (plus de 36.4%) en alimentant la lampe à un courant plus fort que d'habitude (400 mA) sans que l'efficacité soit notablement diminuée (moins de 1.1%), avec une augmentation de la température du point froid ($42^\circ < T_{PF} < 53^\circ$).

II.10. Modèle du circuit électrique.

Un modèle du circuit électrique comme montré dans la figure 2.9 a été proposé pour la comptabilité pour le comportement électrique de la lampe fluorescente alimentée par un ballast électronique à haute fréquence.

Le modèle de la lampe est représenté par une résistance dépendante de la puissance et de la température de l'arc de la lampe « R_{arc} » et une résistance « r_f » pour chaque filament de cathode. Physiquement, la résistance du filament est distribuée d'une extrémité à l'autre. Dans ce modèle, pour la simplicité, chaque filament de cathode est représenté par un bloc de résistances. Pour des calculs plus précis, la résistance équivalente d'arc est reliée entre les points médians des deux filaments de cathodes. La résistance du filament dépend certainement de la température. Cependant, pour un ballast bien conçu, il est désiré de maintenir une température d'émission appropriée pour la cathode.

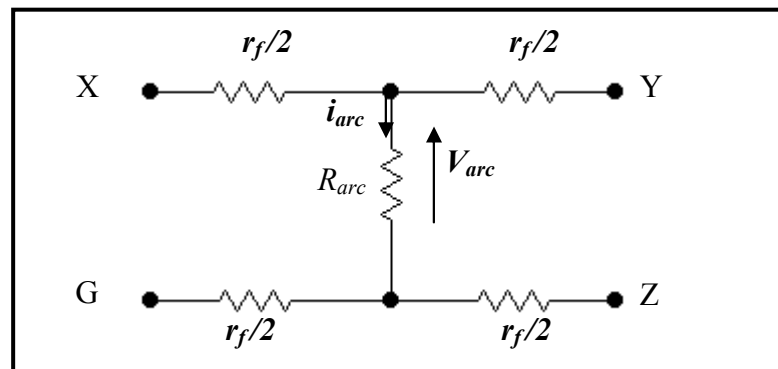


Figure 2.9: Modèle du circuit électrique de la lampe fluorescente.

Donc :

$$R_{arc} = \frac{V_{arc}}{i_{arc}} \quad (2.1)$$

Et :

$$V_{arc} \cdot i_{arc} \quad (2.2)$$

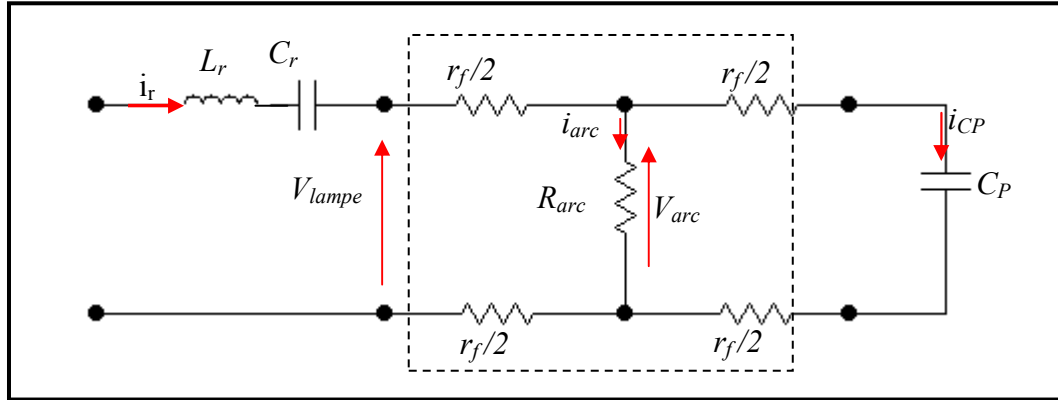


Figure 2.10 : Circuit équivalent du ballast électronique.

La tension de la lampe peut être calculée comme suit :

$$\begin{aligned}\vec{V}_{Lampe} &= \vec{V}_{arc} + 2 \left[\frac{r_f}{2} (\vec{i}_{arc} + \vec{i}_{Cp}) \right] = \vec{V}_{arc} + r_f \cdot \vec{i}_{arc} + \frac{r_f}{r_f - jZ_{Cp}} \cdot \vec{V}_{arc} \\ &= \left[\left(1 + \frac{r_f^2}{r_f^2 + Z_{Cp}^2} \right) \vec{V}_{arc} + r_f \cdot \vec{i}_{arc} \right] + \frac{r_f \cdot Z_{Cp}}{r_f^2 + Z_{Cp}^2} \cdot \vec{V}_{arc}\end{aligned}$$

$$\text{Donc: } \vec{V}_{Lampe} = \left[\left(1 + \frac{r_f^2}{r_f^2 + Z_{Cp}^2} \right) \vec{V}_{arc} + r_f \cdot \frac{\vec{P}_{arc}}{V_{arc}} \right] + \frac{r_f \cdot Z_{Cp}}{r_f^2 + Z_{Cp}^2} \cdot \vec{V}_{arc} \quad (2.3)$$

où : i_{Cp} est le courant traversant le condensateur parallèle de capacité C_p et de réactance Z_{Cp} .

Le courant résonnant de la charge est la somme du courant d'arc et le courant du filament :

$$\vec{i}_r = \vec{i}_{arc} + \vec{i}_{Cp} = \left[\vec{i}_{arc} + \frac{r_f}{r_f^2 + Z_{Cp}^2} \cdot \vec{V}_{arc} \right] + \frac{Z_{Cp}}{r_f^2 + Z_{Cp}^2} \cdot \vec{V}_{arc} \quad (2.4)$$

Alors la puissance totale de la lampe est obtenue par :

$$P_{Lampe} = V_{Lampe} \cdot R_e \cdot i_r = \frac{2r_f^3}{r_f^2 + Z_{Cp}^2} \cdot V_{arc}^2 + \left[1 + \frac{2r_f^2}{r_f^2 + Z_{Cp}^2} \right] P_{arc} + r_f \left[\frac{P_{arc}}{V_{arc}} \right]^2 \quad (2.5)$$

Conclusion.

Dans ce deuxième chapitre, nous avons élaboré un modèle du circuit électrique de la lampe à décharge, mercure-argon basse pression. Nous avons rappelé les conditions d'alimentation de la lampe dans le but d'avoir un maximum de rayonnement. Dans ce contexte, le choix d'une alimentation à haute fréquence demeure nécessaire, de plus les résultats obtenus par [SAR99] et [COS00] nous ont permis de fixer la valeur référence pour le réglage du courant, soit 650 mA, et qui va constituer plus loin, l'objectif du chapitre 4.

Le chapitre suivant est consacré à la modélisation et la commande du convertisseur choisis dans l'alimentation de la lampe.

Chapitre III: Modélisation, commande et caractérisation du convertisseur matriciel.

Introduction

Le commutateur statique de fréquence dont le convertisseur matriciel est dérivé, a été sous la recherche active depuis le début des années 20. L'ouvrage intitulé: «Static Power Frequency Changers: Theory, Performance and Application», écrit par L. Gyugyi et B.R Pelly en 1976, constituait une référence importante pour la plupart des chercheurs. Le convertisseur matriciel et son implémentation par les commutateurs bilatéraux sont apparus dans ce travail. [BIN97]

En 1980, M. Venturini et A. Alesina ont proposé dans leurs deux publications [VEN80] [ALE89], un nouveau convertisseur de fréquence capable de donner la forme d'onde sinusoïdale à l'entrée comme à la sortie, de la bidirectionnalité du transfert de puissance, du facteur de puissance d'entrée continuellement contrôlable et avec un minimum d'éléments de stockage d'énergie.

En 1992, D.G. Holmes et T.A Lipo ont appliqué, dans leur publication [HOL92], la théorie de convertisseur matriciel A.C / A.C aux redresseurs et aux onduleurs commandés, et ont réussi à intégrer différentes formes de commutateurs de fréquence dans un format unique.

Le convertisseur matriciel est un dispositif qui permet de régler le transit de puissance électrique de la source vers le récepteur. Dans un système électrotechnique, il représente l'articulation de deux axes (figure 3.1) [FRA96-a][FRA96-b]:

- un axe de puissance faisant intervenir la source, le convertisseur et le récepteur,
- un axe de contrôle regroupant pour l'essentiel :
 - un bloc de commande pour l'asservissement des grandeurs électriques continues, et qui est à l'origine des fonctions génératrices (continues) de conversion,
 - un modulateur générant les fonctions discrètes de conversion, celles-ci correspondent à des signaux multi-niveaux,

- un générateur de connexions de réglage, qui fixe les états souhaités pour les interrupteurs à partir des signaux multi-niveaux, celles-ci correspondent aux ordres d'ouverture et de fermeture des semi-conducteurs supposés idéalisés.

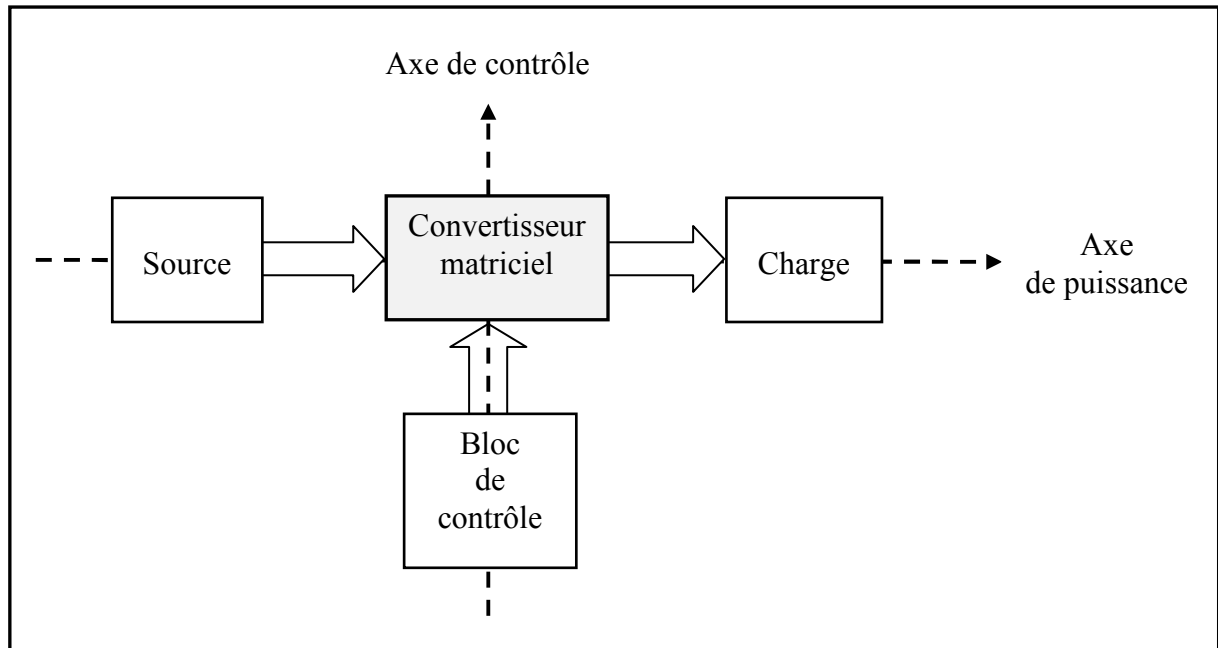


Figure 3.1: Structure générale du système électrotechnique. [FRA96-a][DAH04]

Pour établir la structure de commande de ce processus, il est nécessaire d'en établir le modèle de commande. Celui-ci est déduit d'un modèle de connaissance du convertisseur à l'aide de fonctions de connexion caractérisant l'état de l'interrupteur et de fonctions de conversion liant les grandeurs électriques [FRA96-a].

III.1. Généralités sur les interrupteurs statiques

III.1.1. Caractéristiques des interrupteurs

Par définition, un interrupteur est un dipôle permettant d'établir une connexion binaire (ouvert-fermé) dans le circuit électrique où il est inséré.

La tension à ses bornes à l'état ouvert, le courant qui le traverse à l'état fermé caractérisent son fonctionnement statique et ses directionnalités.

Les conditions de ses changements d'état caractérisent son fonctionnement dynamique et sa commandabilité.

La figure 3.2 montre les représentations statiques et dynamiques de l'interrupteur idéalisé qui sont respectivement le référentiel d'axes u, i non borné et un réseau de Petri d'état à deux places. [FRA96-a] [DAH04]

L'interrupteur idéalisé, commandable par un signal g apparaît comme un élément énergétiquement neutre puisqu'il n'est le siège d'aucune perte d'énergie, il impose une chute de tension et un courant nuls respectivement à l'état passant et à l'état ouvert. Les commutations (changement d'état) sont supposées instantanées (durées nulles).

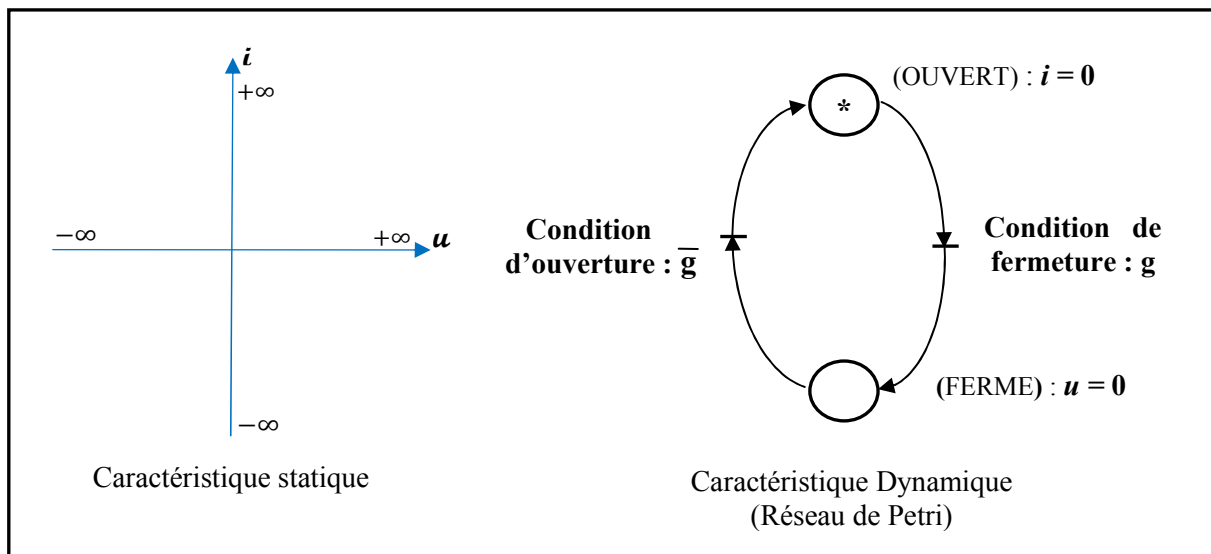


Figure 3.2: Caractérisation de l'interrupteur idéalisé par réseau de Petri

III.1.2. Bidirectionnalité et commandabilité d'un interrupteur.

L'interrupteur est qualifié de bidirectionnel en tension (en courant) si son état bloqué n'est pas spontanément modifié par le changement de signe de la tension à ses bornes (du courant qui le traverse).

La commandabilité à la fermeture (à l'ouverture) d'un interrupteur est l'ensemble des conditions à satisfaire pour que l'interrupteur se ferme (s'ouvre). L'interprétation en est donnée par les réceptivités des transitions dans le réseau de Petri (figure 3.2) ; celles-ci sont des fonctions d'une commande interne et d'une commande externe.

La commande interne est déterminée par le signe des grandeurs électriques de l'environnement de l'interrupteur (u, i). La commande externe correspond aux ordres logiques issus de la commande. [DAH04][REZ07]

Par définition, un interrupteur est déclaré totalement commandable si son changement d'état ne dépend que de la commande externe. Pratiquement, un tel interrupteur est synthétisé par l'assemblage d'éléments à caractéristiques réduites (diodes et interrupteurs). [FRA96-a]

Des exemples sont représentés dans le tableau de la figure 3.3. [MAH01]

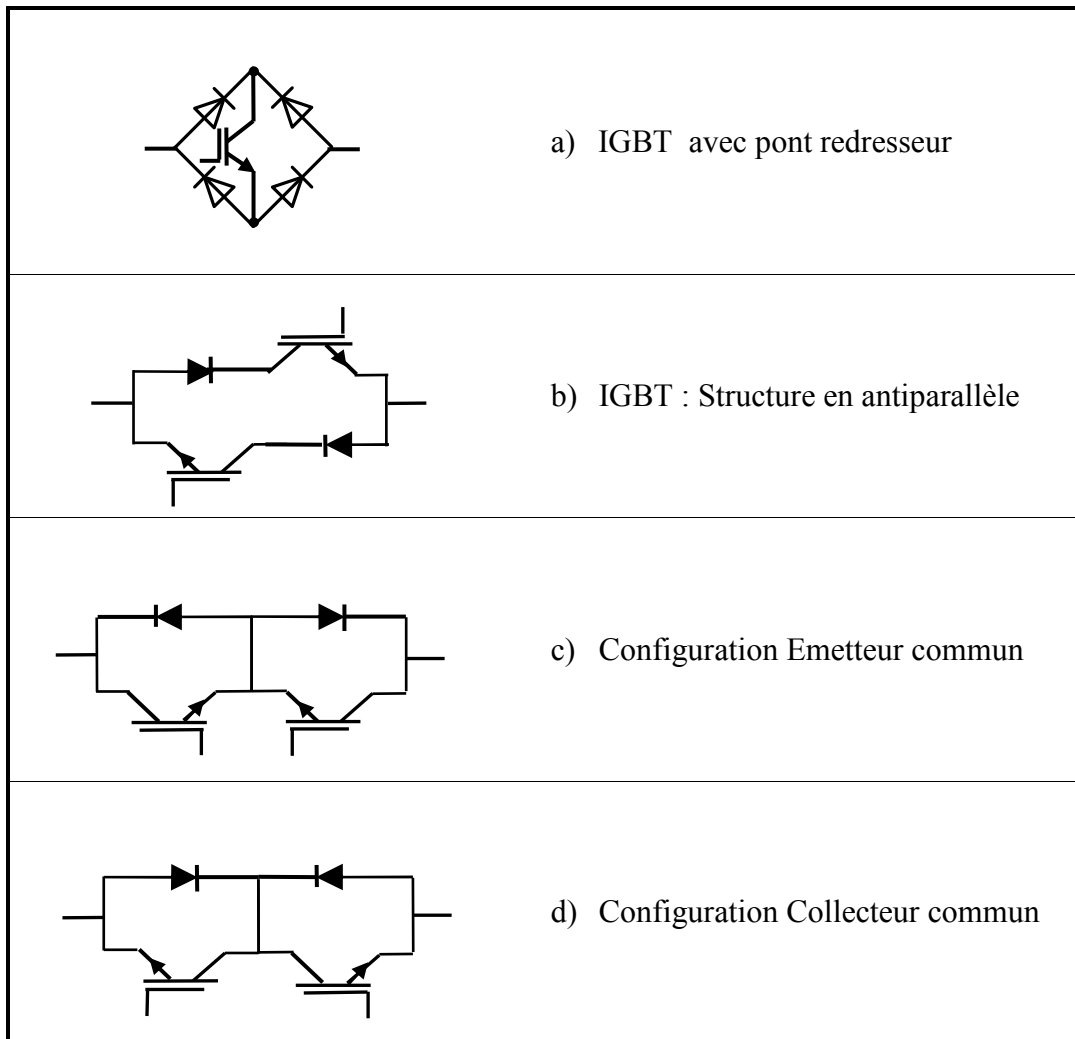


Figure 3.3: Exemples de configurations possibles d'interrupteur bidirectionnel à base d'IGBT.

La dernière décennie a été marquée par des avancées technologiques dans le domaine de l'électronique de puissance. Ces progrès technologiques ont donné naissance à différentes structures des convertisseurs statiques (multiniveaux, matricielles, multicellulaires...). Grace à ces progrès, les interrupteurs de puissance employés dans les structures de convertisseurs sont capables de commuter de plus en plus rapidement, et de tenir des tensions à l'état bloqué et des courants à l'état passant de plus en plus élevés. [AIM03] La figure 3.4 donne une classification de composants de puissance en fonction de la fréquence de commutation, de la tension bloquée, du courant commuté et de la puissance des composants semi-conducteurs.

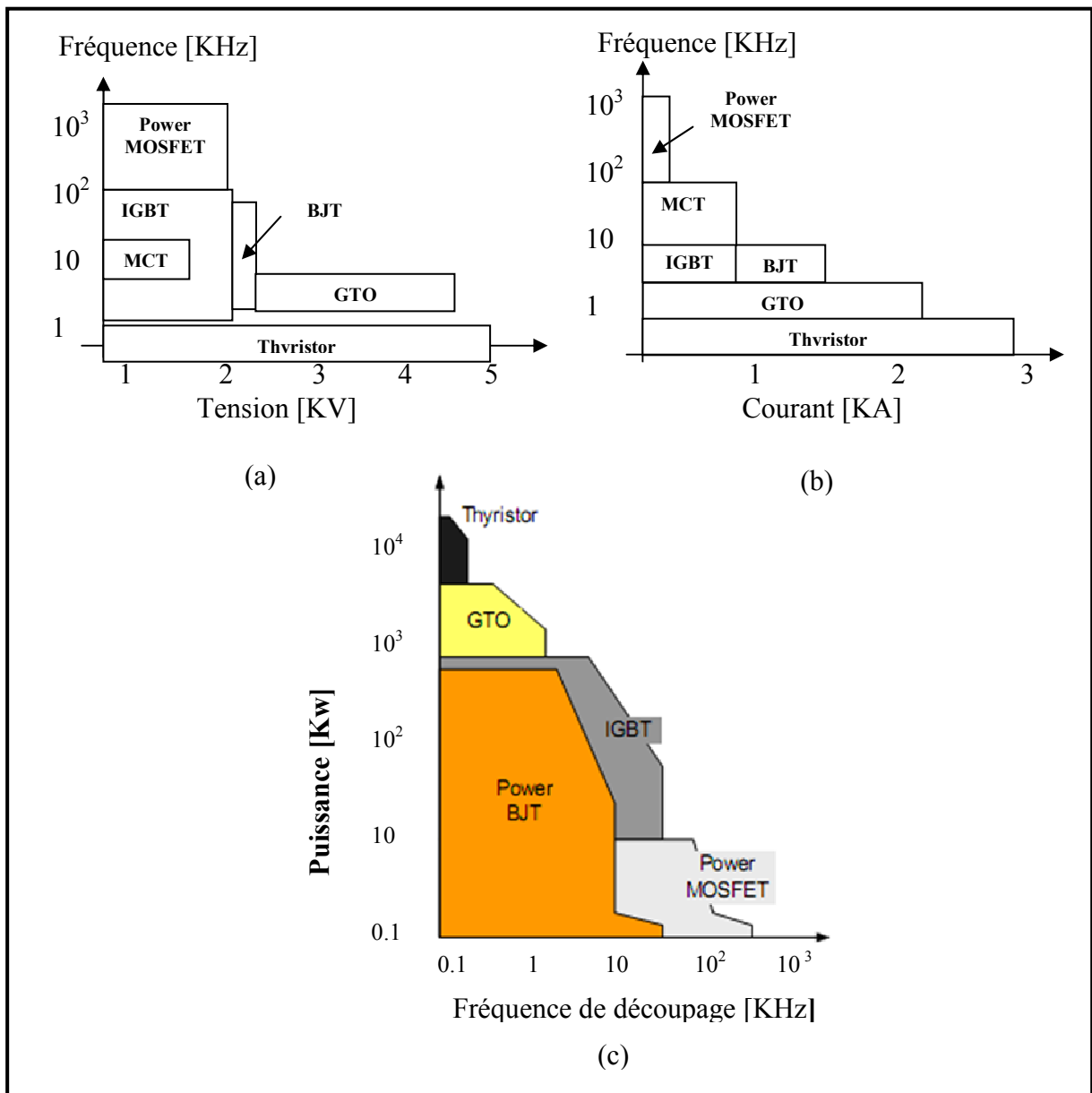


Figure 3.4 : Classification des composants semi-conducteurs de puissance : (a) la tension, (b) le courant et (c) la puissance, en fonction de la fréquence de découpage. [LEF05][RAS01] [KWA05]

III.1.3. Fonction de connexion

A tout interrupteur idéalisé, on associe une fonction de connexion f telle que [CAM97]:

$$\begin{aligned} f &= 1 \text{ quand l'interrupteur est fermé,} \\ f &= 0 \text{ quand l'interrupteur est ouvert.} \end{aligned}$$

Cette fonction permet de lier les grandeurs électriques propres à l'interrupteur (u, i) aux grandeurs imposées par les sources connectées à cet interrupteur (us, is) [FRA96-a][FRA96-b]. Il vient:

$$\begin{aligned} i(t) &= f(t) \cdot is(t) \\ u(t) &= (1 - f(t)) \cdot us(t) \end{aligned} \quad (3.1)$$

i et u sont appelées grandeurs modulées, us et is sont les grandeurs commutées issues de sources.

Pour un interrupteur idéalisé et bidirectionnel, la fonction de connexion correspond à la commande externe au niveau de la puissance. [FRA96-a][FRA96-b]

III.2. Le circuit électrique

III.2.1. Caractérisation des sources

A tout instant, un convertisseur doit assurer le réglage de la puissance échangée entre deux sources de nature différentes (tension – courant) :

- source de type capacitive, pour laquelle la tension est variable d'état.
- source de type inductive, pour laquelle le courant est variable d'état.

Ce réglage est effectué par une matrice d'interrupteurs fonctionnant en commutation, de dimension égale au nombre de phases des sources à interconnecter.

Le respect du principe de causalité conduit à deux règles précises concernant tout groupement d'interrupteurs statiques formant un convertisseur :

- la règle d'alternance des sources de part et d'autre du groupement,
- la règle de continuité énergétique signifiant que, parmi les configurations possibles de connexions, ne peuvent être retenues que celles qui respectent la nature des sources [HAU99][FRA96-a][FRA96-b]:
 - une source de tension ne doit jamais être court-circuitée,
 - le circuit d'une source de courant ne doit jamais être ouvert.

III.2.2. Représentation Matricielle

Un convertisseur direct (sans stockage d'énergie) de L phases de tension (coté source) alignées verticalement et C phases de courant (coté charge) alignés horizontalement, sera représenté comme une matrice d'interrupteurs de dimension L x C. La figure 3.5 montre la disposition du convertisseur et les sens relatifs attribués aux grandeurs électriques. Aucune hypothèse n'est posée sur le sens du transfert énergétique. [CAM97][FRA96-a][FRA96-b]

Les notations retenues sont les suivantes :

- $i_{s1}, i_{s2}, \dots, i_{sc}, \dots, i_{sC}$ désignent les valeurs instantanées des courants commutés issus des sources de courant. La somme de ces courants est supposée nulle.
- $u_{s1}, u_{s2}, \dots, u_{sb}, \dots, u_{sL-1}$ désignent les valeurs instantanées des tensions commutées issues des sources de tension.
- $i_1, i_2, \dots, i_b, \dots, i_L$ désignent les valeurs instantanées des courants modulés.
- $u_1, u_2, \dots, u_c, \dots, u_{C-1}$ désignent les valeurs instantanées des tensions modulées.

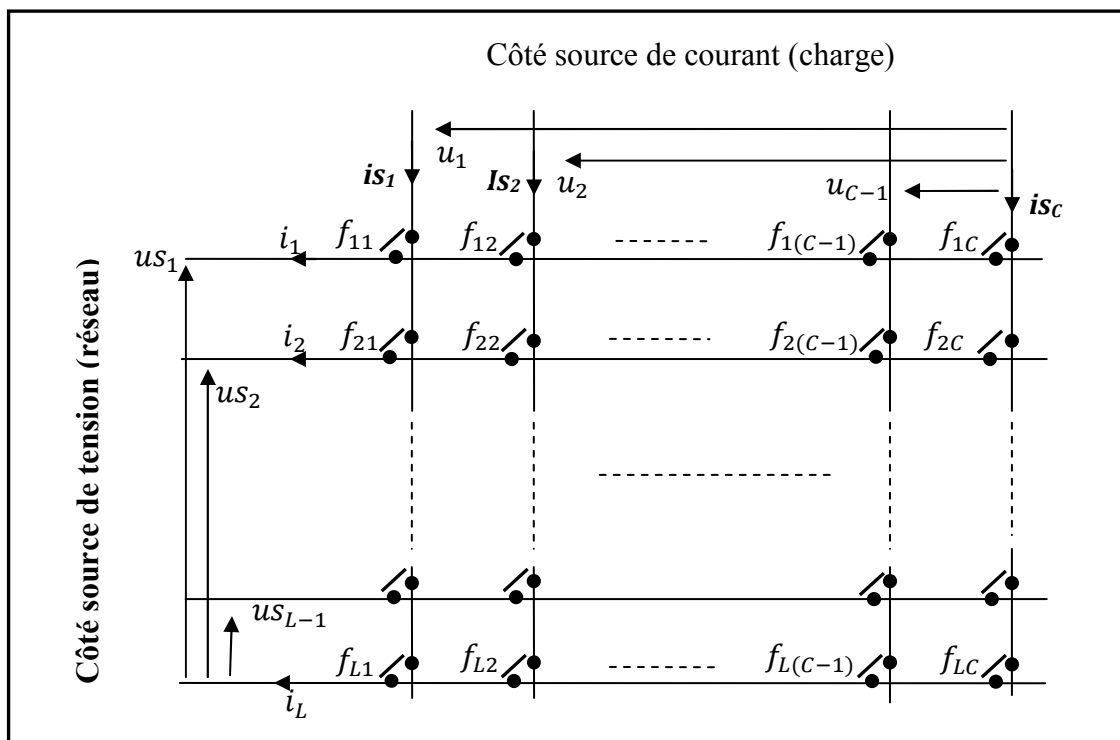


Figure 3.5: Représentation d'un convertisseur matriciel L lignes, C colonnes [FRA96-a].

- Pour maintenir la continuité des courants délivrés par les sources de courant, on doit fermer au moins un interrupteur relié à cette source.
- Pour éviter le court-circuit d'une source de tension, on ne peut fermer au plus qu'un seul interrupteur relié à cette source de tension.

– Sur l'ensemble des interrupteurs reliés à une même source de courant, un interrupteur et un seul doit être fermé. [SHU98][FRA96]

III.2.3. Matrice de connexion

L'état de la matrice d'interrupteurs reliant L sources de tension à C sources de courant (figure 3.4) est par une matrice fonctionnelle de connexion notée $[F]$ dont chaque élément est une fonction de connexion.

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & \dots & f_{1C} \\ f_{21} & f_{22} & \dots & f_{2C} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ f_{L1} & f_{L2} & \dots & f_{LC} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$[F]$ est une matrice de dimension (L x C)

III.2.4. Fonction de commutation

A chaque cellule de commutation (ensemble d'interrupteurs situés sur la même colonne c), on associe une fonction de commutation décrivant son état par : $FC_c = l$ si $f_{lc} = 1$, les autres interrupteurs de la colonne c étant ouverts. Ces C fonctions de commutation ont des valeurs dans l'ensemble $\{1, \dots, L\}$ (figure 3.6).

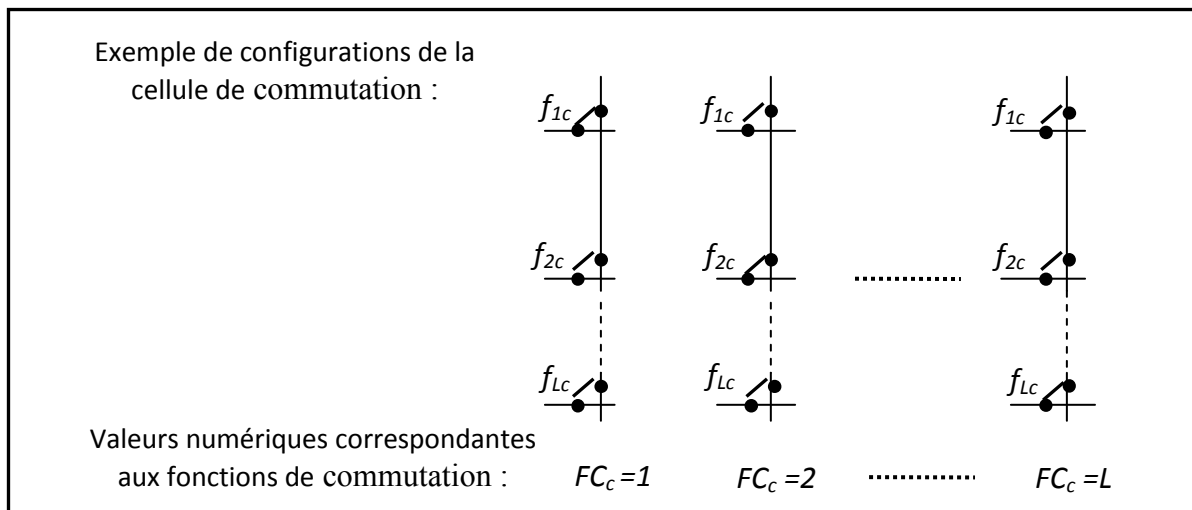


Figure 3.6: Valeurs numériques affectées aux fonctions de commutation. [FRA96-a]

Chaque configuration se distingue par la localisation de l'unique interrupteur fermé; c'est pourquoi la valeur de FC_c est égale à l'indice de la ligne l correspondant à cet élément.

Les fonctions de commutation sont donc liées aux fonctions de connexion par la relation:

$$FC_c = \sum_{l=1}^L l f_{lc} \quad (3.3)$$

Sous forme de produit :

$$FC_c = [1 \quad 2 \quad \cdot \quad \cdot \quad L] \cdot \begin{bmatrix} f_{1c} \\ f_{2c} \\ \cdot \\ \cdot \\ f_{Lc} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Pour les C fonctions de commutation :

$$[FC_1 \quad FC_c \quad \cdot \quad \cdot \quad FC_C] = [1 \quad 2 \quad \cdot \quad \cdot \quad L] \cdot \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & \cdot & \cdot & \cdot & f_{1C} \\ f_{21} & f_{22} & \cdot & \cdot & \cdot & f_{2C} \\ \cdot & \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & & & \cdot \\ f_{L1} & f_{L2} & \cdot & \cdot & \cdot & f_{LC} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

III.3. Modélisation aux valeurs instantanées

III.3.1. Les grandeurs électriques et leurs fonctions de conversion

III.3.1.1. Conversion des courants

Les courants modulés (i_l, \dots, i_L) circulant dans les sources de tension sont liés aux courants (i_{s_l}, \dots, i_{s_C}) issus des sources de courant et à l'état des cellules de commutation par la relation :

$$[I] = [F] \cdot [Is] \quad (3.6)$$

- $[Is] = [\dots i_{s_c} \dots]^T$ vecteur des C courants commutés.
- $[I] = [\dots i_l \dots]^T$ vecteur des L courants modulés.
- $[F]$ matrice de connexion définie par l'ensemble des connexions physiquement réalisables.

La somme des courants commutés et des courants modulés (valeurs instantanées) étant nulle :

$$\sum_{l=1}^L i_l = 0 \quad \text{et} \quad \sum_{c=1}^C i_{s_c} = 0 \quad (3.7)$$

La connaissance des (C-1) courants des sources de courant et des (L-1) courants des sources de tension permet d'écrire :

$$i_L = -\sum_{l=1}^{L-1} i_l \quad \text{et} \quad i_{s_c} = -\sum_{c=1}^{C-1} i_{s_c} \quad (3.8)$$

En éliminant les vecteurs de la dernière composante à l'aide de l'expression (3.8), l'équation (3.6) devient:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_{(L-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (f_{11} - f_{1C}) & \dots & (f_{1(C-1)} - f_{1C}) \\ \vdots & & \vdots \\ (f_{(L-1)1} - f_{(L-1)C}) & \dots & (f_{(L-1)(C-1)} - f_{(L-1)C}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s_1} \\ \vdots \\ i_{s_{(C-1)}} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_{(L-1)} \end{bmatrix} = [M^I] \cdot \begin{bmatrix} i_{s_1} \\ \vdots \\ i_{s_{(C-1)}} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$[M^I]$ est appelée matrice de conversion des courants et est de dimension (L-1) x (C-1), (l'exposant I rappelle qu'il s'agit d'une conversion de courants). Tout comme $[F]$, $[M^I]$ est une matrice fonctionnelle dont les éléments (m_{lc}^I) sont liés aux fonctions de connexion par [FRA96-a][FRA96-b] :

$$m_{lc}^I = f_{lc} - f_{lC} \quad \text{avec} \quad l \in \{1, \dots, (L-1)\} \quad \text{et} \quad c \in \{1, \dots, (C-1)\} \quad (3.11)$$

Remarque : Le courant i_L est également lié à $[M^I]$. L'expression (3.11) permet d'écrire :

$$i_L = -(i_1 + \dots + i_{(L-1)}) = -[1 \dots \dots \dots 1] \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_{(L-1)} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

En tenant compte de (3.10) :

$$i_L = [-1 \dots \dots \dots -1] \cdot [M^I] \cdot \begin{bmatrix} i_{s_1} \\ \vdots \\ i_{s_{(C-1)}} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

III.3.1.2. Conversion des tensions

De même, les tensions modulées (u_1, \dots, u_C) aux bornes des sources de courant sont liées aux tensions commutées (us_1, \dots, us_L) des sources de tension.

