



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Réseau électrique

Réf:.....

**Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme :**

MASTER

Thème

Etude, modélisation et commande par platitude d'une source hybride PAC ,SCs et Batterie connecté via un transformateur multi enroulement pour une application embarquée.

**Présenté par :
MAAFI Moustafa
Soutenu le : 04 Juin 2014**

Devant le jury composé de :

Mr MEGHRBI. Ahmed Chaouki	M.C.B	Président
Mr ABOUBOU. Abdennacer	Pr	Encadreur
Mme M'ZIOU . Nassima	M.C.A	Examineur

Année universités : 2013 / 2014

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Réseau électrique

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

Etude, modélisation et commande par platitude d'une source hybride PAC, SCs et Batterie connecté via un transformateur multi enroulement pour une application embarquée.

Présenté par :

MAAFI Moustafa

Avis favorable de l'encadreur :

ABOUBOU. Abdennacer

signature

Avis favorable du Président du Jury

MEGHRBI Ahmed Chaouki

Signature

Cachet et signature



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Réseau électrique

Thème :

Etude, modélisation et commande par platitude d'une source hybride PAC, SCs et Batterie connecté via un transformateur multi enroulement pour une application embarquée.

Proposé par : MAAFI Moustafa

Dirigé par : ABOUBOU Abdennacer

RESUME :

Le but de ce travail est l'utilisation d'un système hybride constitué d'une pile à combustible comme une source d'énergie principale, batterie et super capacité connecté via une transformateur multi enroulement dans diverses applications, notamment dans le véhicule hybride.

Systèmes hybrides de génération généralement connues comme exportateurs mettre deux ou plusieurs sources de génération (ou de stockage) de l'énergie électrique pour assurer l'alimentation de la charge différentes. Ils peuvent être des sources traditionnelles et renouvelables ou renouvelable seulement. Et reliant entre eux peuvent utiliser des convertisseurs, parmi ceux-ci le convertisseur multiport cela met en évidence le rôle du convertisseur pour réduire les pertes et de profiter du facteur de conversion. Le système hybride afin d'être plus fiable, nous avons utilisé une stratégie appelée commande par platitude. L'importance de cette commande dans la distribution de puissance et de sa capacité à s'adapter à toutes les situations

MOTS CLÉS : SYSTEME HYBRIDE, PILE A COMBUSTIBLE, BATTERIE, SUPERCAPACITE, TRANSFORMATEUR MULTI-ENROULEMENT, CONVERTISSEUR MULTI-PORT, COMMANDE PAR PLATITUDE

ملخص

الهدف من هذا العمل هو استعمال نظام هجين يتكون من خلية وقديية هي المصدر الرئيسي لطاقة وبطارية ومكتفة فائقة متصلة بي محول متعدد اللغات في تطبيقات مختلفة وخصوصا في المركبة الهجينة.

تعرف نظم التوليد الهجينة عموما بأنها مشاركة مصدرين مختلفين أو أكثر من مصادر توليد (او تخزين) الطاقة الكهربائية لتأمين التغذية الكهربائية للحمل. ويمكن أن تكون المصادر تقليدية ومتجددة أو متجددة فقط. ولربط بينها يمكن استعمال محولات ومن بينها محول متعدد اللغات حيث يبرز دور هذا المحول في التقليل من الخسائر والاستفادة من معامل التحويل. ولكي يكون النظام الهجين أكثر موثوقية استخدمنا استراتيجية تحكم تدعى أنظمة التسطیح. وتبرز أهمية هذا النظام في توزيع الطاقة وقدرته على التأقلم مع جميع الحالات كلمات مفتاحية: نظام هجين، خلية وقوديه، بطارية، مكتفة فائقة محول متعدد اللغات أنظمة التسطیح

Dédicace

Parce qu'il a des choses plus faciles à écrire qu'à dire, je dédie ce

A mes symboles d'affection et de tendresse

Ma chère maman et mon cher père

A mes frère et mes chers sœurs chacun de son

nom pour leur soutien moral et leurs

sacrifices au long de ma formation.

A ma grande famille

A tous qui m'ont encouragé et aidé dans

La réalisation de ce projet

A tous mes amis chacun de son nom

*A tous mes collègues de promotion **2014***

A tous les enseignants de ma période d'étude

A tous ceux que j'aime et m'aiment.

MAAFI Moustafa

Remerciements

*Je tiens tout d'abord à remercier Dieu tout puissant qui nous a donné la santé, le courage et la patience pour mener à bien ce modeste travail. J'exprime toutes nos profondes reconnaissances à mon encadreur Pr. **ABOUBOU Abdennacer** pour le temps consacré à nous écouter, nous orienter et nous corriger tout au long de notre projet. J'adresse mes remerciements à tous les membres du jury d'accepter de juger ce modeste travail et je souhaite exprimé nos profondes gratitudes à tous les enseignants qui nous ont formé dès la 1ere année jusque à la 5eme année à Université Mohamed Khider Biskra.*

*Je tiens remercier Mr. **TIGANI Ilyes** et Mr. **SAADI Ramzi** pour ces services*

MAAFI Moustafa

LISTE DES TABLEAUX

(Tableau. 1. 1) : Les différents types de super condensateurs	9
(Tableau. 1. 2) : caractéristiques des batteries au plomb	16
(Tableau. 1. 3) : Caractéristiques des batteries pour application transport [11]......	18
(Tableau. 2. 1) : Caractéristique des noyaux magnétiques disponibles au GREEN.	42
(Tableau. 3. 1) : Paramètres du dispositif.....	60

Liste des Figures

CHAPITER I :

(Fig.1. 1) : Principe de fonctionnement d'une Pile à combustible.....	6
(Fig.1. 2) : Schéma de principe des super condensateurs	10
(Fig.1. 3) : Pack de super condensateurs dédié à la récupération de l'énergie lors du freinage.....	11
(Fig.1. 4) : Système MITRAC utilisant les super condensateurs pour le stockage de l'énergie lors du freinage	12
(Fig.1. 5) : une cellule typique d'une batterie électrochimique	14
(Fig.1. 6) : Caractéristique de décharge d'une batterie au plomb	15
(Fig.1. 7) : une cellule typique d'une batterie électrochimique	15
(Fig.1. 8) : modèle statique équivalent d'une batterie	15
(Fig.1. 9) : réponse d'une pile à combustible à un échelon rapide du courant de charge [20].	20
(Fig.1. 10) : conception d'hybridation, et les régimes du fonctionnement.	21
(Fig.1. 11) : connexion direct d'une batterie et d'un super condensateur	22
(Fig.1. 12) : variation des courants et tensions de batterie et super condensateur pendant un échelon de courant de charge	22

CHAPITER II

(Fig. 2. 1) : Convertisseur isolé DC-DC à 4 portes	24
(Fig. 2. 2) : Le schéma symbolique de l'onduleur	25
(Fig. 2. 3) : Onduleur en pont complet	26
(Fig. 2. 4) : Schéma de principe d'un convertisseur en pont complet	26
(Fig. 2. 5) : Formes d'ondes typiques d'un convertisseur en pont complet	27
(Fig. 2. 6) : Boost isolé en pont complet.	29
(Fig. 2. 7) : Formes d'ondes typiques d'un convertisseur de type Boost isolé en pont complet.....	30
(Fig. 2. 8) : convertisseur DC/DC à N porte	31
(Fig. 2. 9) : transformateur à N enroulement.....	32
(Fig. 2. 10) : transformateur à N enroulements.	33
(Fig. 2. 11) : circuit équivalent d'un transformateur	34
(Fig. 2. 12) : Modèle du transformateur à N enroulements.....	35
(Fig. 2. 13) : Modèle en étoile du transformateur à N enroulements.....	36

Liste des Figures

(Fig. 2. 14) : Modèle en étoile avec l'inductance magnétisante du côté de la tension.....	36
(Fig. 2. 15) : Modèles Y du transformateur à N enroulements.	37
(Fig. 2. 16) : Modèles Δ du transformateur à N enroulements.....	38
(Fig. 2. 17) : Schéma de Thévenin équivalent au modèle Y	38
(Fig. 2. 18) : Schéma de calcul de la puissance échangée pour le modèle Δ	39
(Fig. 2. 19) : Diagramme de calcul de l'harmonique de pulsation ω du courant in.	40
(Fig. 2. 20) : Modèles Y du transformateur à trois enroulements.	40
(Fig. 2. 21) : Modèles Δ du transformateur à trois enroulements.	41
(Fig. 2. 22) : Définition du facteur d'utilisation de la fenêtre du circuit magnétique.	42
(Fig. 2. 23) : Circuit magnétique élémentaire de type CC	44
(Fig. 2. 24) : Tensions d'alimentation des portes n et m.....	45
(Fig. 2. 25) : Courant $i_{n,m}$ pour $\varphi_n < \varphi_m$ (à gauche) et $\varphi_n > \varphi_m$ (à droite).....	46

CHAPITER III

(Fig. 3. 1) : Modèles Δ du transformateur à 4 enroulements.....	48
(Fig. 3. 2) : structure de convertisseur DC-DC isolé relié à pile à combustible, super condensateur, batterie et de la charge.....	50
(Fig. 3. 3) : Schéma de la source hybride.....	52
(Fig. 3. 4) : Schéma bloc de la trajectoire de $y_{2\text{réf}}$	55
(Fig. 3. 5) : Schéma bloc de calcul de la référence $y_{1\text{réf}}$	56
(Fig. 3. 6) : Schéma de sortie de la pile à combustible	56
(Fig. 3. 7) : Schéma bloc de la stratégie de contrôle.	59
(Fig. 3. 8) : Le profil de charge [W].....	60
(Fig. 3. 9) : Le comportement de système hybride.....	60
(Fig. 3. 10) : La tension de la pile à combustible [V]	61
(Fig. 3. 11) : La tension de supercapacité[V].....	61
(Fig. 3. 12) : Etat de charge de supercapacité [%]	61
(Fig. 3. 13) : La tension de la batterie [V].....	62
(Fig. 3. 14) : Etat de charge de Batterie [%]	62
(Fig. 3. 15) : Le courant de supercapacité [A]	63
(Fig. 3. 16) : Le courant de la batterie [A]	63
(Fig. 3. 17) : L'énergie stockée dans le bus continu [J].....	63

Liste des Symboles

PAC	Pile à combustible
AFC	Pile à combustible alcaline
PEMFC	Pile à combustible à membrane échangeuse de protons
DMFC	Pile à combustible à méthanol direct
PAFC	Pile à combustible à acide phosphorique
MCFC	Pile à combustible à carbonate fondu
SOFC	Pile à combustible à oxyde solide
SC	super condensateur
C	étant la capacitance
Q	la charge électrique
V	la tension appliquée
ε	la constante diélectrique du matériau isolant
A	la surface d'isolant
d	épaisseur
W	l'énergie électrostatique stockée
Ah	Ampères-Heures
SOC	l'état de charge (state of charge)
P_{\max}	la puissance maximale qui peut être délivrée par la batterie
R_{ohm}	la résistance ohmique
R_{int}	la résistance interne causée par la réaction chimique
ΔV	la chute de tension
ΔV_A	la chute de tension d'activation
ΔV_C	la chute de tension par la concentration d'électrolyte
a et b	constantes
R	constantes universelles des gaz
I	la densité de courant
I_L	le courant limite
n	le nombre d'électrons participant à la réaction
F	la constante de faraday (coulombs/mole)

Liste des Symboles

T	la température
DOD	Depth of discharg
DC	courant continu
CC	courant continu
CA	courant alternatif
V1	tension d'entrée de l'onduleur
V2	tension de sortie de redresseur
λ	inductance de fuite
y	le rapport de transformation
α	c'est un terme équivalent à un rapport cyclique
I1	le courant moyen d'entrée
ω	la pulsation
β	le temps de l'impulsion
n_1, n_2	nombre de spire primaire et secondaire respectivement
m	le rapport de transformation
$V_{e,n}$	La tension associée à l'enroulement n
$i_{e,n}$	Le courant associé à l'enroulement n
r	la résistance associé à l'enroulement n
$\varphi_{e,n}$	Le flux associé à l'enroulement n
$L_{e,n}$	L'inductance associée à l'enroulement n
$M_{m,n}$	Mutuelle inductance entre les enroulements m et n
$\lambda_{e,n}$	L'inductance de fuite associée à l'enroulement n
M_0	L'inductance de magnétisation
K_j	Rapport de transformation de l'enroulement 1 et les autres enroulements
V	la force électromotrice
R	la réluctance pour le chemin du flux principal
R_f	La réluctance pour le flux de fuite
R'	réluctance pour la connexion avec la cellule suivante
R_n	La réluctance du l'enroulement n

Liste des Symboles

R_f	La réluctance pour le flux de fuite associé à l'enroulement n
φ_0	Le flux de magnétisation
φ_n	Le flux associé à l'enroulement n
$\varphi_{f,n}$	Le flux de fuite associé à l'enroulement n
n_n	Le nombre de spires de l'enroulement n
i_n	Le courant qui traverse l'enroulement n
r_n	La résistance associée à l'enroulement n
λ_n	L'inductance de fuite associée à l'enroulement n
i'_1	Le courant qui traverse l'inductance de fuite
i_0	Le courant qui traverse l'inductance magnétisation
$\lambda_{0,n,m}$	L'inductance équivalente aux ports mis à la masse
$\lambda_{Th,n,m}$	L'inductance de thévenin
α	Le déphasage entre v_1 et v_2
ω	Pulsation
$P_{n m}$	La puissance transférée du port n au port m
P_n	La puissance dans l'enroulement n
A	La matrice contient sur la ligne correspondant à la branche n-m
$V_{1,2,3,4}$	Les tensions aux bornes l'enroulement 1, 2,3 et 4 respectivement
$P_{1,2,3,4}$	Les puissances de l'enroulement 1, 2,3 et 4 respectivement
$P_{n,m}$	La puissance transférée du port n au port m
$\varphi_{n m}$	Le flux transférée du port n au port m
$\lambda_{n m}$	L'inductance de fuite entre port n et port m
y_1	L'énergie stockée dans la capacité d'enter de l'onduleur de la pile à combustible
y_2	L'énergie stockée dans la capacité de buse continue
C_1	La capacité d'enter de l'onduleur de la pile à combustible
C_2	La capacité de sortie cotée charge
X	vecteurs d'état
Y	vecteur de sortie plate
\dot{y}_1	La puissance fournie par la pile à combustible

Liste des Symboles

\dot{y}_2	La puissance de bus continu
$\varphi_{12}, \varphi_{13}$ et φ_{14}	les déphasages
V_{FC}	La tension de la Pile à combustible
i_{FC}	Le courant délivré par la pile à combustible
V_D	La tension à la borne de la diode
v_{1ref}	La tension de référence de la pile à combustible
v_{2ref}	La tension de référence de buse continue

Sommaire

◆ Dédicaces.....	I
◆ Remerciements.....	II
◆ Liste des Tableaux.....	III
◆ Liste des Figures.....	IV
◆ Liste des Symboles et Acronymes.....	V
◆ Résumé.....	VI
◆ Sommaire.....	VII
◆ Introduction générale.....	I

CHAPITRE 1 : GENERALITE SUR LES SOURCES HYBRIDES

1.1. Introduction.....	5
1.2. Les sources électriques.....	5
1.2.1. Pile à combustible (PAC).....	5
1.2.1.1. Principe de fonctionnement.....	5
1.2.2. Les Différents Types des Piles à Combustible.....	6
1.2.3. Avantages et inconvénients des piles à combustible de type PEM.....	7
1.3. Super condensateurs (SC).....	8
1.3.1. Principes de fonctionnement des super condensateurs.....	9
1.3.2. Type de stockeur d'énergie.....	10
1.3.3. Super condensateurs : avantages, inconvénients.....	13
1.4. Les batteries accumulateurs.....	13
1.4.1. Généralités.....	13
1.5. Hybridation des dispositifs électrochimiques.....	19
1.5.1. Concept d'hybridation.....	19
1.5.2. Structures et stratégies de contrôle des systèmes hybrides.....	20
1.6. Conclusion.....	22

CHAPITRE 2 : MODELISATION ET DIMENSIONNEMENT DE LA SOURCE HYBRIDE

2.1. Introduction.....	24
2.2. Les onduleurs (CC/CA) :.....	25
2.2.1. Convertisseur en pont complet.....	25
2.2.1.1. Onduleur alimenté en tension.....	26
2.2.1.2. Onduleur alimenté en courant.....	29
2.3. Modélisation du transformateur à N portes.....	30
2.3.1. Généralités.....	30
2.3.2. Transformateur à N enroulements.....	31
2.3.3. Unicité du terme M0.....	33

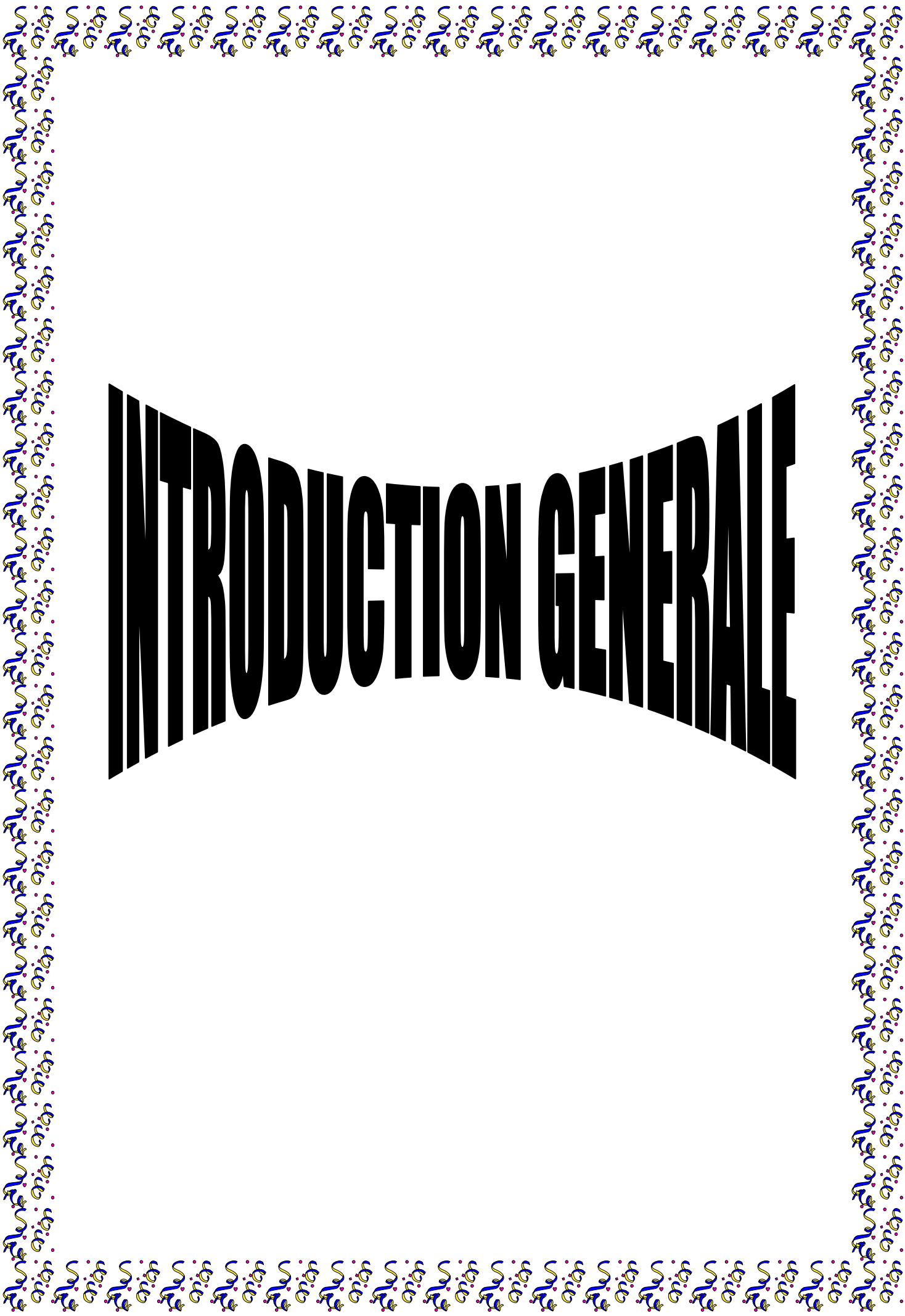
Sommaire

2.3.4.	Modélisation en étoile du transformateur dans le porte.....	35
2.3.5.	Modélisation en polygone du transformateur	37
2.4.	Transformateur à quatre enroulements.....	40
2.5.	Le dimensionnement des éléments du système :.....	42
2.5.1.	Le transformateur a quart enroulement	42
2.5.2.	Noyau magnétique UMCCC128	42
2.5.3.	Le convertisseur isolé :.....	43
2.6.	Echange d'énergie dans le convertisseur à N portes	43
2.6.1.	Principe.....	43
2.6.2.	Calcul des courants dans modèle en polygone	44
2.6.3.	Caractérisation de l'échange d'énergie.....	45
2.7.	Conclusion	46

CHAPITER 3 : COMMANDE PAR PLATITUDE

3.1.	Introduction	48
3.2.	Convertisseur à quat port isole connecté avec pile à combustible, super capacité et batteri.....	48
3.2.1.	Modèle de transformateur à quat port isolé	48
3.3.	Source hybride.....	49
3.3.1.	La stratégie de contrôle	50
3.3.2.	Introduction sur les Systèmes différentiellement plats.....	51
3.4.	Contrôle basé sur le concept de platitude	51
3.4.1.	Recherche du vecteur de sortie plate	52
3.4.2.	Calcul des déphasages	53
3.4.3.	Planification de trajectoire.....	55
3.4.3.1.	Génération de la trajectoire liée à la composante y_2 de la sortie plate	55
3.4.3.2.	Génération de la trajectoire liée à la composante y_1 de la sortie plate	55
3.4.4.	Contrôle des convertisseurs.....	58
3.4.4.1.	Asservissement des trajectoires à leur référence	58
3.5.	Résultats de simulation et discussion :	59
3.5.1.	Interprétation des résultats :.....	64
3.6.	Conclusion	65
	Conclusion générale.....	67
	Bibliographie	

INTRODUCTION GENERALE



Dans les prochaines décennies, la stagnation probable de la production de pétrole entre 2020 et 2030, la concentration de la production du pétrole brut au Proche Orient et les conséquences du changement climatique obligeront les gouvernements à employer l'énergie de façon plus efficace et à recourir à de nouvelles sources d'énergie moins polluantes.

Un système hybride est un système qui utilise au moins deux sources d'énergie différentes pour se fonctionner. Les diverses solutions d'hybridation visent à réduire les émissions de polluants et la consommation de carburant en faisant appel à la voie électrique, le moteur thermique palliant la faible autonomie du tout électrique. Les besoins d'énergie et les autonomies demandées aux divers types de véhicules utilitaires étant extrêmement variés, il en résulte un très grand nombre de solutions de combinaisons moteur thermique / moteur électrique.

Dans ce travail, on se propose d'étudier un système hybride électrique constitué de plusieurs sources d'énergie (pile à combustible) et de deux organes de stockage l'un de type batterie et l'autre de type super condensateur. L'utilisation d'organes de stockage dans le système est rendue nécessaire en raison des contraintes liées aux sources utilisées à savoir l'intermittence de l'alimentation dans le cas des pile à combustible et les limitations dynamiques imposées par les sources électrochimiques. Pour les applications embarquées, la pile à combustible la plus utilisée est la pile à combustible à membrane échangeuse de protons. En effet, ce type de pile à combustible fonctionne à basse température et ne génère comme polluant que de l'eau.

Pour connecter les sources électriques principales et auxiliaires d'un système hybride électrique, nous utilisons des convertisseurs statiques qui sont devenus un élément essentiel dans les équipements de conversion d'énergie au cours des dernières décennies. Les convertisseurs permettent d'obtenir une tension fixe ou variable à partir d'une tension quelconque. Grâce à leur rendement de plus en plus élevé, leur encombrement, leur poids et leur coût réduits, les convertisseurs électriques ont remplacé les alimentations classiques linéaires, même pour de faibles niveaux de puissance.

A contrario, la présence d'un tel transformateur permet une isolation galvanique et d'atteindre des gains en tension plus important. Les structures isolées sont utilisées dans de nombreuses applications de quelques watts à quelques centaines de kilowatts.

Les topologies utilisées s'appellent flyback, forward, push-pull en demi-pont et en pont complet et sont utilisées dans des gammes de puissance différentes. Flyback, forward, push-pull et en demi pont à petites puissances, en pont complet, en puissance importante. On peut ainsi aboutir à des sources hybrides comportant plusieurs convertisseurs de nature différente associés parfois à un transformateur et les travaux de recherche dans ce domaine portent d'une part sur la ou les architectures de puissance utilisées [1],

Pour commander la source hybride il y a plusieurs stratégies de commande et de contrôle (platitude, glissement...) qui permis d'assurer la gestion d'énergie.

Dans le premier chapitre, nous mettons en évidence l'intérêt des sources hybride pour les applications embarquées. Nous faisons alors le lien entre les différentes sources et les éléments de stockage, pour enfin spécifier les besoins de la source de puissance.

Dans le deuxième chapitre, on s'intéresse tout particulièrement à la modélisation de convertisseurs continu-continu isolé qui sont très souvent utilisés comme convertisseur d'interface entre les sources d'énergies continues et la charge, et expliquant les principes de base de fonctionnement de ces dispositifs ainsi que la modélisation de transformateur multi enroulement a quater porte

Le troisième chapitre décrit la source hybride réalisée autour d'un transformateur 4-port comportant une pile à combustible, batterie, un banc de supercondensateurs et une charge. Une méthode de contrôle de l'ensemble du dispositif sont ensuite présentées la simulation. Ce méthode ont été antérieurement développées au GREEN(Le Groupe de Recherche en Électrotechnique et Électronique de Nancy).

Enfin, une conclusion générale permet de faire le bilan des travaux réalisés sur les convertisseurs multi-porte et les stratégies de contrôle utilisées avant d'indiquer plusieurs voies de poursuite.

Chapitre 1

1.1. Introduction

Dans ce chapitre on va parler sur les sources électriques hybrides pile à combustible, super condensateur et batterie.

Les sources hybrides, combinaison de deux ou plus des sources d'énergie et de puissance, il y a différentes structure, ses méthodes de contrôle de systèmes hybrides utilisant des dispositifs électrochimiques comme source ou organe de stockage ont été élaborées. Ce chapitre commence par présenter brièvement les dispositifs électrochimiques que sont les piles à combustibles, les batteries/accumulateurs et les super condensateurs.

Nous effectuerons tout d'abord un rappel chronologique de l'évolution des dispositifs. Ensuite nous présenterons leurs principes de fonctionnement ainsi que les modèles électriques de chacun. Puis nous présenterons les applications des dispositifs électrochimiques en comparant leurs énergies et puissances spécifiques.

1.2. Les sources électriques

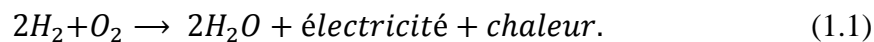
1.2.1. Pile à combustible (PAC)

Il y a 150 ans, en 1839, la première pile à combustible a été inventée par Sir William Robert Grove, un professeur de philosophie expérimentale à l'Institut Royal de Londres. Depuis, il est connu comme « le Père de la pile à combustible ». Ses expériences sur l'électrolyse - l'utilisation de l'électricité pour séparer l'eau en hydrogène et oxygène - ont mené à la première mention d'un dispositif qui plus tard se nommera pile à combustible. Il a pensé qu'il était possible de renverser le procédé d'électrolyse et de produire de l'électricité en faisant réagir de l'oxygène avec de l'hydrogène. Pour vérifier cette théorie il a enfermé deux bandes de platines dans des bouteilles séparées, l'une contenant de l'hydrogène l'autre de l'oxygène. Quand ces récipients ont été immergés dans de l'acide sulfurique dilué un courant a commencé à s'établir entre les deux électrodes et de l'eau s'est formée dans les bouteilles de gaz. Pour augmenter la tension produite, il a placé plusieurs de ces dispositifs en série et a produit ce qu'il a appelé une « batterie à gaz », le précurseur de la pile à combustible moderne [3] [2]

1.2.1.1. Principe de fonctionnement

Une pile à combustible est un dispositif de conversion d'énergie qui convertit l'énergie chimique directement en énergie électrique sans aucun processus thermique ou mécanique. Le principe de fonctionnement d'une pile à combustible est décrit par une relation chimique. Cette réaction

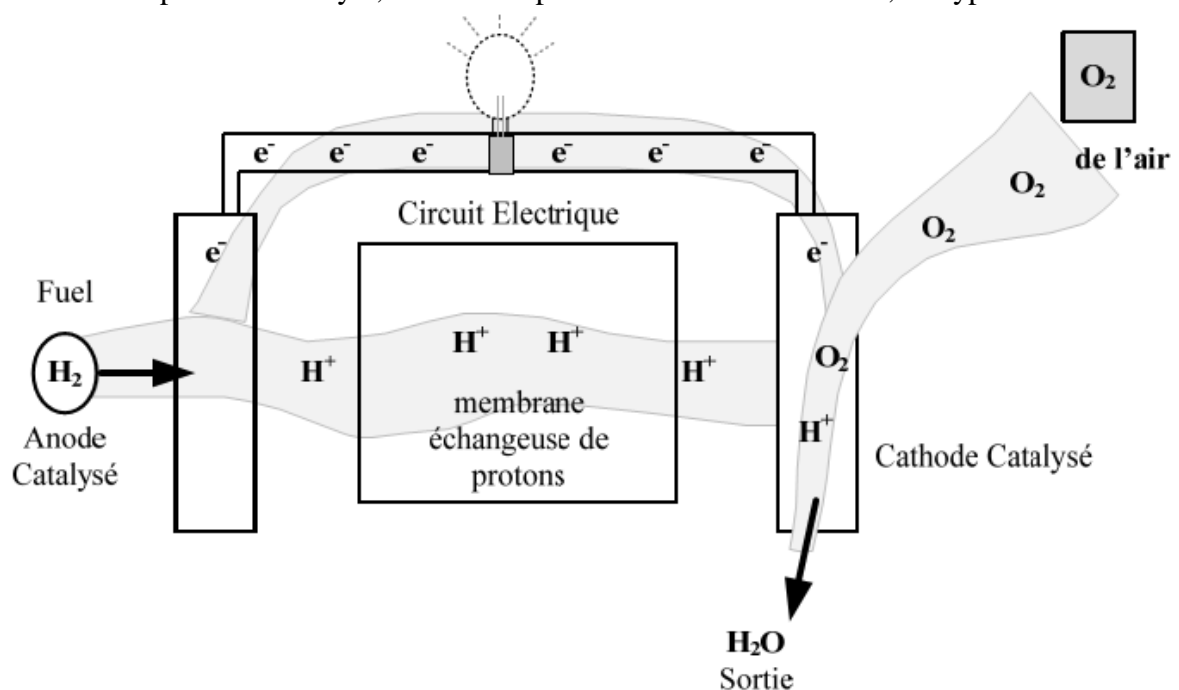
chimique est une oxydoréduction électrochimique. Elle fait réagir l'hydrogène et l'oxygène pour produire de l'électricité, de l'eau et de la chaleur, selon la réaction chimique globale suivante [3]



Les électrons peuvent être exploités pour fournir de l'électricité sous une forme consommable à travers un circuit simple avec une charge (figure 1-1). Les piles à combustible simples ont une très petite zone de contact entre l'électrolyte et le gaz combustible, elles présentent résistance due à l'électrolyte et la distance entre les électrodes.

1.2.2. Les Différents Types des Piles à Combustible

Il existe différents types de piles à combustible qui sont souvent classées en fonction du matériau utilisé pour l'électrolyte, de leur température de fonctionnement, du type de carburant et



(Fig.1. 1) : Principe de fonctionnement d'une Pile à combustible.

de la puissance. Les puissances disponibles vont de quelques watts (téléphonie) à quelques mégawatts (mini centrale)

- Pile à combustible alcaline (AFC)
- Pile à combustible à membrane échangeuse de protons (Proton Exchange Membrane Fuel Cell (PEMFC))
- Pile à combustible à Méthanol Direct (DMFC)

- Pile à combustible à acide phosphorique (PAFC)
- Pile à combustible à carbonate fondu (MCFC)
- Pile à combustible à oxyde solide (SOFC)

1.2.3. Avantages et inconvénients des piles à combustible de type PEM [4]

Les avantages et inconvénients des piles à combustible dépendent bien entendu du type de pile considéré et donc de l'application envisagée. Nous nous intéressons principalement ici à la pile PEM même si certaines des qualités et des défauts de cette pile se retrouvent sur d'autres types de pile.

1.2.3.1. Avantages des piles à combustible de type PEM

Les avantages généralement cités sont :

- Un rendement de conversion important : grâce à la conversion de l'enthalpie libre de la réaction chimique en énergie électrique, les pertes dues normalement à la combustion du combustible, puis à la conversion de cette chaleur de combustion en énergie mécanique et enfin de l'énergie mécanique en électrique sont évitées ;
- Un générateur propre : les piles à combustible ne rejettent pratiquement pas de gaz nocifs (CO₂, NO_x) au niveau du cœur de pile.
- Un système modulable : les piles à combustible sont modulables dans le sens où la taille d'une pile à combustibles peut facilement être augmentée ou réduite et le rendement électrique est relativement indépendant de cette taille.
- Un système relativement silencieux ; comme elle ne comporte pas la partie mobile au niveau du cœur, le fonctionnement des piles se fait sans nuisances sonores importantes. De ce fait, les piles à combustible peuvent être placées à proximité de quartiers résidentiels.
- Un système relativement silencieux ; comme elle ne comporte pas la partie mobile au niveau du cœur, le fonctionnement des piles se fait sans nuisances sonores importantes. De ce fait, les piles à combustible peuvent être placées à proximité de quartiers résidentiels.

1.2.3.2. Inconvénients des piles à combustible de type PEM

Elles présentent aussi quelques inconvénients :

- Un fonctionnement à basse température imposé par la membrane actuellement utilisées. Il s'ensuit la nécessité d'utiliser d'une part comme catalyseur du platine et d'autre part d'alimenter le cœur de pile par de l'hydrogène par ce qui nécessite soit l'utilisation de bouteille soit un mode de reformage performant.
- Une technologie qui est encore au stade artisanal ce qui induit des couts de fabrications élevées. Bien que la structure du cœur de pile soit assez simple.

Une durée de vie encore faible en particulier si le courant délivré subit des variations importantes et répétées.

1.3. Super condensateurs (SC)

Le principe de la double couche électrochimique est découvert par le physicien Helmholtz dans les années 1850. Il remarque que l'application d'une différence de potentiel sur des électrodes mises en contact avec un électrolyte provoque un regroupement des ions de cet électrolyte à la surface de cette interface. Pour des raisons technologiques il a fallu attendre 100 ans pour que les condensateurs à double couches électriques voient le jour, soit vers la fin des années 1950 dans l'idée de renouveler les systèmes de stockage d'énergie.

Les industriels et les scientifiques, par les progrès qu'ils apportent aux matériaux des électrodes et de l'électrolyte depuis ces 30 dernières années, ont permis de créer le super condensateur s'imposant aujourd'hui de plus en plus dans les systèmes de forte puissance.

La nature du matériau utilisé pour les électrodes divise les super-condensateurs en deux familles [5]

1. Les super condensateurs électrostatiques dans lesquels le stockage de l'électricité s'effectue par un simple déplacement de charges électroniques et ioniques. L'énergie est donc stockée dans la double couche électrique. Les électrodes sont à base de carbone activé et l'électrolyte doit être un conducteur ionique, organique ou aqueux par exemple acide sulfurique. Le tableau 1-3 compare les différents types des super condensateurs.
2. Les super condensateurs électrochimiques dans lesquels interviennent, en plus des processus faradiques réversibles. Les électrodes seront donc organiques (oxydes de métaux), ou inorganiques (polymères conducteurs).

(Tableau. 1. 1) : Les différents types de super condensateurs [6].

Electrode	Charbon actif		Matériau métallique	Polymère conducteur
Electrolyte	Acide sulfurique	Organique	Acide sulfurique	Organique
Moyen de stockage de l'énergie	Condensateur de double couche		Double couche + prouesses faradique réversible	
Energie massique (Wh/kg)	0.2 à 1.1	2 à 42	2.7 à 5.5	11
Puissance massique (kW/Kg)	1 à 10	0.1 à 2	10 à 100	100
Capacité massique (F/g)	120 à 180	60 à 100	≈ 600	200 à 400
Tension(V)	0.8 à 1.2	2 à 3	0.8 à 1.2	2.5
Cyclicité	>100000	>100000	>100000	10000 à 100000

1.3.1. Principes de fonctionnement des super condensateurs

1.3.1.1. Principes physiques de base

La structure de la couche double électrique, sur laquelle repose le principe de stockage d'énergie dans les super condensateurs, et ses potentialités en matière de stockage d'énergie, furent pour la première fois étudiées par Helmholtz dans la seconde moitié du 19^{ème} siècle. Un siècle plus tard, apparaissait la première génération industrielle de super condensateurs, permise tant par l'évolution des matériaux que par l'émergence d'un réel besoin en des sources d'énergie à la fois puissantes, rapidement rechargeables, et fiables.