Puisque le convertisseur ne dissipe pas d'énergie (absence d'éléments de stockage), on peut écrire l'égalité des puissances instantanées sur les variables d'entrée et de sortie :

$$[u_1 \ \dots \ u_{(C-1)}] \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix} = [us_1 \ \dots \ us_{(L-1)}] \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{(L-1)} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

En remplaçant $\begin{bmatrix} i_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{(L-1)} \end{bmatrix}$ par $[M^I] \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix}$,

On obtient :

$$[u_1 \ \dots \ u_{(C-1)}] \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix} = [us_1 \ \dots \ us_{(L-1)}] \cdot [M^I] \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Les propriétés des matrices nous permettent d'établir enfin l'expression de la conversion des tensions :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ u_{(C-1)} \end{bmatrix} = [M^I]^T \cdot \begin{bmatrix} us_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ us_{(L-1)} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ u_{(C-1)} \end{bmatrix} = [M^U] \cdot \begin{bmatrix} us_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ us_{(L-1)} \end{bmatrix} \text{ avec } [M^U] = [M^I]^T \quad (3.17)$$

$[M^U]$ est appelée matrice de conversion des tensions, (l'exposant U indique qu'il s'agit d'une conversion de tensions).

III.3.1.3. Fonction de conversion

Considérons le courant i_l de la phase l issu de l'équation 3.12; celui-ci s'exprime par :

$$\begin{bmatrix} \dot{\cdot} \\ \dot{\cdot} \\ i_l \\ \dot{\cdot} \\ \dot{\cdot} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\cdot} & & & & \\ & \dot{\cdot} & & & \\ & & m_{lc}^l & & \\ & & \dot{\cdot} & & \\ & & & \dot{\cdot} & \\ & & & & \dot{\cdot} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{\cdot} \\ \dot{\cdot} \\ i_{s_c} \\ \dot{\cdot} \\ \dot{\cdot} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Chaque élément m_{lc}^l exprime la conversion entre i_{s_c} et i_l , et est appelé fonction de conversion des courants. L'expression 3.11 montre que ce terme a des valeurs dans l'ensemble $\{-1, 0, 1\}$ puisqu'il est obtenu à partir de la soustraction de deux fonctions de connexion à valeur binaire (0,1). [FRA96-a][FRA96-b]

La propriété: $([M^l] = [M^u]^T)$ implique que $m_{lc}^l = m_{cl}^u$

III.3.1.4. Matrice de conversion du convertisseur

La matrice de conversion du convertisseur généralise l'ensemble des conversions effectuées (conversion des courants et des tensions). En effet, on a l'expression:

$$\begin{bmatrix} [M]^T & [0] \\ [0] & [M] \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Soit alors: $[UM] = \begin{bmatrix} [M]^T & [0] \\ [0] & [M] \end{bmatrix} \cdot [UC]$ (3.20)

avec : $[UM] = [[U] \quad [I]]^T$ vecteur des grandeurs modulés.

et $[UC] = [[Us] \cdot [Is]]^T$ vecteur des grandeurs commutés.

III.4. Modèle en vue de la commande

III.4.1. Modèle de connaissance : Partie Opérative, Partie Commande

Toute étude concernant la commande d'un processus se doit d'être précédée par une étape de modélisation. L'ensemble des relations décrivant le fonctionnement de l'axe de puissance est ordonné dans le modèle de connaissance détenu [CAM97][FRA96-a]. Celui-ci se décompose en :

- un système discret, appelé Partie Commande représentant le fonctionnement séquentiel des interrupteurs, et établissant la relation entre le réseau de Petri, les fonctions de connexion et les fonctions de conversion,
- un système continu, appelé Partie Opérative qui se sépare en un bloc continu contenant les équations d'état associées aux sources et aux éléments passifs et un bloc discontinu décrivant l'effet des fonctions de conversion sur les grandeurs électriques (figure 3.7).

III.4.1.1. Modèle du bloc continu.

Le bloc continu est décrit par les équations d'état classiques, on désigne par :

- $[G]$ la matrice contenant les commandes externes;
- $[X]$ le vecteur contenant les variables d'état;
- $[Y]$ le vecteur contenant les grandeurs électriques de sortie;
- $[UC]$, $[UM]$ les vecteurs contenant successivement les variables commutées ($[Us]$ et $[Is]$) et les variables modulées ($[U]$ et $[I]$), correspondant aux entrées internes générées par le convertisseur lui-même.

Ces variables sont liées entre elles par les équations d'état dont :

- $[A]$ la matrice d'état;
- $[B_1]$, $[B_2]$, $[D_1]$ et $[D_2]$ les matrices d'application des variables modulées et des sources d'énergie;
- $[C]$ la matrice d'observation;
- $[W]$ le vecteur contenant les entrées externes imposées par des processus externes au convertisseur (sources d'énergie..), correspondant à un vecteur de perturbation.

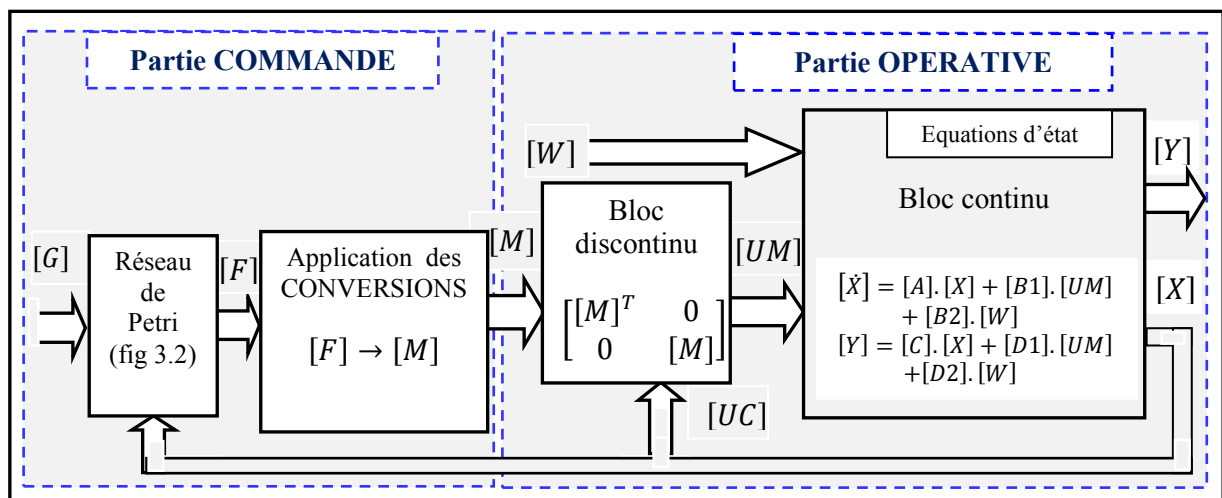


Figure 3.7: Modèle de connaissance de l'axe de puissance.

Lorsque le vecteur d'observation $[Y(t)]$ ne contient que des variables continues issues des variables d'état ou des entrées externes, cette séparation du vecteur d'entrée conduit à une représentation du bloc continu sous la forme [CAM97] :

$$[\dot{X}] = [A]. [X] + [B1]. [UM] + [B2]. [W]$$

$$[Y] = [C]. [X] + [D1]. [UM] + [D2]. [W]$$

Le modèle de connaissance global présenté (figure 3.7) est bien adapter à la simulation, et donc à la validation des stratégies de commande. Il n'est pas adapté à la commande à cause de la présence du bloc discontinu. [DAH04]

Lorsque les interrupteurs sont en mode totalement commandable et idéalisés, la commande externe (g_{ic}) et la fonction de connexion (f_{ic}) se confondent : La Partie Commande se réduit alors à des fonctions combinatoires de la commande externe [FRA96-a] et le modèle de connaissance d'un convertisseur matriciel entièrement commandé se simplifie (figure 3.7).

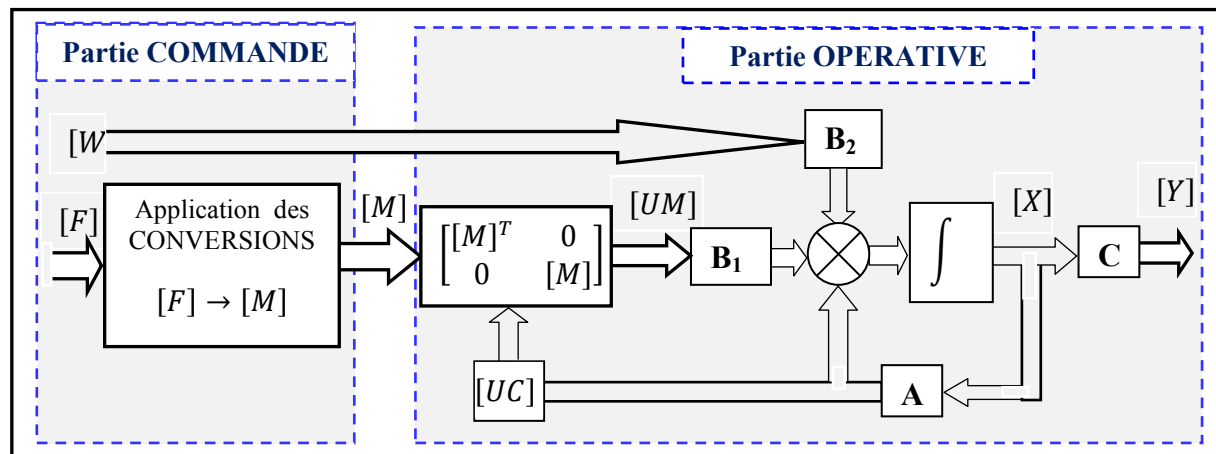


Figure 3.8: Modèle de connaissance du convertisseur à interrupteurs totalement commandés.

III.4.1.2. Modèle généralisé en vue de la commande: La fonction génératrice

La partie opérative du modèle de connaissance fait intervenir des variables de nature différente: des variables discrètes (f_{ic} , m_{ic}) et des variables continues ($[X]$). Le passage d'un type de variable à l'autre est réalisé par les éléments intégrateurs (selfs, condensateurs) à l'origine des grandeurs d'état. [FRA96-a] [FRA96-b]

Afin d'unifier la partie opérative, on introduit la notion de fonction génératrice qui vise à obtenir une modélisation en valeur moyenne des variables discrètes ainsi, on note $mg_{ic}(t)$, la fonction continue appelée fonction génératrice de conversion qui représente la valeur

moyenne de la conversion m_{lc} , réalisée au cours d'une période d'échantillonnage (Te) supposée de durée infiniment petite, soit :

$$mg_{lc}(t) = \left[\frac{1}{Te} \int_{k.Te}^{(k+1).Te} m_{lc}(t).dt \right] \quad \text{avec } Te \rightarrow 0 \text{ et } k \in \mathbb{N} \quad (3.21)$$

$$mg_{lc} \in [-1, 1] \text{ et } m_{lc} \in \{-1, 0, 1\}$$

De manière similaire, à une fonction de connexion $f_{lc}(t)$, on peut associer une fonction génératrice de connexion $fg_{lc}(t)$. La relation (3.8) étant linéaire, sa forme généralisée:

$$mg_{lc}^l = fg_{lc} - fg_{LC} \quad (3.22)$$

Par ailleurs, si l'évolution du courant is est très lente pendant la période d'échantillonnage (Te), les relations (3.3) et (3.7) deviennent linéaires par période [CAM97], de sorte que :

$$[I] = [F_g] \cdot [Is] \quad (3.23)$$

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_{(L-1)} \end{bmatrix} = [Mg^l] \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ \vdots \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

On obtient un modèle entièrement continu de la Partie Opérative qui fait apparaître des grandeurs intermédiaires issues d'une intégration (figure 3.9).

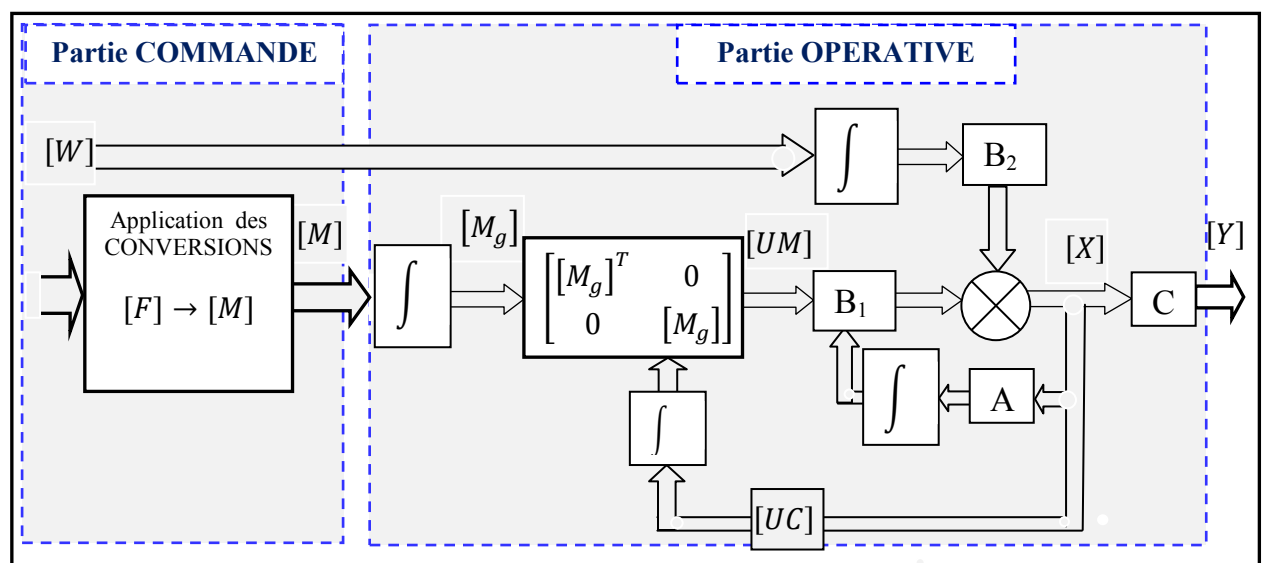


Figure 3.9: Modèle de connaissance généralisé du convertisseur à interrupteurs totalement commandés.

La notion de génératrice vise donc à obtenir une modélisation en valeur moyenne des variables discrètes afin d'unifier la description du fonctionnement de la Partie Opérative sous une forme *entièrement continue*. En effet, la valeur *moyenne* des grandeurs modulées (regroupées dans $[UM]$) a pour expression :

$$\frac{1}{T_e} \int_{k.T_e}^{(k+1).T_e} \begin{bmatrix} [M(t)^T] & [0] \\ [0] & [M(t)] \end{bmatrix} \cdot [UC(t)] dt \quad (3.25)$$

Si les grandeurs issues des sources (regroupées dans $[UC]$) sont constantes au cours de la période T_e , comme nous l'avons précisée précédemment, on aura comme résultat:

$$\frac{1}{T_e} \begin{bmatrix} [M_g(k.T_e)^T] & [0] \\ [0] & [M_g(k.T_e)] \end{bmatrix} ([UC((k+1).T_e)] - [UC(k.T_e)]) \quad (3.26)$$

Remarque :

L'indice g à l'indexe d'une fonction, lui confère le caractère de génératrice, ainsi, $[Mg]$ est la matrice formée des fonctions génératrices de conversion. A ne confondre donc avec g_{lc} qui est la commande externe à appliquer au composant situé à l'intersection de la ligne l et de la colonne c .

III.4. 2. Modèle de commande

L'analyse de commande de tout processus repose sur une analyse préalable des dépendances entre *grandeurs à contrôler et grandeurs de contrôle*.

La conception de l'axe de contrôle ne peut être envisageable qu'à la condition de posséder un modèle de représentation des dépendances entre grandeurs à contrôler et grandeurs de contrôle. L'approche par graphes informationnels constitue une aide efficace dans cette démarche. [FRA96-a][FRA96-b]. Une particulière attention est donnée « en annexe B » à cette approche pour la conception de la structure de l'axe de contrôle.

L'axe de commande se développe en trois blocs fonctionnels décrits dans les bibliographies [CAM97], [FRA96-b] et [GUI94] et est représenté par la figure 3.10 :

- un bloc de commande algorithmique qui élabore les fonctions génératrices de conversion, assimilé à R_{ass} (asservissement des variables de sortie $[Y]$ à des grandeurs de références $[Y_{réf}]$),

- un modulateur qui fixe la période de fonctionnement et permet de générer les fonctions de conversion ($R_{Mg,M}$) à partir de divers paramètres tels que la fréquence de modulation, la position des impulsions,
- un générateur de connexions qui, à partir des fonctions génératrices de conversion, détermine les fonctions génératrices de connexion (assimilé à une relation $R^{-1}_{F,M}$ déterminant les états des interrupteurs idéalisés). Une étude détaillée de la synthèse des fonctions de connexion est présentée en annexe C.

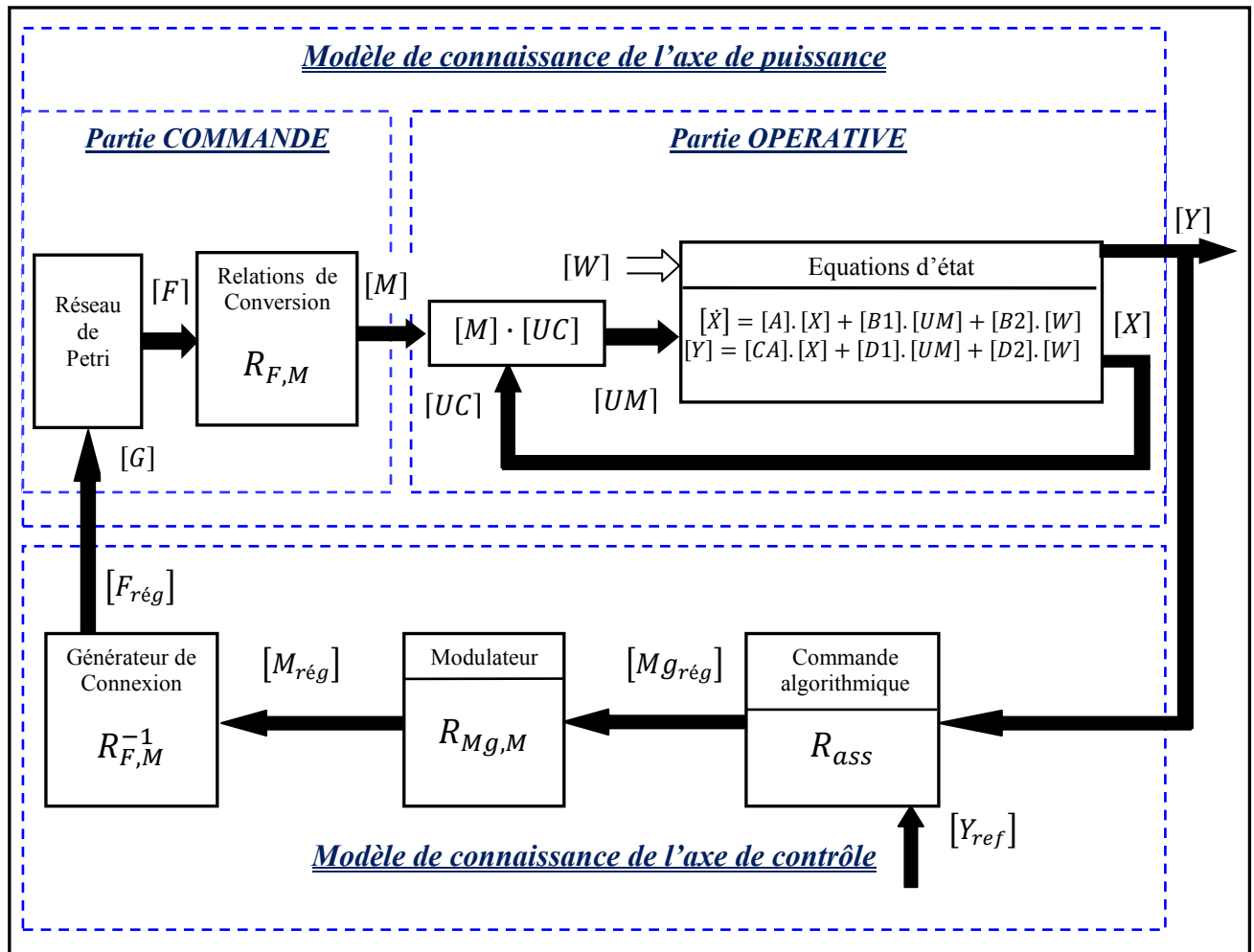


Figure 3. 10: Organisation fonctionnelle de l'ensemble: Axe de puissance-Axe de contrôle.

III.5. Techniques de modulation

La matrice $[M]$ pouvant prendre différentes valeurs au cours du temps, notons $[M(t)]$, l'évolution temporelle de l'ensemble des fonctions de conversion. Cette évolution est étudiée au cours d'un intervalle de temps $k \cdot T_m < t < (k + 1)T_m$ où T_m est la période de

modulation. Rappelons que la fonction génératrice de conversion est définie par la valeur moyenne d'une fonction de conversion au cours de cet intervalle de temps par (3.21), soit :

$$mg_{lc}(t) = \left[\frac{1}{Tm} \int_{k.Tm}^{(k+1).Tm} m_{lc}(t). dt \right]_{Tm>0} \quad \text{avec } k \in N$$

L'ensemble de ces valeurs moyennes est regroupé dans une matrice notée $[Mg(t)]$. Inversement, l'objectif du modulateur est de générer la matrice de conversion $[M]$ à partir de la connaissance des grandeurs de réglage $[Mg_{rég}]$ telle que $[Mg_{rég}] = [Mg]$. En pratique, différents types de modulateurs sont utilisés et sont classés selon que la période de modulation est constante ou variable au cours du temps.

III.5.1. Modulateurs de période constante

Ce type de modulateur impose une fréquence de conversion constante. Divers modulateurs sont utilisés en pratique, en particulier le modulateur de largeur d'impulsion MLI

III.5.1.1. Modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La technique de modulation de largeur d'impulsion est largement utilisée pour générer des signaux modulés sinusoïdaux à partir d'un signal modulant constant.

La commande par MLI consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible, et de rapport cyclique variable dans le temps [AIM03]. L'évolution temporelle du rapport cyclique de chaque interrupteur est déterminée par un signal modulant généralement sinusoïdal. Les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant. Chaque interrupteur commute à une fréquence imposée par celle de la porteuse et notée f_{dec} .

Si la fréquence de découpage f_{dec} est un multiple de f_0 (fréquence du fondamental), on dit que la MLI est synchrone.

Lorsque la fréquence f_{dec} n'est pas multiple de f_0 , la MLI est dite asynchrone.

- **Principe**

La technique de commande M.L.I met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence du convertisseur (modulatrice) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à

fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs [ALA02]. Le schéma de principe est donné par la figure 3.11.

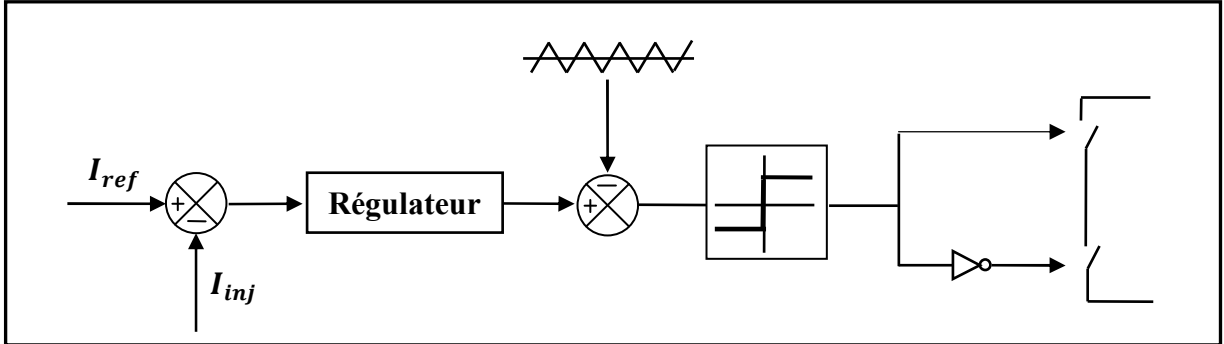


Figure 3.11 : Principe de commande des courants par M.L.I.

- Différents types de MLI

La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la M.L.I. à échantillonnage naturel dite intersective. Cette technique de M.L.I. est dite de modulation naturelle car les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre l'onde triangulaire de période T_m et le signal sinusoïdal de $m_{rég}$. (figure 3.12). A ces instants, le signal de modulation ($m(t)$) a pour valeur moyenne sur T_m la valeur de $g_{rég}$ à l'instant d'intersection. Le signal mg contient les paramètres: hauteur et largeur.

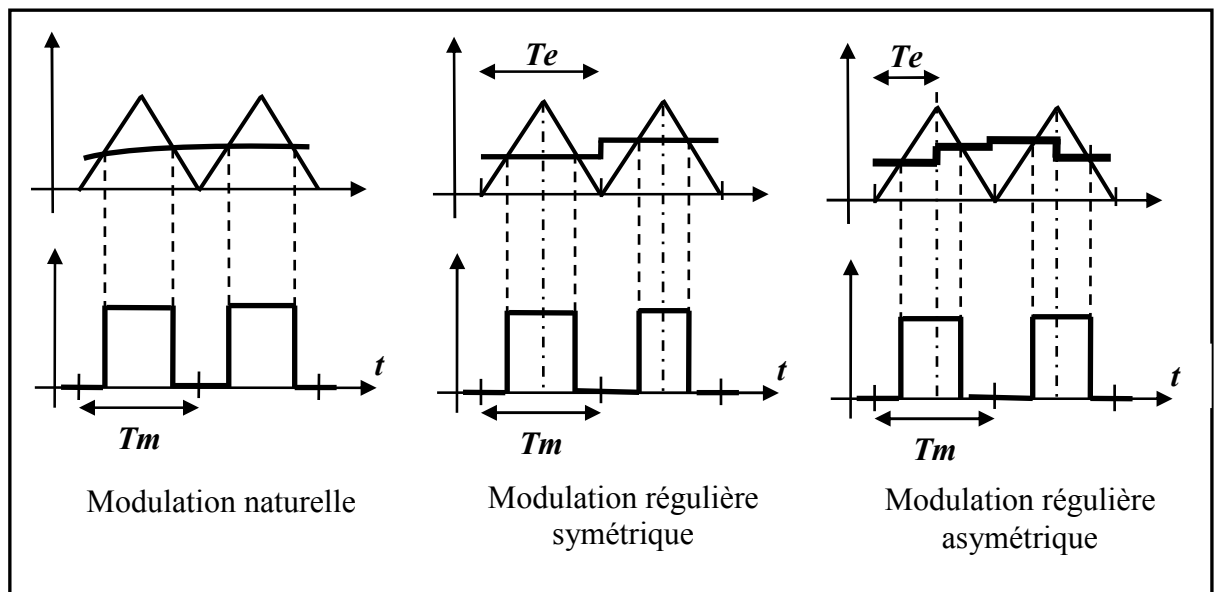


Figure 3.12: Différents types de modulations sinus-triangle. [FRA96]

D'autres techniques de MLI existent également dans la littérature comme la MLI à échantillonnage régulier où le signal $m_{grég}$ (la référence) est échantillonné et bloqué sur une période T_e (figure 3.12). Suivant le rapport entre T_e et T_m , on peut distinguer deux méthodes:

- la MLI à échantillonnage régulier symétrique où la référence est échantillonnée à chaque période de la porteuse : $T_m = T_e$,
- la MLI à échantillonnage régulier asymétrique où la référence est échantillonnée à la demi-période de la porteuse : $T_m = 2.T_e$.

Si la fréquence d'échantillonnage devient très petite ($T_e \rightarrow 0$), cette modulation se rapproche de la modulation naturelle.

Plus récemment, nous avons vu apparaître une technique de commande, dite commande à modulation vectorielle. Cette dernière diffère des techniques présentées précédemment par le fait qu'elle ne s'appuie pas sur des modulations appliquées à chacun des interrupteurs.

Finalement, nous avons choisi, dans la suite de notre étude, la technique de commande à MLI à échantillonnage naturel. Cette technique représente en réalité la MLI analogique et pourra être employée dans la partie de simulation profitant en cela de sa facilité de modélisation.

III.5.2. Modulateurs de période variable

Ce type de modulateur est caractérisé par une dynamique de la période de modulation T_m générée par un organe non linéaire. Le terme T_m n'étant plus une constante. On cite comme modulateur de ce type : le relais à hystérésis.

III.5.2.1. Relais à hystérésis

Le relais à hystérésis utilisé comme modulateur est caractérisé par une dynamique de la période de modulation T_m générée par un organe non linéaire. La période T_m n'étant plus une constante. Ce type de modulateur impose une commutation de la fonction de conversion $m(t)$ sur deux états selon la loi de modulation suivante :

$$\begin{aligned} m(t) &= -1 \text{ si } m_g(t) > 0 \\ m(t) &= +1 \text{ si } m_g(t) < 0 \end{aligned} \quad (3.27)$$

Bien que ce modulateur soit matériellement facile à réaliser (figure 3.13), sa commande est difficile à établir pour une dynamique souhaitée des grandeurs de sortie.

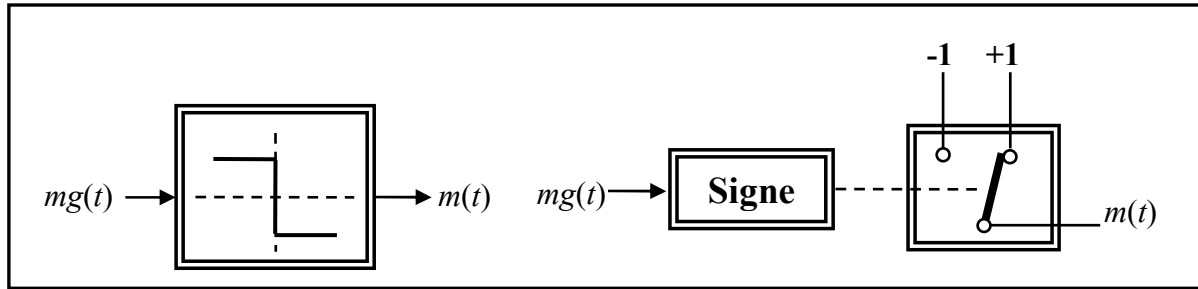


Figure 3.13 : modélisation du relais à hystérésis. [FRA96]

- **Principe**

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existant entre le courant de référence et le courant produit par convertisseur [ALA02]. L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande. Le principal atout de cette technique est la simplicité de sa mise en œuvre (figure 3.14).

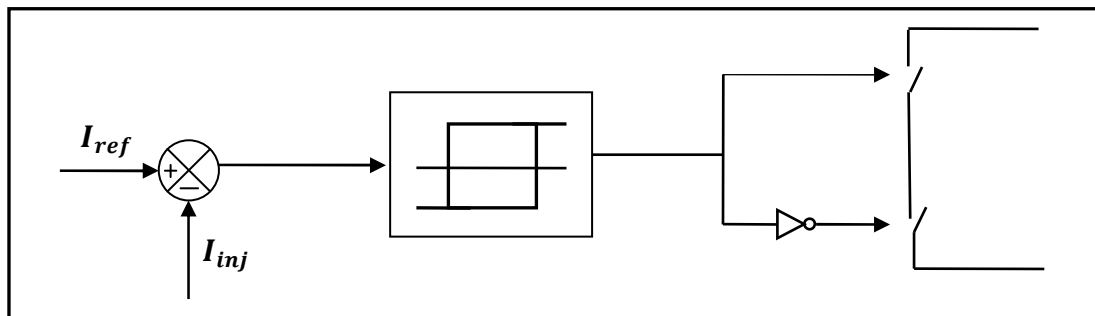


Figure 3.14 : Principe de la commande par hystérésis

En revanche, les commutations évoluant librement sur des courbes décalées de $\pm \Delta$ à l'intérieur de la bande d'hystérésis (figure 3.15), on ne peut maîtriser correctement le spectre haute fréquence dû aux fréquences de commutations.

Afin de résoudre ce problème de la maîtrise des fréquences de commutation et de sa répercussion sur les interrupteurs, une autre stratégie de commande peut être proposée à savoir la commande par hystérésis modulée. Mais dans cette stratégie de commande, il est difficile de définir la largeur de la bande de l'hystérésis. De plus, le fonctionnement avec une fréquence de commutation quasi fixe nous empêche de conserver l'avantage d'une rapidité illimitée obtenue par la commande par hystérésis.

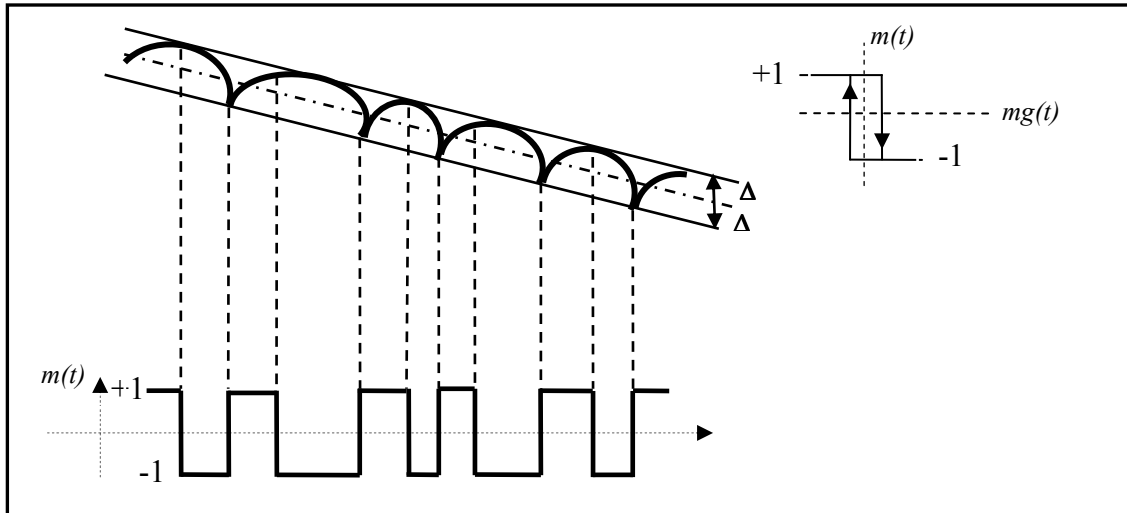


Figure 3.15: Génération de la modulation $m(t)$. [FRA96]

III.6. Convertisseur matriciel monophasé

III.6.1. Structure

Un convertisseur matriciel monophasé est un convertisseur de fréquence direct, générant une tension variable en amplitude et en fréquence à partir d'une tension fixe du réseau d'alimentation. Un circuit intermédiaire continu n'est pas nécessaire. [SHU98]

La structure du convertisseur, c'est à dire la place et le nombre des interrupteurs est déterminé à partir de la connaissance d'un cahier des charges. [FRA96]

Le convertisseur matriciel monophasé est caractérisé par une topologie matricielle de quatre commutateurs de puissance bidirectionnels reliant la tension d'entrée à la charge. Le schéma de principe du SPMC (Single-Phase Matrix Converter) est montré par la figure 3.16. Les commutateurs de puissance (supposés idéaux) de la matrice S1, S2, S3, S4 sont bidirectionnels, ils permettent de conduire le courant dans les deux sens, ainsi que de bloquer les tensions de deux polarités. [SHU98][ZUC97]

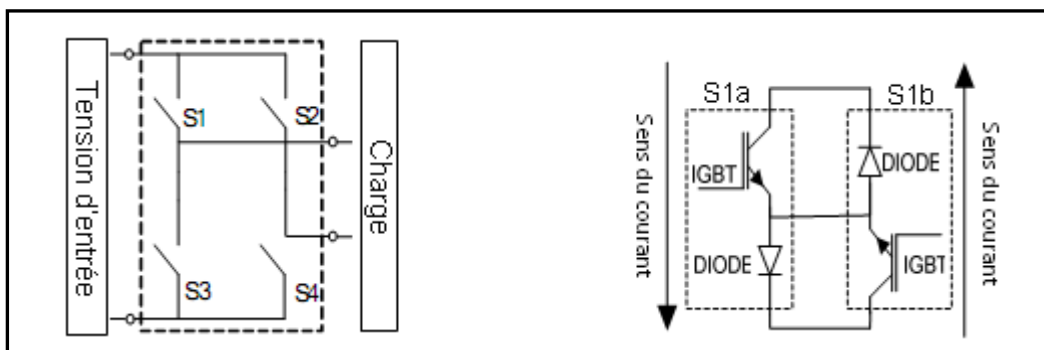


Figure 3.16: Structure du SPMC, Module d'Interrupteur bidirectionnel. [IDR05]

III.6.2. Fonctionnement

A partir de la topologie du convertisseur on constate l'existence de deux cellules de commutation (figure 3.16) et chacune d'elles porte deux interrupteurs. D'après les théories de probabilité on peut donc avoir 2^4 configurations possibles, car le convertisseur possède quatre interrupteurs et chacun peut être à l'état ouvert ou fermé.

Puisque le convertisseur idéalisé est un élément de couplage, le respect du principe de causalité conduit à des règles précises concernant le groupement d'interrupteurs formant le convertisseur (§ III.2.1).

On déduit que pour chaque cellule un et un seul commutateur doit être fermé, se qui réduit le nombre de configurations possibles à 2^2 . Les quatre configurations retenues sont montrées par la figure 3.17.