Les super condensateurs à couche double électrique, curieusement appelées capacités électrochimiques, ont en fait un fonctionnement analogue à celui des capacités électrostatiques classiques. Lesdites sont typiquement constituées de deux électrodes métalliques séparées par un matériau diélectrique. L'énergie est stockée sous forme d'une charge électrique induite au voisinage de l'interface électrode-diélectrique, par l'application d'une différence de potentiel entre ces deux électrodes. Le rapport de la charge stockée sur la tension appliquée est connu sous le nom de capacitance, ou capacité, et est représentatif de l'aptitude du dispositif à stocker de l'énergie. Les relations de base s'écrivent, pour une capacité linéaire :

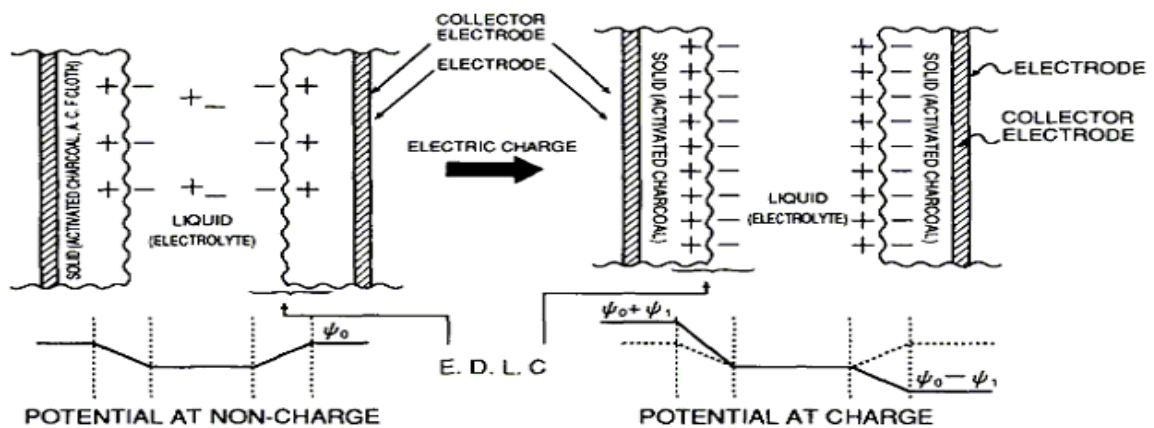
$$C = \frac{Q}{V} = \varepsilon \frac{A}{d} \quad (1.2)$$

Et :

$$W = \frac{1}{2} CV^2 \quad (1.3)$$

C étant la capacitance, Q la charge électrique, V la tension appliquée, ε la constante diélectrique du matériau isolant, A sa surface, d son épaisseur, et W l'énergie électrostatique stockée.

Le stockage d'énergie dans les super condensateurs s'effectue de façon similaire, mais à l'interface entre l'électrode (conducteur électronique) et l'électrolyte (conducteur ionique), comme indiqué figure 1-2 [7]



(Fig.1. 2) : Schéma de principe des super condensateurs [6].

1.3.2. Type de stockeur d'énergie

1.3.2.1. Stockeur d'énergie fixe

Les autorités de quelques villes européennes telles que Cologne, Dresde et Madrid, ainsi que de Portland Oregon, aux États-Unis, ont décidé d'introduire des systèmes de stockage à base de super condensateurs pour récupérer l'énergie de freinage dans le domaine du transport ferroviaire urbain. Le système, développé par les ingénieurs de Siemens Transportation Systèmes, construit sous le nom de « SITRASSES » [7], équipe des sous-stations du réseau d'alimentation. Son introduction à Dresde et à Portland en 2002 a permis d'effectuer des économies de plus de 30 %. Le principal intérêt réside cependant dans la stabilisation du réseau d'alimentation électrique, car le stockeur fournit localement les pics de puissance réclamés lors de la phase de démarrage des trams.

Les super condensateurs BCAP0010 de Maxwell, qui sont utilisés dans le système "SITRASSES", sont caractérisés par une capacité de 2600 Farads, une résistance interne de 0.4

mΩ et une tension d'utilisation de 2.5 Volts. Le stockeur d'énergie de 64 Farads, composé de 1300 BCAP0010, est conçu pour une tension nominale de 750 V_{ac} . Avec la cabine, le convertisseur et l'électronique de contrôle, le système occupe un volume de 2.8 m x 2.9 m x 2.8 m et pèse 5.5 tonnes. Il fournit une puissance maximale de 1 mégawatt dans un rayon de 3 km. La batterie de super condensateurs permet de réduire en moyenne la puissance consommée de 50 kW.[8]



(Fig.1. 3) : Pack de super condensateurs dédié à la récupération de l'énergie lors du freinage [8]

Dans le cas de transport souterrain l'avantage est encore plus marqué. Lors du freinage, l'énergie du véhicule ne peut pas toujours être réinjectée dans le réseau, comme en soirée lorsque le nombre d'utilisateurs est faible. Dans un réseau seul 60% de cette énergie en moyenne peut être reprise par le réseau. L'énergie étant emmagasinée dans les super condensateurs plutôt que dissipée sous forme de chaleur dans des résistances, l'élévation de température environnementale se trouve fortement réduite. Les opérateurs qui ont mis en place un système « SITRASSES » réalisent des économies de coûts de fourniture d'énergie pouvant se monter jusqu'à 150 000 euros par année. Parallèlement à cette économie financière, le système évite l'émission équivalente de plus de 300 tonnes de CO₂ [8]

1.3.2.2. Stockeur d'énergie embarqué

Lorsqu'il est question d'économie d'énergie de freinage de système de transport léger ou de réduction de l'intensité des pics de puissance dans un réseau, les ingénieurs se trouvent devant le choix, soit de placer le stockeur d'énergie à bord du véhicule, soit de le laisser fixer dans une sous-station du réseau.

Bombardier test son système économiseur d'énergie « MITRAC » [9], sur un tram de la ville de Mannheim, depuis septembre 2003. Il est équipé d'un stockeur d'énergie capacitif se trouvant dans un conteneur de 1.9 m x 0.95 m x 4.5 m, pesant 450 kg, placé sur le toit du tram. Sa tension nominale est de 750 V dc.

Sans compter les gains effectués sur les investissements qui eussent été nécessaires pour renforcer la puissance du réseau, l'économie annuelle d'énergie se monte à 30 000 €. A l'avantage économique s'ajoute encore l'amélioration de la situation environnementale, liée à la réduction d'émission de CO₂.

La résistance entre la sous-station et le véhicule augmente à mesure que la distance les séparant en fait de même. Pour un courant typique de 1000 A, la chute de potentiel, vue par le tram à l'endroit le plus éloigné de l'alimentation, est de l'ordre de 100 V_{dc}. En réduisant l'intensité du courant, cette chute de potentiel diminue proportionnellement. En plus du gain en stabilité de tension, le système profite de la réduction des pertes ohmiques dans la caténaire. Les mesures ont démontré qu'avec un stockeur capacitif embarqué, les pointes de puissance échangées avec le véhicule sont réduites de 40%. Ce résultat se traduit par un choix conceptuel pour dimensionner l'infrastructure : soit les sous-stations peuvent être éloignées les unes des autres en gardant des performances et des coûts d'exploitation constants, soit ces derniers sont améliorés en maintenant les caractéristiques de l'infrastructure. Les calculs montrent que la distance entre les sous-stations pourrait être augmentée jusqu'à 70%.



(Fig.1. 4) : Système MITRAC utilisant les super condensateurs pour le stockage de l'énergie

1.3.3. Super condensateurs : avantages, inconvénients

1.3.3.1. Les avantages [10]

- Cycle de vie charge / décharge important comparé aux batteries chimiques sans dégradation des caractéristiques ;
- Densité de puissance élevée (2000-4000W/kg) correspondant à 10 fois celles des batteries de lithium-ion de puissance élevée et 100 fois celles des condensateurs classiques ;
- Capacité de capture d'énergie (freinage rétroactif) à cadence élevée : des batteries sont souvent endommagées par les charges rapides ;
- Capacité élevée (énergie élevée qui peut être déchargée rapidement) ;
- ESR (résistance série) très basse ;
- Courant de fuite très faible (peut maintenir une charge sur une longue durée) ;
- Energie stockée supérieure à celle d'un condensateur conventionnel ;
- Charge très rapide.

1.3.3.2. Les inconvénients [10]

- Basse énergie spécifique (10 Wh/kg) ;
- Plage de tension limitée ;
- Technologie moins mûre que celle des batteries ;
- Prix plus élevé par rapport aux batteries d'acides de plomb qui sont assez peu coûteuses aujourd'hui et économiques ;
- Energie spécifique plus faible que celle des batteries ;
- Coût.

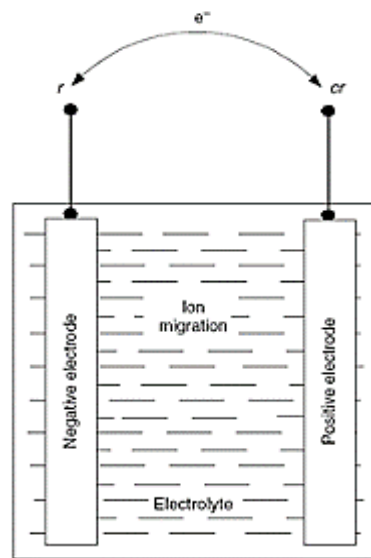
1.4. Les batteries accumulateurs

1.4.1. Généralités

Les batteries électrochimiques (et les accumulateurs), ou plus simplement, les "batteries", sont des dispositifs électrochimiques qui convertissent l'énergie électrique en énergie chimique pendant un chargement, et de convertir l'énergie chimique en énergie électrique au cours de déchargement.

A noter que la terminologie anglo-saxonne regroupe sous le vocable "battery" les piles, les accumulateurs et les batteries. La distinction s'opère par un qualificatif, à savoir "primary" pour les piles, et "secondary" pour les accumulateurs. [11]

Une batterie est composée de plusieurs cellules empilées. Une cellule est une unité complète et qui possède toutes les propriétés électrochimiques d'une batterie. Fondamentalement, une cellule de batterie est constituée de trois éléments : deux électrodes (positives et négatives) immergées dans un électrolyte comme le montre la (Fig.1.5)

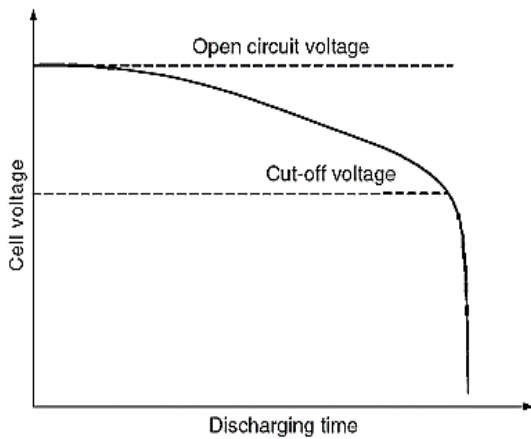


(Fig.1. 5) : une cellule typique d'une batterie électrochimique [12].

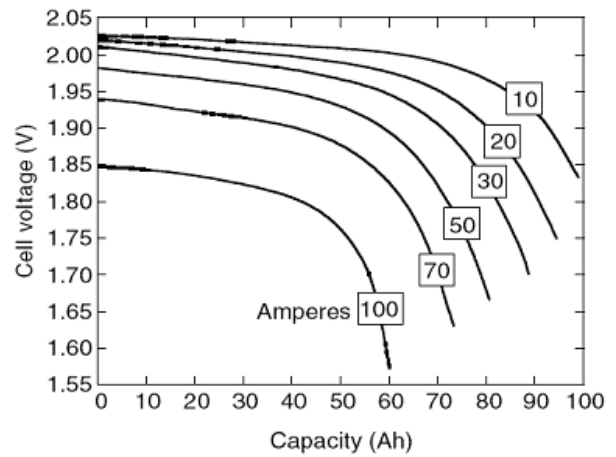
Les batteries sont normalement classifiées en Ampères-Heures (Ah). Une batterie de x Ah est alors capable de fournir une charge équivalente à la fourniture d'un courant de x ampères pendant une heure jusqu'à ce que la tension aux bornes de la batterie atteigne sa tension dite de "cut-off", comme le montre la **Fig.1.6**. La **Fig.1.7** présente la caractéristique typique de batterie au plomb en décharge [12].

Un autre paramètre important de la batterie est l'état de charge (state of charge, en anglais, SOC). Le SOC est défini comme le ratio de la capacité restante par la capacité à pleine charge. Avec cette définition, une batterie entièrement chargée à un SOC de 100% et d'une batterie est complètement déchargée avec un SOC de 0%.

L'énergie massique d'une batterie est définie comme la capacité d'énergie par rapport au poids de la batterie (Wh/kg). L'énergie massique théorique est l'énergie maximale qui peut être produite par la masse totale de la cellule réactive.



(Fig.1. 7) : une cellule typique d'une batterie électrochimique [12].



(Fig.1. 6) : Caractéristique de décharge d'une batterie au plomb [12]

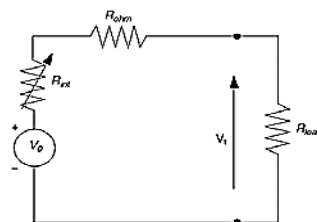
La puissance massique est définie par le ratio puissance maximale que peut produire la batterie sur son poids. La puissance massique est importante là où la réduction de poids est avantageuse, en particulier dans les applications transport comme les véhicules électriques. La puissance massique d'une batterie chimique dépend essentiellement de sa résistance interne. Avec le modèle statique de batterie montré dans la (Fig.1.8), la puissance maximale qui peut être délivrée par la batterie est donnée par

$$P_{max} = \frac{V_0^2}{4(R_{ohm} + R_{int})} \quad (1.4)$$

Où R_{ohm} est la résistance de conducteur (la résistance ohmique) et R_{int} est la résistance interne causée par la réaction chimique. Résistance interne, R_{int} représente la chute de tension, ΔV , qui est associé au courant de la batterie actuelle. La chute de tension ΔV , a deux parties : l'une est due à une réaction ΔV_A d'activation, et l'autre par la concentration d'électrolytes ΔV_C . Les expressions générales de ΔV_A et ΔV_C . Sont :

$$\Delta V_A = a + b \cdot \log(I) \quad (1.5)$$

$$\Delta V_C = -\frac{RT}{nF} \cdot \ln\left(1 - \frac{I}{I_L}\right) \quad (1.6)$$



(Fig.1. 8) : modèle statique équivalent d'une batterie [12]

où a et b sont des constantes, R est la constante universelle des gaz égale à 8,314 (J/ (mole.K)), I est la densité du courant, I_L est le courant limite, n est le nombre d'électrons participant à la réaction, F est la constante de Faraday et vaut 96487 (coulombs/mole) et Test la température. La détermination analytique exacte de la résistance ou de la chute de tension de la batterie est difficile et est généralement obtenue par des essais expérimentaux. La chute de tension augmente avec une augmentation du courant de décharge et une diminution de l'énergie stockée (**Fig.1.7**).

Les accumulateurs les plus répandus [13] sont actuellement les accumulateurs au plomb. La technologie de ces accumulateurs est bien maîtrisée et elle est presque entièrement recyclable. Elle présente l'avantage non négligeable de présenter le prix de revient le plus faible parmi tous les types de batteries connus [14].

Comme pour les piles à combustible, les batteries sont réalisées par l'association de cellules élémentaires. Afin d'obtenir la tension désirée, plusieurs cellules sont connectées en série à l'intérieur du module ; par contre, si l'on désire augmenter la capacité et le courant, il faut connecter ces cellules en parallèle ou augmenter la surface de réaction. La densité théorique d'énergie que l'on peut retirer de ce type de couple chimique est de 170 Wh. kg^{-1} [15].

Cependant, le sulfate de plomb produit par les réactions aux deux électrodes est insoluble et non conducteur. Son accumulation sur les électrodes et, dans une moindre mesure, dans l'électrolyte limite par conséquent fortement l'énergie qui peut-être extraite de cette batterie. De plus, les concentrations et les quantités de masses actives sont inférieures à celles conduisant à cette valeur.

(Tableau. 1. 2) : caractéristiques des batteries au plomb [16].

Couple	Pb/PbO2	
Température de fonctionnement	-40 à 60	[°C]
Energie massique théorique	170	[Wh/kg]
Densité d'énergie	30 à 40	[Wh/kg]
Puissance massique (à 80% DOD)	60 à 130	[W/kg]
Coefficient de surcharge admissible	5 à 20	[%]
Rendement énergétique	65 à 85	[%]
Tension par cellule chargée	2.1	[V]

En pratique, on n'arrive qu'à des densités proches de 40 Wh.kg^{-1} , soit quatre fois moins que le maximum théorique [13]. Le (tableau.1.2) résume les caractéristiques principales d'un accumulateur plomb-acide. Dans ce tableau, la densité d'énergie est l'énergie massique réelle fournie par un accumulateur quand on rajoute la connectique ; "DOD"(Depth of Discharge, en anglais) est la profondeur de décharge de l'accumulateur. Aussi, le coefficient de surcharge est le coefficient de surcharge en tension de l'accumulateur et le rendement énergétique est le rendement entre l'énergie utile pour charger l'accumulateur et l'énergie récupérée lors de la décharge [16].

Les batteries de type Litium-Ion dont la technologie a connu un essor rapide, et représente aujourd'hui de l'ordre de 60% du marché des applications électroniques portables. Ces nouveaux types de batteries sont diffusés depuis 10 ans et sont fort prometteurs. Leur énergie et puissance massique sont très élevées par comparaison au Plomb-Acide, respectivement 150 Wh.kg^{-1} et 300 W.kg^{-1} .

Le lithium est en effet le plus léger des métaux et possède un potentiel électrochimique élevé, ce qui en fait le métal le plus attractif pour constituer l'électrode négative d'un accumulateur [17].

Il existe deux types de batterie au lithium : Les batteries "Lithium Carbone" ou "Lithium Ion" et les batteries "Lithium-Métal". Mais, le principe de fonctionnement d'une batterie au lithium est le même selon qu'est utilisée une électrode négative de lithium métallique ou à base de carbone [16] : En cours d'utilisation, donc lors de la décharge de la batterie, le lithium relâché par l'électrode négative sous forme ionique Li^+ migre à travers l'électrolyte conducteur ionique et vient s'insérer dans le réseau cristallin du matériau actif de l'électrode positive (composé d'insertion du lithium de type oxyde métallique). Le passage de chaque ion Li^+ dans le circuit interne de la batterie exactement compensé par le passage d'un électron dans le circuit externe, générant ainsi un courant électrique. Dans le cas du Lithium-Ion, appelé ainsi car le lithium n'est jamais sous forme métallique dans la batterie, le lithium fait "le va-et-vient" entre les deux composés d'insertion du lithium contenus dans les électrodes positive et négative à chaque charge ou décharge de la batterie.

Pendant la recharge, des ions lithium viennent s'insérer dans la structure de l'électrode négative en carbone graphite, d'où le nom donné à ce type de batteries. Lors de la décharge, la structure en carbone de l'anode libère alors ces ions qui viennent se replacer dans la structure de la cathode. Il est à noter qu'une surcharge peut causer un emballement thermique et une destruction de l'enceinte totalement étanche de l'accumulateur Lithium-Ion.