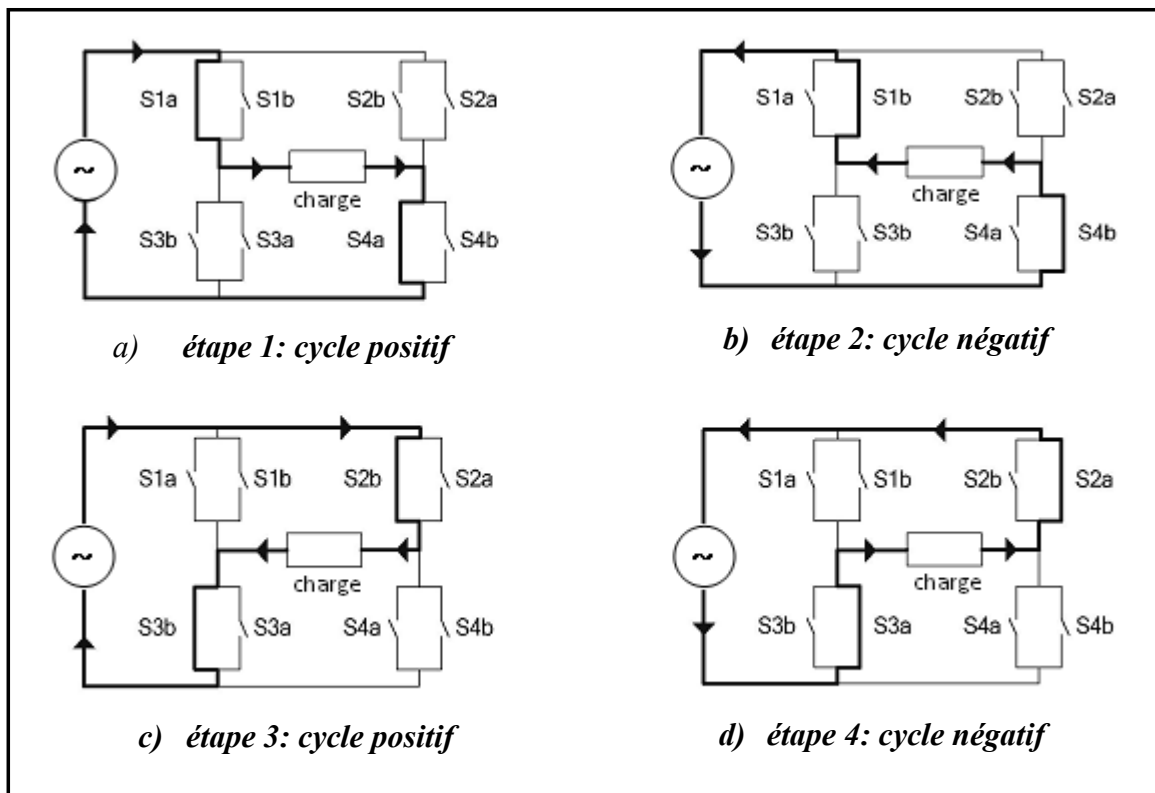


Figure 3.17: Représentation des 4 configurations du convertisseur monophasé / monophasé. [HAN06] [IDR05]

III.6.3. Représentation matricielle

La représentation générale des convertisseurs matriciels et les notations associées conduisent (§ III.2.2.) à la figure 3.18 respective à un convertisseur monophasé / monophasé

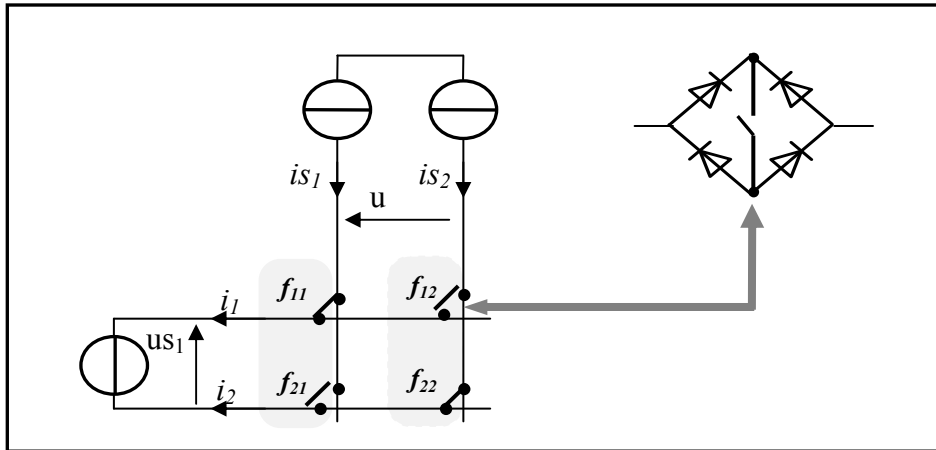


Figure 3.18: Représentation du convertisseur monophasé / monophasé

Les interrupteurs sont supposés idéaux :

- La commutation est supposée parfaite,
- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation.

III.6.4. Génération des connexions

A partir de la représentation du convertisseur, on sait qu'il faut faire correspondre aux deux colonnes de la matrice de connexion deux fonctions de commutation dont leurs indices sont les numéros de chaque colonne : FC_1 et FC_2 .

La matrice de connexion possédant deux lignes, chaque fonction de commutation possédera deux valeurs numériques correspondant à l'indice de la ligne où se trouve l'interrupteur fermé (figure 3.19).

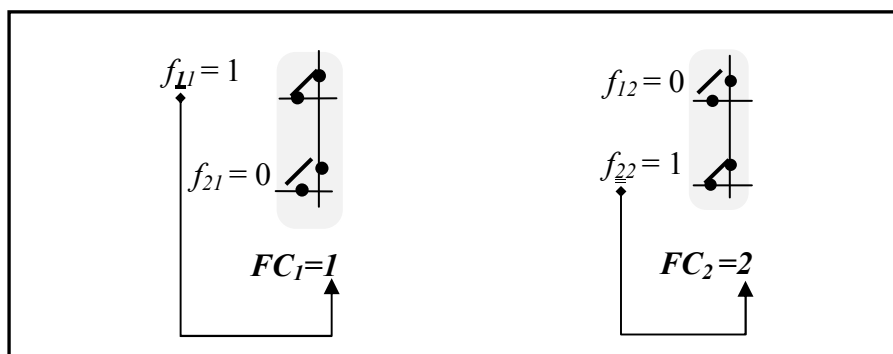


Figure 3.19: Codage des fonctions de commutation

Inversement, à partir de la connaissance des valeurs de FC_1 et FC_2 , on détermine les valeurs binaires des fonctions de connexion qui constituent la relation $R_{FC,F}$,

FC_1	f_{11}	f_{21}
1	1	0
2	0	1

FC_2	f_{12}	f_{22}
1	1	0
2	0	1

Tableaux 3.1: Correspondance entre fonctions de connexion et fonctions de commutation

III.6.5. Conversion des courants

Les courants sont convertis selon la relation (3.3) $[I] = [F].[Is]$. Etant donné que le convertisseur est monophasé en tension (L=2) / monophasé en courant (C=2), la matrice $[F]$ est donc une matrice (2x2) qui s'écrit :

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ is_2 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

On fait apparaître la matrice de conversion en agrégeant d'une composante les vecteurs courant :

$$[i_1] = [M^I].[is_1] \quad (3.29)$$

La matrice de conversion est alors une matrice contenant une seule fonction de conversion notée m , $[M^I] = [M^I_{11}] = m$. Les valeurs numériques de $[M^I]$ sont trouvées directement en appliquant la formule (3.11), d'où :

$$[M^I] = [M^I_{11}] = [(f_{11} - f_{12})] \quad (3.30)$$

Ces valeurs figurent dans le tableau 3.2.

FC_1	FC_2	f_{11}	f_{21}	f_{12}	f_{22}	M^I
1	1	1	0	1	0	0
1	2	1	0	0	1	1
2	1	0	1	1	0	-1
2	1	0	1	0	1	0

Tableau 3.2: Valeurs numériques de $[M^I]$.

Pour déterminer les fonctions de commutation à partir de la matrice de conversion des courants, on applique la formule générale (C.21) :

$$\begin{bmatrix} FC_1 \\ \vdots \\ FC_C \end{bmatrix} = POS\left(\left([Q][M^I] \cdot ([R]^T \cdot [R])^{-1} \cdot [R]^T\right)^T\right) \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ \vdots \\ L \end{bmatrix} + \left(\prod_{i=1, c=1}^{(L-1), (C-1)} |m_{ic}^I| - 1 \right) \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \vdots \\ \beta \end{bmatrix}$$

$\beta \in \{1, \dots, L\}$.

Pour $L=2$ et $C=2$, cette relation devient :

$$\begin{bmatrix} FC_1 \\ FC_2 \end{bmatrix} = [POS([Q] \cdot [M^I] \cdot ([R]^T \cdot [R])^{-1} \cdot [R]^T)]^T \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix} + |m_{ic}^I| - 1 \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \beta \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

avec $\beta \in \{1, 2\}$.

Remarque : la lettre **C** suivie de numéros, entre parenthèses, correspondent respectivement à l'annexe et l'ordre de la formule.

La matrice $[Q]$ est de dimension (2×1) et est définie par **(C.6)** La matrice $[R]$ est de dimension (2×1) et est définie par **(C.8)**, soit :

$$\begin{aligned} [Q] &= \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \\ [R] &= \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.32)$$

En remplaçant les matrices $[Q]$ et $[R]$ par leurs valeurs, la formule (3.30) sera :

$$\begin{bmatrix} FC_1 \\ FC_2 \end{bmatrix} = \left[POS \left(\begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \cdot [M] \cdot \left(\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \right)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 \end{bmatrix} \right)^T \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix} + |m| - 1 \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \beta \end{bmatrix} \right]$$

$$\begin{bmatrix} FC_1 \\ FC_2 \end{bmatrix} = \left[POS \left(\begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \cdot [M] \cdot \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 \end{bmatrix} \right)^T \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix} + |m| - 1 \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \beta \end{bmatrix} \right]$$

$$\begin{bmatrix} FC_1 \\ FC_2 \end{bmatrix} = \left[POS \left(\frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} m & -m \\ -m & m \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix} + |m| - 1 \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \beta \end{bmatrix} \right]$$

D'où :

$$\begin{aligned} [FC_1] &= POS\left(\frac{1}{2} \cdot m\right) + 2 \cdot POS\left(-\frac{1}{2} \cdot m\right) + \beta \cdot |m| - 1 \\ [FC_2] &= POS\left(-\frac{1}{2} \cdot m\right) + 2 \cdot POS\left(\frac{1}{2} \cdot m\right) + \beta \cdot |m| - 1 \end{aligned} \quad (3.33)$$

Vérification : En remplaçant m par les valeurs $\{-1, 0, 1\}$, on trouve pour les fonctions de commutation les valeurs représentées dans le tableau 3.3.

m	$POS\left(\frac{1}{2}.m\right)$	$POS\left(-\frac{1}{2}.m\right)$	FC_1	FC_2
-1	0	1	2	1
0	0	0	β	β
1	1	0	1	2

Tableau 3.3: Valeurs numériques des fonctions de commutation générées.

III.6.6. Conversion des tensions

Les conversions entre tensions composées sont données par la relation (3.17):

$$[u_1] = [M^U]. [us_1] \text{ avec } [M^U] = [M^I]^T$$

On a donc : $[M^U] = m$ et :

$$u_1 = m.us_1 \tag{3.34}$$

La matrice de conversion étant réduite à un scalaire, les fonctions de conversion des courants sont identiques aux fonctions de conversion des tensions. L'obtention des fonctions de connexion est, par conséquent, identique à la représentation schématique de la figure 3.20.

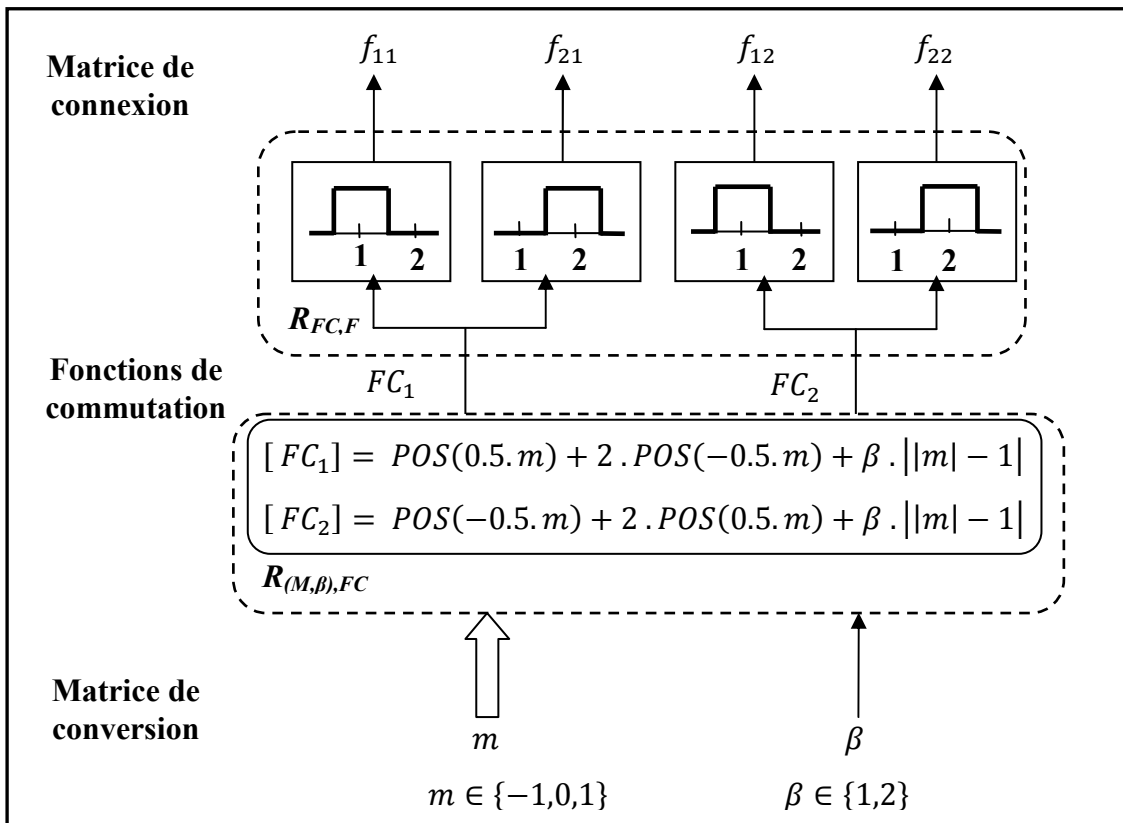


Figure 3.20 : Passage de la matrice de conversion à la matrice de connexion. [FRA96]

III.6.7. Détermination du paramètre β

III.6.7.1. Intérêt du paramètre β

Pour un convertisseur polyphasé, lorsque toutes les fonctions de conversion sont nulles, c'est-à-dire que $[M^l] = [0]$ (où $[0]$ est une matrice $(L - 1) \times (C - 1)$ ne contenant que des éléments nuls), ce cas, qui correspond au découplage des sources (sources de courants fermées et sources de tension ouvertes), est obtenu en fermant tous les interrupteurs d'une ligne l , c'est-à-dire pour :

$$FC_1 = FC_2 = \dots FC_c = \dots FC_C = l \text{ avec } 1 \leq l \leq L \quad (3.35)$$

Ainsi, il existe L solutions en ce qui concerne $[FC]$ pour réaliser $[M^l] = [0]$. Cette relation *non-causale n'est donc pas bijective* et pour atteindre toutes les valeurs de $[FC]$, il est nécessaire d'introduire une variable externe β de L états [FRA96-a][FRA96-c]. Comme le précise la figure 3.20, on établit alors une relation entre le couple $([M_{rég}], \beta)$ et $[FC_{rég}]$. La notion de bijectivité permet de confondre le domaine de définition de $[FC_{rég}]$ avec celui de $[FC]$.

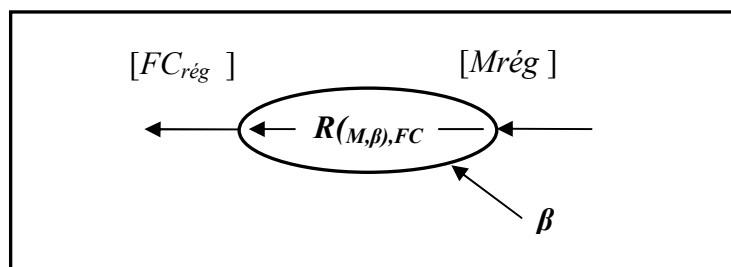


Figure 3.21: Introduction de β pour l'inversion de $R_{FC,M}$

III.6.7.2. Principe

Le graphe de causalité de la figure 3.21 montre que la variable β est un paramètre de réglage interne dont la valeur n'influe pas sur les fonctions de conversion et donc sur la fonctionnalité du convertisseur mais un choix judicieux de sa valeur, appartenant à $\{1, \dots, L\}$, permet une utilisation optimale des semi-conducteurs par une répartition des commutations sur l'ensemble des interrupteurs. [FRA96-a][FRA96-c].

En considérant une séquence de commande d'interrupteurs, partant d'un état de départ $[FC_1 FC_2]$ à un état d'arrivée $[FC_1 FC_2]$ contenant l'état intermédiaire $[\beta \beta]$, on détermine le choix de β qui conduit à un nombre minimal de commutations lors de l'exécution de cette séquence.

Pour le convertisseur monophasé/monophasé, $\beta \in \{1, 2\}$, le nombre de commutations effectuées lors du passage d'un état de départ $[FC_1 \ FC_2]$ à l'état $[\beta \ \beta]$ peut varier. Pour recenser le nombre de commutations, on construit un tableau, possédant deux paramètres d'entrée : les états $[\beta \ \beta]$ correspondant à $[M^T] = [0]$ et les états de départ. Dans chaque case, on inscrit la distance de Hamming entre les états correspondants. Les résultats sont regroupés dans le tableau 3.4.

On rappelle que la distance de Hamming entre deux états est le nombre de valeurs numériques différentes entre ces deux états.

Etats de départ \ $[\beta \ \beta]$	$[1 \ 1]$	$[2 \ 2]$
	$[1 \ 2]$	1
$[2 \ 1]$	1	1

Tableau 3.4: Distance de Hamming par rapport à $[\beta \ \beta]$

Ce tableau montre que : Pour un convertisseur monophasé / monophasé, le paramètre β n'influe pas sur le nombre de commutations effectuées lors du passage entre deux états.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé des concepts de modélisation des convertisseurs statiques (interrupteur en commutation, cellule de commutation, assemblage de cellules de commutation et de sources) auxquels nous avons associé les notions de fonctions de connexion, de commutation et de conversion.

Pour pouvoir modéliser le convertisseur matriciel on a présenté les différentes configurations possibles en utilisant les réseaux de Pétri et les critères de commandabilité, on a montré également que le fait qu'on a modélisé l'interrupteur du convertisseur matriciel par deux diodes et deux transistors a réduit largement le nombre de configurations possibles du convertisseur matriciel.

Afin de commander le convertisseur matriciel, on a élaboré le modèle de connaissance du convertisseur en s'appuyant sur la modélisation du convertisseur matriciel ainsi que les fonctions de connexion et de conversion, puis on a donné le modèle de commande du convertisseur en utilisant la matrice génératrice de conversion pour que le modèle du convertisseur soit homogène (c'est-à-dire toutes les grandeurs sont continues).

Le chapitre qui suit est dédié à la commande de l'association convertisseur-lampe.

Chapitre IV : Commande du système Convertisseur-Ballast

Introduction

Toute approche de commande d'un système doit prendre en compte les deux contraintes suivantes :

- la réduction de la distorsion harmonique globale en régime permanent ;
- l'accès au réglage du fondamental de la tension de sortie à une valeur de référence.

Dans le but de générer le maximum de rayonnement UV à 253.7 nm à haut pouvoir *germicide* de la lampe, il faut d'abord assurer des conditions d'alimentation meilleures, soient :

- une forme d'onde proche de la sinusoïde afin d'avoir bonne source de courant (moins polluante possible) ;
- un courant efficace relativement stable vis-à-vis du changement de température.

Le présent chapitre fait l'objet de travaux de simulation de la lampe afin d'étudier le comportement dynamique du système et réguler ensuite la valeur efficace du courant d'arc de la lampe. Dans ce contexte, deux régulateurs sont utilisés séparément :

- un régulateur classique **PI** ;
- un régulateur **GPC** sous forme polynômiale **RST**.

IV.1. Description du circuit de puissance

Le circuit considéré (figure 4.1-a) est constitué d'une source de tension, d'une bobine d'inductance L et de résistance R formant le secondaire du transformateur d'isolement, d'un commutateur de courant "parfait" composé d'interrupteurs idéaux et bidirectionnels, alimentant la lampe à décharge se comportant comme une charge inductive composée d'une inductance L_{ch} en série avec une résistance R_{ch} . Ce commutateur est commandé à la fréquence de 50 kHz.

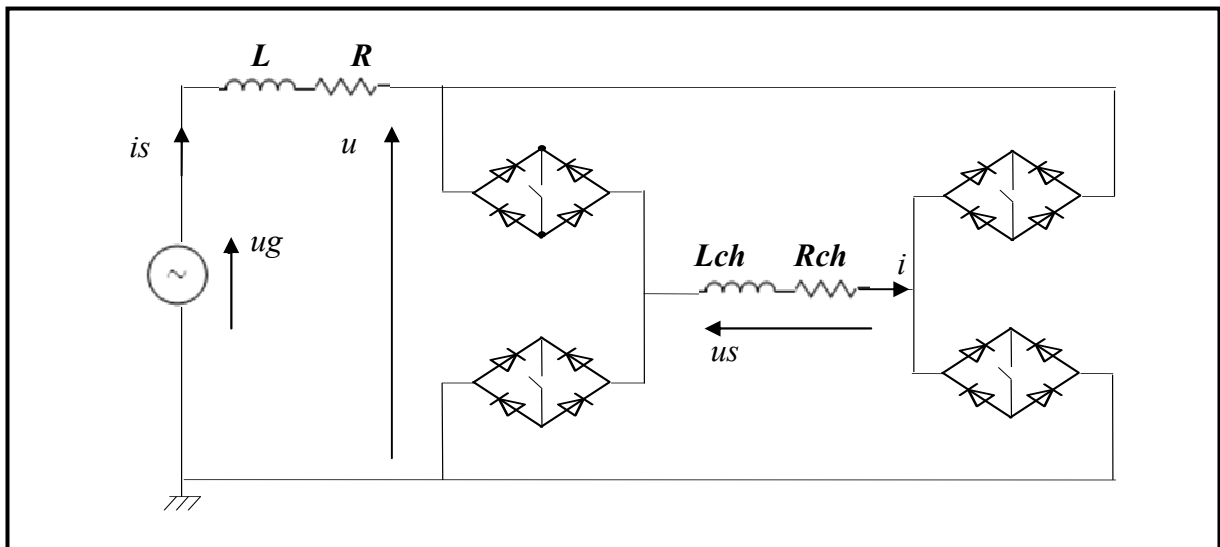


Figure 4.1-a: Schéma du dispositif de puissance

La représentation générale des convertisseurs directs matriciels que nous avons adoptés (chapitre 3) ainsi que les notations associées conduisent à la figure 4.1-b correspondant au dispositif étudié.

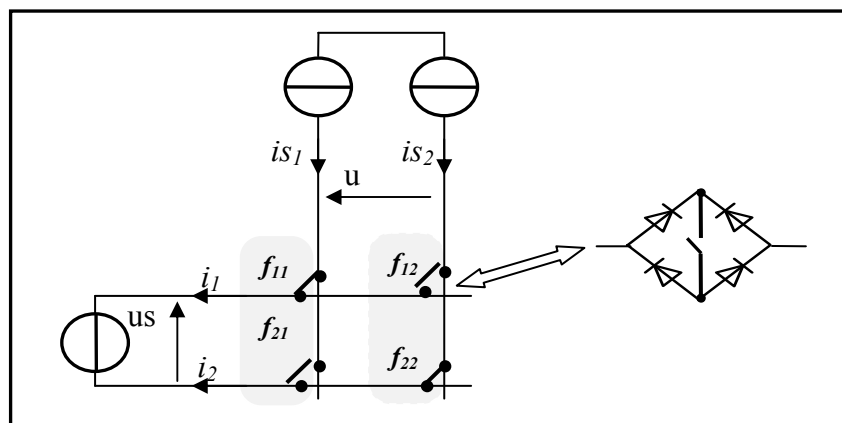


Figure 4.1-b: Représentation matricielle.

La figure ci-dessous (4.1-c) montre qu'à la fréquence de fonctionnement (50KHz), la lampe à décharge en étude se comporte comme une charge inductive ($\varphi = +16.75^\circ$), d'où alors la représentation de la figure 4.1-a.

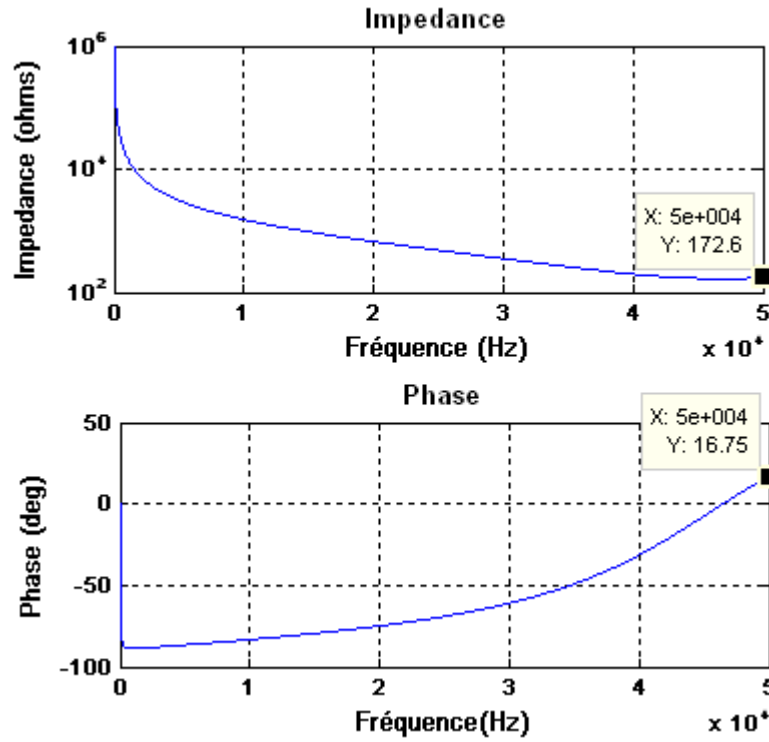


Figure 4.1-c: comportement de la lampe à la fréquence de fonctionnement.

Les relations (3.29), (3.30) et (3.34) du chapitre 3, constituent une modélisation discrète du fonctionnement des interrupteurs. La partie continue de l'axe de puissance est constituée des équations d'état suivantes :

$$\begin{bmatrix} \dot{i} \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-Rch}{Lch} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i} \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{Lch} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ us \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u \\ us \end{bmatrix} u_g \quad (4.1a)$$

En regroupant les grandeurs modulés (u, i) dans un même vecteur, comme $[M^U] = [M^I]^T = m$, l'expression des variables modulés en fonction des variables d'état sera :

$$\begin{bmatrix} u \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} us \\ is \end{bmatrix} \text{ ou encore } \begin{bmatrix} u \\ i \end{bmatrix} = m \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} us \\ is \end{bmatrix} \quad (4.1-b)$$

Cette expression, associée aux équations d'état (4.1) et à la relation $R_{F,M}$ qu'on rappelle ici : $[M^I] = m = (f_{11} - f_{12})$, permet de déterminer le modèle de connaissance de l'axe de puissance.

IV.2. Commande en boucle ouverte

IV.2.1. Fonction de transfert du système en Boucle Ouverte

La fonction de transfert peut être obtenue en utilisant la conception d'un diviseur de courant classique au circuit électrique décrit au chapitre 2 (figure 2.8).

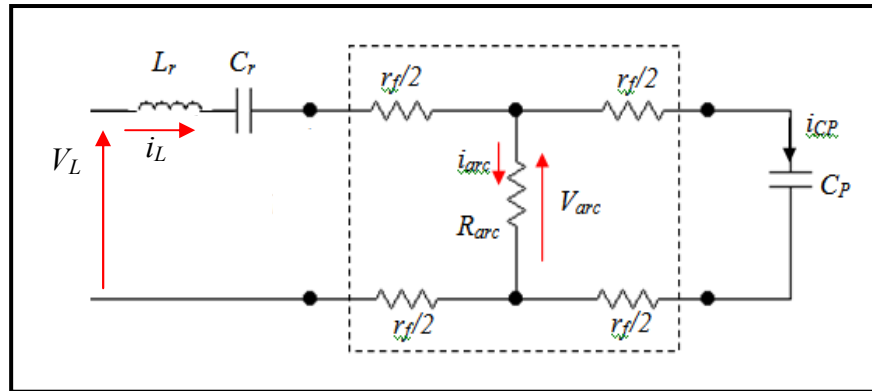


Figure 4.2: Schéma électrique du ballast

Les notations retenues des grandeurs électriques du ballast (lampe + circuit résonnant) sont :

- V_L : tension appliquée à la lampe (à la sortie du convertisseur)
- i_L : courant total de la lampe ;
- i_{arc} : courant d'arc de la lampe ;
- V_{arc} : tension d'arc de la lampe ;
- R_{arc} : résistance d'arc de la lampe ;
- i_{cp} : courant dans le condensateur d'amorçage.

L'impédance totale du système est donnée par :

$$Z(s) = \frac{(R_{arc} + r_f)L_r C_r C_p s^3 [r_f C_r C_p (2R_{arc} + r_f) + L_r C_r] s^2 + (R_{arc} + r_f)(C_r + C_p)s + 1}{[(R_{arc} + r_f)C_p s + 1]C_r s} \quad (4.2)$$

où s est l'opérateur de Laplace ;

$$L'équation de la maille donne : \quad V_L(s) = Z(s) \cdot I_L(s) \quad (4.3)$$

Par suite, la fonction de transfert du système en Boucle Ouverte (FTBO) est :

$$\frac{I_L}{V_L} = \frac{(r_f + R)C_r C_p s^2 + C_r s}{(R_{arc} + r_f)L_r C_r C_p s^3 + (L_r C_r + (2R_{arc} + r_f) \cdot r_f C_r C_p) s^2 + (R_{arc} + r_f)(C_p + C_r) s + 1} \quad (4.4)$$

Nous tenons à exprimer la fonction de transfert du système vis-à-vis du courant d'arc de la lampe I_{arc} dans le but de réguler ce courant plus loin. En appliquant le théorème du diviseur de courant, on aura :

$$I_{arc}(s) = \frac{\frac{1}{C_p s} + r_f}{R_{arc} + r_f + \frac{1}{C_p s}} \cdot I_L(s) ; \text{ soit: } I_{arc}(s) = \frac{r_f \cdot C_p s + 1}{(R_{arc} + r_f)C_p s + 1} \cdot I_L(s) \quad (4.5)$$

Par suite, le courant de la lampe $I_L(s)$ est:

$$I_L(s) = \frac{(R_{arc} + r_f)C_p s + 1}{r_f \cdot C_p s + 1} \cdot I_{arc}(s) \quad (4.6)$$

En injectant (4.5) dans (4.3), on aura la fonction de transfert suivante :

$$\frac{I_{arc}}{V_L} = \frac{r_f \cdot C_r C_p S^2 + C_r S}{(R_{arc} + r_f)L_r C_r C_p S^3 + (L_r C_r + (2R_{arc} + r_f) \cdot r_f C_r C_p)S^2 + (R_{arc} + r_f)(C_p + C_r)S + 1} \quad (4.7)$$

Les figures ci-dessous (1.2-a et 4.2-b) représentent respectivement les lieux des pôles et le diagramme de Bode du système en Boucle Ouverte. La réponse indicielle du système est donnée par la figure 4.4.

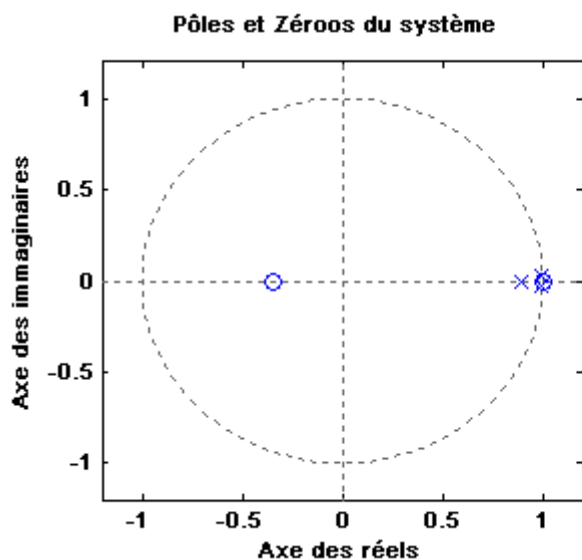


Figure 4.3-a: Lieux des pôles

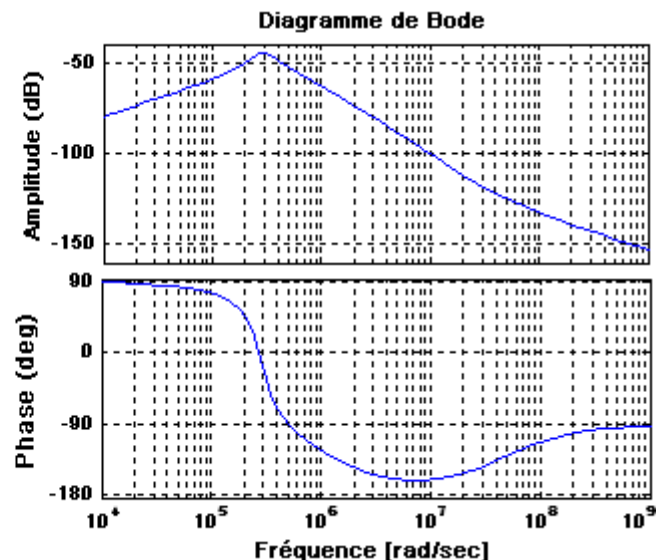


Figure 4.3-b: Diagramme de Bode en BO.

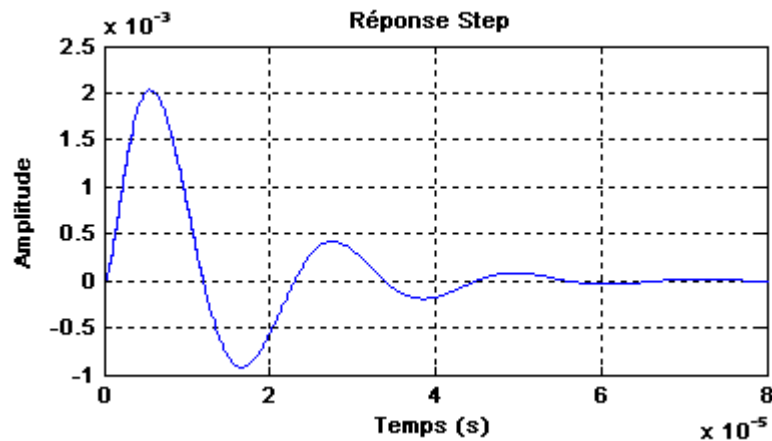


Figure 4.4: Réponse indiciale du système en BO.

La réponse à un échelon d'unité de la figure (4.3) montre que la courbe ne suit pas la référence (1). Ceci est dû à la présence du condensateur du circuit résonnant C_r (inséré en série dans le circuit). Ce condensateur ne laisse le courant circuler que pendant le temps de sa charge et de sa décharge qui est en pratique très minime, soit $0,125\mu\text{s}$ pour la charge ($t = 5\tau$ avec $\tau = r_f \cdot C_r$), ensuite il devient un interrupteur ouvert, ce qui explique le retour à zéro de la courbe.

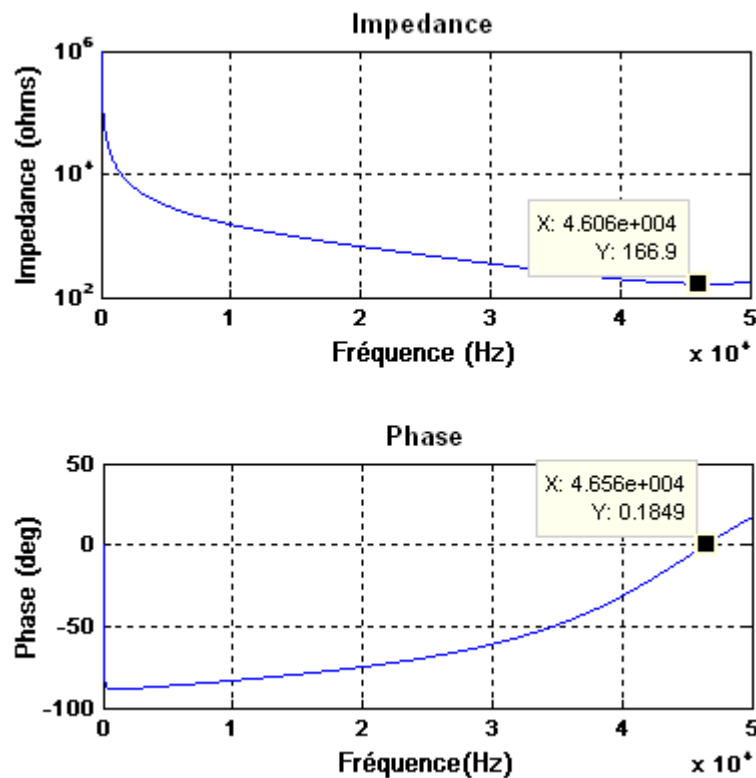


Figure 4.5: Fréquence de résonance du système.

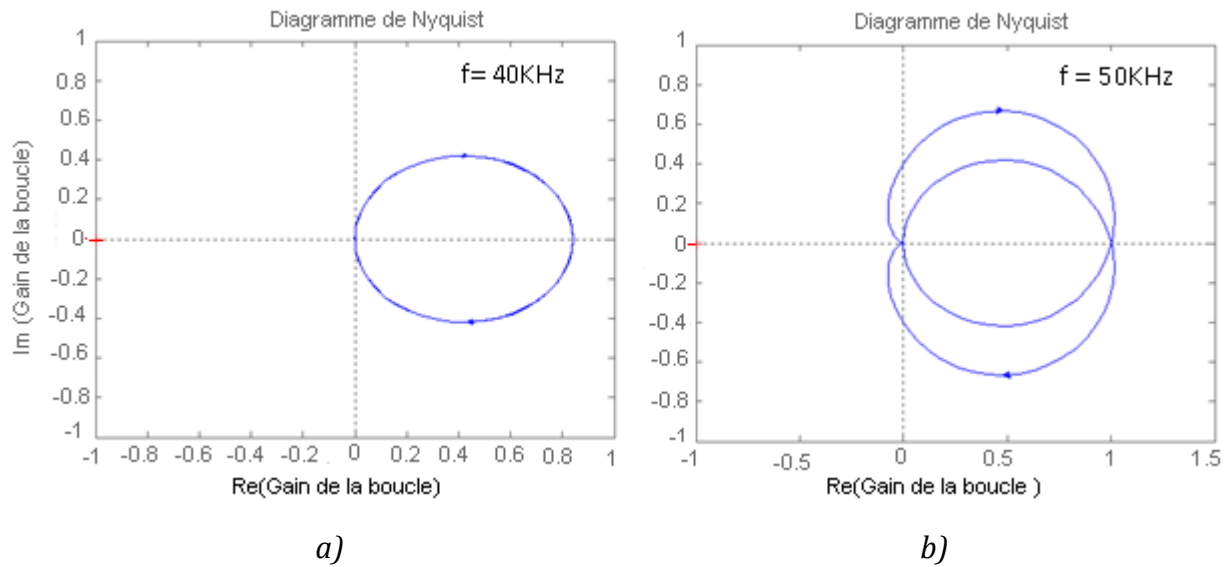


Figure 4.6: Diagrammes de Nyquist du système en BO pour 40KHz (a) et 50KHz (b).

Le diagramme de Nyquist de la figure 4.6-a indique que le système est oscillant à 40KHz alors que la figure 4.6-b indique qu'il est stable à 50 KHz. C'est cette fréquence qui va être retenue pour qui suit. La fréquence de résonance du système est de 46.5KHz (figure 4.5).

IV.2.2. Simulation du ballast

IV.2.2.1. Stratégie de modulation de la largeur d'impulsion à échantillonnage naturel

a. Paramètres caractéristiques de la stratégie

Cette stratégie de commande est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation m : c'est le rapport de la fréquence f_p de la porteuse avec la fréquence f_r de la référence, soit $m = f_p/f_r$.
- Le taux de modulation r : c'est le rapport de l'amplitude de la tension de référence avec l'amplitude de la tension de la porteuse, soit $r = V_{rm}/V_{pm}$.

b. Choix du taux de modulation : Caractéristique de réglage

Le réglage du taux de modulation « r » s'effectue de façon à avoir une linéarité avec la variation de la valeur efficace du courant d'arc de la lampe et du taux de distorsion d'harmoniques (THD). La figure 4.7 décrit ces variations.

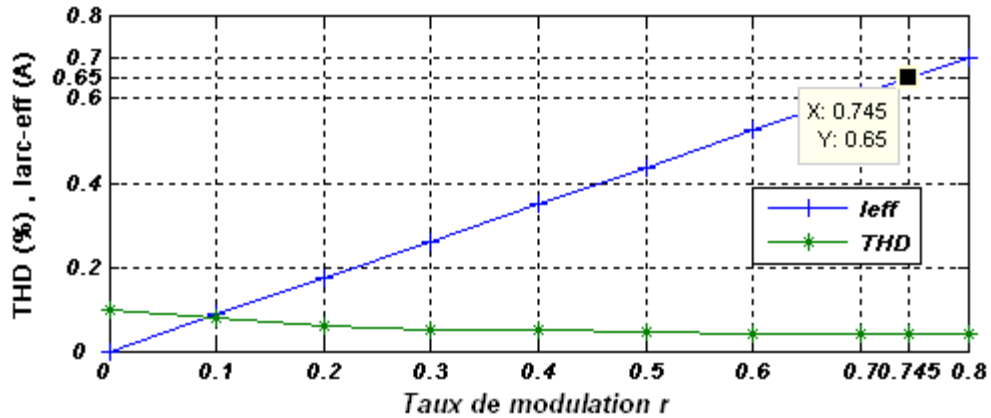


Figure 4.7: Réglage du taux de modulation « r »

Nous constatons que le taux de modulation r permet un réglage linéaire de l'amplitude du courant et par conséquent sa valeur efficace. D'autre part, le taux de distorsion d'harmoniques subit une diminution quand r augmente.

La valeur de ' r ' retenue pour le reste du travail est celle qui permet d'obtenir la valeur efficace du courant d'arc de la lampe I_{eff} désirée (0.65A), soit $r = 0.745$.

c. Choix de l'indice de modulation

L'indice de modulation m est choisit de manière à avoir une fréquence de la porteuse multiple fois celle de la référence. Ceci permet de multiplier le nombre d'intersection de la porteuse avec la référence et par suite le nombre de commutations des interrupteurs. Comme la fréquence désirée de la référence est trop élevée (50KHz), m doit être de même. Dans plusieurs travaux, notamment ceux des références [REZ07][DAH04], la valeur de m retenue pour la simulation est de 21. Nous allons donc garder cette valeur pour le reste du travail.

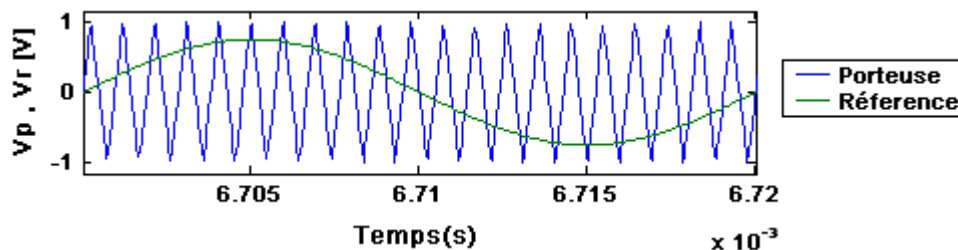


Figure 4.8: Signal de la MLI 'sinus-triangle naturelle' pour $m=21$, $r=0.745$ et $f_p = 50\text{KHz}$

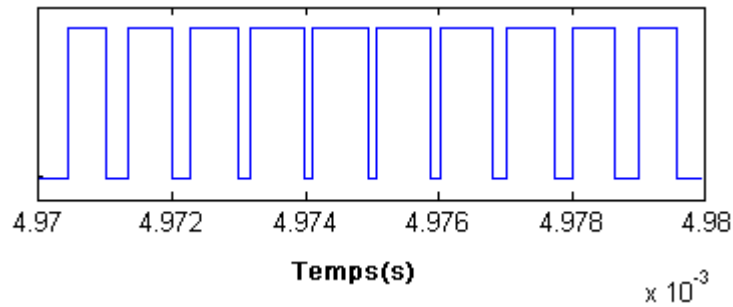


Figure 4.9: Séquence de commande d'un interrupteur réalisé par la MLI.

d. Résultats de simulation

Afin d'étudier le comportement de l'association lampe-convertisseur, on simule et on visualise le courant et la tension d'arc de la lampe ainsi que leurs spectres d'harmoniques pour la fréquence désirée (50KHz). Les figures ci-dessous décrivent ce comportement. Une attention est donnée pour le courant total, le courant de filament et la tension de la lampe afin de pouvoir les comparer avec les résultats obtenus précédemment et décrits dans la référence [AIS05].

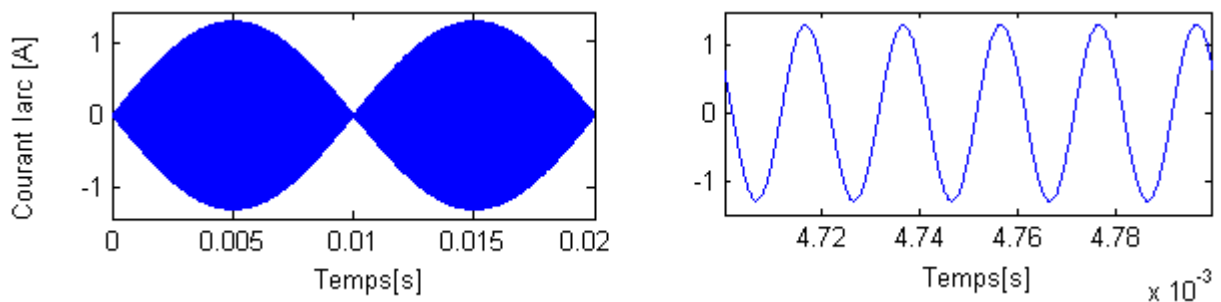


Figure 4.10-a: forme d'onde du courant d'arc de la lampe I_{arc} .

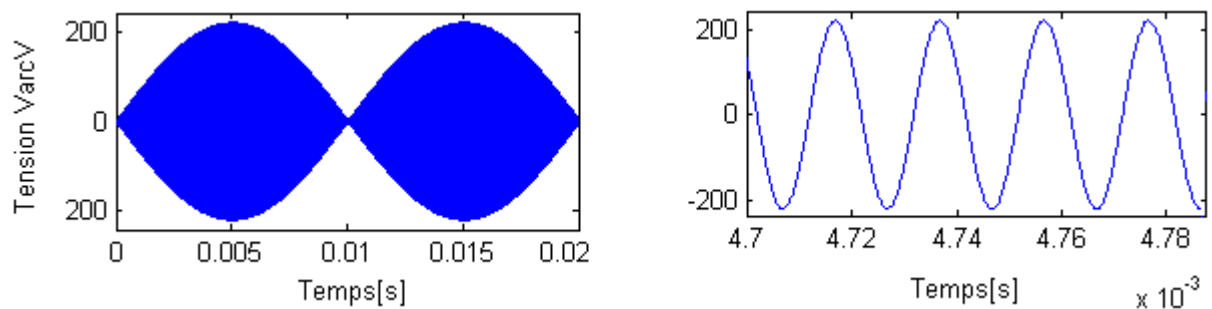


Figure 4.10-b: Forme d'onde de la tension d'arc de la lampe V_{arc}

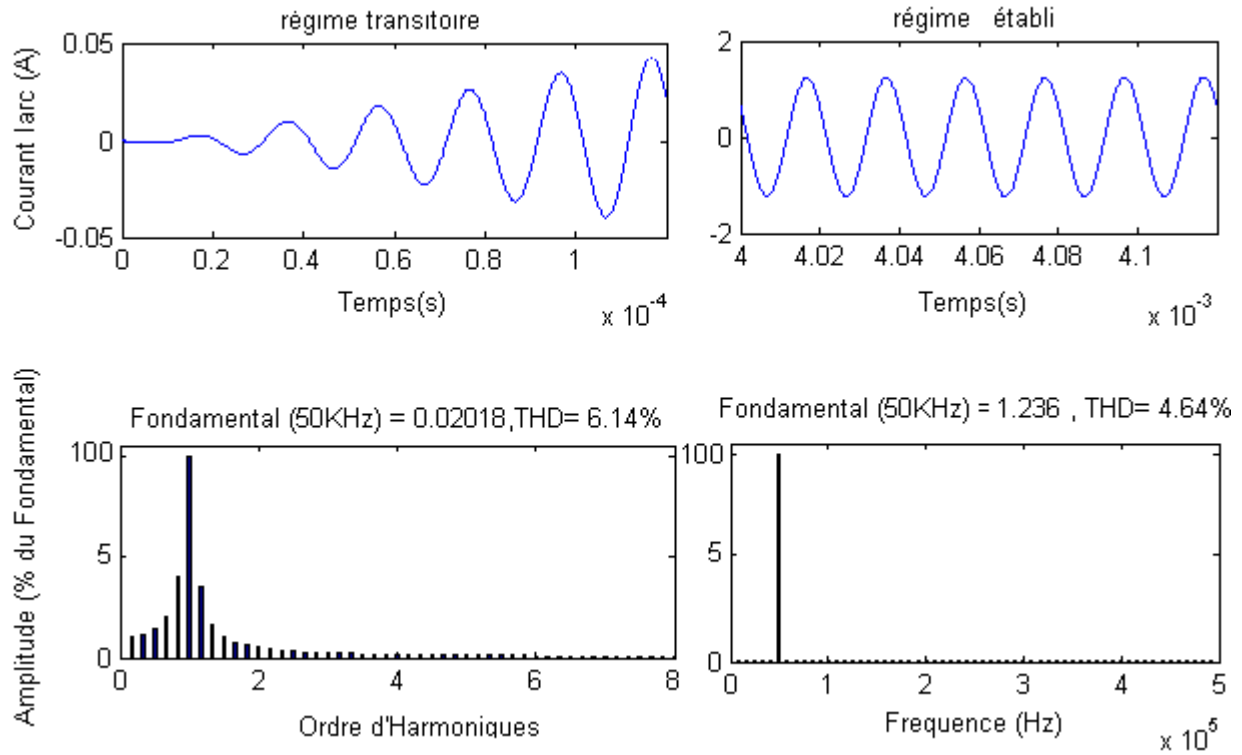


Figure 4.11-a: Courant d'arc de la lampe et son spectre d'harmoniques.

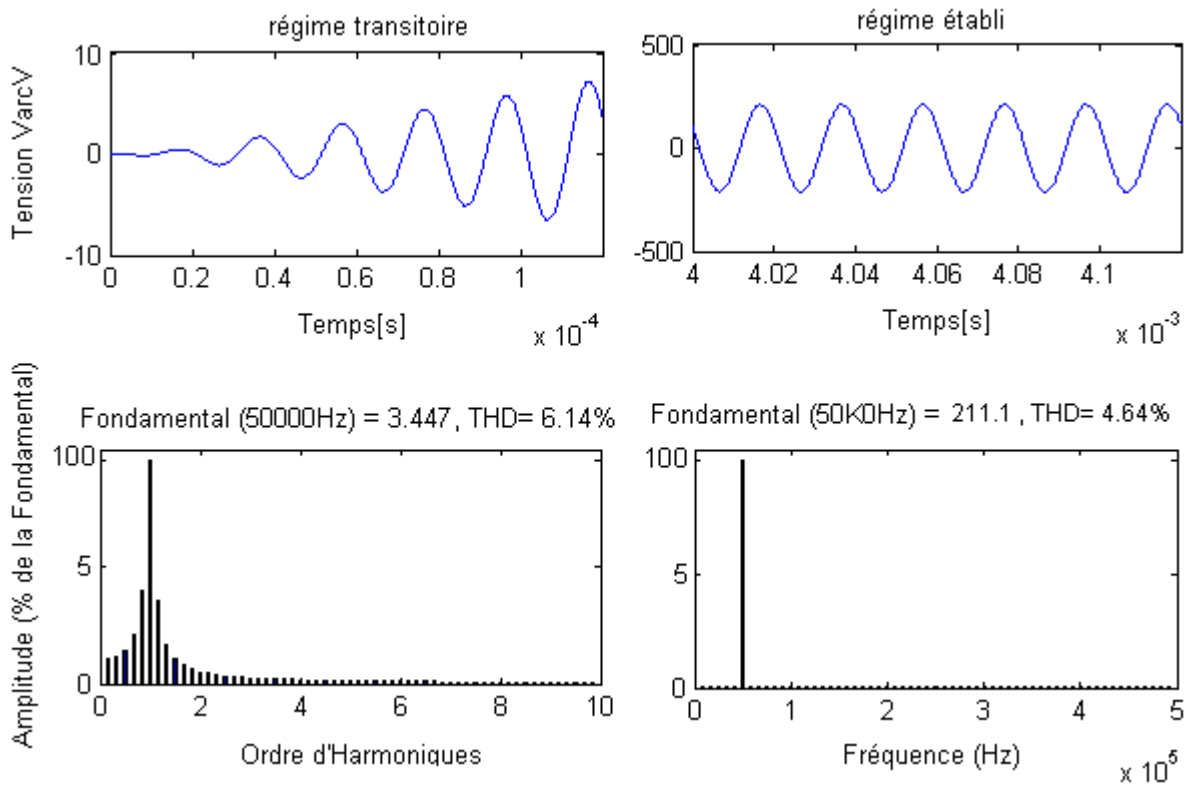


Figure 4.11-b: Tension d'arc de la lampe et son spectre d'harmoniques.

Nous constatons que le courant et la tension sont totalement en phase avec le même THD. Ceci s'explique par le fait que l'arc électrique de la lampe est caractérisé par une résistance R_{arc} . Les formes d'onde de la tension et du courant sont parfaitement sinusoïdales en régime établi du fonctionnement. Sur le plan THD, la lampe se comporte comme une bonne source de courant avec un THD de 4.64%. La stratégie de la MLI avec l'indice de modulation choisit a permet de repousser les harmoniques vers des fréquences élevées faciles à filtrer.

Les figures ci-dessous, représentent les formes d'ondes et les spectres d'harmoniques respectivement du courant i_f de filament (de résistance r_f) et du courant dans condensateur d'amorçage i_{c_p} (filament de l'autre côté de la lampe).

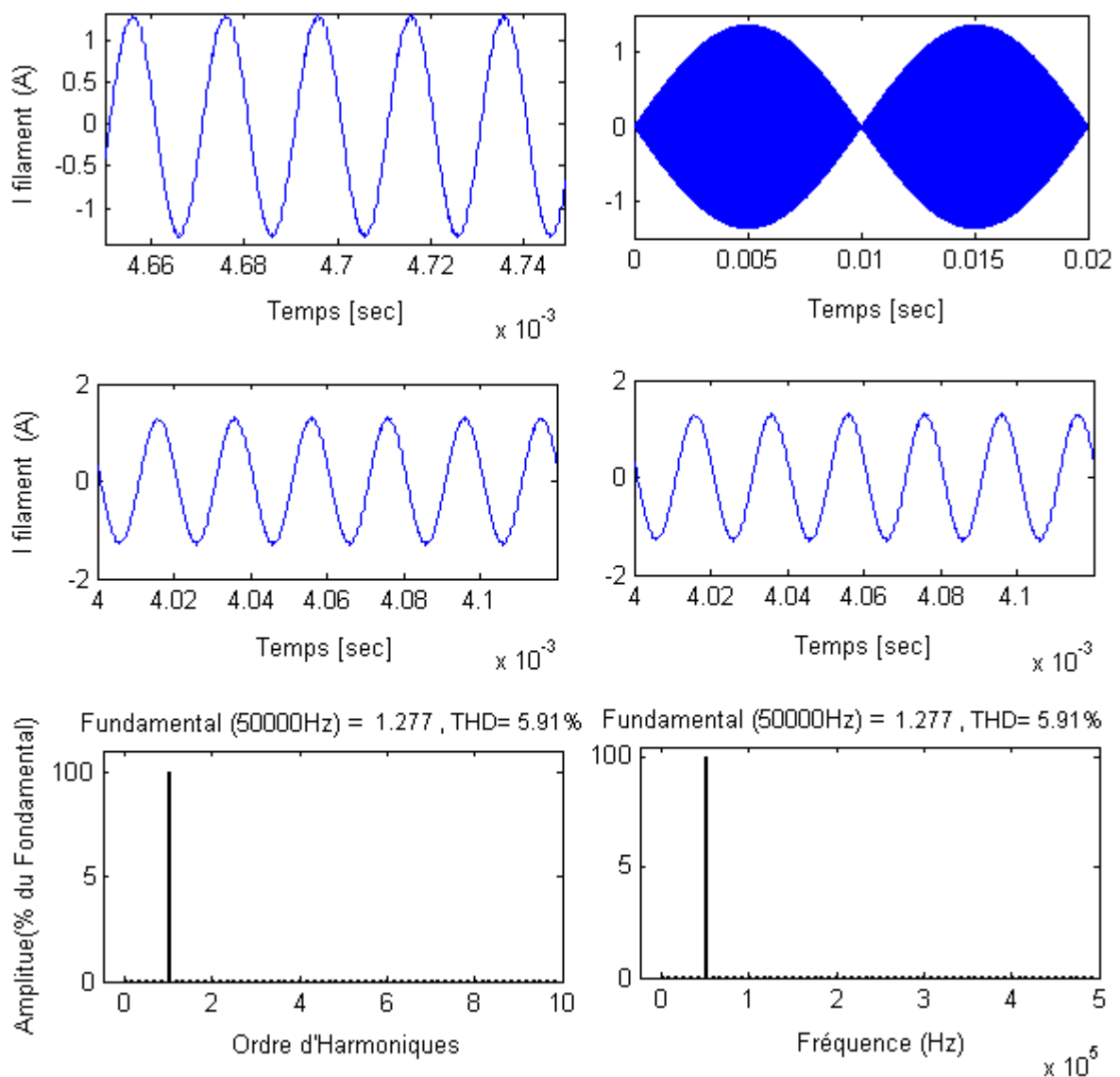


Figure 4.12: Forme d'onde et son spectre d'harmoniques du courant i_f

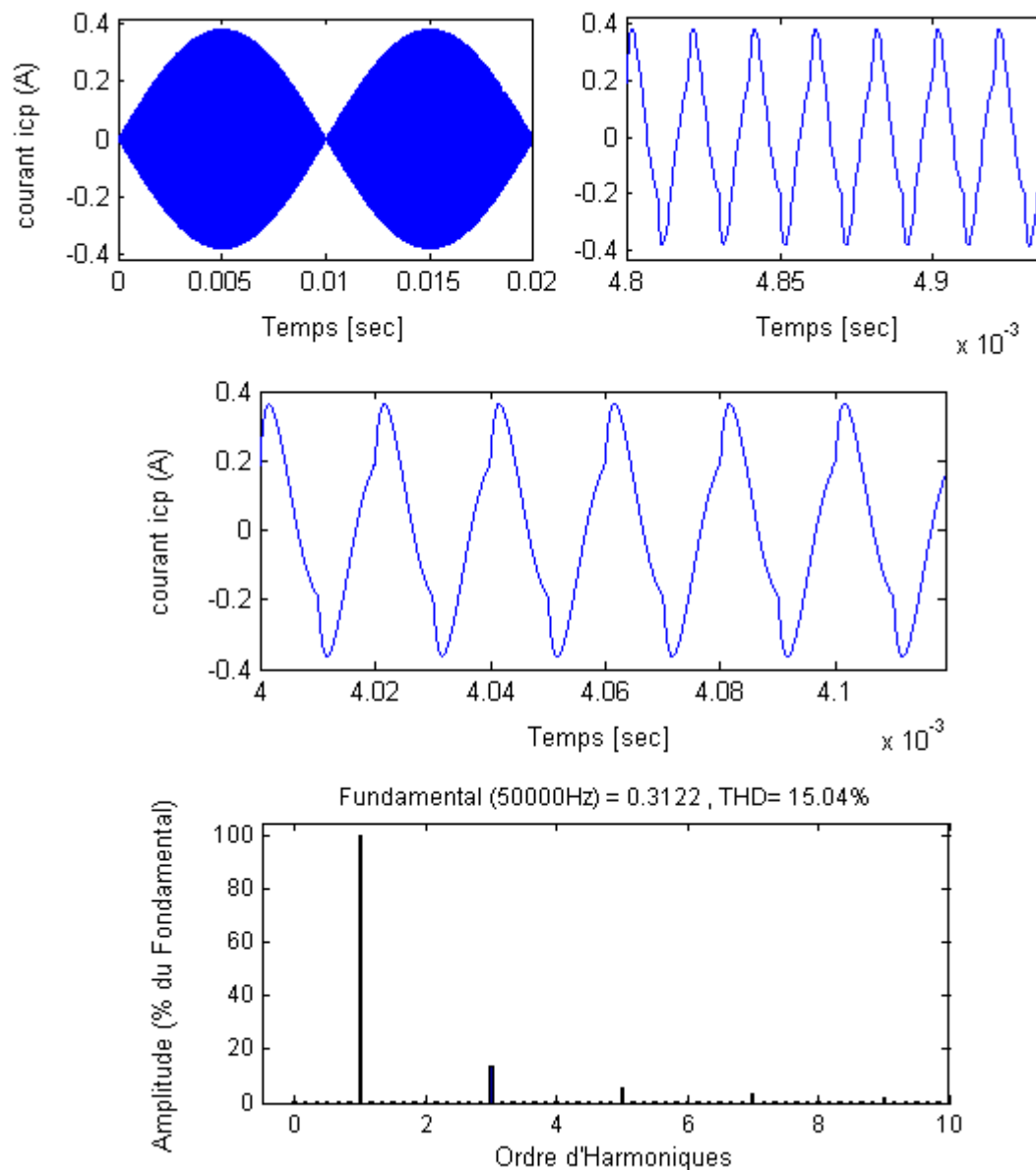


Figure 4.13: forme d'onde et spectre d'harmoniques du courant de filament i_{cp}

Nous constatons que l'onde du courant i_{cp} n'a pas la forme sinusoïdale. Ceci est dû à la charge et la décharge du condensateur C_p le long de la période de fonctionnement. L'amplitude de ce courant est réduite (0.3A) vu que ce dernier, d'après le modèle de la lampe, est dérivé du courant total de la lampe i_L . En pratique, ce courant devrait avoir la même amplitude que i_f du fait que les deux courants constituent les courants des filaments. Le THD est un peu élevé mais reste tout de même acceptable (15.04%).

Le courant total i_L et la tension de la lampe V_L sont représentés par les figures 4.14 et 4.15 ci-dessous.

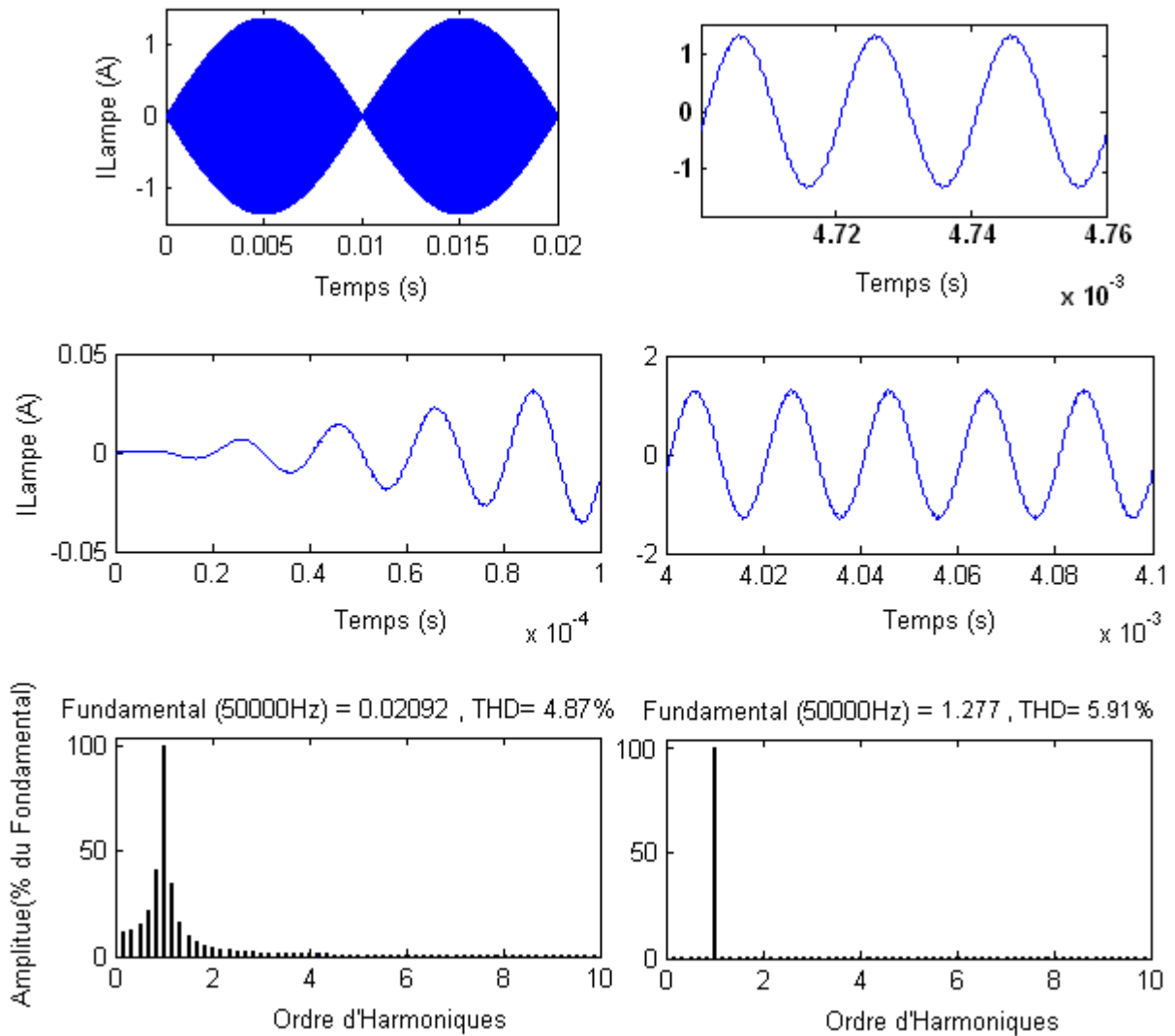


Figure 4.14: Forme d'onde et spectre d'harmoniques du courant total de la lampe i_L

Nous constatons que le courant total i_L de la lampe est identique au courant de filament i_f avec la même amplitude et le même THD. i_L est en pratique le courant de filament côté circuit résonant. De ce fait, leurs courbes sont identiques.

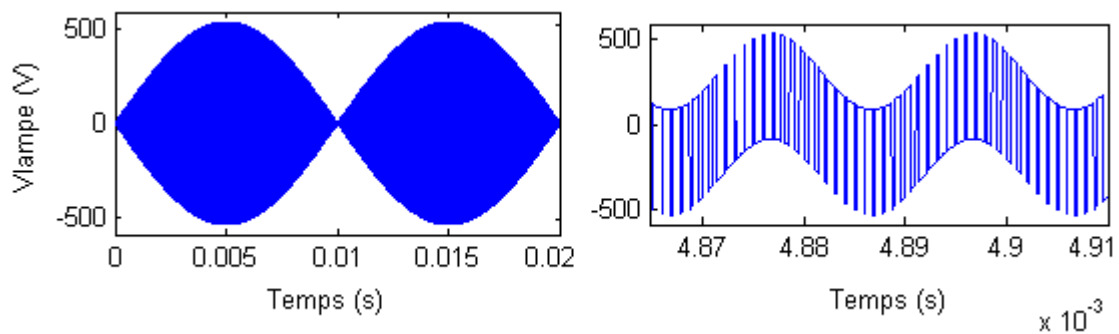


Figure 4.15-a: Forme d'onde de la Tension V_L de la lampe

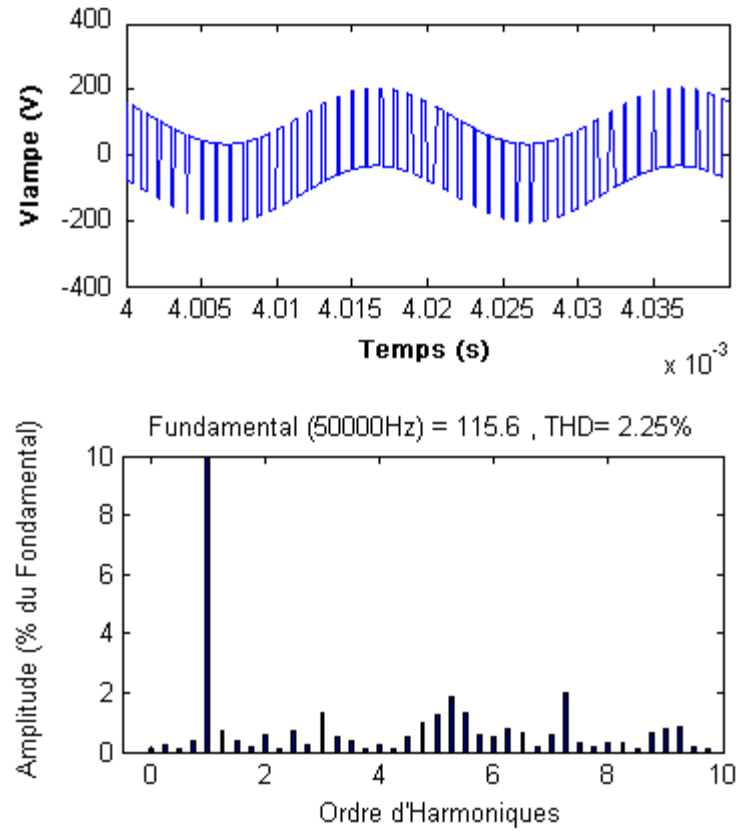


Figure 4.15-b: Tension de la lampe V_L et son spectre d'harmoniques.

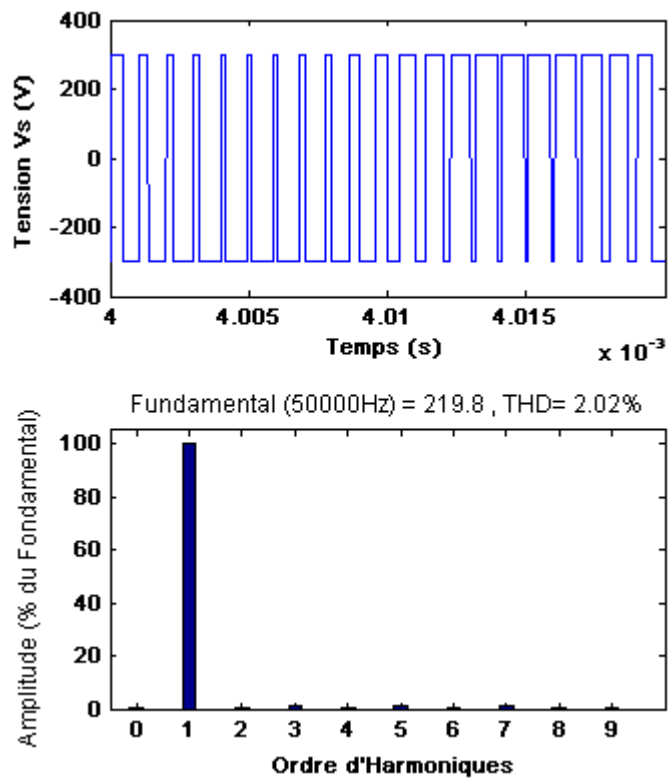


Figure 4.15-c: Tension de sortie du convertisseur

Remarquons que l'onde de la tension de la lampe V_L , est formée de créneaux de tensions portées par une enveloppe sinusoïdale. Ceci est dû pratiquement au hachage de la tension de sortie du convertisseur V_s (figure 4.15-c) à la fréquence de commutation désirée.

e. Résultats de simulation avec onduleur

Dans le but de comparer nos résultats de simulation obtenus avec conversion directe à celles obtenus avec conversion indirecte, les figures ci-dessous représentent les résultats de simulation obtenus avec un onduleur en pont complet telles qu'elles figurent dans la référence [AIS05].

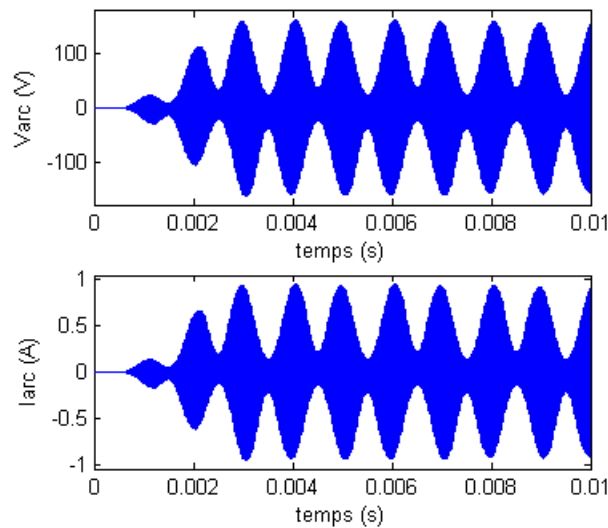


Figure 4.16-a: Tension et courant d'arc de la lampe

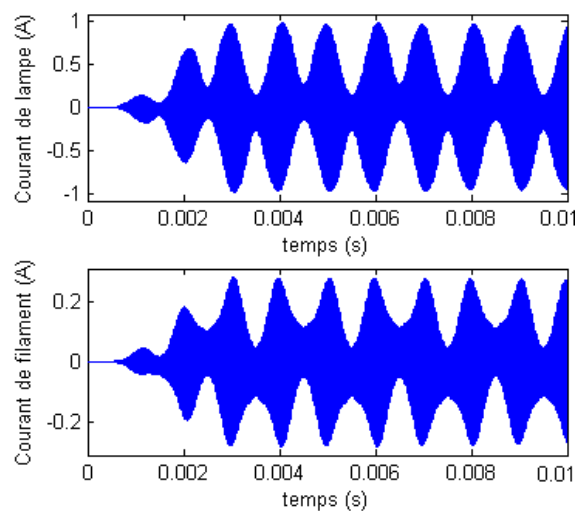


Figure 4.16-b: Courant total et courant de filament de la lampe

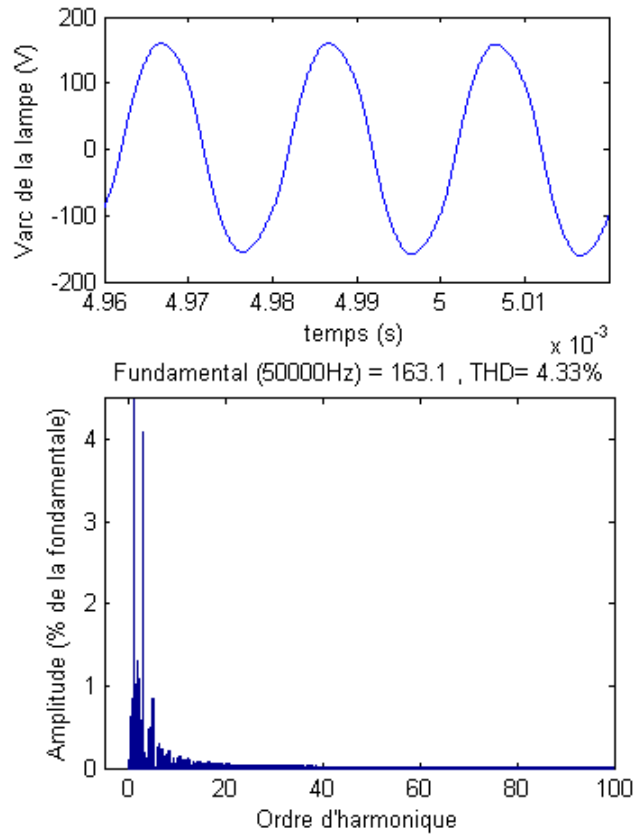


Figure4.17-a: THD de la tension d'arc de la lampe à décharge.