Or le lithium étant effectivement très réactif avec l'eau, cette rupture peut avoir des conséquences catastrophiques (explosion). Dans le cas d'une mise en série, il est donc fortement recommandé de contrôler la tension de chaque cellule élémentaire de façon précise. Ces batteries sont encore sujettes à bien des améliorations et on pense pouvoir porter leur énergie massique à une valeur de 170 Wh/kg dans les prochaines années. La caractéristique des batteries Lithium-Ion est comparée avec les autres types des batteries dans le **tableau.1.3**, pour une application de véhicule électrique [12].

(Tableau. 1. 3) : Caractéristiques des batteries pour application transport [12].

system	Sp ecific energy (Wh/Kg)	Peak power (W/kg)	Energy Efficency(%)	Cycle Life	Self Discharge(% per 84 h)
Acidic aqueous solution lead/acid	35-50	150-400	>80	500-1000	0.6
Alkaline aqueous solution Nikel/cadmium	50 - 60	80 – 150	75	800	1
Nikel/iron	50 - 60	80 – 150	75	1500-2000	3
Nickel/zinc	55 – 75	170 – 260	65	300	1.6
Nickel/metal hybride	70 – 95	200 – 300	70	750 – 1200 +	6
Aluminum/air	200 - 300	160	<50	?	?
Iron / air	80 - 120	90	60	500+	?
Zinc/air	100-220	30-80	60	600+	?
Flow Zinc/bromine	70-85	90-110	65-70	500-2000	?
Vandium redox Molten self	20-30	100	75-85	—	—
Sodium/sulfur	150- 240	230	80	800+	0
Sodium/nickel	90 – 120	130 – 160	80	1200+	0
Chloride Lithium/iron	100 – 130	150 – 250	80	1000+	?
Sulfide (FeS) Organic/lithium Lithium-ion	80 – 130	200 – 300	>95	1000+	0.7

1.4. Hybridation des dispositifs électrochimiques

1.4.1. Concept d'hybridation

L'hybridation des dispositifs électrochimique consiste à combiner deux ou plus dispositifs (qui contient au moins un élément stockage) de manière à combiner les avantages respectifs de chacun tout en minimisant leurs inconvénients.

Par exemple, l'hybridation d'une batterie électrochimique (ou une pile à combustible) avec un supercondensateur peut surmonter les problèmes de la faible puissance spécifique des batteries (ou des piles à combustible) et de la faible énergie spécifique des supercondensateurs. Les auteurs en [18] ont utilisé les avantages des batteries et super condensateurs en les associant avec un diesel générateur.

Quant aux piles à combustible, nous pouvons non seulement compenser la faiblesse de la puissance spécifique, mais aussi surmonter les constantes de temps élevées des piles à combustible [19] (plusieurs centaines de millisecondes).

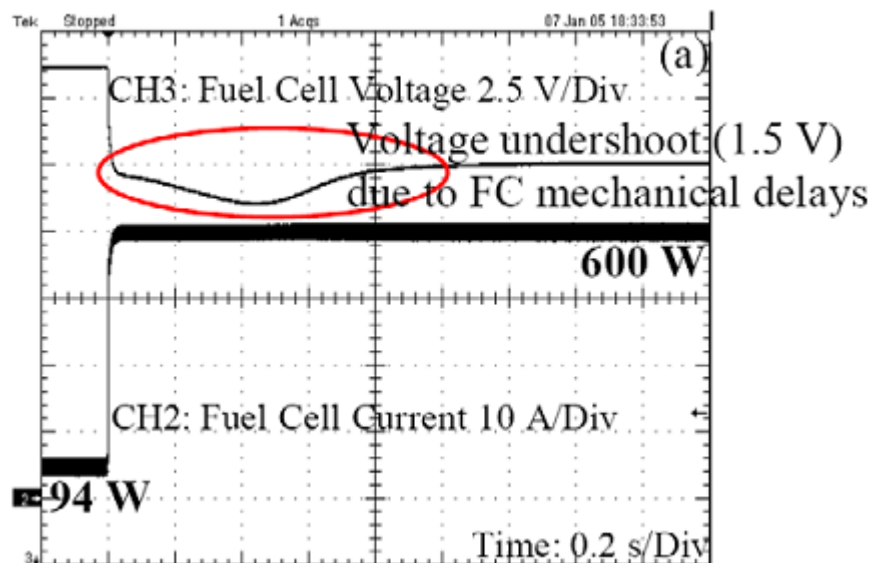
Cette limitation dynamique est due principalement au système d'alimentation en carburant, (pompes, valves, et dans certains cas, un réformateur de l'hydrogène) [20].

Une augmentation instantanée de l'énergie consommée impliquera une forte chute de tension de la pile à combustible sur un temps très court, dite de "sous-alimentation" ("fuel starvation" en anglais) [21] qui peut éventuellement être destructif pour un stock et dans le cas d'un contrôle en flux adapté.

La Fig.1.9 montre ce phénomène qui est causé suite à une variation du courant de charge de 5 à 40A. La chute de tension est bien marquée sur cette figure.

L'hybridation, qui par principe, combinent les avantages de deux technologies (énergie spécifique élevée pour la première, puissance spécifique importante et disponible sur des durées appréciables pour la seconde), permet en particulier de dissocier les dimensionnements en

puissance moyenne et en puissance transitoire, l'intérêt principale résidant ici dans un gain substantiel en termes de volume et de masse.



(Fig.1. 9) : Réponse d'une pile à combustible à un échelon rapide du courant de charge [21].

Dans un système hybride, trois régimes de fonctionnement peuvent être définis :

- un régime dit "normal", pour lequel la puissance de la charge est inférieure à la puissance maximale de la source principale. La source principale fournit alors de l'énergie à l'organe de stockage et à la charge,
- un régime dit "décharge", pour lequel la puissance de la charge est supérieure à la puissance maximale de la source principale. Par conséquent, la source principale et l'organe de stockage fournissent de l'énergie à la charge,
- un régime dit "récupération", pour lequel l'utilisation fournit de l'énergie à l'organe de stockage (et peut être à la source principale, si elle est rechargeable).

Fig.1.10 illustre la conception basique d'hybridation et les trois régimes de fonctionnement.

1.4.2. Structures et stratégies de contrôle des systèmes hybrides

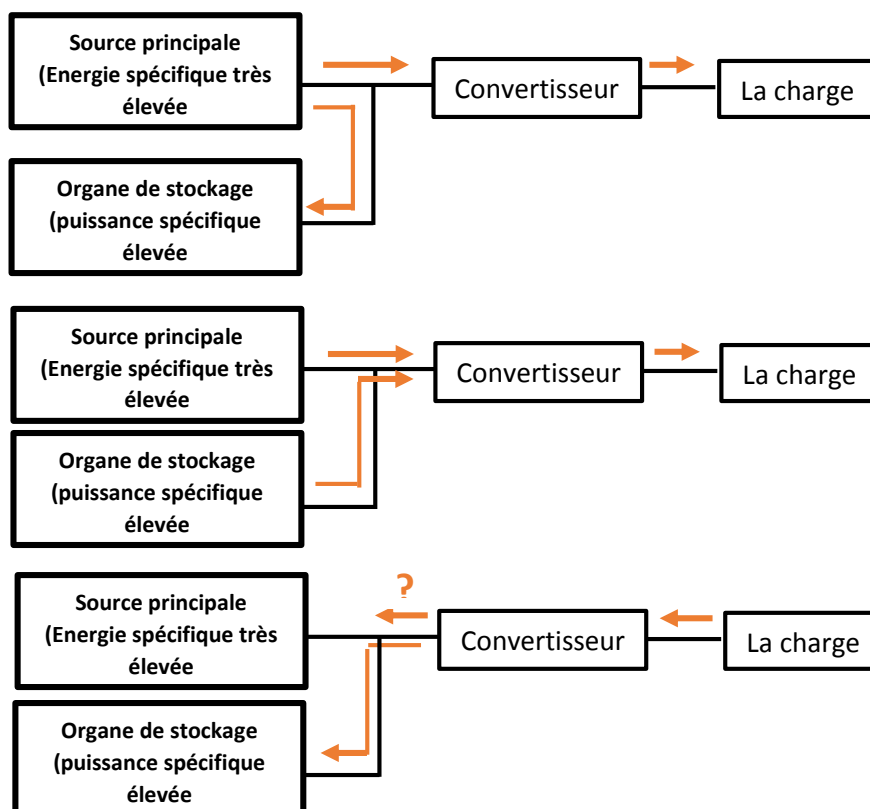
La configuration hybride la plus simple est construite en connectant à la fois une source principale et une source auxiliaire directement sur le bus continu d'alimentation. En [12], cette configuration est étudiée pour une batterie et un supercondensateur (Fig.1.11), dans l'application

un véhicule électrique. Les auteurs en [22] ont aussi employé cette structure avec une pile à combustible et une batterie.

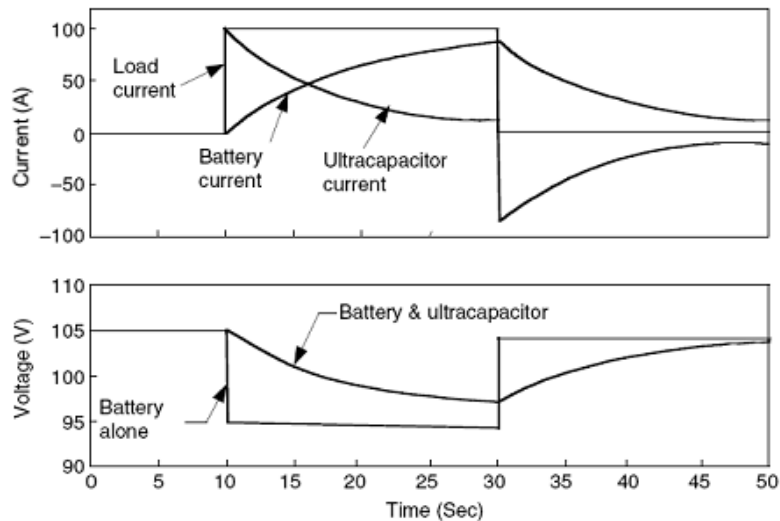
Ce système hybride passif a l'avantage de la simplicité et de la robustesse mais présente un certain nombre d'inconvénients : premièrement, il est nécessaire de faire correspondre la tension nominale de la source principale à celle de l'organe de stockage, ce qui élimine beaucoup de souplesse dans la conception du système hybride.

De plus, la puissance ne peut pas être contrôlée activement et l'énergie de l'organe de stockage ne sera pas utilisée complètement. Autrement dit, la puissance est répartie passivement entre la source principale et l'organe de stockage (en fonction des caractéristiques de chacun) [23], [24].

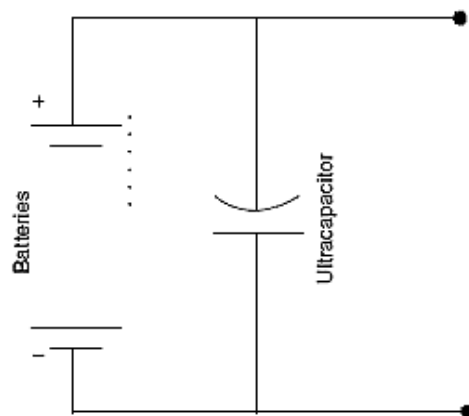
Les courants et les tensions du système de la Fig.1.11 sont illustrés dans la Fig.1.12 où le super condensateur agissent simplement comme un filtre, ce qui peut aplanir le pique de courant de batterie et réduire sa chute de tension.



(Fig.1. 10) : conception d'hybridation, et les régimes du fonctionnement.



(Fig.1. 11) : connexion direct d'une batterie et d'un super condensateur [12].

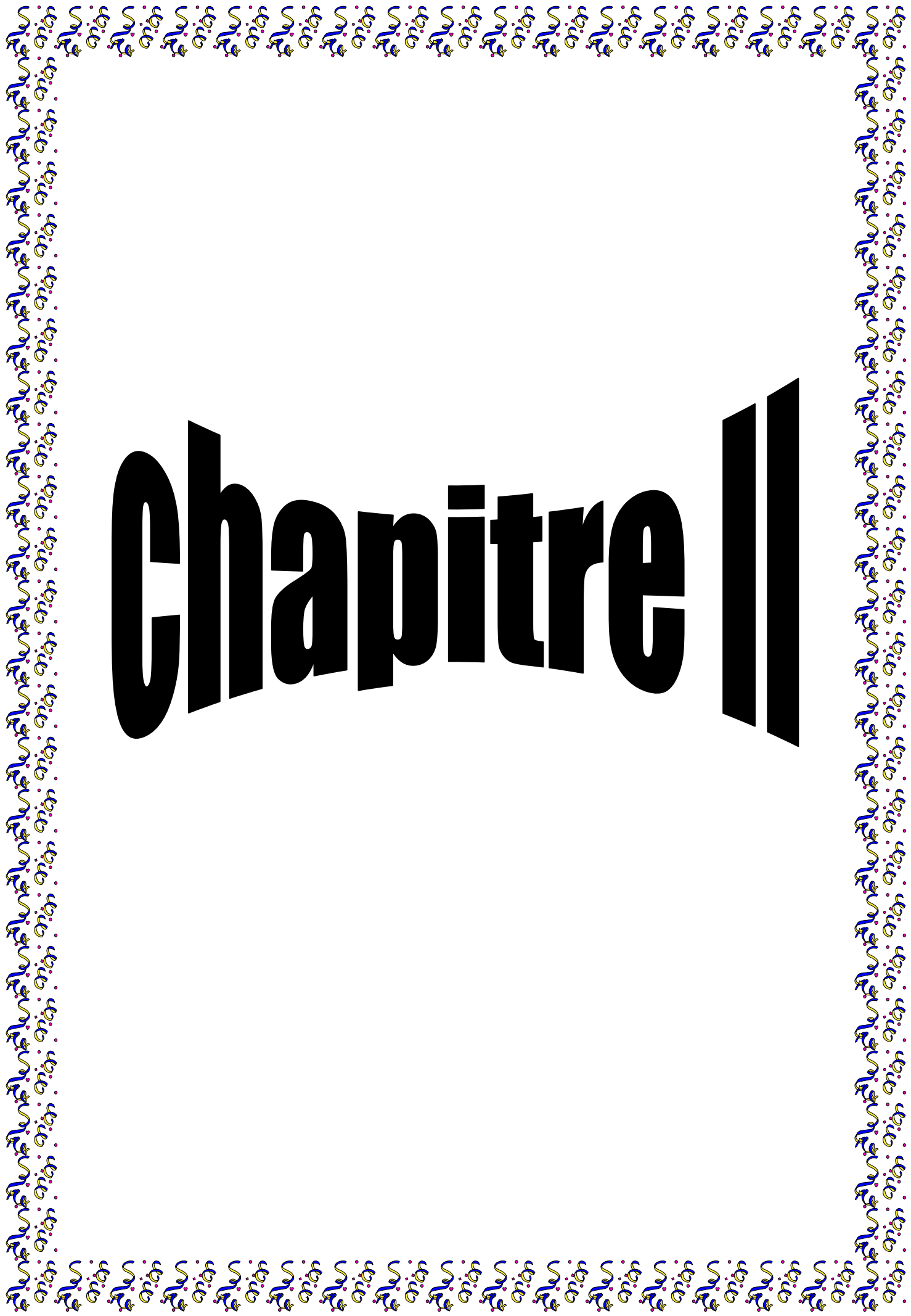
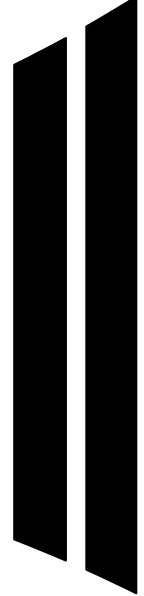


(Fig.1. 12) : variation des courants et tensions de batterie et super condensateur pendant un échelon de courant de charge [12]

1.5. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter les dispositifs électrochimiques que sont les piles à combustible, les batteries et les super condensateurs. Nous avons ensuite détaillé les stratégies usuelles d'hybridation associant ces différentes sources et expliqué la raison de telles associations.

Chapitre II



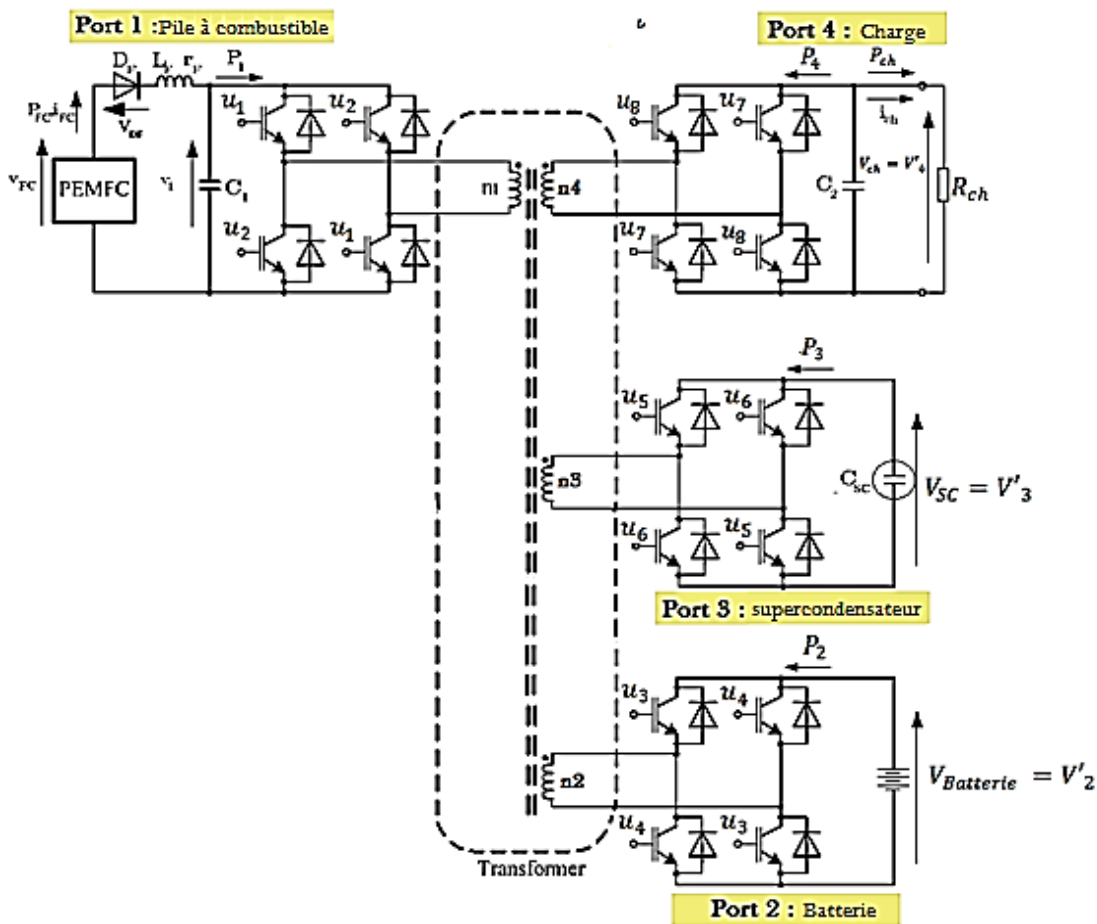
2.1. Introduction

Nous présentons dans ce chapitre une conception d'une source d'alimentation hybride DC en utilisant des super condensateurs et batterie comme unités de puissance maximal auxiliaires et pile à combustible de type (PEMFC) comme source d'énergie principale.