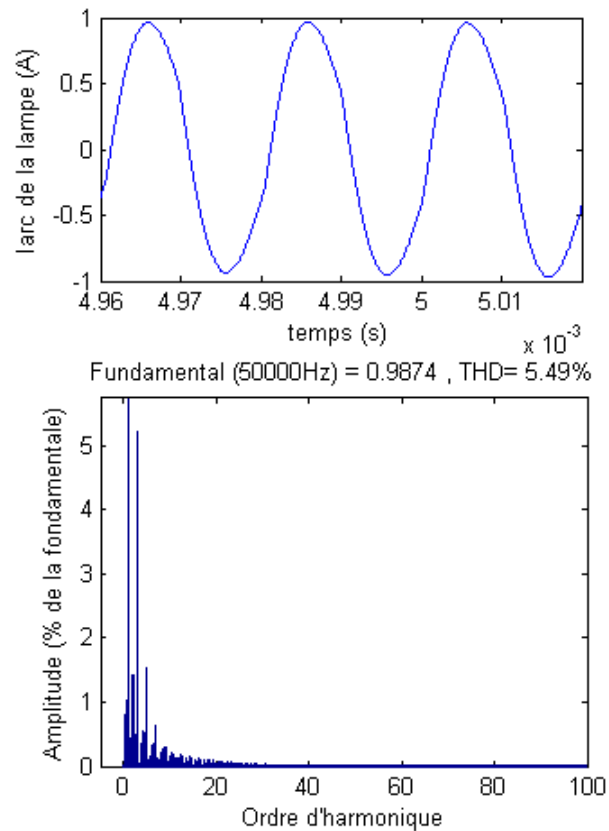


Figure4.17-b: THD du courant d'arc de la lampe.

Nous constatons les formes d'ondes des courants et des tensions :

- présentent plusieurs ondulations (multiples calottes) durant une période de 0.01s ;
- sont peu proches de la sinusoïde et loin d'être sinusoïdales pour le courant de filament;
- Le THD du courant d'arc diffère de celui de la tension d'arc.

Conclusion : Nous pouvons conclure que l'utilisation du convertisseur direct a apporté une légère amélioration que ce soit au niveau des formes d'ondes ou sur le plan THD.

f. Courant d'arc efficace

La caractéristique de réglage $r = f(I_{eff}, THD)$, (figure 4.7) a permis de fixer la valeur de r qui permet d'obtenir la valeur efficace désirée. La valeur efficace du courant se stabilise près de 9ms (figure 4.18-a).

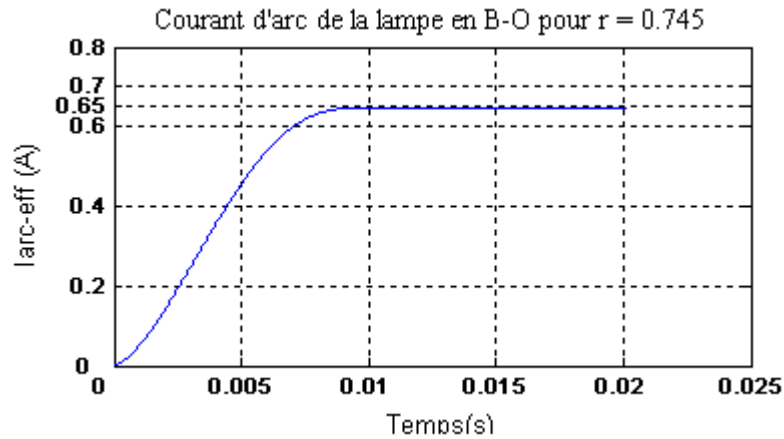


Figure 4.18-a: Courant d'arc efficace

Avec onduleur, la valeur efficace du courant d'arc est oscillatoire, donc instable, et varie vers des valeurs décroissantes (figure 4.17-b).

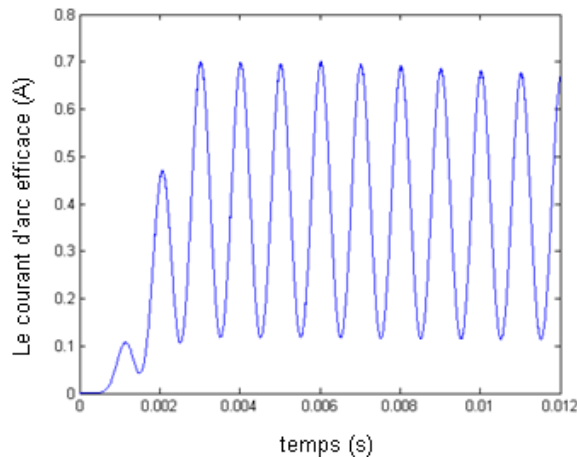


Figure 4.18-b: Courant d'arc efficace [AIS05].

IV.2.2.2. Stratégie de la commande par hystérésis

– Résultats de simulation

Dans certaines applications de commande en courant, on préfère utiliser le relai à hystérésis comme modulateur. Pour le système "convertisseur-lampe", la valeur de Δi utilisée lors de la simulation est de 0.1A. Les résultats sont représentés par les figures ci-dessous.

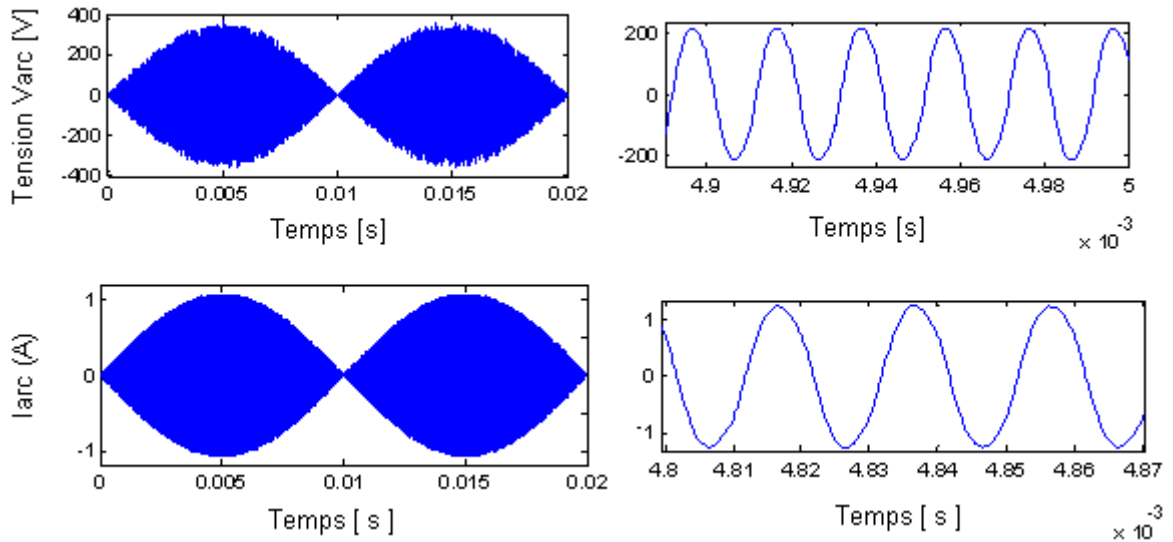
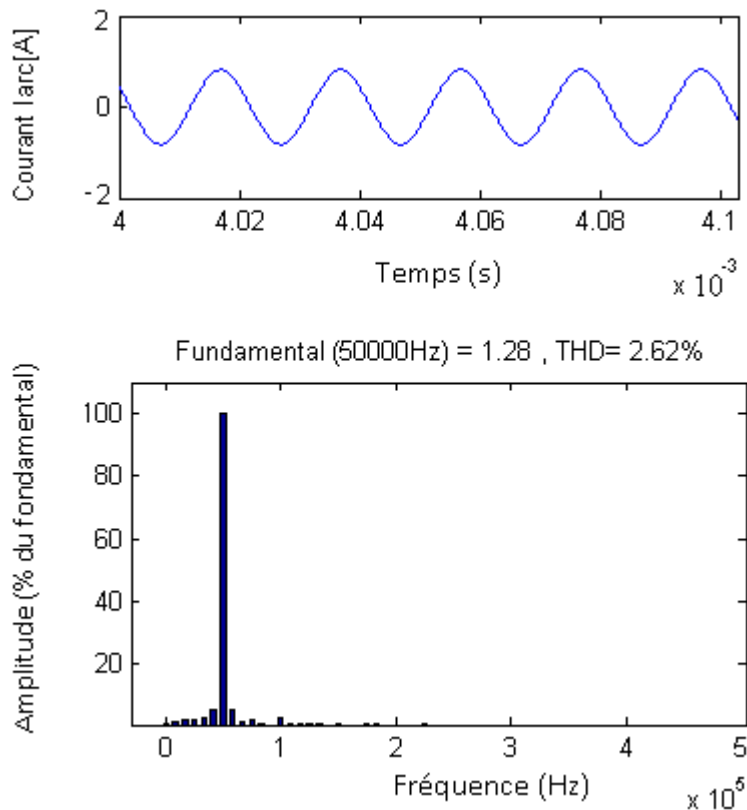


Figure 4.19-a: Formes d'ondes du Courant et de la tension d'arc de la lampe



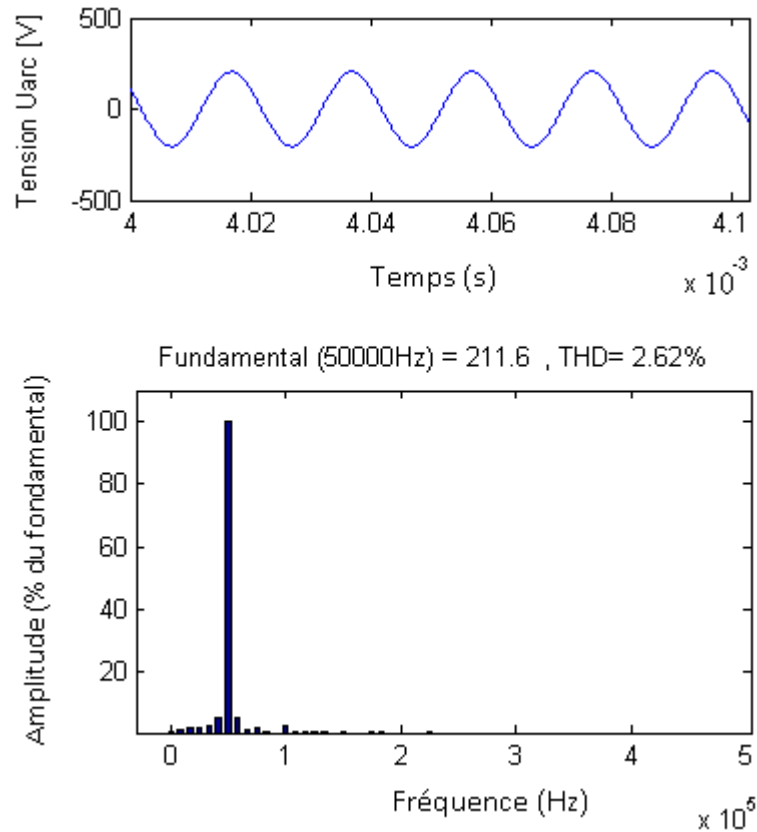
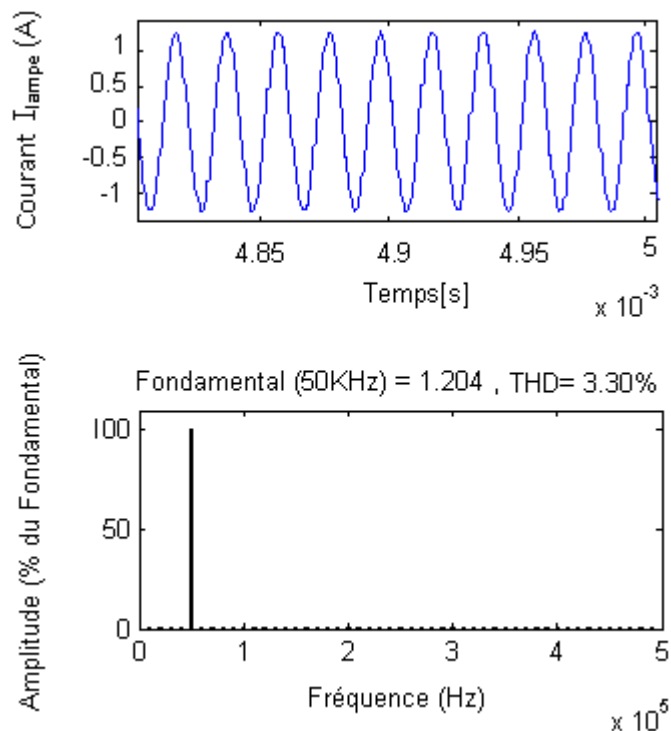


Figure 4.19-b: Courant et tension d'arc de la lampe et leurs spectres d'harmoniques

Le courant d'arc est en phase avec la tension d'arc. Les formes d'onde ont pratiquement la forme sinusoïdale et avec une diminution au niveau du THD.



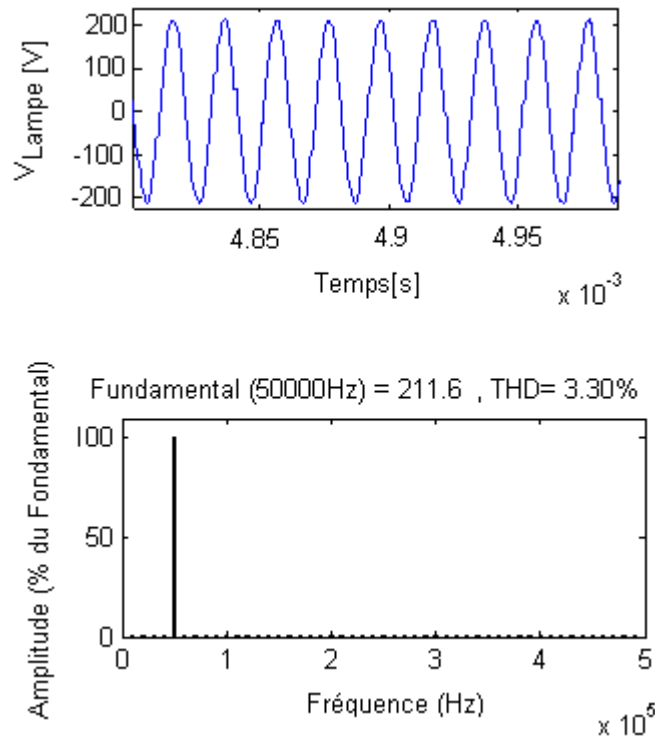


Figure 4.20: Courant total I_{Lampe} et Tension V_{Lampe} et leurs spectres d'harmoniques.

Nous constatons une nette diminution du THD par rapport à celui obtenu avec la stratégie de la MLI et ceci malgré la complexité de cette commande. Rappelons qu'il est difficile de maîtriser correctement le spectre haute fréquence dû aux fréquences de commutations par le fait que ces dernières évoluent librement à l'intérieur de la bande d'hystérésis. Encore une fois, la stratégie de commande par hystérésis a permis de repousser les harmoniques vers des fréquences élevées faciles à filtrer, par conséquent, la lampe se comporte comme une bonne source de courant.

IV.3. Commande en boucle fermée.

Pour assurer un bon rendement de la lampe à décharge sur le plan rayonnement, nous devons maintenir le courant d'arc de la lampe rigoureusement stable autour d'une valeur constante proche de 0.65A. Nous devons donc imposer une régulation du courant d'arc avec une référence de 0.65A. La différence sera transformée en fréquence de commutation des interrupteurs.

IV.3.1. Régulation, méthode classique

Nous adoptons pour la régulation classique, un correcteur proportionnel-intégral (PI). Il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit

avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de la consigne, Le schéma bloc du correcteur PI est illustré par la figure suivante.

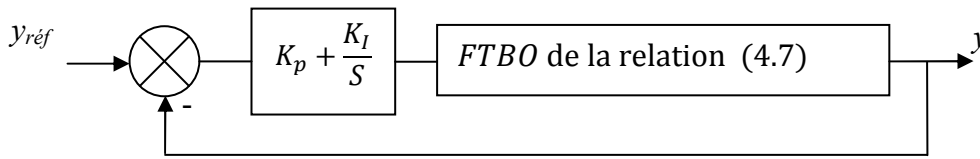


Figure 4.21: Boucle de régulation du système avec régulateur PI

Notons que $G(s) = K_p + \frac{K_I}{s}$ est la fonction de transfert du régulateur PI, K_p et K_i sont appelés les gains du correcteur.

La fonction de transfert en Boucle Fermée de l'ensemble système-correcteur est donnée par :

$$FTBF = \frac{C(s) \cdot G(s)}{1 + C(s) \cdot G(s)} \quad (4.8)$$

où $C(s)$ est la fonction de transfert du système en boucle ouverte (relation 4.7)

a. Calcul des gains : Méthode de placement des pôles

La dynamique de la réponse à un changement de consigne ou à une perturbation dépend du polynôme $D(s) = 1 + C(s) + G(s)$ (dénominateur de $FTBF$), et en particulier de ces zéros qui sont les pôles de la fonction de transfert. Choisir une réponse désirée en boucle fermée peut se faire au travers du choix des pôles du polynôme $D(s)$. La méthode qui consiste à calculer les gains du régulateur de façon à obtenir les pôles s'appelle **Synthèse par placement des pôles**. Le réglage des performances de la boucle s'effectue au travers du choix des pôles en boucle fermée [AII07][FLA94].

L'objectif de cette synthèse est de fixer une dynamique pour le rejet de la perturbation, la dynamique de poursuite dépend du terme d'anticipation. Cette dynamique est fixée avec le paramètre ω_n qui est la fréquence naturelle du système.

L'équation caractéristique du système déduite du polynôme $D(s)$ est :

$$\begin{aligned} & [(R_{arc} + r_f)L_r C_r C_p] S^3 + [L_r C_r + (2R_{arc} + r_f) \cdot r_f C_r C_p + r_f C_r C_p K_p] S^2 \\ & + [(R_{arc} + r_f)(C_p + C_r)S + r_f C_r C_p K_i + C_r K_p] s + C_r K_i + 1 = 0 \end{aligned} \quad (4.9)$$

Le polynôme $D(s)$ est du troisième ordre, nous choisissons donc trois pôles sur la même verticale et avec un amortissement optimal, c'est-à-dire $\zeta = 0.7$, soient :

$$S_1 = -a - ja, S_2 = -a + ja, S_3 = -a \quad (4.10)$$

L'équation caractéristique d'un système du troisième ordre est de la forme :

$$Q(s) = (s + \omega_n)(s^2 + 2\zeta\omega_n \cdot s + \omega_n^2) \quad (4.11)$$

En asservissement, on fait l'identification des deux polynômes caractéristiques, nous obtenons après calcul :

$$\begin{cases} K_p = \frac{(2\zeta + 1)\omega_n - [L_r C_r + (2R_{arc} + r_f) \cdot r_f C_r C_p]}{r_f C_r C_p} \\ K_i = \frac{\omega_n^3 - 1}{C_r} \end{cases} \quad (4.12)$$

Pour une erreur statique de 5%, le temps de réponse t_r d'un système est exprimé en fonction de ζ et de ω_n par :

$$t_{r_{5\%}} = \frac{5}{\zeta\omega_n} \quad (4.13)$$

Cette dernière expression nous permet de déterminer ω_n sachant que t_r est déterminée graphiquement à partir de la réponse naturelle du système.

b. Simulation de la boucle fermée.

Le réglage des paramètres du régulateur assure pour le système corrigé de bonnes performances.

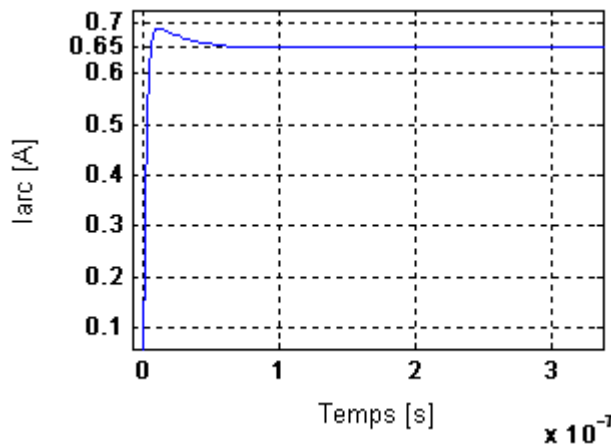


Figure 4.22-b: Régulation de i_{arc} par rapport à une référence de 0.65A

Les figures 4.22-a et 4.22-b montrent l'effet du régulateur PI sur le système. Ce dernier ainsi corrigé atteint rapidement le régime statique. Le Système possède alors un temps de réponse très rapide avec un léger dépassement ($3\mu s$ pour la réponse la réponse indicielle). Le système suit la référence (0.65A).

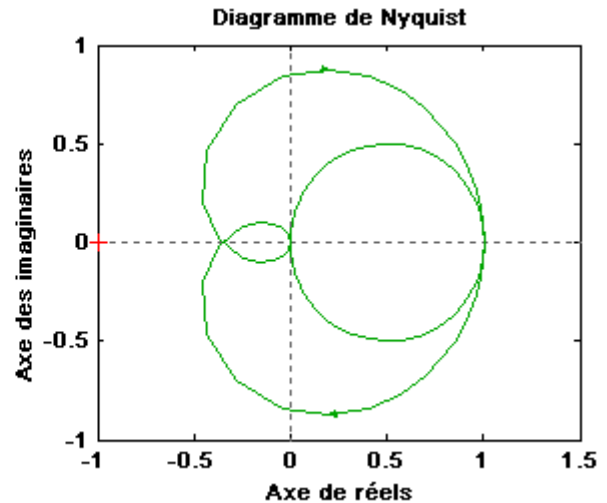
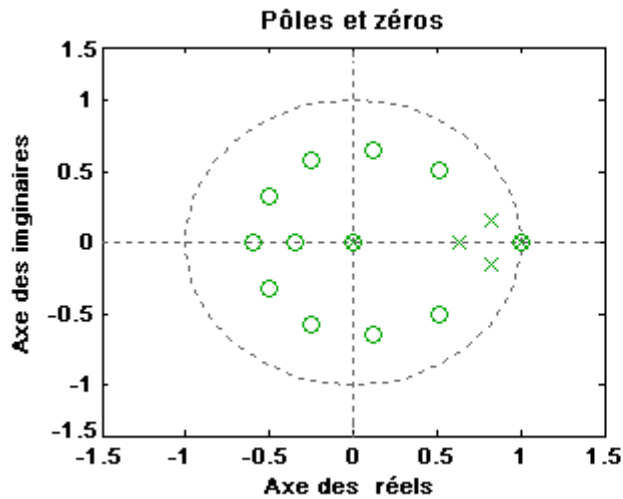


Figure 4.23-a: Lieux des pôles

Figure 4.23-b: Diagramme de Nyquist.

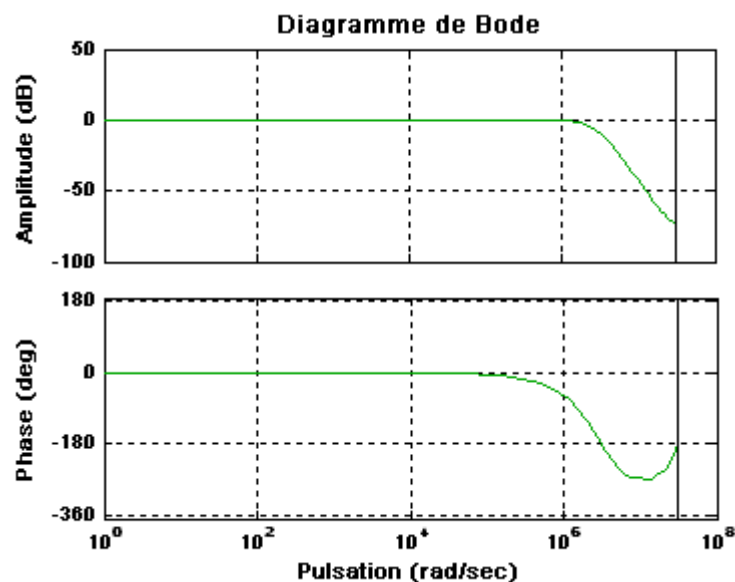


Figure 4.24-c: Diagramme de Bode du système corrigé.

L'objectif principal pour la simulation de la boucle fermée est le contrôle de la valeur efficace du courant d'arc. Cette valeur est en fait mesurée pour une fréquence de 100Hz.

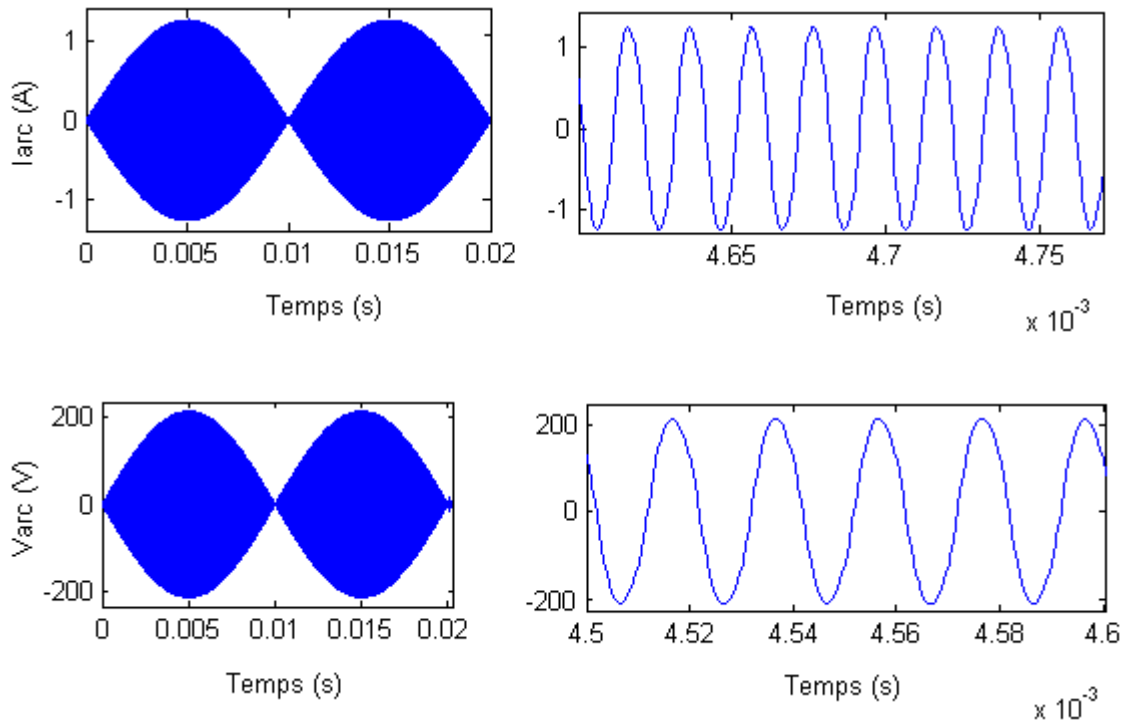
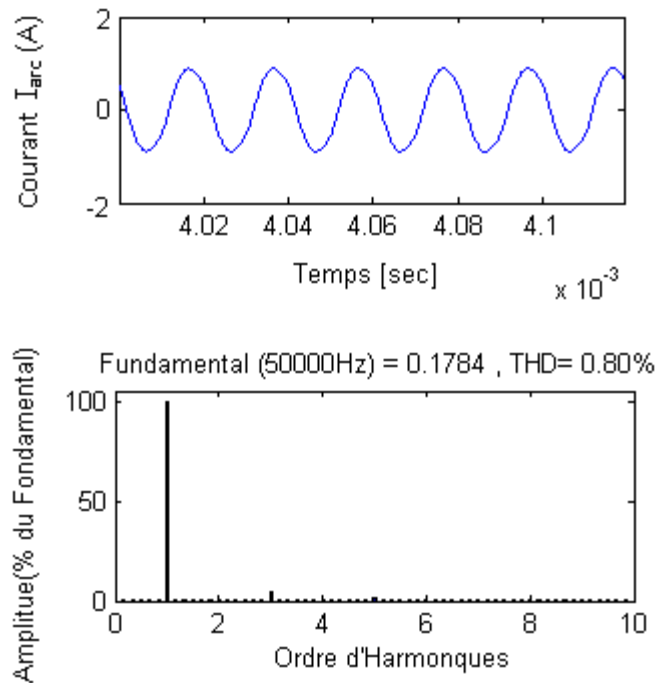


Figure 4.25-a: Formes d'ondes du courant d'arc I_{arc} et de la tension d'arc V_{arc}



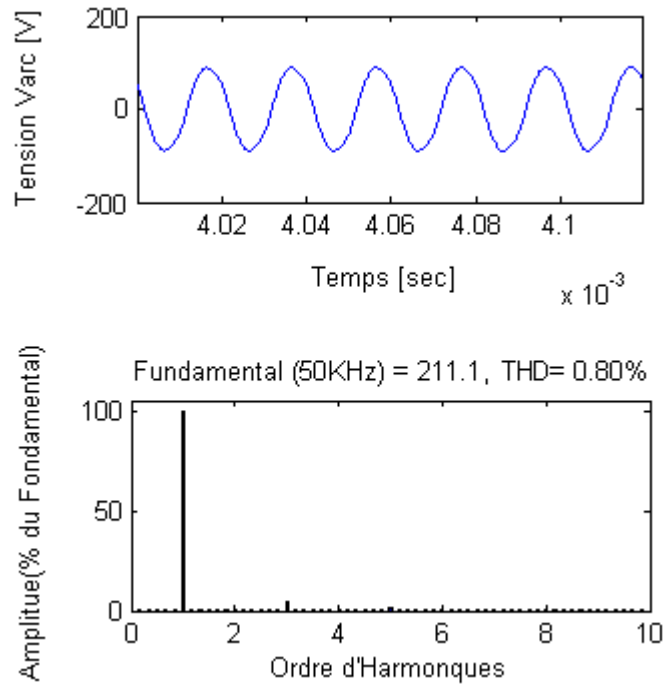


Figure 4.25-b: Spectres d'harmoniques du courant d'arc I_{arc} et de la tension d'arc V_{arc} .

La tension et le courant d'arc sont en phase, le THD s'est fortement diminué (0.8%) par introduction du régulateur PI.

Les formes d'ondes et les spectres d'harmoniques de la tension V_L et des courants de filaments i_L et i_{Cp} sont représentés par les figures suivantes :

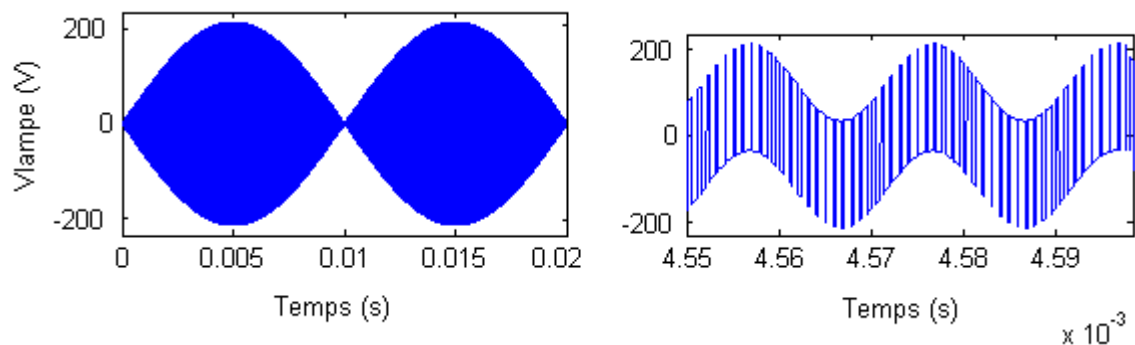


Figure 4.26-a: Forme d'onde de la tension V_L de la lampe avec régulateur PI.

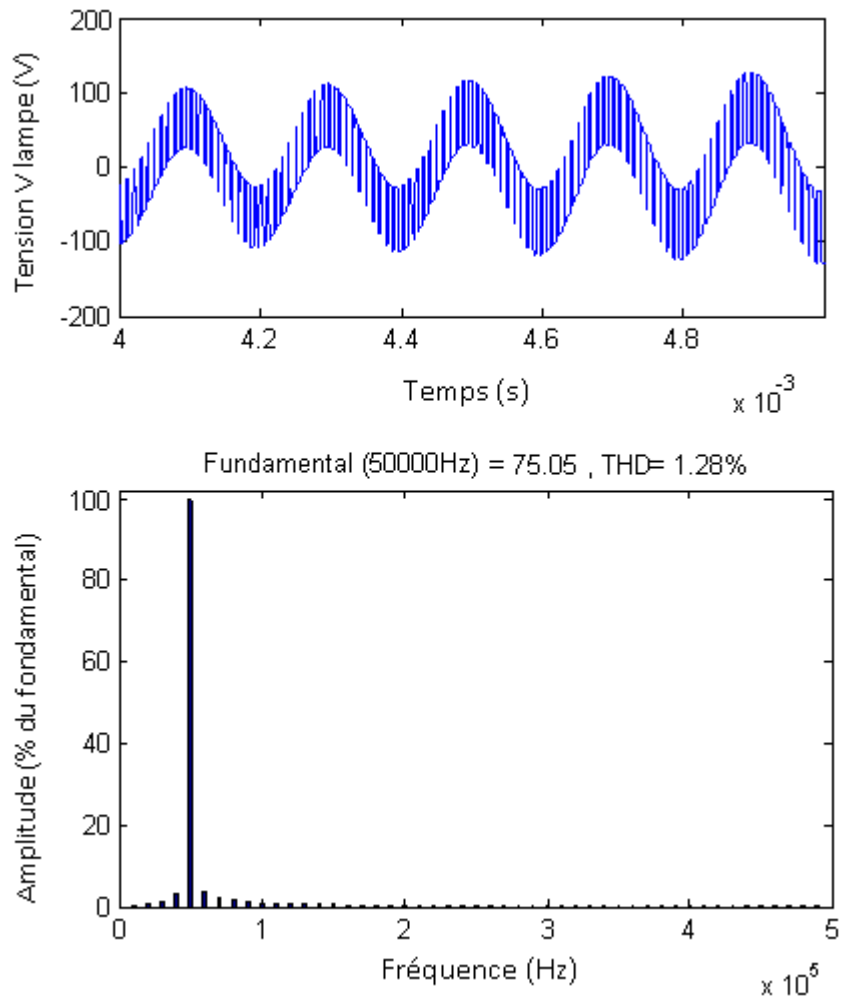


Figure 4.26-b: Spectre d'harmoniques de la tension V_L de la lampe avec régulateur PI.

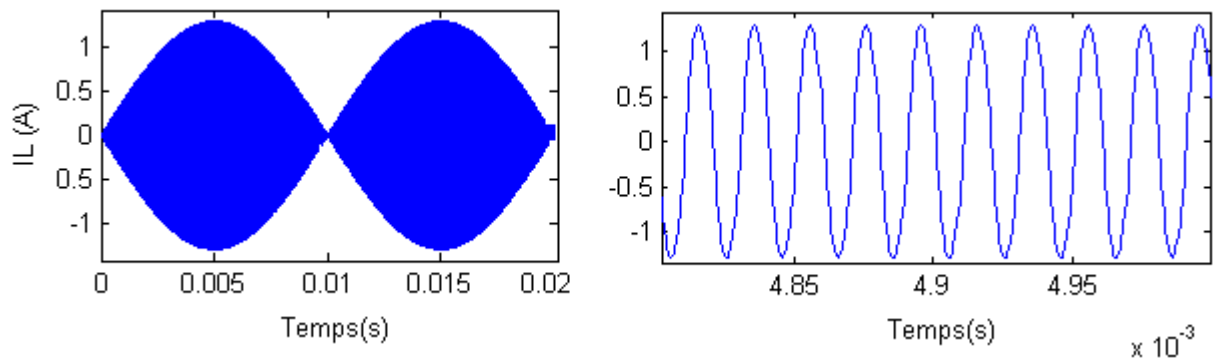


Figure 4.27-a: Forme d'onde du courant total i_L de la lampe avec régulateur PI.

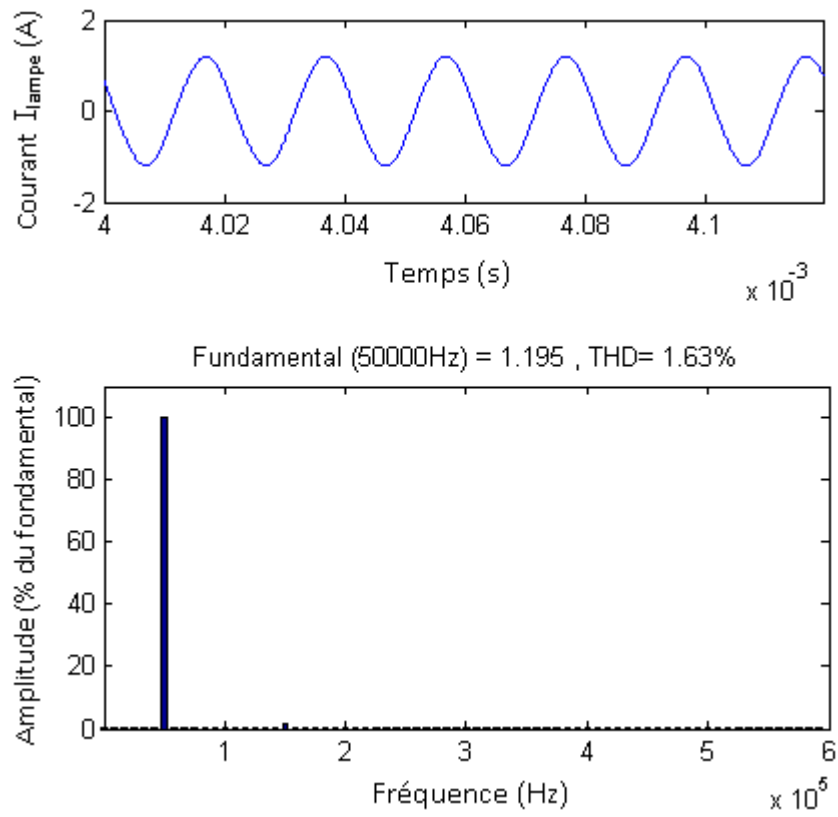


Figure 4.27-b: Spectre d'harmoniques du courant total i_L de la lampe avec régulateur PI.

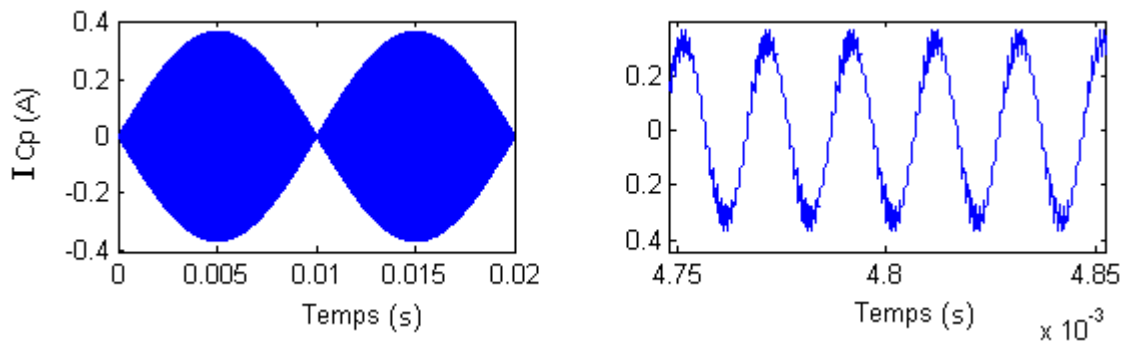


Figure 4.28-a: Forme d'onde du courant i_{Cp} de la lampe avec régulateur PI.

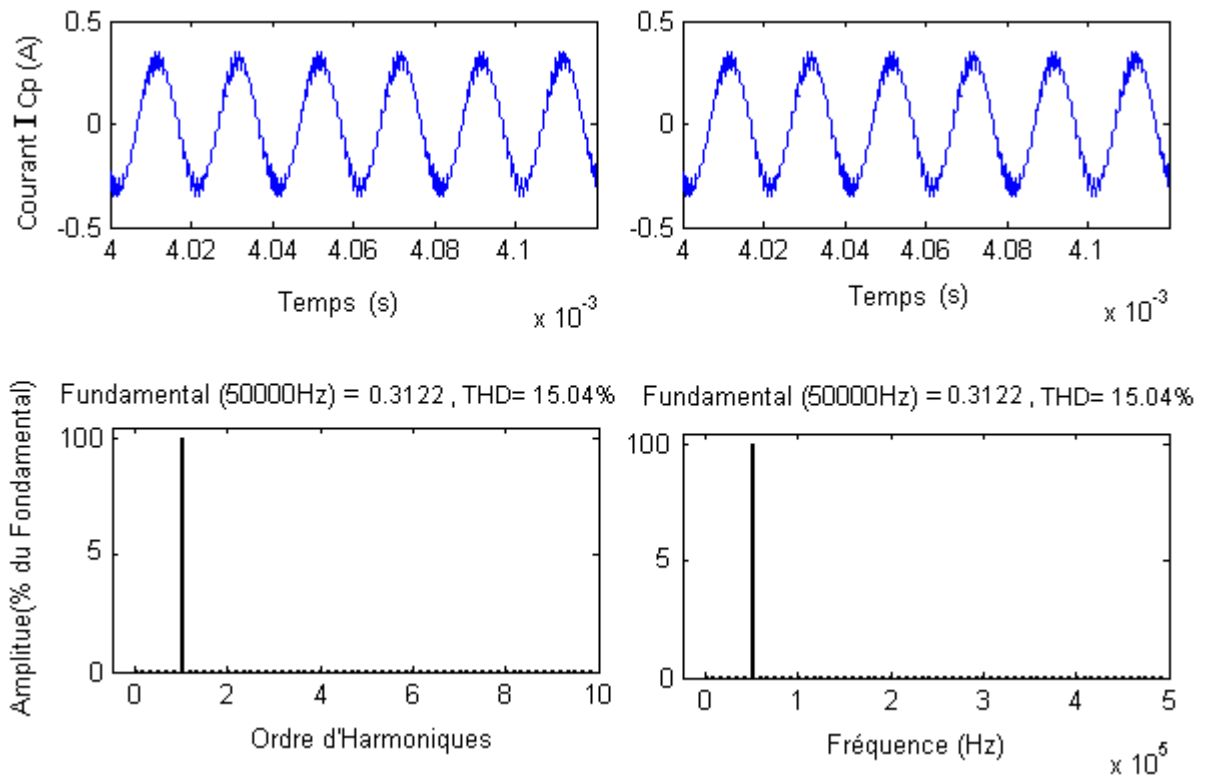


Figure 4.28-b: Spectre d'harmoniques du courant total i_{cp} de la lampe avec PI.

La forme d'onde du courant i_{cp} s'est améliorée, les distorsions présentes en boucle ouverte sont éliminées, la forme d'onde est sinusoïdale. Le niveau élevé du THD (identique au THD de la boucle ouverte) est dû à la présence de fluctuations que portent les calottes et qui sont dues à leur tour à la MLI et à la présence du condensateur.

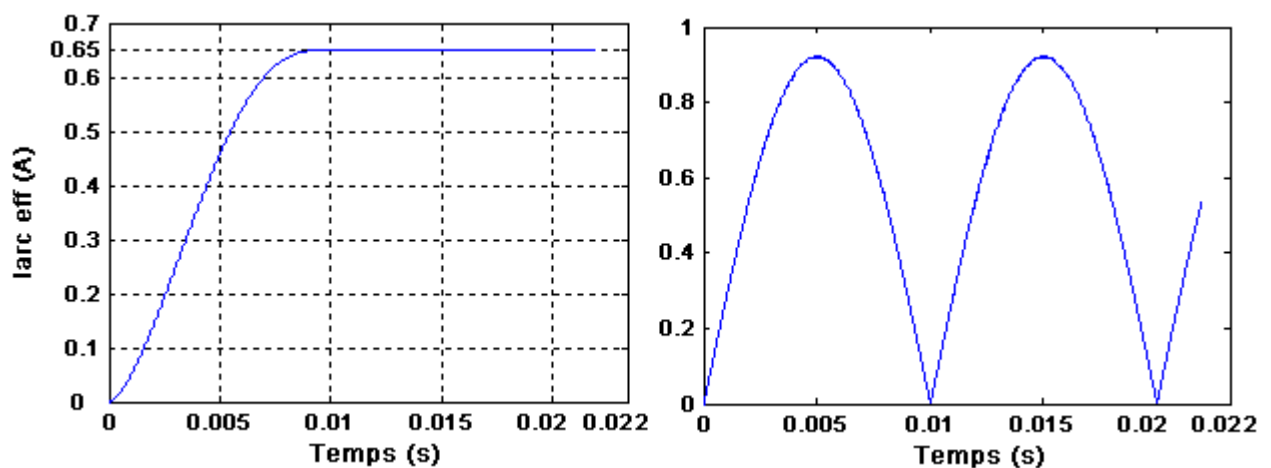


Figure 4.29-a: Valeur efficace de i_{arc} avec régulateur PI pour les fréquences 100Hz et 50KHz

La valeur efficace du courant d'arc réglée sur une période de 10ms, se stabilise à partir de 9ms. Pour une fréquence de 50KHz, la valeur efficace est variable sur une période. Avec onduleur, le temps de réponse est nettement inférieur (0.003s) et la valeur efficace est pratiquement constante, donc plus stable sur une même période de 10ms (figure 4.29-b) contrairement au cas avec convertisseur direct.

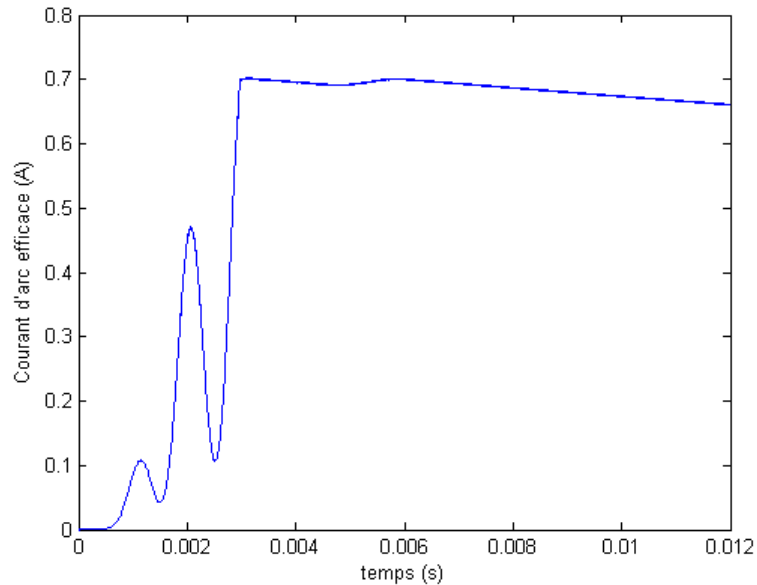


Figure 4.29-b: courant d'arc efficace avec régulateur PI. [AIS05]

c. Test de la robustesse.

La résistance d'arc de la lampe à décharge ainsi que son courant varient fortement avec la température.

Pour tester la robustesse de la commande, nous avons introduit une perturbation sous forme de courant en admettant qu'une variation du courant est due essentiellement à une variation de la résistance qui intervient dans le calcul des gains du correcteur.

Une perturbation de (-50%) est introduite alors à 0.012s. Cette perturbation est tout de suite rejetée par l'action du régulateur. La valeur efficace du courant d'arc est ensuite maintenue égale à la valeur de la référence (figure 4.30).

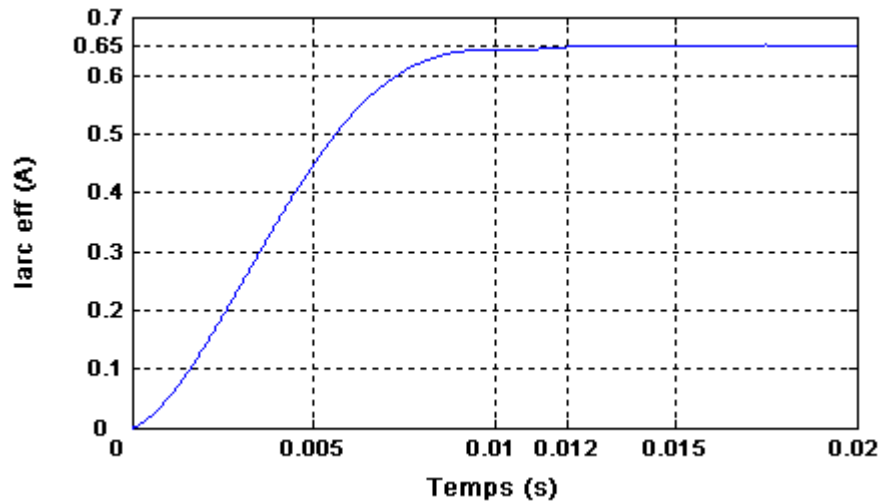


Figure 4.30: Courant d'arc efficace soumis à une perturbation à 0.011s.

IV.3.2. Correcteur prédictif généralisé.

IV.3.2.1. Introduction : Commande prédictive généralisée (GPC)

Proposée par Clarke en 1987, la commande prédictive généralisée est devenue l'un des algorithmes de commande prédictive les plus répandus. Elle a été très tôt implémentée, avec succès, dans nombreuses applications industrielles, et a montré de bonnes performances et un certain degré de robustesse.

L'idée à la base de la commande **GPC** est de calculer une séquence de commandes futures de telle façon qu'une fonction de coût à plusieurs composantes soit minimale sur un certain horizon de prédiction. L'indice à optimiser est une fonction quadratique qui mesure la distance entre la sortie prédite du système et une séquence de référence, plus une fonction quadratique qui mesure l'effort de commande [KHE07].

IV.3.2.2. Principe de calcul

A partir des développements formulés par Clarke, les principales étapes donnant la loi de commande sont les suivantes :

a. Modèle de prédiction

Le modèle numérique de prédiction est classiquement défini par fonction de transfert entrée / sortie. Le système est alors représenté sous la forme **CARIMA** (**C**ontrolled **A**uto **R**egressive **I**ntegrated **M**oving **A**verage), correspondant à la figure 4.31, dont l'expression est :

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t) + x(t) \quad (4.14)$$

Tel que
$$x(t) = C(q^{-1}) \frac{\xi(t)}{\Delta(q^{-1})}$$

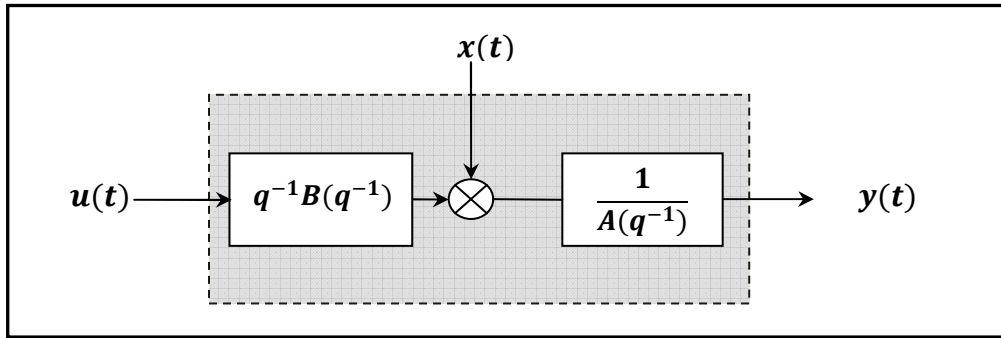


Figure 4.31: Représentation **CARIMA** du modèle numérique

Avec $u(t)$ l'entrée du système, $y(t)$ la sortie, $\Delta(q^{-1}) = 1 - q^{-1}$ l'opérateur de différence $\xi(t)$ modélise les perturbations par un bruit blanc centré, A , B et C sont des polynômes en opérateur de retard q^{-1} :

$$\begin{cases} A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} + \dots + a_{n_a}q^{-n_a} \\ B(q^{-1}) = 1 + b_1q^{-1} + b_2q^{-2} + \dots + b_{n_b}q^{-n_b} \\ C(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + c_2q^{-2} + \dots + c_{n_c}q^{-n_c} \end{cases} \quad (4.15)$$

Ce modèle appelé aussi modèle incrémental, introduit une action intégrale par le terme $\Delta(q^{-1}) = 1 - q^{-1}$ et permet donc d'annuler toute erreur statique vis à vis d'une consigne ou d'une perturbation constante. On retiendra alors pour la suite cette dernière structure CARIMA, avec $C(q^{-1})=1$ en ne s'intéressant qu'aux fonctions de transfert entrée/sortie pour lesquelles ce polynôme n'a aucune influence.

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t) + \frac{\xi(t)}{\Delta(q^{-1})} \quad (4.16)$$

b. Prédicteur optimal

La méthodologie prédictive requiert la définition d'un prédicteur optimal à j -pas qui permette d'anticiper le comportement du processus dans le futur sur un horizon fini. Pour cela, à partir de la forme du modèle, équation. (4.16), on élabore la sortie estimée à l'instant $t + j$, connaissant la sortie à l'instant t .

On a :

$$A(q^{-1})\Delta(q^{-1})y(t+j) = B(q^{-1})\Delta u(t+j-1) + \xi(t+j) \quad (4.17)$$

Ou encore :

$$y(t+j) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}\Delta u(t+j-1) + \frac{\xi(t+j)}{\Delta(q^{-1})A(q^{-1})} \quad (4.18)$$

On peut alors séparer les termes de la sortie prédite de la manière suivante :

$$y(t+j) = \underbrace{F_j(q^{-1})y(t) + H_j(q^{-1})\Delta u(t-1)}_{\text{réponse libre}} + \underbrace{G_j(q^{-1})\Delta u(t+j-1) + J_j(q^{-1})\xi(t+j)}_{\text{réponse forcée}} \quad (4.19)$$

Avec G_j représentant le futur, F_j, H_j correspondant au présent et au passé, J_j lié aux perturbations. Dès lors, le premier terme représentant la réponse libre est dû aux incréments de commandes passées, le deuxième terme représentant la réponse forcée correspond aux incréments de commandes futures et présentes, et à l'influence des perturbations.

L'équation du modèle **CARIMA**, équation (4.16), combinée avec celle du prédicteur, équation. (4.19), fournit le système d'équations ci-dessous :

$$\begin{cases} A(q^{-1})\Delta(q^{-1})y(t+j) = B(q^{-1})\Delta u(t+j-1) + \xi(t+j) \\ [1 - q^{-j}F_j(q^{-1})]y(t+j) = [G_j(q^{-1}) + q^{-j}H_j(q^{-1})]\Delta u(t+j-1) + J_j(q^{-1})\xi(t+j) \end{cases} \quad (4.20)$$

Considérant l'égalité des fonctions de transfert, les quatre polynômes inconnus sont obtenus de façon explicite et unique par résolution des deux équations diophantienne suivantes :

$$\begin{cases} \Delta(q^{-1})A(q^{-1})J_j(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) = 1 \\ G_j(q^{-1}) + q^{-j}H_j(q^{-1}) = B(q^{-1})J_j(q^{-1}) \end{cases} \quad (4.21)$$

En faisant l'hypothèse que la meilleure prédiction du terme lié aux perturbations est sa moyenne (ici nulle dans le cas du bruit blanc centré), le prédicteur optimal est défini de façon unique, dès que les polynômes sont connus, par la relation :

$$\hat{y}(t+j) = F_j(q^{-1})y(t) + G_j(q^{-1})\Delta u(t+j-1) + H_j(q^{-1})\Delta u(t-1) \quad (4.22)$$

$$\text{avec} \quad \begin{cases} \text{degré de } [G_j(q^{-1})] = j - 1 \\ \text{degré de } [F_j(q^{-1})] = \text{degré de } [A(q^{-1})] \\ \text{degré de } [H_j(q^{-1})] = \text{degré de } [B(q^{-1})] - 1 \end{cases}$$

L'implémentation de la commande prédictive généralisée nécessite la résolution des deux équations diophantienne (4.21). La résolution de ces deux équations est donnée en annexe E.

c. Fonction du coût quadratique

Une fois définie l'équation de prédiction, la méthode implique la minimisation d'un critère quadratique à horizon fini. La stratégie GPC minimise une somme pondérée des carrés des erreurs futures entre la sortie prédite et la consigne, et des incréments des commandes futures.

$$J(N_1, N_2) = \sum_{j=N_1}^{N_2} [\hat{y}(t+j) - w(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (4.23)$$

On suppose :

$$\Delta u(t+j) = 0 \text{ pour } j \geq N_u \quad (4.24)$$

Avec: $w(t+j)$ consigne appliquée à l'instant $t+j$, $\hat{y}(t+j)$ sortie prédite à l'instant $t+j$, $\Delta u(t+j-1)$ incrément de commande à l'instant $t+j-1$. La relation (E.2, annexe E) signifie que lorsque le pas de prédiction j atteint la valeur fixée pour l'horizon de commande N_u , la variation de commande s'annule et donc que la commande future va se stabiliser. Cette hypothèse permettra par la suite de simplifier le calcul de la commande.

Le critère nécessite la définition de quatre paramètres de réglage :

- N_1 : horizon de prédiction minimal ;
- N_2 : horizon de prédiction maximal ;
- N_u : horizon de prédiction sur la commande ;
- λ : coefficient de pondération sur la commande.

Ce critère comprend donc un terme quadratique sur l'erreur et l'incrément de la commande. Sa minimisation analytique fournit la séquence des commandes futures dont seule la première sera effectivement appliquée. L'aspect incrémental du modèle se retrouve dans le critère par l'intermédiaire de Δu . Enfin le coefficient λ permet de donner plus ou moins de poids à la commande par rapport à la sortie, de façon à assurer la convergence lorsque le système de départ présente un risque d'instabilité.

d. Stratégie de l'horizon fuyant

De façon classique en commande prédictive, seule la première valeur de la séquence est finalement appliquée au système en accord avec la stratégie de l'horizon fuyant. L'ensemble de la procédure étant effectué de nouveau à la période d'échantillonnage suivante.

$$u_{opt}(t) = u_{opt}(t - 1) - \mathbf{m}_1[\mathbf{i}f y(t) + \mathbf{i}h\Delta u(t - 1) - \mathbf{w}] \quad (4.25)$$

IV.3.2.3. Structure RST du régulateur

La structure *RST* polynomiale est introduite afin d'obtenir une relation entre la sortie $y(t)$, la commande $u(t)$ et la consigne $w(t)$. À partir de la relation (4.25), il vient :

$$\Delta u_{opt}(t)[1 + q^{-1}\mathbf{m}_1\mathbf{i}h(q^{-1})] = -\mathbf{m}_1\mathbf{i}f(q^{-1})y(t) + \mathbf{m}_1[q^{N_1} \dots q^{N_2}]\mathbf{w} \quad (4.26)$$

Cette relation doit correspondre, d'après la figure (4.32), à l'équation :

$$S(q^{-1})\Delta(q^{-1})u(t) = -R(q^{-1})y(t) + T(q)d(t) \quad (4.27)$$

Ce qui fournit par identification les trois polynômes R , S et T constituant le régulateur linéaire équivalent :

$$\begin{cases} S(q^{-1}) = 1 + \mathbf{m}_1\mathbf{i}h q^{-1} \\ R(q^{-1}) = \mathbf{m}_1\mathbf{i}f \\ T(q^{-1}) = \mathbf{m}_1[q^{-N_2+N_1} \quad q^{-N_2+N_1+1} \quad \dots \quad 1]^T \end{cases} \quad (4.28)$$

avec

$$\begin{cases} \text{degré}[S(q^{-1})] = \text{degré}[B(q^{-1})] \\ \text{degré}[R(q^{-1})] = \text{degré}[A(q^{-1})] \\ \text{degré}[T(q^{-1})] = N_2 - N_1 \end{cases}$$

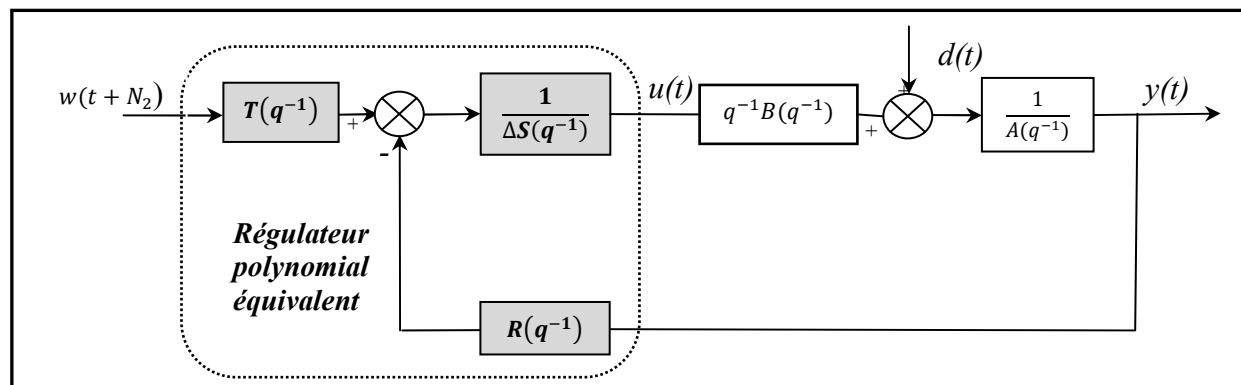


Figure 4.32: Structure RST de la commande GPC.

Notons que T est volontairement choisi ici causal (puissances de q^{-1}), en considérant que le signal de consigne est $w(t + N_2)$.

L'intérêt qui se dégage de la représentation RST (par ailleurs très générale puisque toute loi de commande numérique peut se modéliser ainsi) est que finalement la boucle temps réel s'avère très peu gourmande en temps de calcul, puisque la commande appliquée au système se calcule par une simple équation aux différences (équation 4.27). Les trois polynômes R , S , T sont en effet élaborés hors ligne et définis de façon unique dès lors que les quatre paramètres de réglage N_1 , N_2 , N_u , λ sont choisis. En conséquence, ce type de commande permet la sélection de périodes d'échantillonnage faibles et s'avère bien adapté à la commande de systèmes électromécaniques.

Un autre intérêt majeur de cette structure RST concerne l'étude de la stabilité de la boucle corrigée, et donc la caractérisation de la stabilité de la commande prédictive élaborée, qui est dès lors possible pour un jeu de paramètres du critère fixé. On peut vérifier la position des pôles en boucle fermée, donnés par l'équation caractéristique suivante:

$$P(q^{-1}) = A(q^{-1})S(q^{-1})\Delta(q^{-1}) + q^{-1}B(q^{-1})R(q^{-1}) \quad (4.29)$$

Avec cette représentation, il est possible de tester la stabilité avant l'implantation de la loi de commande sur le système réel.

IV.3.2.4. Algorithme de calcul de la GPC

Nous pouvons résumer la synthèse de la commande prédictive généralisée dans l'algorithme suivant :

Début

1. Obtention des coefficients A et B du modèle de processus de type CARIMA ;
2. Calcul du polynôme $\tilde{A}=A\Delta$;
3. Définir les horizons de prédictions N_1 et N_2 , l'horizon de commande N_u , et le facteur de pondération λ ;
4. Résolution des deux équations diophantiennes;
5. Formation de la matrice \mathbf{G} ;
6. Définition des matrices \mathbf{if} et \mathbf{ih} ;
7. Calcul de la matrice $\mathbf{M} = [\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}_{N_u}]^{-1} \mathbf{G}^T$;
8. Calcul de \mathbf{m}_1 (stratégie de l'horizon fuyant) ;
9. Synthèse du correcteur RST

Fin.

IV.3.2.5. Choix des paramètres de réglage

La définition du critère quadratique (4.23) a montré qu'on doit fixer quatre paramètres de réglage. Ce choix des paramètres s'avère cependant délicat, car il n'existe pas de relations empiriques permettant de relier ces paramètres à des 'indicateurs' classiques en Automatique, tel que la marge de stabilité. Nous énonçons ci-dessous quelques idées guidant le choix des paramètres de réglage [RAM01], [KHA05].

a. Choix de l'horizon minimal de prédiction N_1

Le produit $N_1 T_e$ (T_e période d'échantillonnage) est choisi égal au retard pur du système. Ainsi, pour un système ne présentant pas de retard ou présentant un retard mal connu ou variable, N_1 est choisi égal à 1.

b. Choix de l'horizon maximal de prédiction N_2

N_2 est choisi de sorte que le produit $N_2 T_e$ soit limité par la valeur du temps de réponse souhaité. En effet augmenter la prédiction au delà du temps de réponse n'apporte aucune information supplémentaire et complexifie la résolution. Par ailleurs, plus N_2 est grand, plus le système corrigé est stable et lent.

c. Choix de l'horizon de prédiction sur la commande N_u

L'horizon de commande conditionne les dimensions des matrices et vecteurs impliqués pour le calcul de la loi de commande: plus ce paramètre est choisi petit et plus le volume de calcul diminue. En plus si $N_u = 1$, ceci permet d'éviter des inversions de matrices lors des calculs de la loi de commande. D'où l'intérêt de choisir ce paramètre le plus petit possible (égal à un ou deux selon les performances exigées).

d. Choix du facteur de pondération de la commande λ

On peut interpréter le facteur de pondération λ comme "l'équilibre de la balance". Plus λ est élevé et plus la commande optimale fournie est douce. Si λ est nulle, la minimisation du critère est effectuée sans tenir compte des mouvements de la commande. Il peut donc en résulter une commande très forte pouvant faire diverger le processus réel. Une relation permettant de déterminer rapidement la valeur de λ apportant au système le maximum de stabilité est donnée ci-dessous [RAM01] :

$$\lambda_{opt} = trace(\mathbf{G}^T \mathbf{G}) \quad (4.30)$$

IV.3.2.6. Application à la lampe à décharge

a. Fonction de transfert discrétisée du modèle de la lampe

Partant de la fonction de transfert du modèle de la lampe donné par l'équation (4.7), prenons une période d'échantillonnage $T_e = 10^{-7}$ s, nous obtenons la fonction de transfert discrétisée du modèle (4.31) :

$$\frac{I_{arc}}{V_L} = \frac{6.554e - 006 q^{-2} - 4.312e - 006 q^{-1} - 2.242e - 006}{q^{-3} - 2.883 q^{-2} + 2.768 q^{-1} - 0.8849} \quad (4.31)$$

b. Synthèse du régulateur GPC pour la boucle du courant d'arc

Selon (4.31) on obtient les polynômes $A_i(q^{-1})$ et $B_i(q^{-1})$ du model CARIMA suivants :

$$\begin{cases} A_i(q^{-1}) = q^{-3} - 2.883 q^{-2} + 2.768 q^{-1} - 0.8849 \\ B_i(q^{-1}) = 6.554e - 006 q^{-2} - 4.312e - 006 q^{-1} - 2.242e - 006 \end{cases} \quad (4.32)$$

Le régulateur de courant est synthétisé pour le réglage suivant : $N1 = 1$; $N2 = 10$; $Nu = 1$ et $\lambda = trace(\mathbf{G}^T \mathbf{G})$. Les polynômes RST sont calculés par le programme général (Annexe F).

Ce réglage assure pour le système corrigé de bonnes performances, la figure (4.33) illustre la régulation du courant d'arc efficace par rapport à une référence de 1A. Le système ainsi corrigé, possède un temps de réponse très rapide égale à $3.5 \mu s$ avec un léger dépassement.

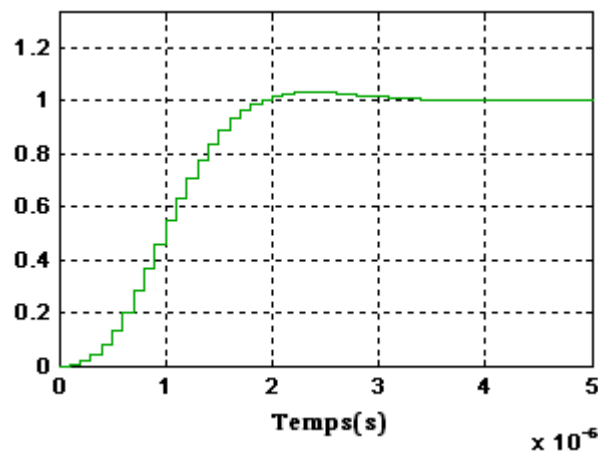


Figure 4.33: Régulation de i_{arc} par rapport à une référence de 1A : système discrétisé ($T_e = 1e-7$).

La figure (4.34) illustre les lieux des pôles et le diagramme de Bode du système ainsi corrigé.