Et ce chapitre qui se compose de deux parties

La première partie de ce chapitre concerne les onduleurs , connecté via un connecté via un transformateur

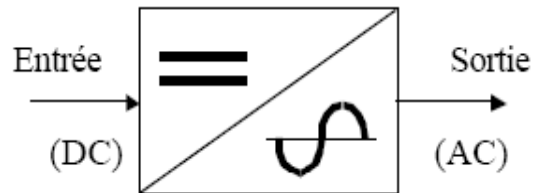
La deuxième partie concerne la modélisation de transformateur multi enroulement.



(Fig. 2. 1) : Convertisseur isolé DC-DC à 4 portes

2.2. Les onduleurs (CC/CA) : [25,26]

Les onduleurs sont les convertisseurs statiques continu- alternatifs permettant de fabriquer une source de tension alternative à partir d'une source de tension continue.



(Fig. 2. 2) : Le schéma symbolique de l'onduleur

Le rôle principale d'un onduleur, quand il est utilisé dans un système de conversion d'énergie (par exemple : système photovoltaïque), est d'assurer une tension de sortie alternative la plus proche d'une sinusoïde avec une fréquence et une amplitude stables. Un onduleur typique est constitué principalement de trois sous-ensembles suivants :

- Une source de tension continue.
- Un convertisseur statique CC/CA.
- Un filtre de sortie. (Si nécessaire).

La qualité d'un onduleur est assurée en termes de rendement, stabilité en fréquences temps de réponse suite à des changements brusques de la charge et le taux d'harmoniques sous des charges linéaire et non linéaire.

Cependant, plusieurs techniques de commandes ont été largement utilisées pour répondre aux critères cités ci-dessous tel que :

- Commande adjacente.
- Commande adjacente décalée.
- Commande par modulation de largeur d'impulsion.

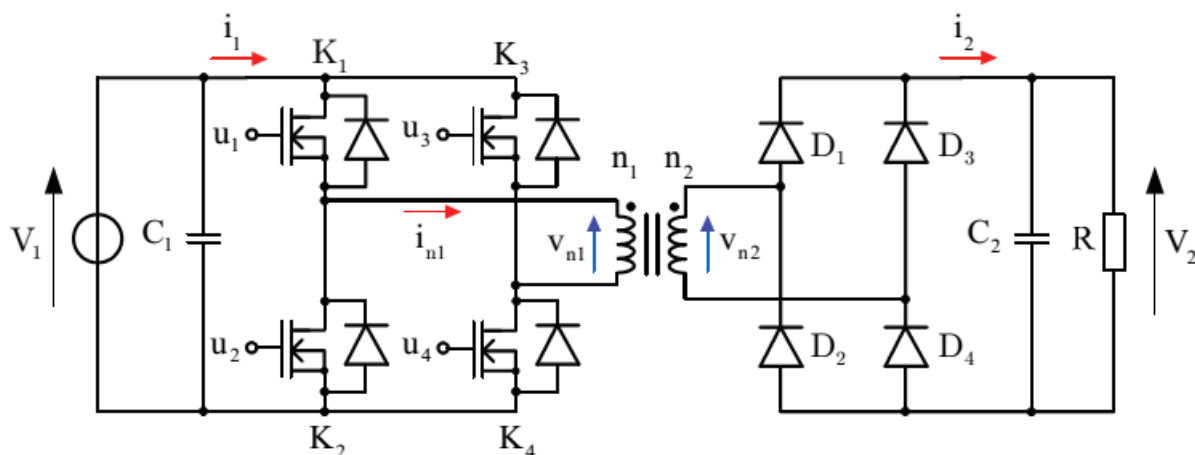
2.2.1. Convertisseur en pont complet

Seul sont considérés ici, les convertisseurs fonctionnant à fréquence fixe, les convertisseurs à résonance où le paramètre de réglage est généralement la fréquence de commande du convertisseur ne sont pas pris en compte.

2.2.1.1. Onduleur alimenté en tension

Le convertisseur en pont complet de la (Fig.2.3) est adapté pour des applications de haute puissance, car la tension aux bornes des interrupteurs du primaire est la tension d'entrée qui est la plus faible.

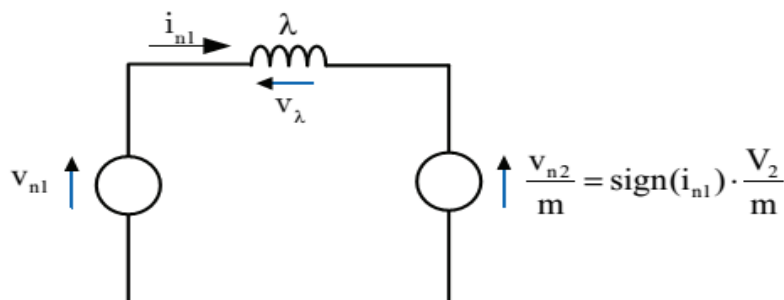
Comme précédemment, des dissymétries du primaire peuvent induire une composante continue du flux susceptible de saturer le circuit magnétique. Pour éviter ce problème, on peut ajouter un condensateur en série avec l'enroulement primaire ou utiliser une technique de contrôle du courant [27]



(Fig. 2. 3) : Onduleur en pont complet [28].

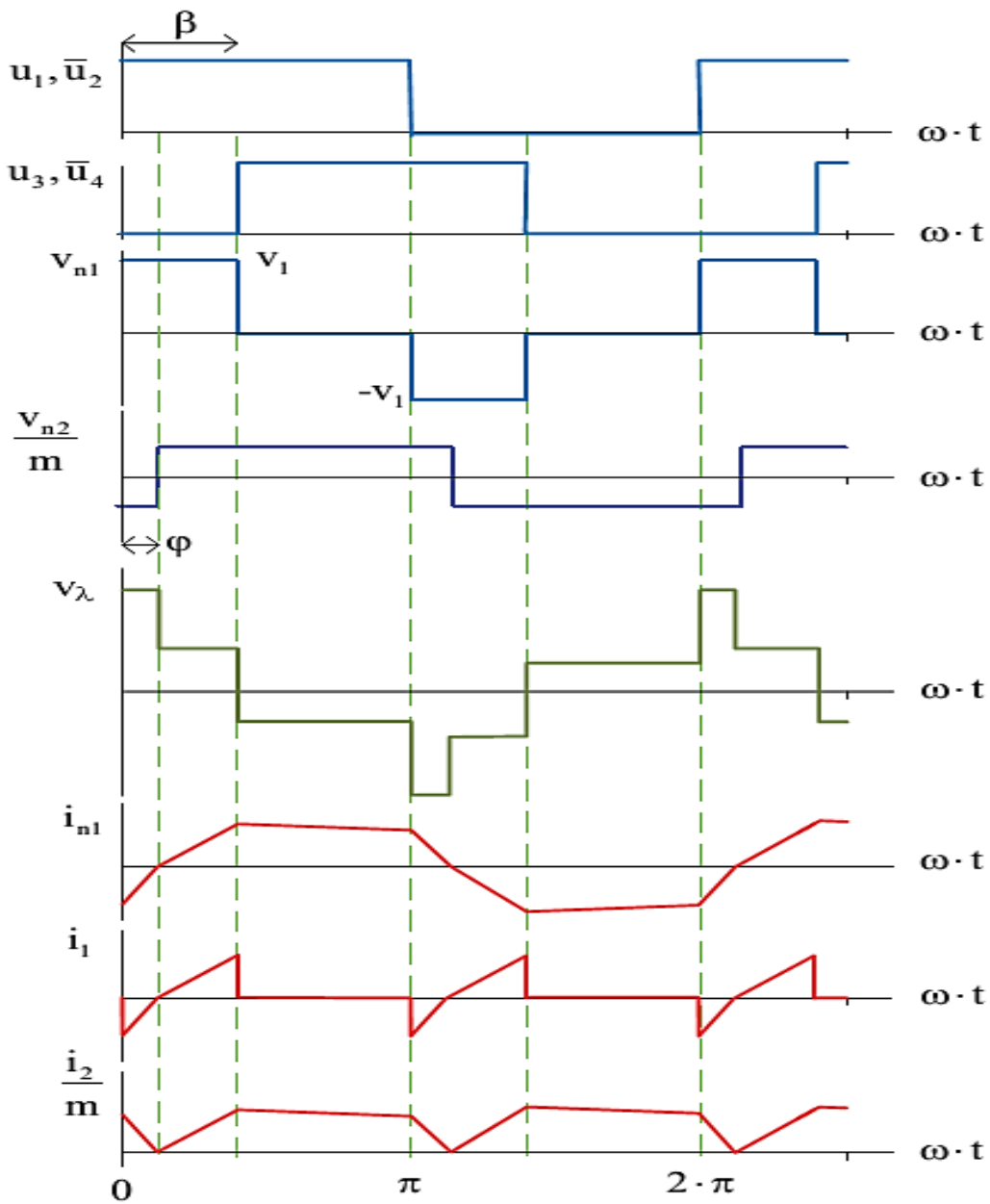
Le réglage de la tension de sortie V_2 est obtenu par le déphasage de la commande des deux bras de l'onduleur. Le schéma permettant de définir les formes d'onde est celui de la (Fig.2.4) où l'on retrouve d'un côté de l'inductance de fuite primaire λ la tension délivrée par l'onduleur et de l'autre la tension secondaire ramenée au primaire et dont le signe est donné par la diagonale du point de diodes conduisant, c'est-à-dire par le signe du courant dans cette inductance.

Les différentes formes d'onde sont représentées sur la (Fig.2.5)



(Fig. 2. 4) : Schéma de principe d'un convertisseur en pont complet [28].

On en déduit ainsi sur une demi-période, les différentes séquences de fonctionnement suivantes [28] :



(Fig. 2. 5) : Formes d'ondes typiques d'un convertisseur en pont complet

- Pour $0 < \theta < \varphi$:

$$i_{n1}(\theta) = i_{n1}(0) + \frac{V_1 + \frac{V_2}{m}}{\omega \cdot \lambda} \cdot \theta \quad (2.1)$$

En $\theta = \varphi$, le courant i_{n1} s'annule, et :

$$\varphi = -i_{n1}(0) \cdot \frac{\omega \cdot \lambda}{V_1 + \frac{V_2}{m}} \quad (2.2)$$

- Pour $\varphi < \theta < \beta$:

$$i_{n1}(\theta) = \frac{V_1 - \frac{V_2}{m}}{\omega \lambda} \cdot (\theta - \varphi) \quad (2.3)$$

En $\theta = \beta$, le courant i_{n1} a pour valeur :

$$i_{n1}(\beta) = \frac{V_1 - \frac{V_2}{m}}{\omega \lambda} \cdot (\beta - \varphi) \quad (2.4)$$

- Pour $\beta < \theta \leq \pi$:

$$i_{n1}(\theta) = i_{n1}(\beta) + \frac{\frac{V_2}{m}}{\omega \lambda} \cdot (\theta - \beta) \quad (2.5)$$

En $\theta = \pi$, le courant i_{n1} a pour valeur :

$$i_{n1}(\pi) = i_{n1}(\beta) + \frac{\frac{V_2}{m}}{\omega \lambda} \cdot (\pi - \beta) \quad (2.6)$$

Comme $i_{n1}(0) = -i_{n1}(\pi)$ on en déduit la valeur initiale du courant :

$$i_{n1}(0) = -\frac{(V_1 - \frac{V_2}{m})(V_1 \beta - \frac{V_2}{m} \pi)}{2 V_1 \omega \lambda} \quad (2.7)$$

Pour limiter les pertes à l'amorçage des interrupteurs commandés, il est nécessaire que le courant au primaire soit négatif ou nul. On en déduit :

$$\varphi = \frac{1}{2} \cdot \left(\beta - \frac{\frac{V_2}{m}}{V_1} \cdot \pi \right) \quad (2.8)$$

Comme φ est positif, cela conduit à la relation suivante sur le rapport des tensions :

$$y = \frac{V_2}{V_1} < m \cdot \frac{\beta}{\pi} \Rightarrow y < m \cdot \frac{\beta}{\pi} \Rightarrow y < m \cdot \alpha$$

Où y est le rapport de transformation et α un terme équivalent à un rapport cyclique. Le courant moyen d'entrée I_1 peut être déduit des équations (2.1), (2.3) et (2.7) et vaut :

$$I_1 = \frac{y \cdot V_1}{4 \cdot \pi \cdot \omega \cdot \lambda} \cdot \left(2 \cdot \beta - \pi \cdot y^2 - \frac{\beta^2}{\pi} \right) \quad (2.9)$$

Si les pertes dans le convertisseur sont négligées on peut écrire :

$$P = V_2 \cdot I_2 = V_1 \cdot I_1 = \frac{y \cdot V_1^2}{4 \cdot \pi \cdot \omega \cdot \lambda} \cdot \left(2 \cdot \beta - \pi \cdot y^2 - \frac{\beta^2}{\pi} \right) \quad (2.10)$$

Dans notre cas, comme le courant d'entrée est pollué, un filtre d'entrée LC peut être utilisé pour diminuer les ondulations du courant d'entré.

2.2.1.2. Onduleur alimenté en courant

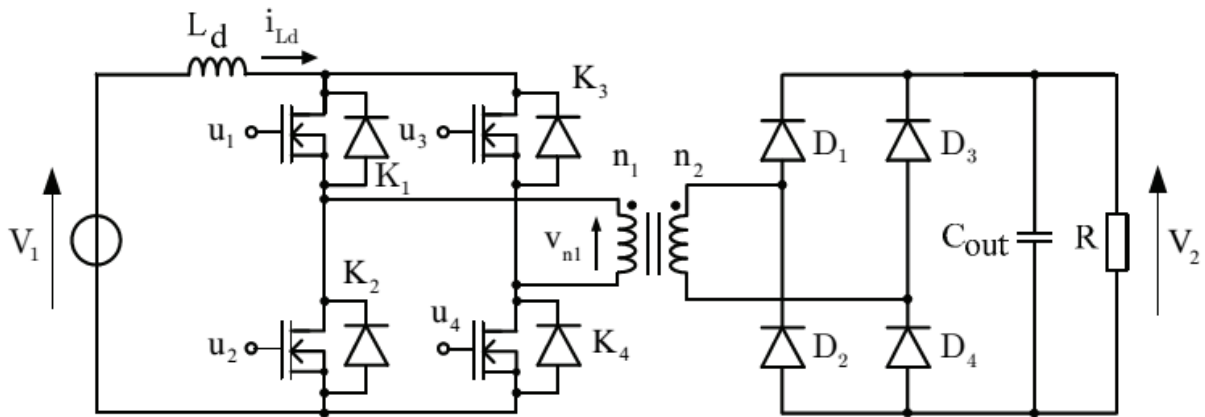
Ce montage est dérivé du convertisseur Boost et à la structure d'un onduleur de tension place en série avec une inductance (Fig.2.6). Comme pour l'onduleur de tension précédent, au secondaire on peut utiliser un pont de diodes [29], [30] et [31] ou des montages destinés à multiplier par 2 la valeur de la tension de sortie [32] et [33].

A partir des formes d'ondes de la (Fig.2.7), la tension de sortie en grandeur réduite a pour valeur

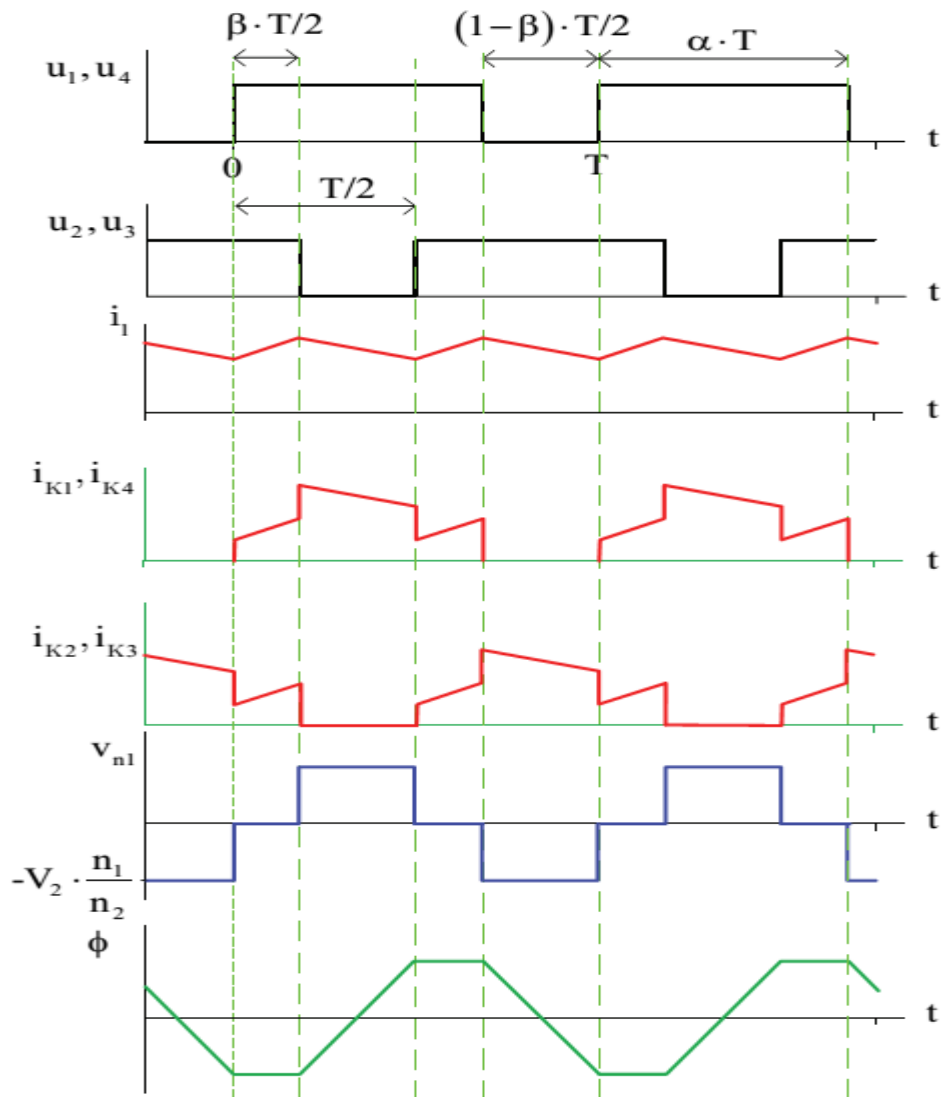
$$y = \frac{V_2}{V_1} = \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{1}{1-\alpha} = m \cdot \frac{1}{1-\alpha} \tag{2.11}$$

Les avantages de ce convertisseur sont :

- L'ondulation du courant est faible ;
- On a une bonne utilisation du transformateur ;
- On bénéficie du rapport de transformation et de l'effet "boost".



(Fig. 2. 6) : Boost isolé en pont complet.



(Fig. 2. 7) : Formes d'ondes typiques d'un convertisseur de type Boost isolé en pont complet.

Et ses inconvénients :

- Comme pour le Flyback, les inductances déduites du transformateur induisent des contraintes de commutation ;
- Il est nécessaire de pré charger la capacité de sortie avant de démarrer le convertisseur.

2.3. Modélisation du transformateur à N portes

2.3.1. Généralités

Le schéma d'un convertisseur à N portes est représenté sur la (Fig.2.8). Chaque porte du transformateur est relié à une source, un élément de stockage ou une charge, tous ces éléments de nature continue. La liaison entre ces éléments et le transformateur est effectuée à l'aide d'onduleur

monophasé fonctionnant en onde entière. On montrera dans ce chapitre que c'est le déphasage entre les ondes de tension délivrées par les onduleurs qui permet le réglage des échanges d'énergie entre les différents portes du système.

2.3.2. Transformateur à N enroulements

Aux bornes de chaque enroulement du transformateur à N enroulements de la (Fig.2.9), on peut écrire une relation de la forme :

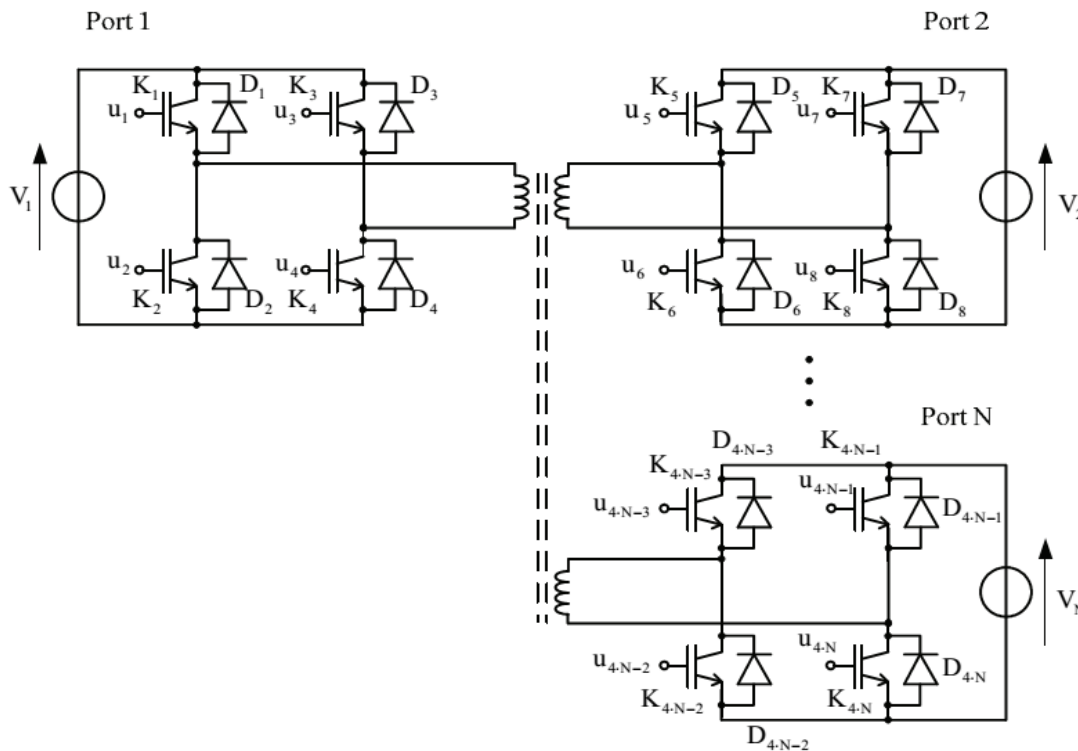
$$v_{e,n} = r_{e,n} \cdot i_{e,n} + \frac{d}{dt} \varphi_{e,n} \tag{2.12}$$

Où $v_{e,n}$, $i_{e,n}$, $r_{e,n}$ et $\varphi_{e,n}$ sont respectivement la tension, le courant, la résistance et le flux associés à l'enroulement n.

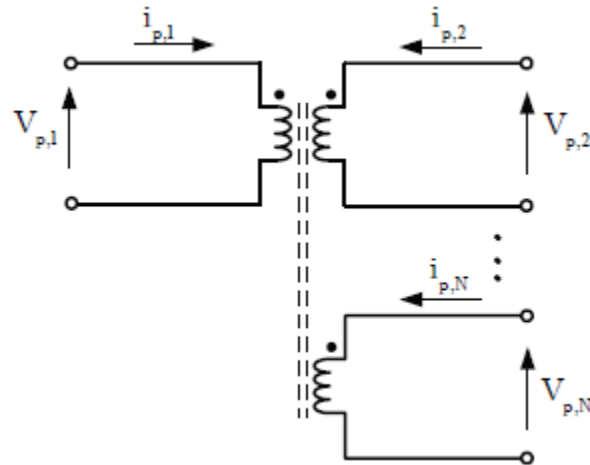
Le flux traversant l'enroulement n s'exprime par :

$$\varphi_{e,n} = L_{e,n} \cdot i_{e,n} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq n}}^N M_{j,n} \cdot i_{e,j} \tag{2.13}$$

Où $L_{e,n}$ et $M_{m,n}$ représente l'inductance de l'enroulement n et la mutuelle inductance entre les enroulements m et n.



(Fig. 2. 8) : convertisseur DC/DC à N porte [25]



(Fig. 2. 9) : transformateur à N enroulement.[25]

Dans ces équations, on va supposer que les inductances sont indépendantes du niveau de courant et donc que le transformateur n'est pas saturé.

Afin d'établir ultérieurement un modèle vu d'un porte particulier, on va écrire les différentes équations précédentes en particulierisant ce porte. Il pourra s'agir en pratique du porte où est connectée la source d'énergie la plus importante pour le système considérée.

Soit le porte 1 ce porte particulier pour lequel le flux correspondant est écrit sous la forme :

$$\varphi_{e,1} = \lambda_{e,1} \cdot i_{e,1} + M_0 \sum_{j=1}^N K_j i_{e,j} \quad (2-14)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \lambda_{e,1} &= L_{e,1} - M_0 \\ K_j - M_0 &= M_{j,n} \\ K_1 &= 1 \end{aligned} \quad (2.15)$$

Où $\lambda_{e,1}$ correspond à l'inductance de fuite, M_0 à l'inductance de magnétisation et les différents coefficients k_j aux rapports de transformation entre l'enroulement 1 et les autres enroulements.

On peut généraliser cette notation pour la phase n en écrivant :

$$\varphi_{e,n} = \lambda_{e,n} \cdot i_{e,n} + K_n \cdot M_0 \cdot \sum_{j=1}^N K_j i_{e,j} \quad (2.16)$$

Avec :

$$\lambda_{e,n} = L_{e,n} - K_{e,n}^2 \cdot M_0$$

$$K_j \cdot K_n M_0 = M_{j,n} \tag{2.17}$$

La connaissance des différentes inductances et mutuelles inductances de l'équation (2-13), que l'on peut calculer à l'aide de logiciel de calcul des champs ou que l'on peut mesurer expérimentalement si l'on dispose d'un transformateur permettent de calculer les différents termes intervenant dans cette nouvelle expression des flux où l'on a fait apparaître une inductance de magnétisation, n inductances de fuite et n rapports de transformation :

$$M_0 = \frac{M_{j,n} \cdot M_{1,n}}{M_{j,n}}$$

$$K_n = \frac{M_{j,n}}{M_0} \tag{2.18}$$

$$\lambda_{e,n} = L_{e,n} - K_{e,n}^2 \cdot M_0$$

2.3.3. Unicité du terme M0

La relation précédente pose le problème de l'unicité du terme M_0 qui semble, selon les phases j et n que l'on considère, conduire à des valeurs différentes. En fait, on peut montrer sur un exemple que ce terme est indépendant des enroulements j et n considérés.

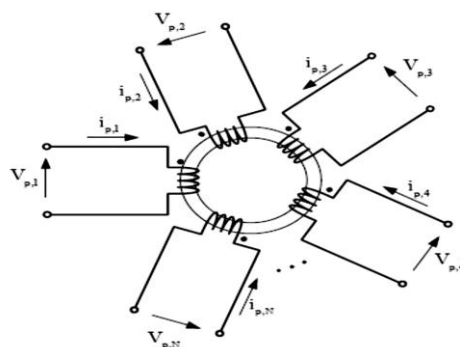
Pour cela, on a représenté sur la (Fig.2.10) un transformateur à N enroulements dont le circuit magnétique équivalent comporte N cellules élémentaires placées en série (Fig.2.11).

Chaque cellule comporte une force magnétomotrice V , une réluctance R pour le chemin du flux principal, une réluctance R_f pour le flux de fuite et une réluctance R' pour la connexion avec la cellule suivante. Pour la cellule n , les différents flux sont liés par les relations suivantes :

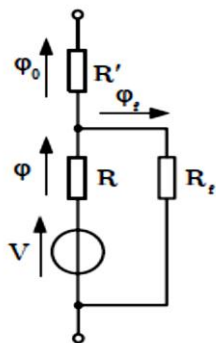
$$\varphi_n = \varphi_0 + \varphi_{f,n}$$

$$v_n = n_n \cdot i_n = R_{f,n} \cdot \varphi_{f,n} + R_n \cdot \varphi_n = (R_n + R_{f,n}) \cdot \varphi_n - R_{f,n} \cdot \varphi_0 \tag{2.19}$$

Où n_n est le nombre de spires de l'enroulement n et i_n , le courant qui traverse cet enroulement.



(Fig. 2. 10) : transformateur à N enroulements.[]



(Fig. 2. 11) : circuit équivalent d'un transformateur

Si l'on considère que seul l'enroulement 1 est alimenté, on a pour les flux :

$$V_1 = R_1 \cdot \varphi_{1,1} + R_{1,0} \cdot \varphi_{1,0} \quad (2.20)$$

Avec :

$$\begin{aligned} R_{1,0} &= R'_1 + \sum_{n=2}^N R'_n + \frac{R_n \cdot R_{f,n}}{R_n + R_{f,n}} \\ &= \left(\sum_{n=1}^N R'_n + \frac{R_n \cdot R_{f,n}}{R_n + R_{f,n}} \right) - \frac{R_1 \cdot R_{f,1}}{R_1 + R_{f,1}} \\ &= R_0 - \frac{R_1 \cdot R_{f,1}}{R_1 + R_{f,1}} \end{aligned} \quad (2.21)$$

et ainsi :

$$\begin{aligned} \varphi_{1,0} &= \frac{R_{f,1}}{(R_1 + R_{f,1}) \cdot R_{1,0} + R_1 \cdot R_{f,1}} \cdot V_1 = \frac{R_{f,1}}{(R_1 + R_{f,1}) \cdot R_0} \cdot V_1 \\ \varphi_{1,1} &= \frac{R_{f,1} + R_{1,0}}{R_1 \cdot R_{f,1} \cdot R_{1,0} (R_1 + R_{f,1})} \cdot V_1 = \frac{R_{f,1}^2 + R_0 \cdot (R_{f,1} + R_1)}{R_0 \cdot (R_{f,1} + R_1)} \cdot V_1 \end{aligned} \quad (2.22)$$

Dans l'enroulement n le flux a pour valeur :

$$\varphi_{1,n} = \frac{R_{f,n}}{R_n + R_{f,n}} \quad (2.23)$$

Soit pour la mutuelle entre les enroulements 1 et n :

$$M_0 = \frac{n_n + \varphi_n}{i_1} = \frac{R_{f,n} \cdot R_{f,1}}{(R_n + R_{f,n}) \cdot (R_1 + R_{f,1})} \cdot n_1 \cdot n_n \quad (2-24)$$

De même si l'on alimente uniquement l'enroulement j, on obtiendra une relation équivalente. On en déduit alors l'expression du terme M_0 :

$$M_0 = \frac{M_{1,j} \cdot M_{1,n}}{M_{j,n}} = \frac{R_{f,1}^2}{(R_1 + R_{f,1}) \cdot R_0} \cdot n_1^2 \quad (2.25)$$

Valeur indépendante des enroulements j et n considérés.

2.3.4. Modélisation en étoile du transformateur dans le port

Si l'on transfère la tension aux bornes de l'enroulement n du côté du porte 1, on obtient :

$$V_n = \frac{V_{e,n}}{K_n} = r_n \cdot i_n + \lambda_n \cdot \frac{di_n}{dt} + M_0 \cdot \sum_{j=1}^N \frac{di_j}{dt} \tag{2.26}$$

Avec :

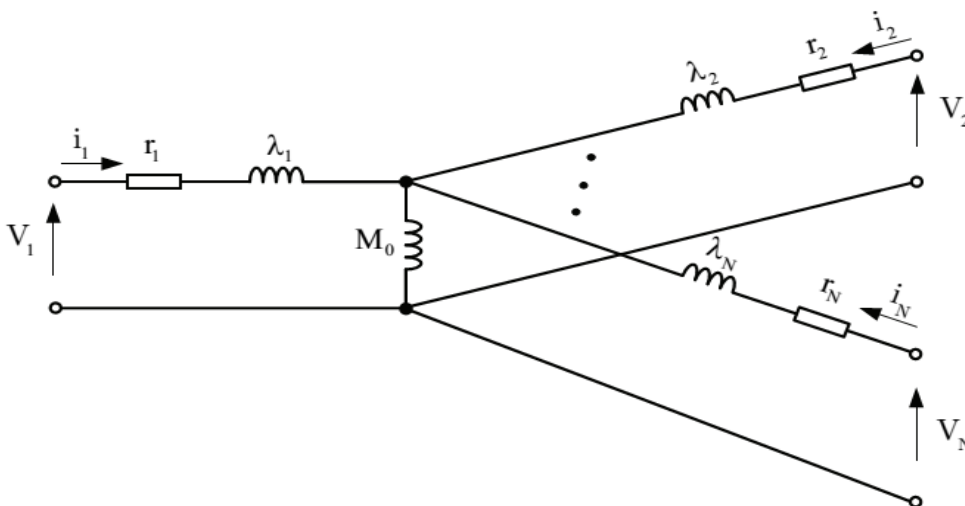
$$\begin{aligned} i_n &= K_n \cdot i_{e,n} \\ r_n &= \frac{r_{e,n}}{K_n^2} \\ \lambda_n &= \frac{\lambda_{e,n}}{K_n^2} \end{aligned} \tag{2.27}$$

On obtient ainsi le modèle classique du transformateur à N enroulements représenté sur la figure (2-12) [34].

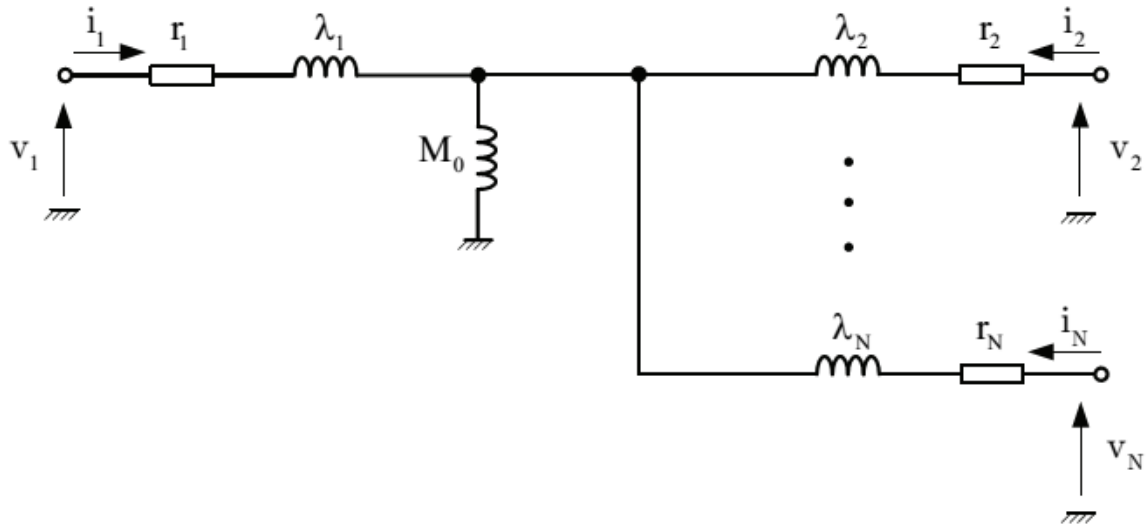
Si l'on considère le système d'équations (2.26) précédent, il est aisé de transformer le modèle de la (Fig.2.12) afin d'obtenir le modèle en étoile(ou modèle en Y) de la (Fig.2.13).

A partir de ce modèle en Y, différents auteurs transfèrent l'inductance magnétisante du côté de la source v_1 (Fig.2.14) afin de ne conserver au niveau du nœud commun que des inductances [35], [36]. Si l'on écrit la tension de l'enroulement 1 au l'enroulement j, on a :

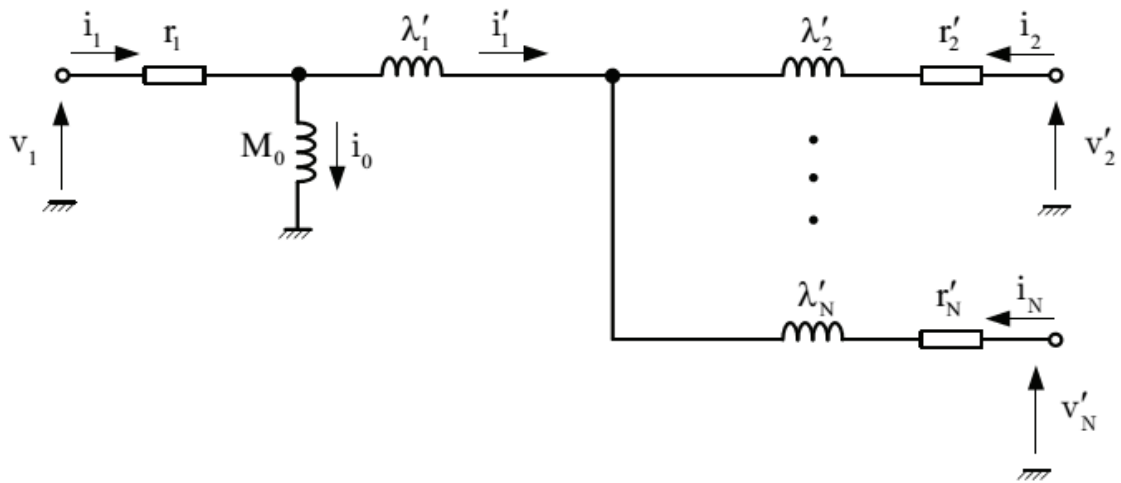
$$V_1 = r_1 \cdot i_1 + \lambda_1 \cdot \frac{di_1}{dt} - r_j \cdot i_j + \lambda_j \cdot \frac{di_j}{dt} + V_j \tag{2.28}$$



(Fig. 2. 12) : Modèle du transformateur à N enroulements.