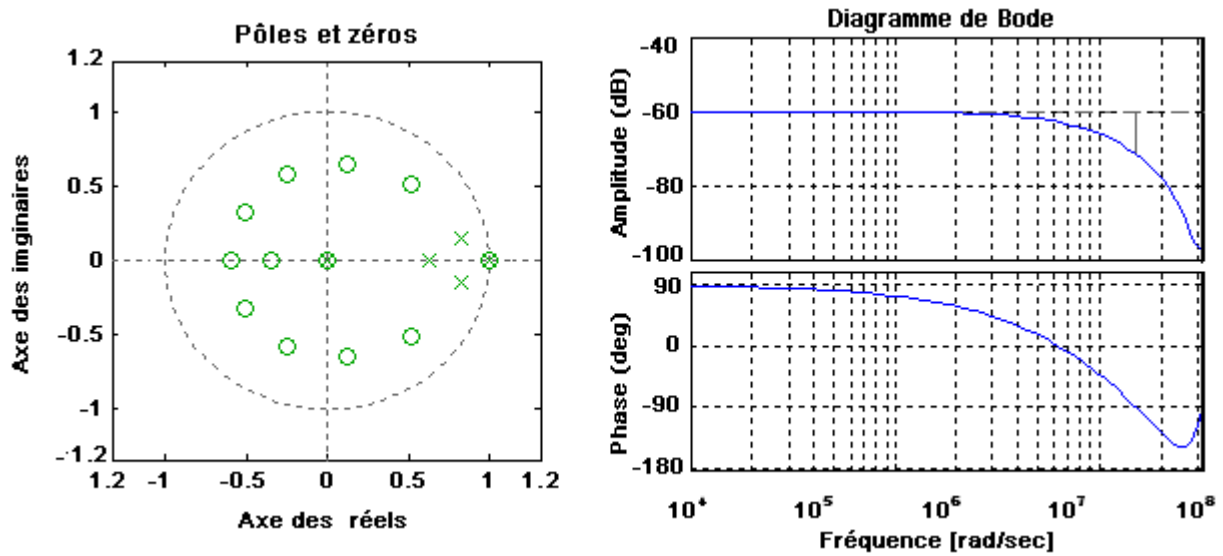


Figure 4.34: Lieux des pôles et diagramme de Bode

IV.3.2.7. Résultats de simulation de la lampe

– *Courant d'arc et tension d'arc de la lampe*

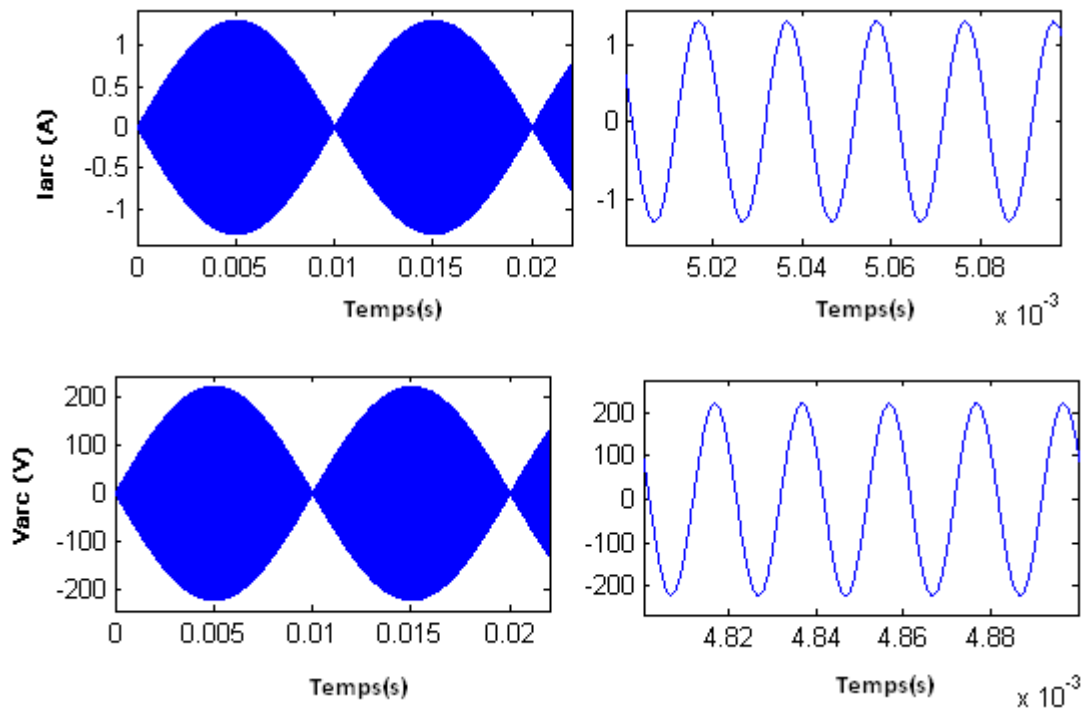


Figure 4.35: Forme d'onde du courant et de la tension d'arc de la lampe

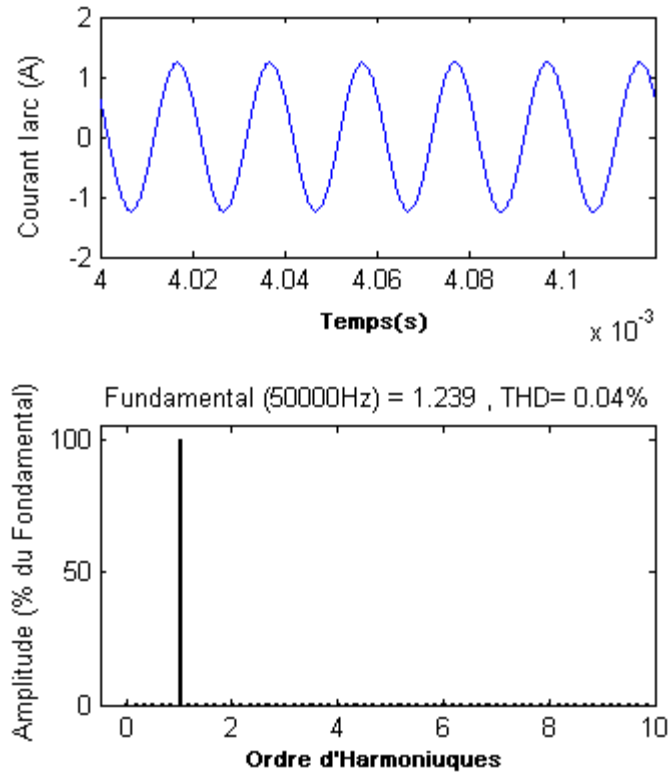


Figure 4.36-a: Spectre d'harmoniques de I_{arc}

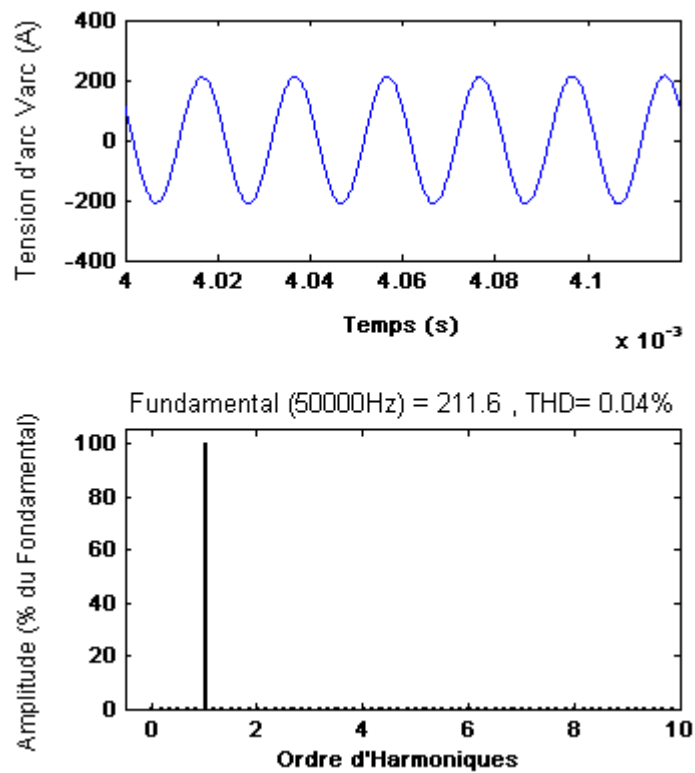


Figure 4.36-b : Spectre d'harmoniques de V_{arc}

– *Courant total de la lampe*

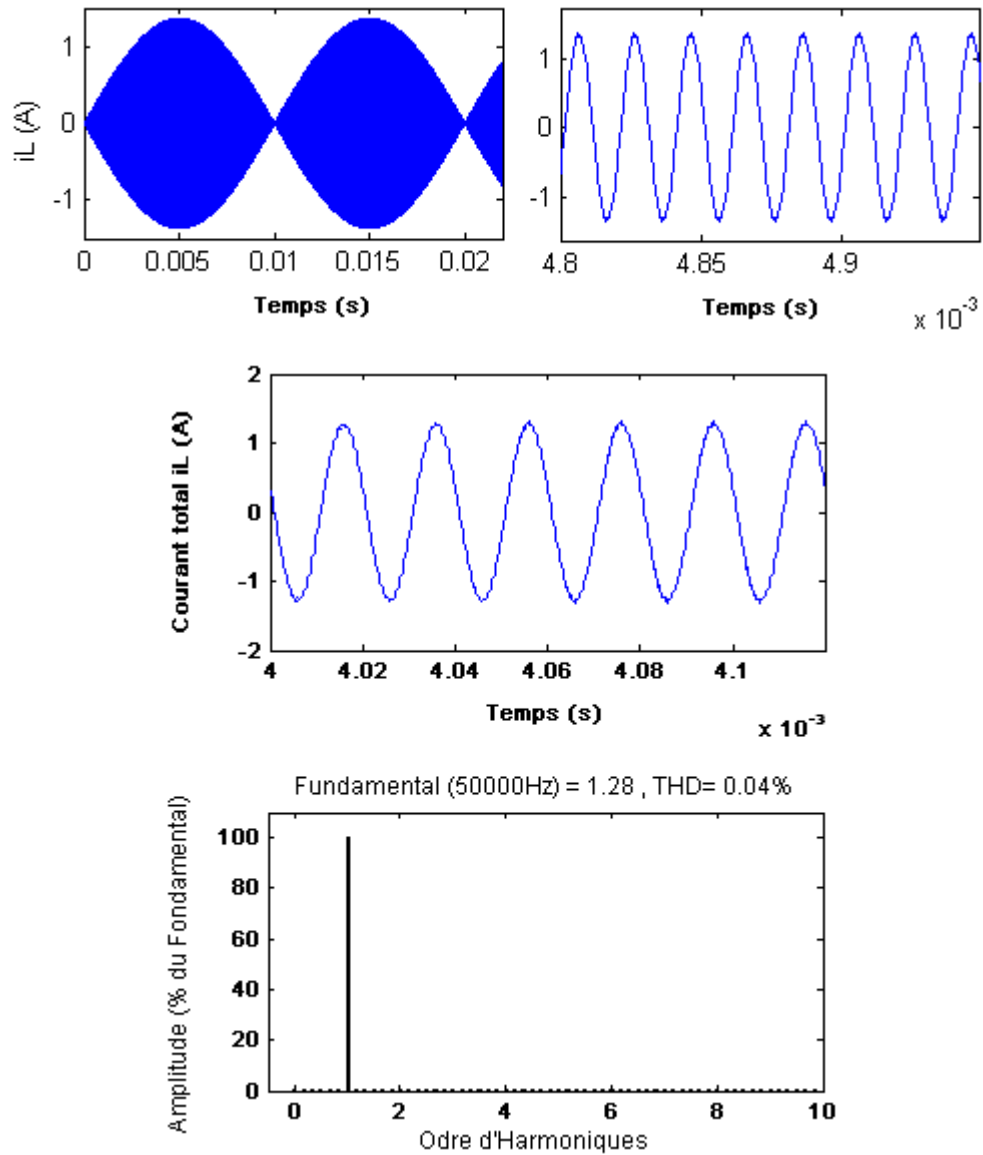
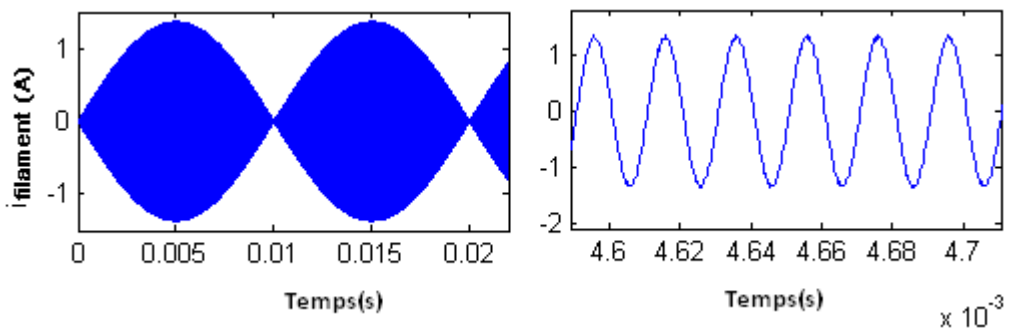


Figure 4.37: Forme d'onde et spectre d'harmoniques de i_L

– *Courant de filament et Tension appliquée à la lampe*



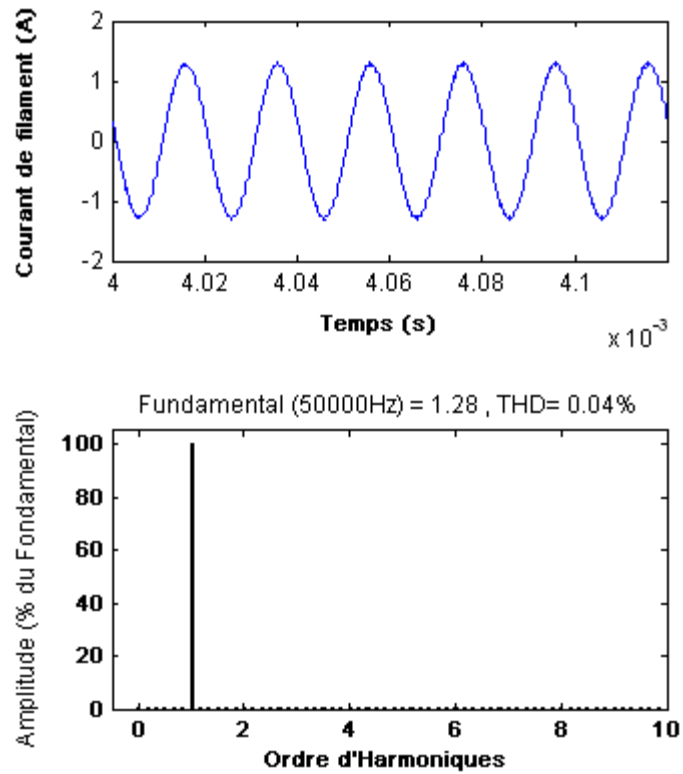


Figure 4.38: Forme d'onde et spectre d'harmoniques de V_L

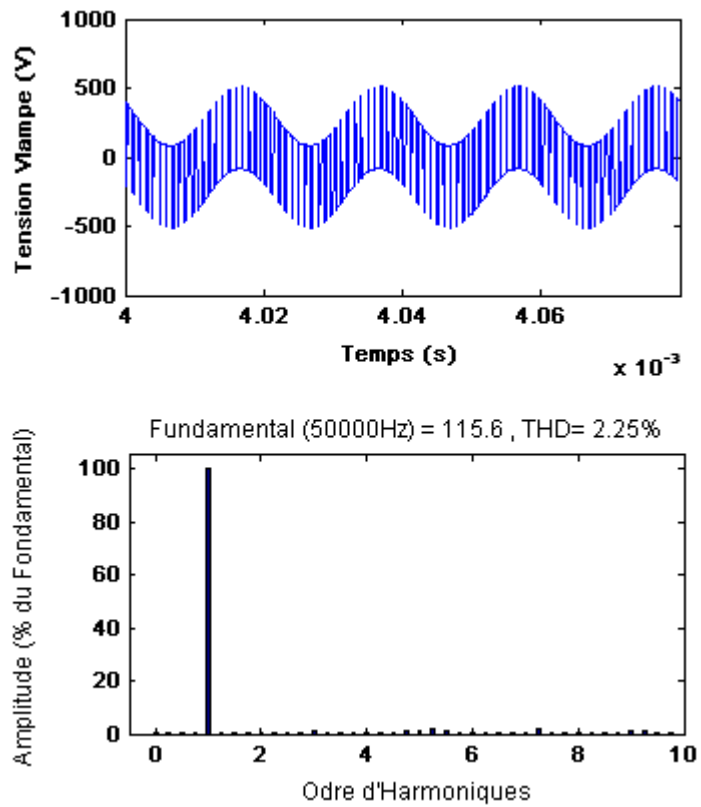


Figure 4.39: Forme d'onde et spectre d'harmoniques de i_f

– *Courant de condensateur d'amorçage*

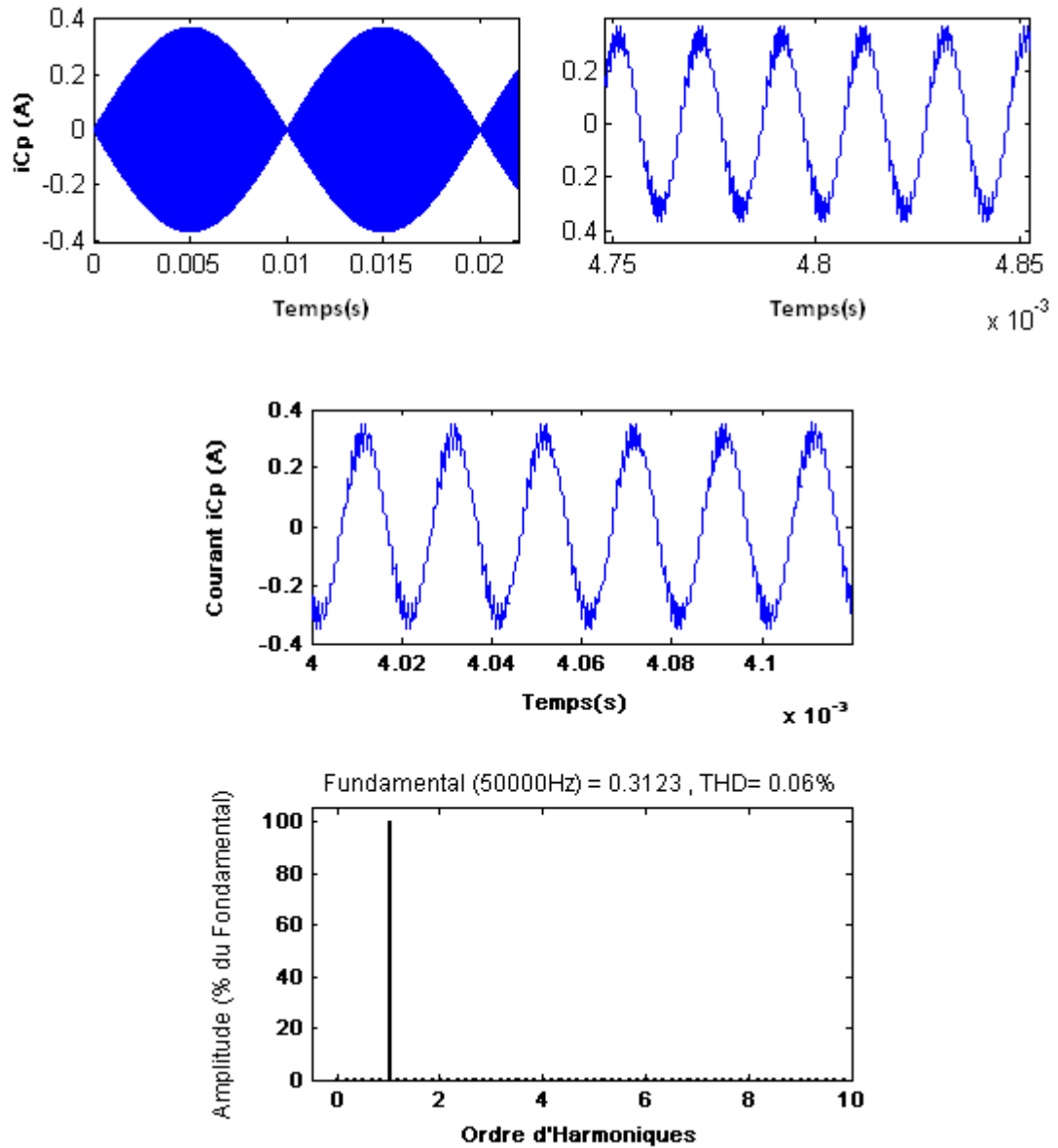


Figure 4.40: Forme d'onde et spectre d'harmoniques de i_{Cp}

Le régulateur **GPC** a apporté de très bonnes performances à la lampe. Une diminution remarquable sur le plan **THD** par rapport à celui obtenu avec le **PI**. Les formes d'onde des courants et des tensions sont sinusoïdales.

– Courant d'arc efficace de la lampe

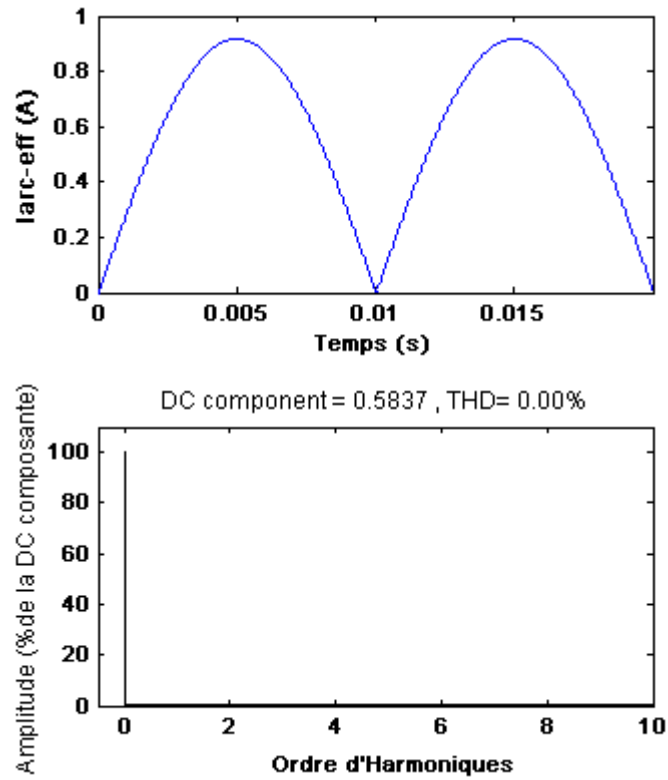


Figure 4.41-a: Courant efficace déterminée à la fréquence de 50KHz.

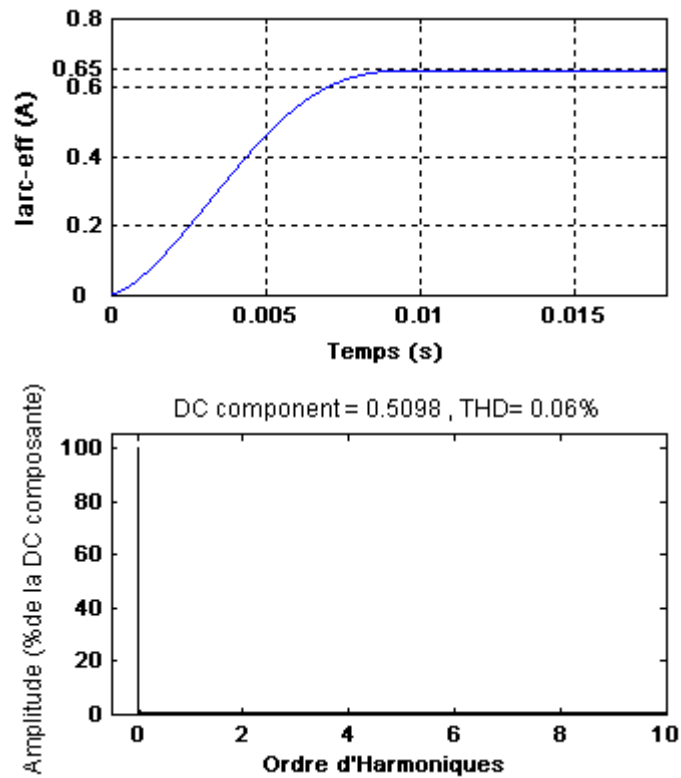


Figure 4.41-b: Courant efficace déterminée à la fréquence de 100Hz.

Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les résultats de simulation de l'association "convertisseur matriciel-lampe à décharge", d'abord en boucle ouverte avec l'application de deux stratégies de commande: MLI et Hystérésis et ensuite en boucle fermée avec l'utilisation d'un régulateur PI et d'un régulateur GPC sous forme polynômiale RST pour la régulation de la boucle de courant i_{arc} .

Les résultats de simulation de la boucle ouverte ont fait l'objet d'une comparaison avec les résultats obtenus avec onduleur.

L'introduction des régulateurs a beaucoup amélioré le niveau de THD et a fait ainsi de la lampe une bonne source de courant sur le plan de pollution en harmoniques.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire est une contribution à l'analyse et la commande d'un convertisseur matriciel et son application à la conduite d'une lampe à décharge.

La mise en œuvre des lampes à décharge, que ce soit pour l'éclairage ou pour des applications à vocation plus industrielles (traitement des produits finis), fait appel à des connaissances diversifiées : électrotechnique, physique des plasmas, chimie... Nous nous sommes attachés, dans le premier chapitre de ce mémoire, à rendre ces disciplines plus familières au lecteur qui pourrait les utiliser dans le cadre d'une étude sur la stérilisation UV notamment le traitement biologique de l'eau par UV.

C'est ainsi qu'après avoir rappelé les principales applications du rayonnement produit par les lampes à décharge, nous avons expliqué en détail l'action germicide de la raie 253.7nm sur l'ADN des virus et des bactéries.

Nous avons donné au 2^{ème} chapitre une description des principales alimentations des lampes à décharge. Ainsi, nous avons rappelé les conditions d'alimentation des lampes à décharge dans le but de générer le maximum de rayonnement UV à haut pouvoir germicide. Nous nous sommes basés sur les résultats expérimentaux réalisés par les auteurs et décrits dans les références [COST00] et [SAR99]. Ce chapitre constitue un argument essentiel pour le choix de la valeur efficace du courant de la lampe.

Le troisième chapitre a été consacré à l'étude d'une structure de convertisseur direct AC-AC "convertisseur matriciel". Ainsi, nous avons rappelé les concepts de modélisation des convertisseurs statiques à structures matricielle (interrupteur en commutation, cellule de commutation) auxquels nous avons associé les notions de fonctions de connexion, de commutation et de conversion. Nous avons développé, pour la structure polyphasée :

- Un modèle de connaissance en utilisant :
 - les réseaux de Petri, les fonctions de connexion, de commutation et de conversion pour les grandeurs discrètes;
 - les représentations d'état pour les grandeurs continues.
- Un modèle de commande en utilisant les fonctions génératrices de connexion.

Nous avons ensuite développé deux stratégies de modulation pour la génération des fonctions connexions :

- La stratégie de modulation de largeur d'impulsion MLI à échantillonnage naturel,
- La modulation à hystérésis utilisant le relai à hystérésis comme modulateur.

Nous avons évoqué à la fin de ce chapitre une application particulière qui est la structure monophasé/ monophasé afin de l'utiliser plus loin pour alimenter la lampe.

Le quatrième chapitre est dédié à la commande de l'association "convertisseur matriciel-lampe". La première partie envisage l'étude du comportement dynamique du système en boucle ouverte en appliquant deux stratégies de commande: **MLI** et **Hystérésis**. Pour la stratégie MLI, le réglage du taux de modulation a été effectué afin d'avoir une linéarité entre la variation du courant d'arc efficace et le taux de distorsion d'harmoniques (THD). La caractéristique de réglage a permis ainsi de fixer la valeur de " r " qui doit être retenue pour le reste du travail. Une comparaison des résultats obtenus avec celles obtenus par [AIS05] en utilisant un onduleur de tension a eu lieu à la fin de cette partie, ainsi nous pouvons constater :

- L'utilisation du convertisseur direct a apporté une légère amélioration sur le plan du THD: **4.64%** contre **5.39%**, en revanche, le courant d'arc et la tension d'arc sont en phase et avec le même THD contrairement au cas de l'onduleur ;
- Cette différence au niveau du THD explique le rapprochement de la forme de la sinusoïde des ondes des courants et des tensions.
- L'introduction du relai à hystérésis a apporté une remarquable amélioration du niveau du THD par rapport à la MLI: **2.62%** contre **4.64%**.

La deuxième partie de ce chapitre a été consacrée à la régulation du courant d'arc de la lampe. Dans ce contexte, deux régulateurs ont été séparément utilisés: **PI** classique et **GPC** sous forme polynômiale **RST**. Ces deux techniques de commandes ont permis à la fois de contrôler la valeur de i_{arc} et d'améliorer la forme d'onde des courants et des tensions puisque le THD s'est réduit à **0.8%** avec **PI** et à **0.04%** avec **GPC**.

Dans ce travail, la mesure de la valeur efficace du courant d'arc ne peut être maintenue constante sur la période de fonctionnement, présentant donc l'inconvénient majeur de l'utilisation du convertisseur matriciel.

Perspectives:

- Développement d'un modèle précis de la lampe à décharge qui décrit mieux le comportement physique de la décharge électrique,
- Utilisation d'autres convertisseurs modernes tels que les "**convertisseurs multicellulaires**" dans l'alimentation de la lampe.

Bibliographie

- [AIS05] Aicha Aissa BOUKHTACHE,
« Commande d'un Système Lampe à Décharge-Ballast Electronique pour Epuraton des Eaux.» Mémoire de Magister, Spécialité Electrotechnique, Université Hassiba Ben BOUALI de Chlef. 2005.
- [AIM03] Martin AIMÉ,
« Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques Application aux nouvelles structures multicellulaires.» Thèse de Doctorat, Spécialité Génie Electrique, I. N. P de Toulouse, Nov. 2003.
- [ALA02] Mohamad Alaa Eddin AIALI,
« Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension.» Thèse de Doctorat de l'Université Louis Pasteur - Strasbourg I, Discipline: Génie électrique, Sep.2002.
- [ALE89] Alberto. AIESINA, Marco.G.B. VENTURINI,
« Analysis and Design of Optimum-Amplitud Nine-Switch Direct AC-AC Converters.» IEEE Transactions on Power Electronic, Vol.4, no 1, pp 101-112, Jan.1989.
- [BER85] J.J. BERSON, P. SACHOUX,
« Stérilisation d'eau par rayons ultraviolets.» L'Eau, l'Industrie, les Nuisances, 94. Sep.1985.
- [BEZ03] Tahinaharinjaka BEZANAHARY,
« Modélisation du comportement de la colonne positive d'un plasma de décharge dans les gaz rares purs: application à l'étude des lampes "basse pression" sans mercure.» Thèse de Doctorat, Spécialité Génie électrique, Université Paul SABATIER de Toulouse, 2003.
- [BIN97] Lu BIN,
« A feedback control algorithm for voltage-source matrix converter.» Thèse de Master, Faculté Génie Electrique, Université Mc Gill, Montréal, Québec, Juin 1997.
- [BOU06] M. BOUSQUET,
« Traitement germicide par rayonnement UVC, Note concernant l'application des rayonnements ultraviolets "C".» Catalogue ERIES Sarl.
- [BUZ00] D.BUZORE,
«Générateurs UVC. L'eau, les bactéries, les virus. Les rayons UV principe et applications.» Catalogue ISACAT Sarl, Révision 30 Août 2000.
- [CAI86] Jean-Philippe CAILLÈRES,
«Traitement de l'eau par ultraviolets Application à la purification des coquillages.» Memotec n° 1629, Nov.1988.

- [CAM97] J.P. CAMBRONNE, J.P. HAUTIER,
«Synthèse de la commande d'un onduleur de courant triphasé.» J. Phys. III France 7 (1997),
pages 1615-1638.
- [COS00] Corina COSTACHE,
« Etude d'un système lampe à décharge –alimentation-réacteur. Application au traitement
tertiaire de l'eau.» Thèse de Doctorat, Spécialité Génie Electrique, Université Paul
SABATIER de Toulouse, 2000.
- [DAH04] K.DAHMANE,
«Contribution à la modélisation et à la commande d'une machine asynchrone double étoile
alimentée par un convertisseur matriciel.» Memoire de Magister, ENP, 2004.
- [DAM03] J.J. Damelincourt, B. Mrabat, A.Ghammam, H.Eloumi, M.Stambouli,
« Alimentation en pseudo continu d'une lampe à décharge mercure-argon basse pression
utilisée pour produire du rayonnement UV.» Université Paul SABATIER de Toulouse, 2003.
- [DIE08] Rafael DIEZ MEDINA,
« Alimentation de puissance d'une lampe exciplexe à décharge à barrière diélectrique, en vue
du contrôle du rayonnement.» Thèse de Doctorat, Spéc Génie élect, I.N.P de Toulouse 2008.
- [FRA96-a] Bruno FRANÇOIS,
« Formalisme de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseurs
statiques à structure matricielle.» Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et
Technologies de Lille, Jan. 1996.
- [FRA96-b] B. François, J.P. Cambronne et J-P- Hautier,
«Caractérisation des convertisseurs matriciels: Structure de l'automate de commande
rapprochée. » J. Phys. III France 6 (1996), pages 625-639.
- [FRA96-c] B. François, J-P- Cambronne et J.P. Hautier,
« Caractérisation des convertisseurs matriciels: II. Synthèse des fonctions de connexion.»
J. Phys. III France 6 (1996), pages 641-660.
- [GUI94] Guillaud X. et J.P. Hautier,
« Concepts de modélisation pour la commande de convertisseurs statiques.» J. Phys. III
France 4 (1994), pages 805-819.
- [HAN06] H. Mohd Hanafi, Z. Idris, M. K. Hamzah et Azilah Saparon,
« Modelling et Simulation of Single-phase Matrix Converter as a Frequency Changer with
Sinusoidal Pulse Width Modulation Using MATLAB/Simulink.» First International Power
and Energy Coference PECon 2006 482, Nov.2006, Putrajaya, Malaysia
- [HAU99] J.P.HAUTIER, J.P.CANON,
« Convertisseurs statiques.» Editions Technip, Paris 1999.

[HOL92] D. G. HOLMES, T. A. LIPO,
« Implementation of a controlled rectifier using ac-ac matrix Converter theory.» IEEE Power Electron. Spec. Conf Rec., 1989, pp. 353-359 IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 7, no 1, pp 240-250, Jan. 1992.

[IDR05] Zahirrudin Idris, Mohamad Fadzil Saidon, Mustafar Kamal Hamzah,
« Implementation of Single-Phase Matrix Converter as a Direct AC-AC Converter with Commutation Strategies.» IEEE PEDS 2005.

[KHA05] M.T. KHADIR,
« Modélisation et commande prédictive des systèmes industriels.» Thèse de Doctorat de l'Université d'Annaba, 2005.

[KHE08] K. Khelifi Othmane,
« Analyse d'une conduite prédictive sous contrainte pour la conduite d'une machine asynchrone triphasé.» Mémoire de Magister, Université Hassiba B. BOUALI de Chlef. 2008.

[KWA05] Sangshin KWAK
« Design and analysis of modern three-phase ac/ac power converters for ac drives and utility interface.» Thèse de Doctorat de l'Université de Texas, Mai 2005.

[LEF05] Pierre LEFRANC
« Étude, conception et réalisation de circuits de commande d'IGBT de forte puissance.» Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Spécialité: Génie Electrique, Nov. 2005

[LEV03] Mlle LEVRAT Fleur,
« Externalisation de l'activité de stérilisation d'un établissement de santé : proposition d'un guide.» Thèse de Doctorat de l'Université Claude BERNARD – Lyon 1

[MAH01] Jochen Mahlein, Jorg Weigold et Olaf Simon,
« New Concept for Matrix Converter Design.» IECON'01 : The 27th Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp 1044-1048, 2001.

[MAR86] Marc Morel et Willy Salamon,
« Projet de station de purification de coquillages dans le nord de la France.» Institut Français de Recherche pour l'Exploitation de la Mer, Centre de Boulogne.

[MAU07] Marie-Thérèse Maurette , N. K. V. Leitner, F. Benoit-Marquié et C.Féliers,
« Les photons peuvent détruire directement les pathogènes et les polluants.» Revue : l'actualité chimique-Mai-Juin 2007- n° 308-309, p: 76-78, Web: www.edif.fr

[MIG04] Véronique MIGNOT,
« La désinfection des eaux usées.» Mém. D.U. "Eau et Environnement", Université Picardie, 58 p. + annexes, 2004.

- [RAM01] G.RAMON,
« Contribution à la commande prédictive généralisée adaptative direct et applications.»
Thèse de doctorat de l'Université de Paris XI, 2001.
- [RAS01] Muhammad. H. RASHID,
« Power Electronics Handbook.» Format pdf. Editions Series 2001, chap. 5, 6 et 16.
- [REZ07] Mohamed Mounir REZAOUI,
« Commande d'un moteur asynchrone pentaphasé alimenté par un convertisseur matriciel.»
Mémoire de Magistère de l'ENP, Déc.2007.
- [SAL05] M. SALANNE Jean-Philippe,
« Contrôle du point de fonctionnement des décharges électriques par l'intermédiaire de leur alimentation.» Thèse de Doctorat, Spécialité Génie électrique, I.N.P de Toulouse, 2005.
- [SAR99] Hasna SARROUKH,
« Modélisation du rayonnement d'une lampe à décharge mercure-argon basse pression
Application à un réacteur de traitement des eaux usées.» Thèse de Doctorat, Université
Abdemalek Essaadi, Faculté des Sciences Tétouan, Maroc, 1999.
- [SHU98] Axel SHUSTER,
« Commande, réglage et optimisation d'un convertisseur matriciel pour entraînement par
moteur asynchrone.» Thèse de Doctorat de l'Ecole Polytechnique de Lausanne, 1998.
- [VEN80] M. Venturini, A. Alesina,
« The Generalized Transformer: A New Bidirectional Sinusoidal Waveform Frequency
Converter with Continuously Adjustable Input Power Factor.» IEEE-PESC Conf Rec, 1980,
pp. 242-252.
- [ZUC97] A.Zuckerberger , D. Weinstock, A. Alexandrovitz,
« Single-phase matrix converter.» IEE Pmc.-Electr. Power Appl., Vol.144, No.4, Juil. 1997

ANNEXE A

Décharge électrique

A.1. Décharge électrique

On appelle « *décharge électrique* » l'ensemble des phénomènes qui résultent du passage d'un courant électrique d'un conducteur solide à un milieu gazeux ainsi que dans le milieu gazeux lui même.

La propagation du courant n'est possible qu'après un phénomène disruptif qui produit dans le gaz les décharges nécessaires pour rendre ce milieu gazeux conducteur. En effet, aux températures et pressions ordinaires, le gaz est isolant électrique qui ne contient qu'un nombre très réduit de particules chargées libres (électrons, ions) par unité de volume.

Cependant, sous l'action d'un champ externe, des rayons cosmiques, des rayons X ou des rayons ultra-violet, on obtient une décharge en produisant des particules chargées libres par ionisation des atomes neutres du gaz. Si le courant est suffisant, son passage entretient alors cette ionisation et conserve au milieu gazeux ces propriétés de conduction [POI98].

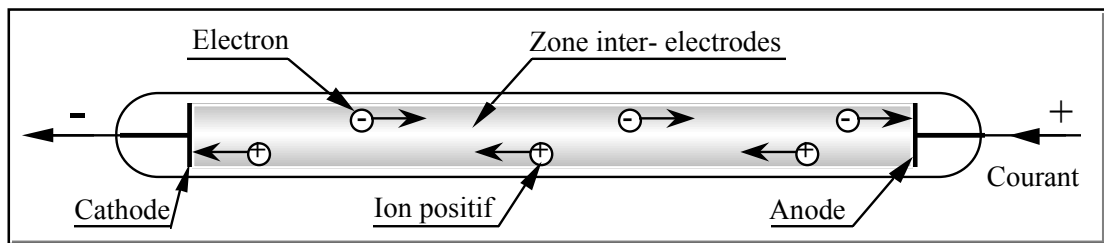


Figure A.1: Décharge électrique créée dans un gaz renfermé dans une enceinte.

A.2. Claquage et différents types de régimes

En appliquant une tension entre les électrodes, ceci provoque la circulation d'un courant et une décharge apparaît brusquement entre les électrodes. L'étude de ce phénomène nécessite l'emploi d'un dispositif limiteur de courant : le ballast. On relève alors la caractéristique courant-tension dont la figure (A.2) donne l'allure générale.

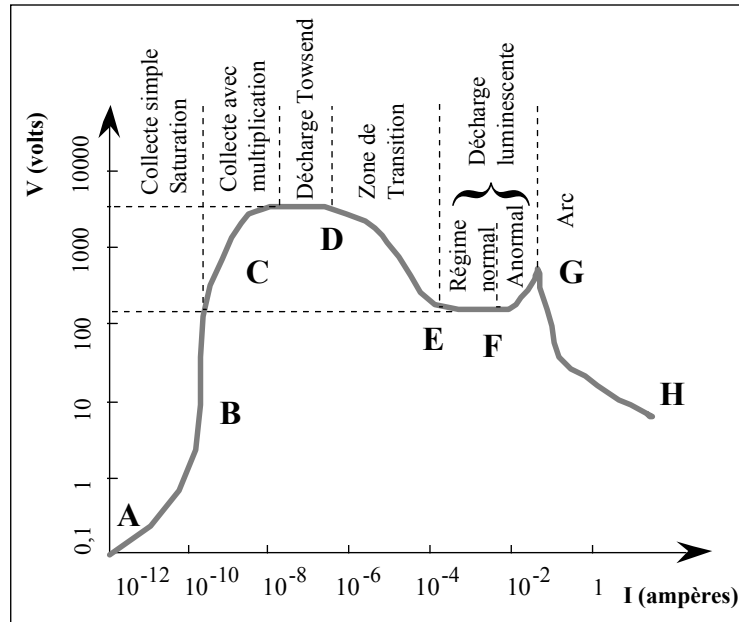


Figure A.2 : Caractéristique courant-tension d'une décharge électrique [COS00].

Cette figure permet de donner un aperçu des mécanismes conduisant des décharges non-autonomes aux arcs. Elle est découpée en plusieurs parties que nous allons décrire brièvement :

- **Décharge non autonome**, collecte simple sans saturation : appliquons une tension entre les électrodes et provoquons une émission thermoélectronique ou photo-électronique près de la cathode, par un procédé extérieur thermique ou par un rayonnement ultra-violet. Un courant circule. En augmentant la tension, on arrivera à collecter une partie des électrons (partie A). Ensuite, il y a saturation (partie B). Si nous arrêtons le processus extérieur, alors le courant cesse. La décharge est non autonome.

- **Zone de collecte avec multiplication** : Continuons à augmenter la tension. Le champ inter-électrode va accélérer les électrons qui ont maintenant une énergie suffisante pour provoquer l'ionisation des atomes ou molécules du gaz. Un phénomène d'avalanche se produit, les chocs entre électrons (ou ions) et atomes créent de nouveaux ions et de nouveaux électrons libres en arrachant des électrons aux atomes. Ces électrons (et ces ions), eux-mêmes accélérés, amplifient le phénomène, ceci accélère l'augmentation rapide du courant (partie C).

- **Décharge Townsend** : Lorsque la tension continue de croître, les électrons très légers et par conséquent très mobiles acquièrent une vitesse élevée et ionisent de plus en plus les atomes ou les molécules du gaz. Les ions interagissent avec la cathode et provoquent l'émission d'électrons. Les caractéristiques de la décharge sont maintenant très dépendantes de la nature des électrodes. Le courant peut se maintenir ou croître, il ne dépend plus d'un agent

extérieur et n'est limité que par le circuit extérieur. On parle alors de décharge de Townsend, qui est une décharge autonome dont la tension correspondante est la tension d'amorçage V_D .

- **Décharge luminescente** : Lorsque le courant augmente à partir de la décharge de Townsend, la tension commence par diminuer. C'est une zone de transition pour accéder à une décharge luminescente. Cette décharge est caractérisée par une différence de potentiel constante entre les électrodes. Seuls des changements situés au niveau de la cathode différencient cette décharge de la décharge en régime d'arc. A ce niveau, le champ électrique décroît et tous les électrons de la cathode sont émis sous l'effet d'un bombardement ionique.

- **Régime d'arc** : Par la suite, les ions perdent moins d'énergie par collisions et en fournissent d'avantage à la cathode. En un point de la cathode, la densité de courant et la température s'élèvent plus que sur le reste de la surface, l'émission tend à se concentrer. Lorsque l'émission thermoélectronique devient importante, la pente $V=f(I)$ redevient négative. On est en régime d'arc.