(Fig. 2. 13) : Modèle en étoile du transformateur à N enroulements.



(Fig. 2. 14) : Modèle en étoile avec l'inductance magnétisante du côté de la tension

Comme l'inductance magnétisante est maintenant du côté de v_1 , le courant i_1 a maintenant une part i'_1 qui traverse l'inductance de fuite et une part i_0 qui traverse l'inductance magnétisante :

$$\begin{aligned} i_1 &= i'_1 + i_0 \\ i_0 &= \sum_{n=1}^N i_n \end{aligned} \quad (2.29)$$

Soit :

$$V_1 = r_1 \cdot i_1 + \lambda_1 \cdot \frac{di'_1}{dt} \cdot \frac{di_0}{dt} - r_j \cdot i_j + \lambda_j \cdot \frac{di_j}{dt} + V_j \quad (2.30)$$

et :

$$V_1 - r_1 \cdot i_1 = M_0 \frac{di_0}{dt} \quad (2.31)$$

Ces deux équations conduisent à :

$$(V_1 - r_1 \cdot i_1) \cdot \left(1 - \frac{\lambda_1}{M_0}\right) = \lambda_1 \cdot \frac{di'_1}{dt} - r_j \cdot i_j - \lambda_j \cdot \frac{di_j}{dt} + V_j \quad (2.32)$$

soit :

$$V_1 = r_1 \cdot i_1 + \lambda'_1 \cdot \frac{di'_1}{dt} - r'_j \cdot i_j - \lambda'_j \cdot \frac{di_j}{dt} + V'_j \quad (2.33)$$

ou :

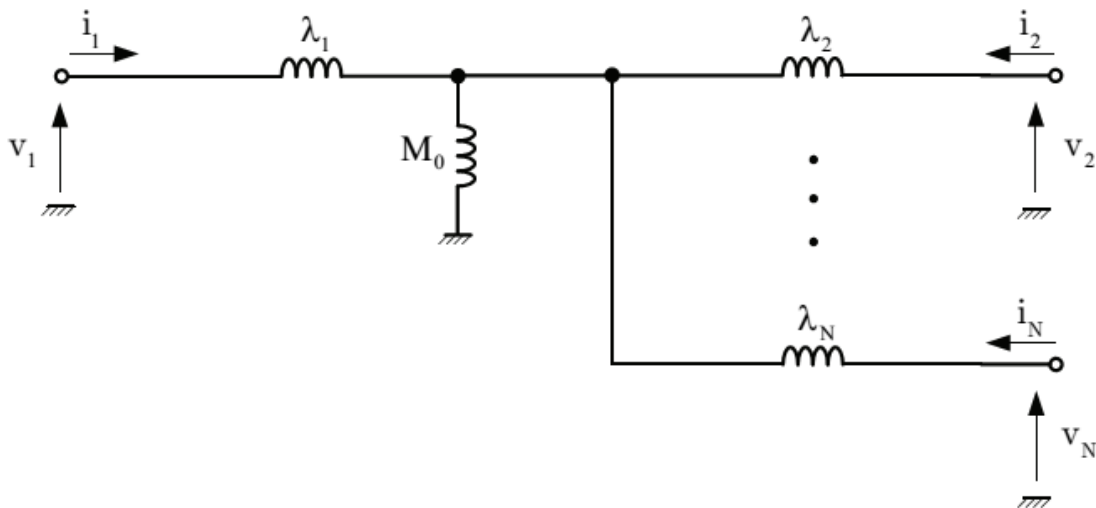
$$\begin{aligned} \lambda'_1 &= \frac{\lambda_1}{1 - \frac{\lambda_1}{M_0}} & V'_j &= \frac{V_j}{1 - \frac{\lambda_1}{M_0}} \\ \lambda'_j &= \frac{\lambda_j}{1 - \frac{\lambda_1}{M_0}} & r'_j &= \frac{r_j}{1 - \frac{\lambda_1}{M_0}} \end{aligned} \quad (2.34)$$

Les relations (2.29), (2.30) et (2.33) conduisent au modèle déjà présenté sur la (Fig.2.14) avec :

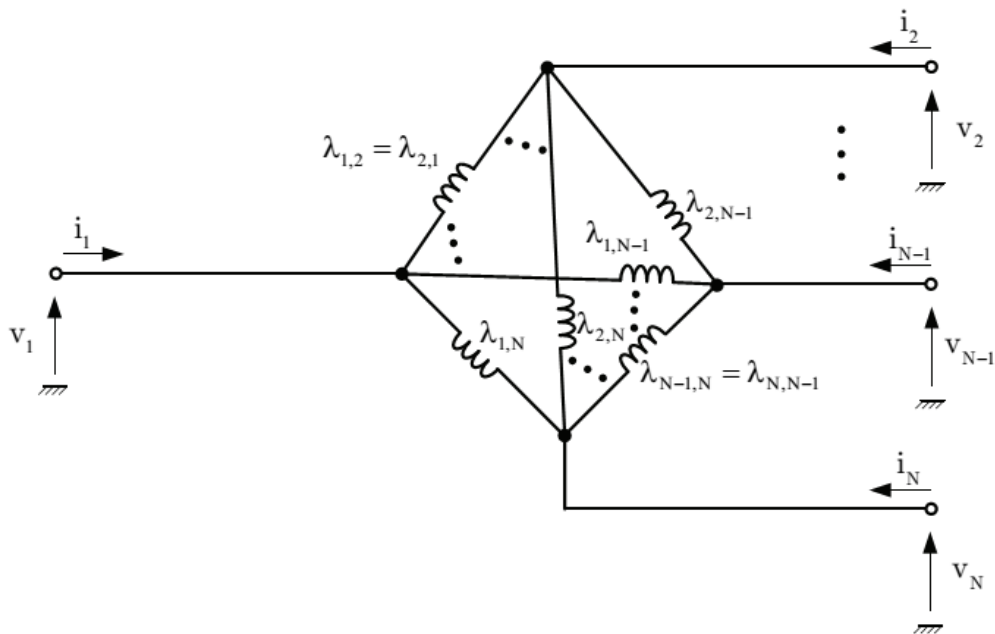
$$\begin{aligned} i_1 &= i'_1 + i_0 \\ i'_1 + i_2 + i_3 &= 0 \\ V_1 &= r_1 \cdot i_1 + M_0 \frac{di_0}{dt} \\ V_1 &= r_1 \cdot i_1 + \lambda'_1 \cdot \frac{di'_1}{dt} - r'_j \cdot i_j - \lambda'_j \cdot \frac{di_j}{dt} + V'_j \quad j \in \{2 \dots N\} \end{aligned} \quad (2.35)$$

2.3.5. Modélisation en polygone du transformateur

Avec N enroulements, on va déterminer le modèle en polygone à partir du modèle en étoile (Fig.2.15).



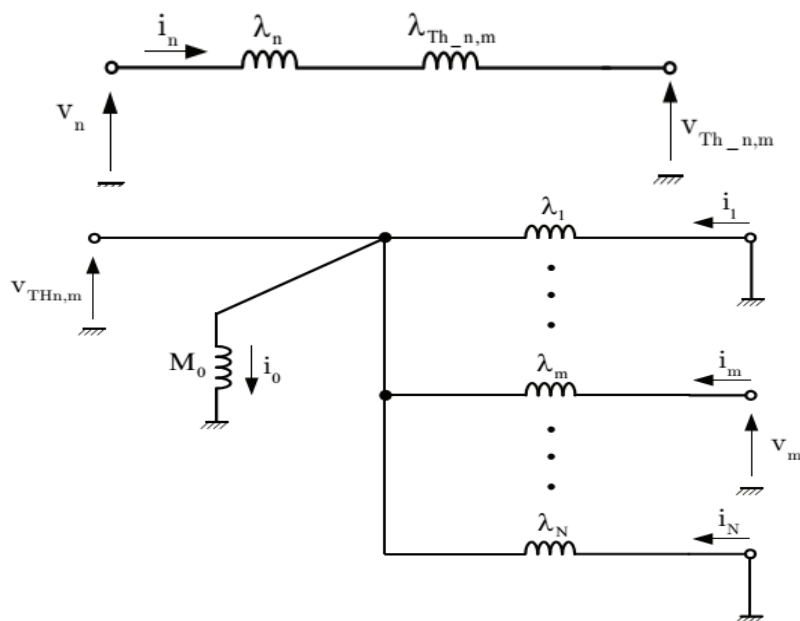
(Fig. 2. 15) : Modèles Y du transformateur à N enroulements.



(Fig. 2. 16) : Modèles Δ du transformateur à N enroulements.

Les résistances étant en série avec chacun des modèles, il n'est pas nécessaire de les prendre en compte dans l'élaboration du modèle en polygone.

Si l'on considère le transfert d'énergie entre les portes n et m, les autres portes étant mis à la masse, on a alors pour le modèle en étoile, le schéma de la (Fig.2.16) dont on peut établir son équivalent à l'aide du théorème de Thévenin.



(Fig. 2. 17) : Schéma de Thévenin équivalent au modèle Y

L'inductance équivalente aux portes mis à la masse s'écrit pour le modèle :

$$\lambda_{0,n,m} = \frac{1}{\frac{1}{M_0} + \sum_{\substack{K=1 \\ K \neq n \\ K \neq m}}^N \frac{1}{\lambda_K}} \quad (2.36)$$

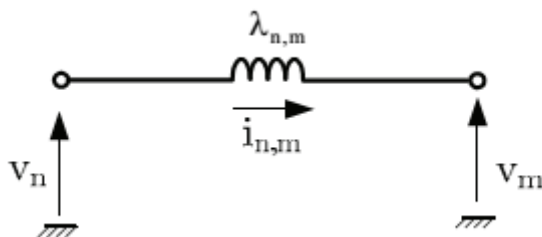
et l'inductance de Thévenin :

$$\lambda_{Th,n,m} = \frac{1}{\frac{1}{\lambda_{0,n,m}} + \frac{1}{\lambda_m}} = \frac{1}{\frac{1}{M_0} + \sum_{\substack{K=1 \\ K \neq n}}^N \frac{1}{\lambda_K}} \quad (2.37)$$

De son côté, le générateur de Thévenin a pour valeur :

$$V_{Th,n,m} = \frac{\lambda_{0,n,m}}{\lambda_{0,n,m} + \lambda_m} \cdot V_m = \frac{\lambda_{Th,n,m}}{\lambda_m} \cdot V_m \quad (2.38)$$

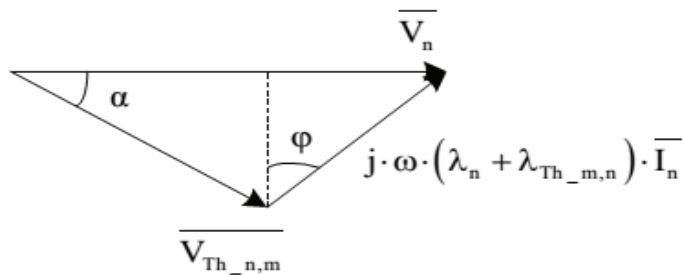
Pour des tensions v_1 et v_2 sinusoïdales de pulsation ω et déphasées entre elles d'un angle α , ces tensions représentant les ondes d'alimentation ou des harmoniques de celles-ci, on déduit de la (Fig.2.16), le diagramme de la (Fig. 2.17). La puissance portée par cet harmonique du porte n vers le porte m a pour valeur :



(Fig. 2. 18) : Schéma de calcul de la puissance échangée pour le modèle Δ .

$$\begin{aligned} P_{n,m} &= V_n \cdot I_n \cdot \cos \varphi = \frac{V_n \cdot V_{Th,n,m} \cdot \sin \alpha}{(\lambda_m + \lambda_{Th,n,m}) \cdot \omega} \\ &= \frac{\lambda_{Th,n,m}}{\lambda_m \cdot (\lambda_n + \lambda_{Th,n,m}) \cdot \omega} \cdot V_n \cdot V_m \cdot \sin \alpha \end{aligned} \quad (2.39)$$

Pour le modèle en polygone, la (Fig.2.18) donne le diagramme permettant de calculer la puissance échangée entre les portes n et m .



(Fig. 2. 19) : Diagramme de calcul de l'harmonique de pulsation ω du courant in.

Si l'on utilise les mêmes tensions que précédemment, de pulsation ω et déphasées entre elles d'un angle α , on obtient pour la puissance échangée :

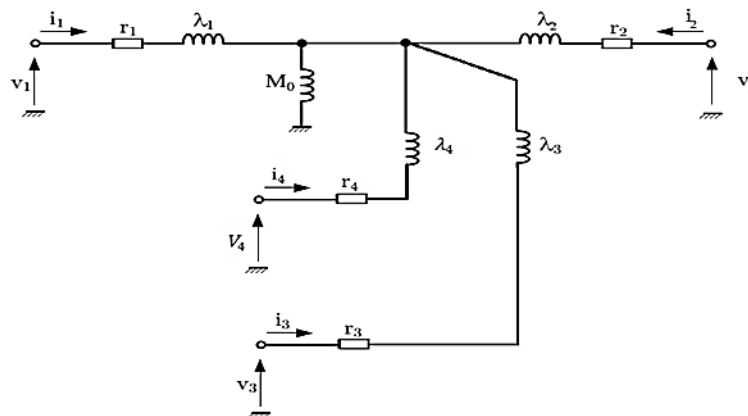
$$P_{n,m} = \frac{1}{\lambda_{n,m} \cdot \omega} \cdot V_n \cdot V_m \cdot \sin \alpha \quad (2.40)$$

On aboutit ainsi à la relation entre les éléments des modèles en étoile et en polygone :

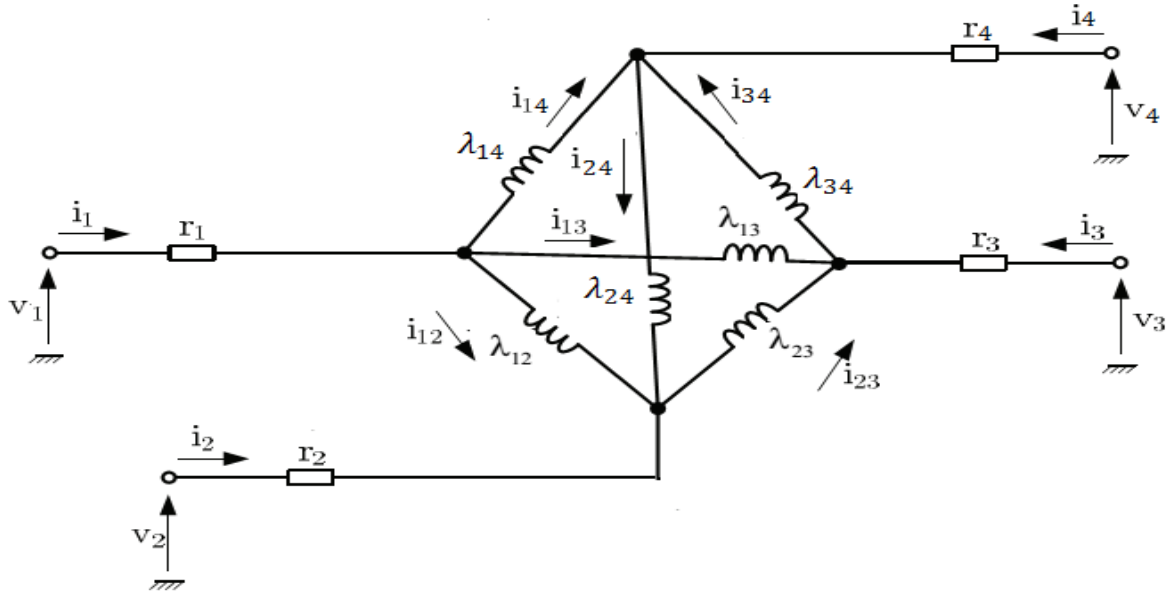
$$\begin{aligned} \lambda_{n,m} &= \frac{\lambda_m \cdot (\lambda_n + \lambda_{Th_{n,m}})}{\lambda_{Th_{n,m}}} \\ &= \lambda_m \cdot \lambda_m + \left(\frac{1}{M_0} + \sum_{K=1}^N \frac{1}{\lambda_K} \right) \end{aligned} \quad (2.41)$$

2.4. Transformateur à quatre enroulements

Les deux modèles en étoile ou en polygone sont donnés sur la (Fig.2.19) pour un transformateur à quatre enroulements. Pour un tel transformateur, le nombre d'éléments du modèle en polygone est de quatre avec des éléments définis dans les relations suivantes :



(Fig. 2. 20) : Modèles Y du transformateur à trois enroulements.


 (Fig. 2. 21) : Modèles Δ du transformateur à trois enroulements.

$$M_0 = \frac{M_{1,2}M_{1,3}M_{1,4}}{M_{2,3}M_{3,4}}$$

$$r_1 = r_{e,1} \quad \lambda_1 = L_{e,1} - M_0$$

$$K_2 = \frac{M_{1,2}}{M_0}$$

$$r_2 = \frac{r_{e,2}}{K_2^2} \quad \lambda_2 = \frac{L_{e,2}}{K_2^2} - M_0$$

(2.42)

$$K_3 = \frac{M_{1,3}}{M_0}$$

$$r_3 = \frac{r_{e,3}}{K_3^2} \quad \lambda_3 = \frac{L_{e,3}}{K_3^2} - M_0$$

$$K_4 = \frac{M_{1,4}}{M_0}$$

$$r_4 = \frac{r_{e,4}}{K_4^2} \quad \lambda_4 = \frac{L_{e,4}}{K_4^2} - M_0$$

$$\lambda_{1,2} = \lambda_1 \cdot \lambda_2 \cdot \left(\frac{1}{M_0} + \frac{1}{\lambda_1} + \frac{1}{\lambda_2} + \frac{1}{\lambda_3} + \frac{1}{\lambda_4} \right)$$

$$\lambda_{1,3} = \lambda_1 \cdot \lambda_3 \cdot \left(\frac{1}{M_0} + \frac{1}{\lambda_1} + \frac{1}{\lambda_2} + \frac{1}{\lambda_3} + \frac{1}{\lambda_4} \right)$$

$$\lambda_{1,4} = \lambda_1 \cdot \lambda_4 \cdot \left(\frac{1}{M_0} + \frac{1}{\lambda_1} + \frac{1}{\lambda_2} + \frac{1}{\lambda_3} + \frac{1}{\lambda_4} \right)$$

$$\lambda_{2,3} = \lambda_2 \cdot \lambda_3 \cdot \left(\frac{1}{M_0} + \frac{1}{\lambda_1} + \frac{1}{\lambda_2} + \frac{1}{\lambda_3} + \frac{1}{\lambda_4} \right)$$

$$\lambda_{2,4} = \lambda_2 \cdot \lambda_4 \cdot \left(\frac{1}{M_0} + \frac{1}{\lambda_1} + \frac{1}{\lambda_2} + \frac{1}{\lambda_3} + \frac{1}{\lambda_4} \right)$$

$$\lambda_{3,4} = \lambda_3 \cdot \lambda_4 \cdot \left(\frac{1}{M_0} + \frac{1}{\lambda_1} + \frac{1}{\lambda_2} + \frac{1}{\lambda_3} + \frac{1}{\lambda_4} \right)$$

(2.43)

2.5. Le dimensionnement des éléments du système :

2.5.1. Le transformateur a quart enroulement

Les noyaux magnétiques disponibles au GREEN étaient de type UMCCC128 et ont les caractéristiques données dans le (tableau.2.1).