A.3. Régime établi, répartition du potentiel

La constitution générale de la lampe et la répartition des potentiels en régime établi (luminescent ou arc) entre les différentes zones de la lampe sont représentées sur la figure (A.3). En faisant circuler un faible courant (de quelques 10^2 mA) entre les électrodes qui se trouvent aux extrémités du tube, on produit une décharge électrique.

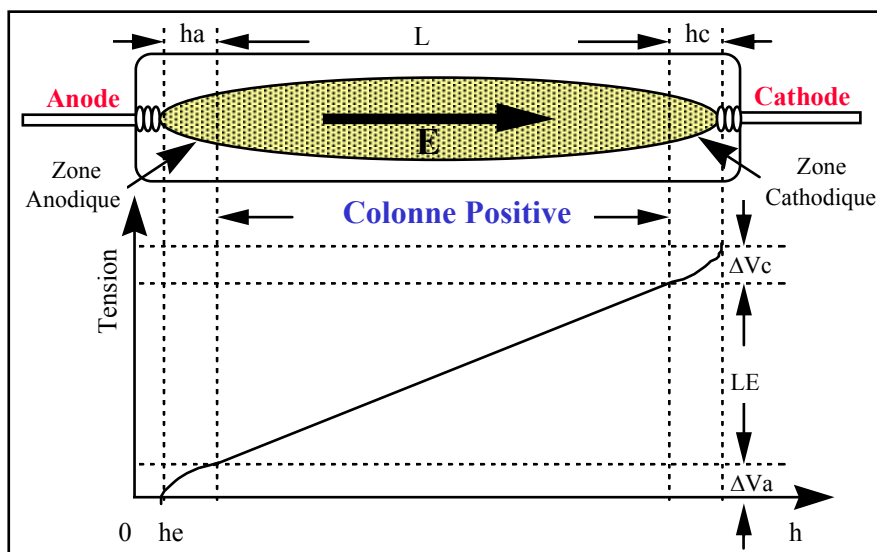


Figure A.3: Répartition du potentiel d'une lampe à décharge

On distinguera donc trois zones principales dans une lampe à décharge : la zone cathodique, la zone anodique et une zone intermédiaire qui s'étend pratiquement sur toute la longueur de la décharge. C'est principalement dans cette partie qu'est produit le rayonnement. Cette zone est appelée colonne positive.

Lorsque la lampe est alimentée en courant alternatif, ce qui correspond à la majorité des applications, les deux électrodes jouent alternativement le rôle d'anode et de cathode.

- **La cathode** : son rôle est d'émettre des électrons. En régime d'arc, l'émission est concentrée en un point unique très chaud appelé *spot*. Pour ce mode de fonctionnement, la chute de tension nécessaire au maintien de l'arc est de 10 Volts environ, pour les électrodes habituellement utilisées. L'énergie nécessaire à l'entretien de la température élevée du spot (2300 K), nécessaire à l'émission des électrons est apportée par le bombardement des ions, accélérés par la chute de tension cathodique. On parle alors, d'émission thermoionique.

- **L'anode** : à l'inverse de la cathode, elle n'est pas normalement une électrode "active". Elle collecte seulement les électrons, et elle pourrait le faire sans une chute de tension supplémentaire, mais pour des raisons de symétrie, ses dimensions sont identiques à celles de la cathode. En régime d'arc, la chute de tension totale aux électrodes est comprise entre 10 et 20 Volts.

- **La colonne positive** : occupe la majeure partie du volume. La charge électrique du nuage de particules y est nulle macroscopiquement, le champ électrique y est donc constant. C'est par l'intermédiaire de celui-ci que la majeure partie de l'énergie fournie par le générateur est transférée aux particules chargées, puis aux particules neutres pour être ensuite transformée en rayonnement. Les électrons, du fait de leur faible inertie, jouent un rôle prépondérant dans ce transfert [COS00].

ANNEXE B

Graphe informationnel causal du convertisseur

B.1. Graphe informationnel, Notion de causalité

Le graphe informationnel représente la relation R entre grandeurs influentes E et grandeurs influencées S (figure B.1).

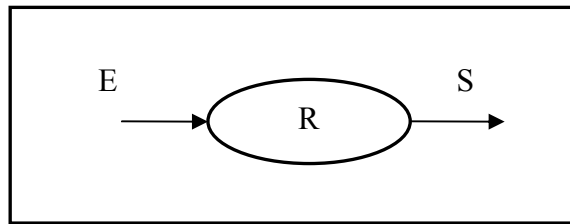


Figure B.1: Dépendance entre grandeurs influentes et grandeurs influencées.

La notion de causalité [GUI94] permet de compléter ce graphe et d'obtenir enfin le graphe informationnel causal.

La relation R est dite causale si et seulement si S ne peut être modifiée que par action sur E et E seule. Cette relation est caractérisée par une flèche (figure B.2). L'introduction d'une variable externe de référence S_{ref} , par boucle d'asservissement R_{ass} , permet la détermination d'une relation inverse indirecte: C'est le concept de la boucle fermée.

- La relation R est dite non-causale si de plus les grandeurs S peuvent influencer les grandeurs E . Une loi réversible R^{-1} peut être déterminée et cette particularité est visualisée par une double flèche (figure B.2).

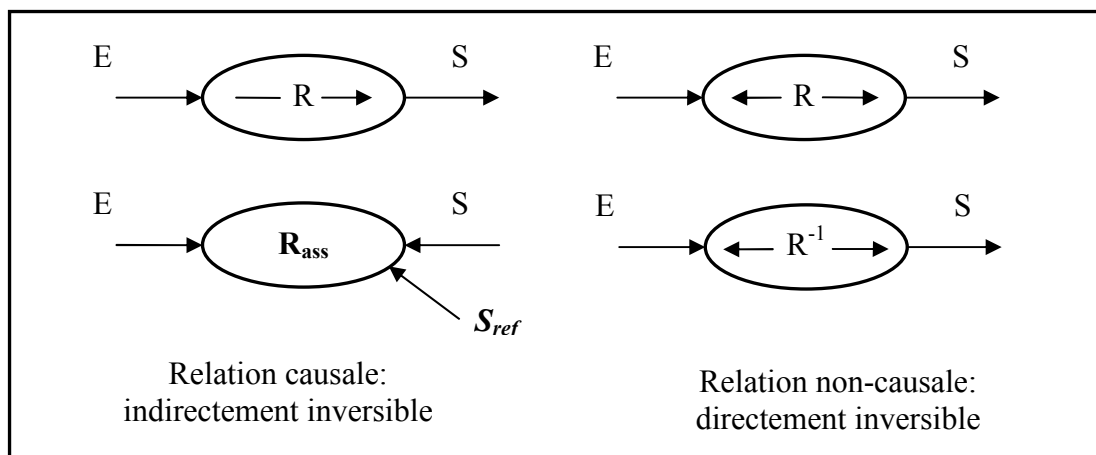


Figure B.2: Inversement d'une relation causale et d'une relation non-causale.

B.2. Graphe informationnel causal du convertisseur

En appliquant ce mode de représentation à la figure 3.9 (§ III.4.1.2), on peut établir un graphe informationnel causal liant la Partie Commande et la Partie Opérative.

La matrice des fonctions de connexion $[F]$ est considérée comme grandeur influente, $[Y]$ est le vecteur des variables de sortie considéré comme grandeur influencée. L'organisation interne du convertisseur fait introduire la matrice de conversion $[M]$ séparant la partie commande de la partie opérative du processus.

Notons $R_{F,M}$, la relation caractérisant le passage de la matrice de connexion $[F]$ à la matrice de conversion $[M]$. Cette relation étant non-causale, elle est inversible. Notons $R_{F,Y}$, la relation décrivant l'évolution des variables d'état issues de la partie opérative. Cette relation est causale et ne peut être inversée directement. Le graphe obtenu est représenté figure 3.11.

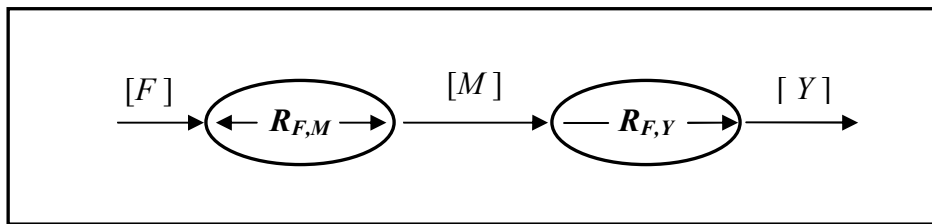


Figure B.3: Graphe informationnel causal du convertisseur.

L'introduction de fonctions génératrices permet d'obtenir une homogénéisation des variables du modèle de la partie opérative afin de déterminer des algorithmes d'asservissement ne mettant en jeu que des variables continues. Notons $R_{M,Mg}$, un intégrateur permettant le passage des fonctions de conversion (discrètes) aux fonctions génératrices de conversion (continues). Le graphe informationnel causal modifié est représenté sur la figure B.4.

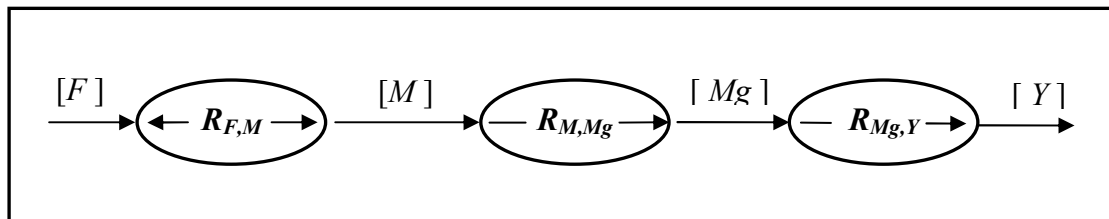


Figure B.4: Graphe informationnel causal modifié du convertisseur

B.3. Structure de l'axe de contrôle.

Par inversion de ce graphe informationnel causal, on peut déduire la structure de l'axe de contrôle du convertisseur. La relation $R_{F,M}$ est directement réversible. La relation $R_{Mg,Y}$ étant causale, elle nécessite une boucle d'asservissement notée **Rass** à une variable de référence externe pour être inversée. La structure de la commande qui en résulte, représentée figure B.5, fait apparaître des variables ($[Mg_{rég}]$, $[M_{rég}]$, $[F_{rég}]$), qui constituent les grandeurs de réglage.

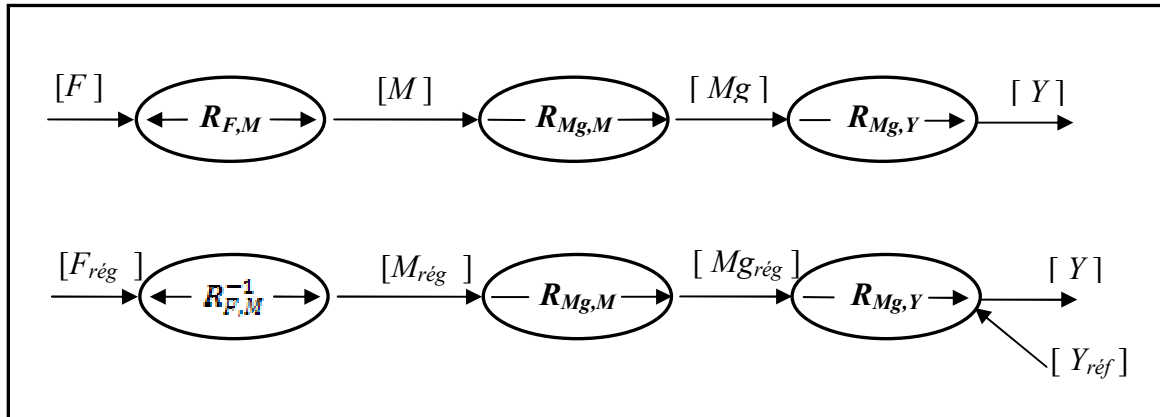


Figure B.5: Détermination du modèle de commande par inversion du graphe informationnel causal modifié du convertisseur

ANNEXE C

Synthèse des fonctions de connexion.**Introduction**

Les fonctions de connexion étant binaires (1 ou 0), les fonctions de conversion ont pour domaine de définition (-1, 0, 1). La relation 3.11 (§ III.3.1.1) permet de déterminer l'effet des commutations sur la forme des grandeurs électriques commutées et est notée $R_{F,M}$.

Dans la synthèse de la commande, on détermine, dans une première étape, la relation générant les fonctions de connexion f_{lc} à partir de la connaissance des fonctions de commutation FC_c , on établit par la suite la relation permettant de générer les fonctions de commutation à partir de la matrice de conversion.

C.1. Relation entre fonctions de commutation et de connexion.

L'expression 3.5 (§ III.2.3) conduit à la relation $R_{F,FC}$, entre le vecteur $[FC]$ contenant les C fonctions de commutation et la matrice de connexion $[F]$:

$$R_{F,FC} \Rightarrow [FC] = [F]^T \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ \cdot \\ L \end{bmatrix} \quad (C.1)$$

La relation inverse $R_{F,FC}^{-1}$ permettant de déduire les états des interrupteurs à partir de la connaissance de FC_c doit satisfaire aux règles :

$$\begin{aligned} f_{lc} &= 1 & \text{si} & FC_c = l \\ f_{lc} &= 0 & \text{si} & FC_c \neq l \end{aligned} \quad (C.2)$$

C.2. Relation entre fonctions de conversion et de commutation

Pour les valeurs de $[M^l]$ telles que $[M^l] \neq [0]$ (où $[0]$ est une matrice (L -1) x (C-1) ne contenant que des éléments nuls), il n'existe qu'une seule solution permettant de déterminer $[FC]$ connaissant la matrice $[M^l]$. Cette relation *non-causale est bijective* possède donc une relation réciproque.

Lorsque toutes les fonctions de conversion sont nulles, alors $[M^I] = [0]$. Ce cas est obtenu en fermant tous les interrupteurs d'une ligne l , c'est-à-dire pour :

$$FC_1 = FC_2 = \dots FC_c = \dots FC_c = l \text{ avec } 1 \leq l \leq L \quad (C.3)$$

Ainsi, lorsque $[M^I] = [0]$, il existe L solutions en ce qui concerne $[FC]$ pour réaliser $[M^I] = [0]$. Cette relation *non-causale n'est donc pas bijective* et pour atteindre toutes les valeurs de $[FC]$, il est nécessaire d'introduire une variable externe β de L états. Comme le montre la figure C.1, on établit alors une relation entre le couple $([M_{rég}], \beta)$ et $[FC_{rég}]$. le domaine de définition de $[FC_{rég}]$ est confondu avec celui de $[FC]$.

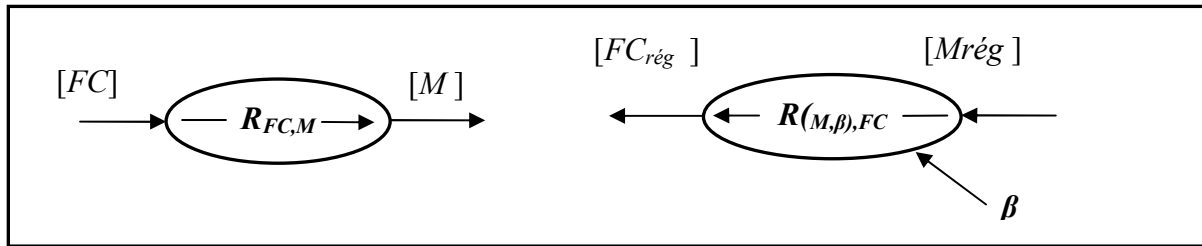


Figure C.1: Inversion indirecte de $R_{FC,M}$

C.2.1. La matrice de conversion n'est pas nulle.

On doit prouver qu'il n'existe pas de relation linéaire permettant de générer $[F]$ à partir de la connaissance de $[M^I]$, regroupons alors tous les courants convertis dans le vecteur unique $[I]$. Pour cela, on concatène le vecteur contenant les $(L-1)$ courants convertis de l'équation (C.4) avec l'expression (3.12) (§ III.3.1.1) du courant i_L . Ceci conduit à (C.5):

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_{(L-1)} \end{bmatrix} = [M^I] \begin{bmatrix} is_1 \\ \vdots \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix} \quad (C.4)$$

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_{(L-1)} \\ i_L \end{bmatrix} = [Q] \cdot [M^I] \begin{bmatrix} is_1 \\ \vdots \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix} \quad (C.5)$$

où $[Q]$ est une matrice de passage de dimension $L \times (L-1)$ telle que :

$$[Q] = \begin{bmatrix} 1 & & & 0 \\ 0 & & & 0 \\ & & & 0 \\ 0 & & 0 & 1 \\ -1 & & & -1 \end{bmatrix} \quad (C.6)$$

On peut effectuer le même type de transformation sur la matrice de connexion $[F]$ en prenant en compte la relation (C.6) dans la formule (3.6), (§ III.3.1.1). On obtient alors :

$$is = -[1 \dots 1] \begin{bmatrix} is_1 \\ \vdots \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix} \quad (C.6) \quad \begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_L \end{bmatrix} = [F][R] \begin{bmatrix} is_1 \\ \vdots \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix} \quad (C.7)$$

où $[R]$ est une matrice de passage de dimension $C \times (C-1)$ telle que :

$$[R] = \begin{bmatrix} 1 & & 0 & & 0 \\ 0 & & & & \\ & & & & 0 \\ 0 & & & 0 & 1 \\ -1 & & & & -1 \end{bmatrix} \quad (C.8)$$

L'identification des deux relations (C.5) et (C.7) conduit à l'égalité entre $[M^I]$ et $[F]$:

$$[Q][M^I] = [F][R] \quad (C.9)$$

Ce système est linéaire, de variables connues et contenues dans $[Q][M^I]$ et de variables inconnues et contenues dans $[F]$. Étant donné que $[R]$ est une matrice rectangulaire de dimension $(C \times C-1)$, $[R]$ ne possède pas d'inverse et, par conséquent, le système ne possède pas de solution exacte (au sens de la linéarité). Il n'existe donc pas de relation linéaire permettant de déterminer $[F]$ à partir de $[M^I]$.

Par défaut, nous allons chercher la relation linéaire générant $[F]$, la solution approchée de $[F]$ qui minimise l'écart " $[Q][M^I] - [F][R]$ " au sens des moindres-carrés. La solution à ce problème existe toujours, mais n'est pas unique. La recherche d'une solution qui minimise, en plus, la norme $|\tilde{F}|_2$ permet d'aboutir à une solution unique [FRA96-a] [FRA96-c] qui est présentée ci-dessous.

La résolution au sens des moindres-carrés de $[Q][M^I] = [\tilde{F}][R]$, où $[\tilde{F}]$ est l'inconnue, consiste à considérer l'erreur quadratique :

$$\rho(|\tilde{F}|) = ([Q][M^I] - [\tilde{F}][R])^T ([Q][M^I] - [\tilde{F}][R]) \quad (C.10)$$

La matrice $[\tilde{F}]$ minimisant $\rho(|\tilde{F}|)$ est la matrice $[\tilde{F}]$, qui annule $\frac{\partial \rho(|\tilde{F}|)}{\partial [\tilde{F}]}$ définie par :

$$\frac{\partial \rho([\tilde{F}])}{\partial [\tilde{F}]} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \rho}{\partial \tilde{f}_{11}} & \frac{\partial \rho}{\partial \tilde{f}_{1c}} \\ \frac{\partial \rho}{\partial \tilde{f}_{L1}} & \frac{\partial \rho}{\partial \tilde{f}_{Lc}} \end{bmatrix} \quad (C11)$$

$\frac{\partial \rho([\tilde{F}])}{\partial [\tilde{F}]} = 0$ conduit à :

$$[\tilde{F}] = [Q][M']([R]^T[R])^{-1}[R]^T \quad (C.12)$$

Le terme $([R]^T[R])^{-1}[R]^T$ est une expression du pseudo-inverse et est conventionnellement notée :

$$[R]^+ = ([R]^T[R])^{-1}[R]^T \quad (C.13)$$

La relation (C.12) est donc l'unique relation linéaire définissant $[\tilde{F}]$ qui est la matrice la plus proche" de la matrice de connexion $[F]$ au sens des moindres-carrés.

La matrice exacte $[F]$ est déterminée en appliquant sur $[\tilde{F}]$ une transformation non-linéaire appelée $POS(\dots)$.

$$\begin{aligned} POS(\tilde{f}_{lc}) &= 0 & \text{si} & \quad \min(\tilde{f}_{lc}) \leq \tilde{f}_{lc} \leq 0 \\ POS(\tilde{f}_{lc}) &= 1 & \text{si} & \quad 0 < \tilde{f}_{lc} \leq \max(\tilde{f}_{lc}) \end{aligned} \quad (C.14)$$

La relation (C.14) dimensionne la classe des fonctions non-linéaires $POS(\tilde{f}_{lc})$ utilisables pour générer $[F]$ sur les intervalles $]-\infty, \min(\tilde{f}_{lc})[$ et $] \max(\tilde{f}_{lc}), +\infty[$ peut avoir une forme quelconque. Cette caractéristique laisse place à une très large classe de fonctions non-linéaires $POS(\tilde{f}_{lc})$ et parmi toutes les solutions possibles, on peut retenir la fonction $POS(\tilde{f}_{lc})$ de la variable réelle \tilde{f}_{lc} définie par :

$$\begin{aligned} POS(\tilde{f}_{lc}) &= 0 & \text{si} & \quad \tilde{f}_{lc} \leq 0 \\ POS(\tilde{f}_{lc}) &= 1 & \text{si} & \quad 0 < \tilde{f}_{lc} \end{aligned} \quad (C.15)$$

Ce choix est alors indépendant du convertisseur étudié et cette fonction peut être utilisée quelles que soient les dimensions de la matrice de connexion.

On généralise cette fonction non-linéaire aux matrices de fonctions en notant :

$$POS([\tilde{F}]) = \begin{bmatrix} POS(\tilde{f}_{11}) & POS(\tilde{f}_{1c}) \\ POS(\tilde{f}_{L1}) & POS(\tilde{f}_{Lc}) \end{bmatrix} \quad (C.16)$$

où $POS([\tilde{F}])$ est une fonction matricielle consistant à appliquer sur tous les éléments de la matrice $[F]$ la fonction non-linéaire (scalaire) $POS(\tilde{f}_{tc})$.

Appliquée sur la formule (C.12), cette transformation non-linéaire conduit à :

$$[F] = POS([Q][M^I] ([R]^T [R])^{-1} [R]^T) \quad (C.17)$$

On peut remarquer que le passage par les fonctions de commutation est facultatif dans la détermination de $[F]$ à partir de $[M^I]$ (si $[M^I] \neq [0]$). Si non, les fonctions de commutation se déterminent à partir des fonctions de connexion selon la relation (C.1) qui conduit à :

$$[FC] = POS([Q][M^I] ([R]^T [R])^{-1} [R]^T) \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ \vdots \\ L \end{bmatrix} \quad (C.18)$$

C.2.2. La matrice de conversion est nulle.

Pour obtenir une matrice de conversion nulle, il faut que tous les interrupteurs d'une ligne soient fermés, les autres étant ouverts. Ceci sera obtenu en rendant égales les C fonctions de commutation d'une même valeur (éq. (C.3)). Si l'on note β , la valeur entière ($\beta \in \{1, \dots, L\}$) qui correspond à l'indice de la ligne où toutes les fonctions de connexion sont unitaires, ceci s'écrit :

$$\begin{bmatrix} FC_1 \\ \vdots \\ FC_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta \\ \vdots \\ \beta \end{bmatrix} \quad (C.19)$$

Cette relation ne peut être utilisée que lorsque toutes les fonctions de conversion sont nulles. Cette condition exclusive peut être introduite en multipliant le second membre de l'expression précédente par un terme qui est unitaire si $[M^I] = [0]$ ou nul si au moins une fonction de conversion est unitaire (-1 ou 1). Une interpolation polynomiale sur les fonctions de conversion permet de déterminer une expression générale de ce terme conditionnel. Les fonctions de commutation ont alors pour expression :

$$[FC] = \left(\prod_{i=1, c=1}^{(L-1), (C-1)} |m_{tc}^I| - 1 \middle| \begin{bmatrix} \beta \\ \vdots \\ \beta \end{bmatrix}, \text{ avec } \beta \in \{1, \dots, L\} \right) \quad (C.20)$$

Dans le cas où $[M^I] = [0]$, pour établir l'interdépendance des interrupteurs situés sur une même ligne de la matrice, le passage par les fonctions de commutation dans la détermination

des fonctions de connexion à partir des fonctions de conversion s'avère obligatoire pour introduire la variable externe β permettant l'inversion indirecte de $R_{F,M}$.

C.2.3. Cas général.

Les deux expressions (C.18) et (C.20) de [FC] possèdent la propriété de générer des valeurs numériques nulles lorsqu'elles sont appliquées à une matrice de conversion $[M^I]$ pour laquelle elles n'ont pas été définies. La somme de ces deux expressions permet donc d'obtenir une relation, entre fonctions de conversion et fonctions de commutation, valable quelle que soit $[M^I]$:

$$\begin{bmatrix} FC_1 \\ \vdots \\ FC_C \end{bmatrix} = POS([Q][M^I] \cdot ([R]^T \cdot [R])^{-1} \cdot [R]^T)^T \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ \vdots \\ L \end{bmatrix} + \left(\prod_{i=1, c=1}^{(L-1), (C-1)} |m_{ic}^I| - 1 \right) \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \vdots \\ \beta \end{bmatrix} \quad (C.21)$$

Remarque :

La présentation précédente fait implicitement état de la matrice de conversion des courants $[M^I]$. Or, les tensions converties sont liées aux tensions issues des sources selon :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_{c-1} \end{bmatrix} = [M^I] \begin{bmatrix} u_{s1} \\ \vdots \\ u_{s(L-1)} \end{bmatrix} \quad (C.22)$$

Des résultats antérieurs ont montré que la matrice de conversion des tensions et la matrice de conversion des courants sont rendues équivalentes par la transformation matricielle:

$$[M^U] = [M^I]^T \quad (C.23)$$

Dès lors, les fonctions de connexion peuvent être déterminées à partir de la matrice de conversion des tensions en appliquant sur celle-ci une transposition et en utilisant les relations établies précédemment.

ANNEXE D

Caractéristiques de la lampe.

La lampe utilisée en simulation, est une lampe à décharge réelle décrite dans les bibliographies [AIS05] et [COS00] dont les principales caractéristiques sont :

- *Tension d'amorçage* : 300 à 350 V ;
- *Courant d'arc efficace* : 0.65 A ;
- *La résistance d'arc* : $R_{arc} = 170.769 \Omega$.
- *Résistance du filament de la lampe* : $r_f = 2.5 \Omega$
- *Puissance électrique* : 65 W

Autres caractéristiques :

- *Longueur du tube de la lampe* : 1500 mm ;
- *Diamètre intérieur* : 36 mm ;
- *Type de gaz* : Argon ;
- *Pression du gaz* : 3 Torr.

Paramètres du circuit résonnant

- *Inductance* : $L_r = 1.3 \text{ mH}$;
 - *Capacité* : $C_r = 10 \text{ nF}/630\text{V}$;
 - *Capacité du condensateur d'amorçage (starter)* : $C_P = 4.7 \text{ nF}/1600\text{V}$.
-

ANNEXE E

Résolution récursive des équations diophantienne

E.1. Résolution récursive de la première équation diophantienne

On considère la première équation diophantienne du système (4.20, chap 4), que l'on rappelle ici :

$$A(q^{-1})\Delta(q^{-1})y(t+j) = B(q^{-1})\Delta u(t+j-1) + \xi(t+j)$$

On a

$$\Delta(q^{-1})A(q^{-1})J_j(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) = 1 \quad (E.1)$$

On pose

$$\tilde{A} = \Delta(q^{-1})A(q^{-1}) \quad (E.2)$$

Pour les horizons de prédiction j et $j+1$ l'équation (E.1) s'écrit :

$$\begin{cases} \tilde{A}(q^{-1})J_j(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) = 1 \\ \tilde{A}(q^{-1})J_{j+1}(q^{-1}) + q^{-(j+1)}F_{j+1}(q^{-1}) = 1 \end{cases} \quad (E.3)$$

La différence donne

$$\tilde{A}(q^{-1})[J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1})] + q^{-j}[q^{-1}F_{j+1}(q^{-1}) - F_j(q^{-1})] = 0 \quad (E.4)$$

D'après l'équation (E.4) nous constatons que q^{-j} divise le polynôme $\tilde{A}(q^{-1})[J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1})]$, or q^{-j} et $\tilde{A}(q^{-1})$ sont premières entre eux. Ceci nous permet d'écrire :

$$[J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1})] = q^{-j}r_j \quad (E.5)$$

En remplaçant $[J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1})]$ par son expression dans (E.4) nous aurons :

$$q^{-j}[q^{-1}F_{j+1}(q^{-1}) - F_j(q^{-1}) + \tilde{A}(q^{-1})r_j] = 0 \quad (E.6)$$

Il ressort de l'équation précédente :

$$F_{j+1}(q^{-1}) = q[F_j(q^{-1}) - \tilde{A}(q^{-1})r_j] \quad (E.7)$$

Sachant que :

$$\begin{cases} F_j(q^{-1}) = f_{j,0} + f_{j,1}q^{-1} + f_{j,2}q^{-2} + \dots + f_{j,n_a}q^{-n_a} \\ \tilde{A}(q^{-1})r_j = [1 + \tilde{a}_1q^{-1} + \tilde{a}_2q^{-2} + \dots + \tilde{a}_{n_a+1}q^{-(n_a+1)}]r_j \end{cases} \quad (E.8)$$

On aura :

$$F_{j+1}(q^{-1}) = q[\{f_{j,0} - r_j\} + \{f_{j,0} - \tilde{a}_1 r_j\}q^{-1} + \dots + \{f_{j,n_a} - \tilde{a}_{n_a} r_j\}q^{-n_a} - \tilde{a}_{n_a+1} q^{-(n_a+1)} r_j] \quad (E.9)$$

Tel que:

$$F_{j+1}(q^{-1}) = f_{j+1,0} + f_{j+1,1}q^{-1} + f_{j+1,2}q^{-2} + \dots + f_{j+1,n_a}q^{-n_a} \quad (E.10)$$

En identifiant les coefficients des polynômes d'équations (E.9) et (E.10), nous tirons les relations récurrentes suivantes :

$$\begin{cases} r_j = f_{j,0} \\ f_{j+1,i} = f_{j,i+1} - \tilde{a}_{i+1} r_j \text{ pour } i = 0, 1, \dots, n_a - 1 \\ f_{j+1,n_a} = -\tilde{a}_{n_a+1} r_j \end{cases} \quad (E.11)$$

Ces relations déterminent le polynôme $F_{j+1}(q^{-1})$, nous retrouvons à partir de (E.5)

$$J_{j+1}(q^{-1}) = J_j(q^{-1}) + q^{-1} r_j \quad (E.12)$$

Les conditions initiales étant pour $j=1$:

$$\tilde{A}(q^{-1})J_1(q^{-1}) + q^{-1}F_1(q^{-1}) = 1 \quad (E.13)$$

Le coefficient \tilde{a}_0 étant égal à 1, l'identité (4.15, chap 4) est vérifié lorsque :

$$J_1(q^{-1}) = 1 \quad (E.14)$$

$$F_1(q^{-1}) = q[1 - \tilde{A}(q^{-1})] \quad (E.15)$$

E.2. Résolution récursive de la deuxième équation diophantienne

On considère la deuxième équation diophantienne du système (4.20, chap 4), que l'on rappelle ici :

$$G_j(q^{-1}) + q^{-j}H_j(q^{-1}) = B(q^{-1})J_j(q^{-1}) \quad (E.16)$$

Pour les horizons de prédiction j et $j+1$ l'équation (2.10) s'écrit :

$$\begin{cases} G_j(q^{-1}) + q^{-j}H_j(q^{-1}) = B(q^{-1})J_j(q^{-1}) \\ G_{j+1}(q^{-1}) + q^{-(j+1)}H_{j+1}(q^{-1}) = B(q^{-1})J_{j+1}(q^{-1}) \end{cases} \quad (E.17)$$

La différence donne

$$[G_{j+1}(q^{-1}) - G_j(q^{-1})] + q^{-j}[q^{-1}H_{j+1}(q^{-1}) - H_j(q^{-1})] = B(q^{-1})[J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1})] \quad (E.18)$$

D'après (E.5) on implique :

$$[G_{j+1}(q^{-1}) - G_j(q^{-1})] + q^{-j}[q^{-1}H_{j+1}(q^{-1}) - H_j(q^{-1})] = q^{-j}B(q^{-1})r_j \quad (E.19)$$

D'où nous constatons que q^{-j} divise le polynôme $[G_{j+1}(q^{-1}) - G_j(q^{-1})]$, ceci nous permet d'écrire :

$$[G_{j+1}(q^{-1}) - G_j(q^{-1})] = q^{-j}s_j \quad (E.20)$$

En remplaçant $[G_{j+1}(q^{-1}) - G_j(q^{-1})]$ par son expression dans (E.19) nous aurons :

$$q^{-j}[q^{-1}H_{j+1}(q^{-1}) - H_j(q^{-1}) - B(q^{-1})r_j + s_j] = 0 \quad (E.21)$$

Il ressort de l'équation précédente :

$$H_{j+1}(q^{-1}) = q[H_j(q^{-1}) + B(q^{-1})r_j - s_j] \quad (E.22)$$

Sachant que :

$$\begin{cases} H_j(q^{-1}) = h_{j,0} + h_{j,1}q^{-1} + h_{j,2}q^{-2} + \dots + h_{j,n_b-1}q^{-(n_b-1)} \\ B(q^{-1})r_j = [b_0 + b_1q^{-1} + b_2q^{-2} + \dots + b_{n_b}q^{-n_b}]r_j \end{cases} \quad (E.23)$$

On aura :

$$H_{j+1}(q^{-1}) = q[\{h_{j,0} + b_0r_j - s_j\} + \{h_{j,0} + b_1r_j\}q^{-1} + \dots + \{H_{j,n_b-1} + b_{n_b-1}r_j\}q^{-n_b} + b_{n_b}q^{-n_b}r_j] \quad (E.24)$$

$$\text{Tel que: } H_{j+1}(q^{-1}) = h_{j+1,0} + h_{j+1,1}q^{-1} + h_{j+1,2}q^{-2} + \dots + h_{j+1,n_b-1}q^{-(n_b-1)} \quad (E.25)$$

En identifiant les coefficients des polynômes d'équations (E.24) et (E.25), nous tirons les relations récurrentes suivantes :

$$\begin{cases} s_j = h_{j,0} + r_j \\ h_{j+1,i} = h_{j,i+1} + b_{i+1}r_j \text{ pour } i = 0, 1, \dots, n_b - 2 \\ h_{j+1,n_b-1} = b_{n_b}r_j \end{cases} \quad (E.26)$$

Ces relations déterminent le polynôme $H_{j+1}(q^{-1})$, nous retrouvons à partir de (E.20)

$$G_{j+1}(q^{-1}) = G_j(q^{-1}) + q^{-1}s_j \quad (E.27)$$

Les conditions initiales étant pour $j=1$:

$$G_1(q^{-1}) + q^{-1}H_1(q^{-1}) = B(q^{-1})J_1(q^{-1}) \quad (E.28)$$

L'identité (E.28) est vérifiée lorsque : $G_1(q^{-1}) = b_0$ (E.29)

$$H_1(q^{-1}) = q[B(q^{-1}) - b_0] \quad (E.30)$$

ANNEXE F

Programme GPC

```

%Programme GPC
function
[R,deltaS,T]=GPC(sys,A,B,N1,N2,Nu,Te);
delta=[1 -1];
dA=conv(delta,A)

%MATRICE G
G=step(sys,N1*Te:Te:N2*Te);
for k=2:Nu;
    G(:,k)=[zeros(k-1,1);G(1:(N2-N1+1)-(k-1),1)];
end

%calcul de la matrice M qui a une
dimension Nu fois N2-N1+1
M=((G'*G+trace(G'*G)*eye(Nu))^-1)*G';
%selon la stratégie de l'horizon fuyant on
garde que la première ligne
m1=M(1,:);

%Résolution des équations diophantiennes
% conditions initiales
F1=[1 zeros(1,length(dA)-1)]-
dA;Fj=F1(:,2:length(dA));
% on a H1=q*B-b0
H1=B(:,1:length(B))-[B(:,1)
zeros(1,length(B)-1)];
if length(B)==1;
Hj=0;
else
Hj=H1(:,2:length(B));
end
rj=Fj(:,1);
F=Fj;
H=Hj;
for j=N1+1:N2;
% Première équation diophantienne
k=1:length(A)-1;
Fj(:,k)=Fj(:,k+1)-dA(:,k+1)*rj;
Fj(:,length(A))=-dA(length(A)+1)*rj;
% Deuxième équation diophantienne
if length(B)=1;
Hj=0;
else if length(B)=2;
Hj=B(:,2)*rj;
end
u=1:length(B)-2;
Hj(:,u)=Hj(:,u+1)+B(:,u+1)*rj;
Hj(:,length(B)-1)=B(length(B))*rj;
end
F=[F;Fj];
H=[H;Hj];
%mise à jour
rj=Fj(:,1);
end
%régulateurs polynomiales
S0=conv((m1*H),[0 1]);S=[1
zeros(1,length(S0)-1)]+S0;
deltaS=conv([1 -1],S);
R=m1*F;
T=m1;T=T(:,length(T):-1:1);

%Sous-programme 1

%Discrétisation de la fonction de transfert
%période d'échantillonnage
Te=1e-7
sysc=tf([0.235e-15 10e-9 0],[10.7e-18
13.08e-12 2.58e-6 1 ])
sysd=c2d(sysc,Te)
%Calcul des polynômes du régulateur R,
S, T
[B,A]=tfdata(sysd,'v');
B=[zeros(1,length(A)-length(B)-1)
B];B=B(:,2:length(B));
N1=1;N2=10; Nu=1;
[R,deltaS,T]=GPC(sys,A,B,N1,N2,Nu,Te);

```