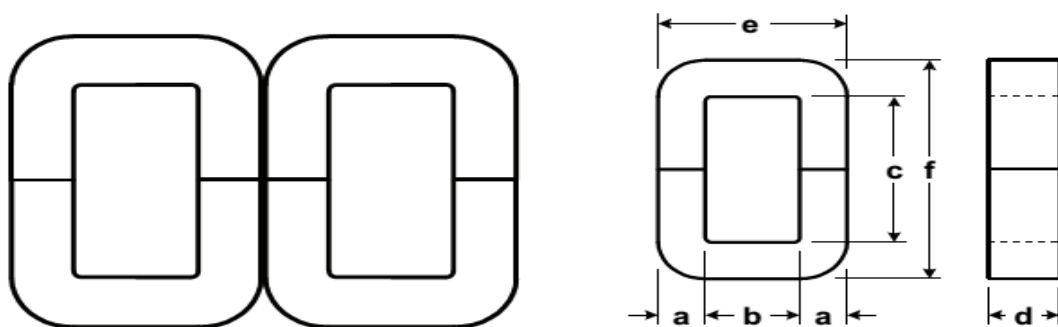
Les conducteurs disponibles étaient des fils de Litz constitués de 520 brins de 0,1 mm de diamètre. La section des fils est de l'ordre de 4 mm².

(Tableau. 2. 1) : Caractéristique des noyaux magnétiques disponibles au GREEN.

Fabricant	Isolectra
Matériau	Amorphe
Induction maximale Bm(T)	1,56
Section du noyau magnétique Ac(cm ²)	13,6
Fenêtre de passage des conducteurs Wa(cm ²)	22,48
Produit des aires Ap(cm ⁴)	306
A	1,51
B	1,74
Kc(volume exprimé en cm ³)	1,17×10-6

2.5.2. Noyau magnétique UMCCC128

Pour le noyau magnétique réalisé en matériau amorphe, celui-ci est de type CC (Fig.2.22)



(Fig. 2. 22) : Circuit magnétique élémentaire de type CC.

Les dimensions du circuit sont données sur cette figure :

$$a= 1.7 \text{ cm}$$

$$d= 4\text{cm}$$

$$b= 2.9 \text{ cm}$$

$$e= 6.3\text{cm}$$

$$c= 7.79 \text{ cm}$$

$$f= 11.15 \text{ cm}$$

Comme précédemment, il faut choisir la densité de courant maximale, l'induction maximale et le facteur de remplissage de la fenêtre :

$$J= 2 \text{ A.mm}^{-2}$$

$$B=0.8 \text{ T}$$

$$K_u=0.2$$

De plus, afin de limiter les fuites nous avons choisi de remplir la fenêtre de passage des conducteurs avec une rangée entière, au moins (soit 12 spires), pour un enroulement. Il s'ensuit que le bobinage comprend :

$$n1 = n3 = n4 =60 \text{ spires}$$

$$n2 =12 \text{ spires}$$

2.5.3. Le convertisseur isolé :

Le deuxième élément qui nous avons dimensionné c'est le filtre de ce convertisseur. Les valeurs des condensateurs de ce filtre sont les suivant :

$$C1=1.1 \text{ mF} \quad C2=7.1 \text{ mF}$$

2.6. Echange d'énergie dans le convertisseur à N portes

2.6.1. Principe

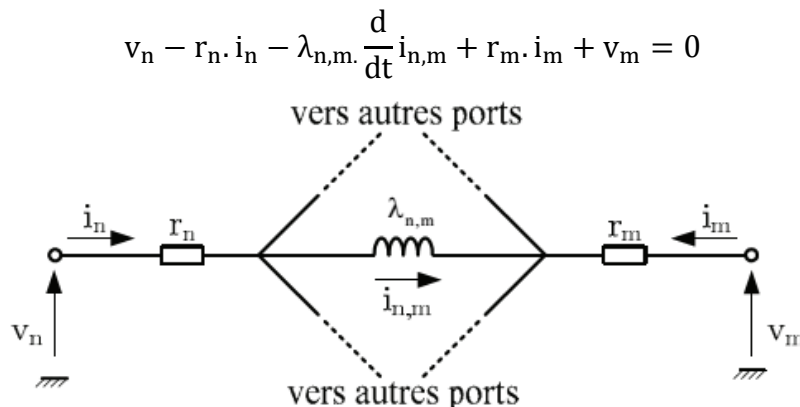
Pour un transformateur à N enroulements, si l'on considère le modèle en polygone, on peut exprimer la puissance délivrée ou reçue par un porte comme la somme des puissances échangées avec chacun des autres portes :

$$P_n = \sum_{\substack{m=1 \\ n \neq m}}^n P_{mn}$$

Où P_{nm} est la puissance transférée du porte n au porte m .

2.6.2. Calcul des courants dans modèle en polygone

Le schéma de la (Fig.2.20) permet de déterminer l'équation différentielle caractéristique de la branche n - m du modèle en polygone :



(Fig. 2. 23) : Schéma de la branche n, m du modèle Δ

Les courants de sortie des sources i_n s'expriment à partir des courants dans les branches arrivant au porte n et l'on peut donc écrire l'équation différentielle liant les courants i_{nm} sous la forme :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \vdots \\ i_{nm} \\ \vdots \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} \vdots \\ i_{nm} \\ \vdots \end{pmatrix} + B \begin{pmatrix} \vdots \\ v_n \\ \vdots \end{pmatrix}$$

L'ordre de ce système correspond aux nombres de branches du modèle en polygone soit $N \cdot (N - 1)/2$. La matrice A contient sur la ligne correspondant à la branche n - m des termes pour toutes les branches liées aux portes n ou m . Pour la matrice B , chaque ligne comporte outre des zéros, un (1) pour la colonne correspondant à la source v_n et un (-1) pour celle correspondant à v_m .

Si l'on suppose que les tensions d'alimentation des portes sont imposées par les sources, cette équation différentielle a une solution simple comme nous le verrons ultérieurement.

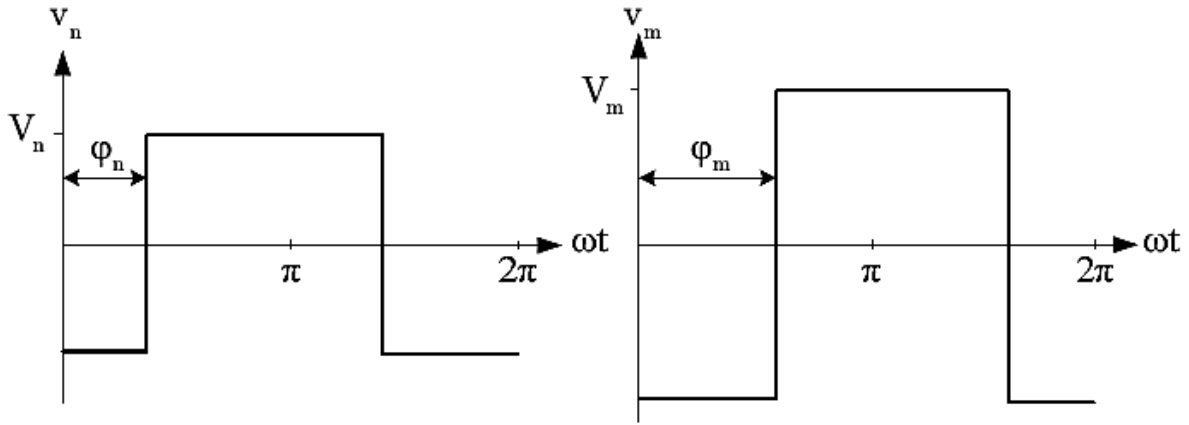
2.6.3. Caractérisation de l'échange d'énergie

Si l'on néglige les résistances, l'équation (2-34) se simplifie et conduit à une solution analytique pour le courant $i_{n,m}$. Si l'on considère que les enroulements du transformateur sont connectés à des onduleurs de tension fonctionnant en mode 180° (Fig.2.21), on obtient :

Si φ_n est plus petit que φ_m , sur l'intervalle $[\varphi_n, \varphi_m]$ le courant s'écrit :

$$i_{n,m}(\theta) = \frac{1}{\lambda_{n,m} \cdot \omega} \cdot \left((V_n + V_m) \cdot \left(\theta - \frac{\varphi_n + \varphi_m}{2} \right) + (V_n - V_m) \cdot \left(\frac{\varphi_n - \varphi_m - \pi}{2} \right) \right) \quad (2.45)$$

Et sur l'intervalle $[\varphi_m, \varphi_n + \pi]$



(Fig. 2. 24) : Tensions d'alimentation des portes n et m.

$$i_{n,m}(\theta) = \frac{1}{\lambda_{n,m} \cdot \omega} \cdot \left((V_n - V_m) \cdot \left(\theta - \frac{\varphi_n + \varphi_m + \pi}{2} \right) + (V_n + V_m) \cdot \left(\frac{\varphi_n - \varphi_m}{2} \right) \right) \quad (2.46)$$

où $\omega = 2 f \cdot \pi$, f étant la fréquence de commande des onduleur.

Si φ_n est plus grand que φ_m , sur l'intervalle $[\varphi_m, \varphi_n]$, on a :

$$i_{n,m}(\theta) = \frac{1}{\lambda_{n,m} \cdot \omega} \cdot \left(-(V_n + V_m) \cdot \left(\theta - \frac{\varphi_m + \varphi_n}{2} \right) + (V_n - V_m) \cdot \left(\frac{\varphi_n - \varphi_m - \pi}{2} \right) \right) \quad (2.47)$$

Et sur l'intervalle $[\varphi_m, \varphi_n + \pi]$

$$i_{n,m}(\theta) = \frac{1}{\lambda_{n,m} \cdot \omega} \cdot \left((V_n - V_m) \cdot \left(\theta - \frac{\varphi_n + \varphi_m + \pi}{2} \right) - (V_n + V_m) \cdot \left(\frac{\varphi_n - \varphi_m}{2} \right) \right) \quad (2.48)$$

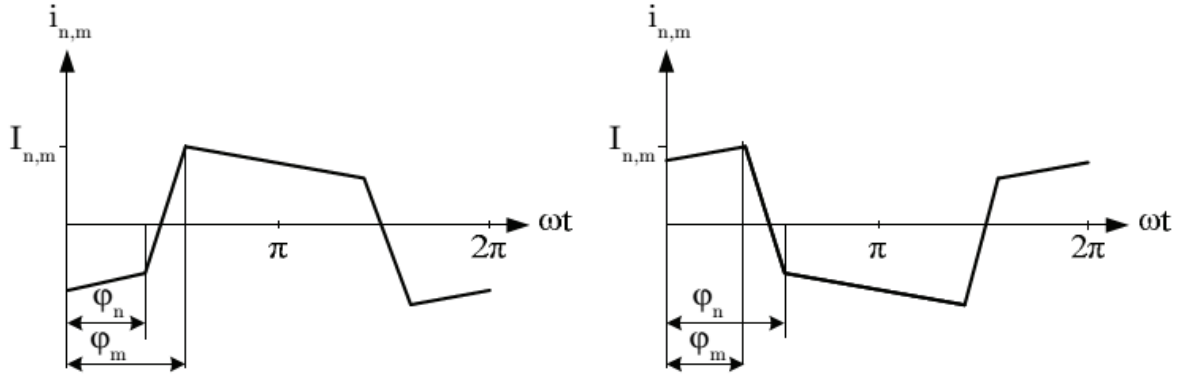
Sur les autres intervalles de la période, le courant vérifie

La puissance échangée entre les portes n et m est déduite de l'expression analytique du courant et a pour valeur :

$$P_{n,m}(\theta) = \frac{1}{\pi} \int_{\varphi_m \text{ or } n}^{\varphi_m \text{ or } n + \pi} (i_{n,m}(\theta) \cdot V_m(\theta)) \cdot d\theta$$

$$= \frac{V_n \cdot V_m}{\lambda_{n,m} \cdot \omega} \cdot (\varphi_m - \varphi_n) \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_m - \varphi_n|}{\pi}\right), \forall (\varphi_m - \varphi_n) \in \left\{-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right\}$$

Cette puissance dépend de l'amplitude des tensions d'entrée V_n et V_m des onduleurs et du



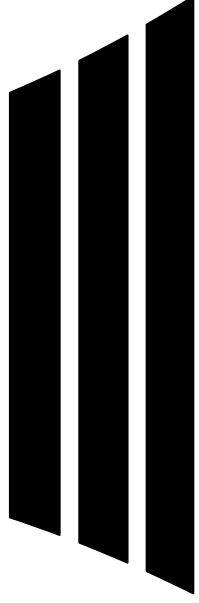
(Fig. 2. 25) : Courant $i_{n,m}$ pour $\varphi_n < \varphi_m$ (à gauche) et $\varphi_n > \varphi_m$ (à droite).

déphasage $\varphi_m - \varphi_n$ des commandes des deux onduleurs. Pour un système donné, les tensions d'entrée des onduleurs seront généralement des grandeurs fixes (en dehors des plages de démarrage du dispositif) et c'est donc le déphasage des commandes des onduleurs associés aux différents portes qui permettra le réglage des échanges d'énergie.

2.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents types de convertisseurs continu-alternatif (Onduleur), destinés à relier une source de type pile à combustible et une charge. Le transformateur à N-enroulements et ses modèles pour un convertisseur à N portes ont été présentés. Le modèle du transformateur, qui permet de calculer simplement l'échange d'énergie entre les différentes portes du convertisseur, a été présenté. Le modèle étoile est obtenu en transférant les grandeurs caractéristiques dans une des portes. On obtient ensuite un modèle en polygone qui ne néglige aucun élément. Le chapitre s'est terminé par le calcul de la puissance échangée entre deux portes.

Chapitre III



3.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons proposer une loi de commande pour contrôler du convertisseur à 4-port. Le convertisseur 4-port utilisé relie une source principale de type pile à combustible, un organe de stockage de type super condensateur et batterie et une charge.

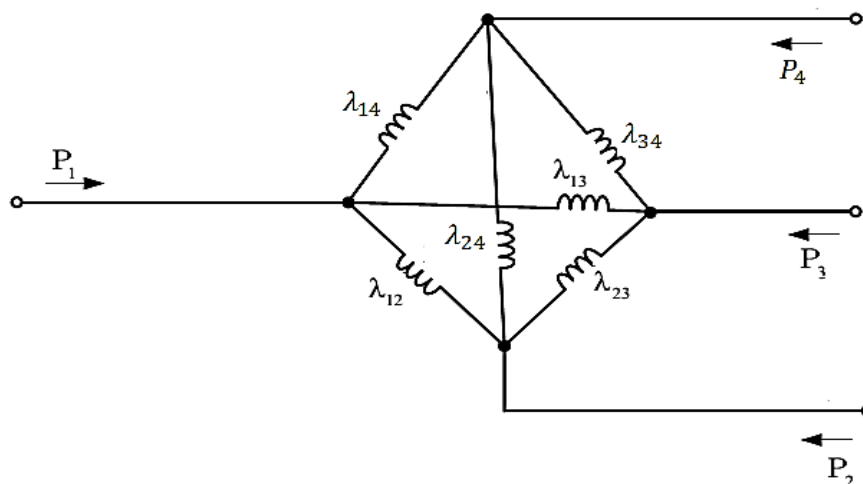
Le concept de platitude, généralisant l'approche de commande développé par Payman et al. [40], [1]. Après avoir démontré que le système considéré pouvait être défini comme un système différentiellement plat un contrôle non-linéaire de l'ensemble est défini.

Ce type de contrôle permet donc d'une part de définir des propriétés dynamiques indépendamment du point de fonctionnement mais d'autre part, une planification adaptée des trajectoires permet de prendre en compte l'ensemble des contraintes imposées aussi bien par les différentes sources que par le convertisseur

3.2. Convertisseur à quat port isole connecté avec pile à combustible, super capacité et batterie

3.2.1. Modèle de transformateur à quat porte isolé

Pour un convertisseur à quatre portes, on obtient à partir de la section précédente, le modèle Δ de transformateur représentée dans la Fig.3.1



(Fig. 3. 1) : Modèles Δ du transformateur à 4 enroulements

En utilisant le modèle Δ de la Fig.3.1, on peut en déduire la puissance à tous les portes comme suit :

$$\begin{aligned}
 P_1 &= P_{12} + P_{13} + P_{14} \\
 P_2 &= P_{21} + P_{23} + P_{24} \\
 P_3 &= P_{31} + P_{32} + P_{34} \\
 P_4 &= P_{41} + P_{42} + P_{43}
 \end{aligned}
 \tag{3-1}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 P_{12} &= \frac{V_1 \cdot V_2}{\omega \cdot \lambda_{12}} \cdot \varphi_{12} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi}\right) = -\frac{V_1 \cdot V_2}{\omega \cdot \lambda_{12}} \cdot \varphi_{21} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{21}|}{\pi}\right) = -P_{21} \\
 P_{13} &= \frac{V_1 \cdot V_3}{\omega \cdot \lambda_{13}} \cdot \varphi_{13} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{13}|}{\pi}\right) = -\frac{V_1 \cdot V_3}{\omega \cdot \lambda_{13}} \cdot \varphi_{31} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi}\right) = -P_{31} \\
 P_{14} &= \frac{V_1 \cdot V_4}{\omega \cdot \lambda_{14}} \cdot \varphi_{14} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{14}|}{\pi}\right) = -\frac{V_1 \cdot V_4}{\omega \cdot \lambda_{41}} \cdot \varphi_{41} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{41}|}{\pi}\right) = -P_{41} \\
 P_{23} &= \frac{V_2 \cdot V_3}{\omega \cdot \lambda_{23}} \cdot \varphi_{23} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{23}|}{\pi}\right) = -\frac{V_2 \cdot V_3}{\omega \cdot \lambda_{32}} \cdot \varphi_{32} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi}\right) = -P_{32} \\
 P_{24} &= \frac{V_2 \cdot V_4}{\omega \cdot \lambda_{24}} \cdot \varphi_{24} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{24}|}{\pi}\right) = -\frac{V_2 \cdot V_4}{\omega \cdot \lambda_{42}} \cdot \varphi_{42} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{42}|}{\pi}\right) = -P_{42} \\
 P_{34} &= \frac{V_3 \cdot V_4}{\omega \cdot \lambda_{34}} \cdot \varphi_{34} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{34}|}{\pi}\right) = -\frac{V_3 \cdot V_4}{\omega \cdot \lambda_{43}} \cdot \varphi_{43} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{43}|}{\pi}\right) = -P_{43}
 \end{aligned}
 \tag{3-2}$$

Et où :

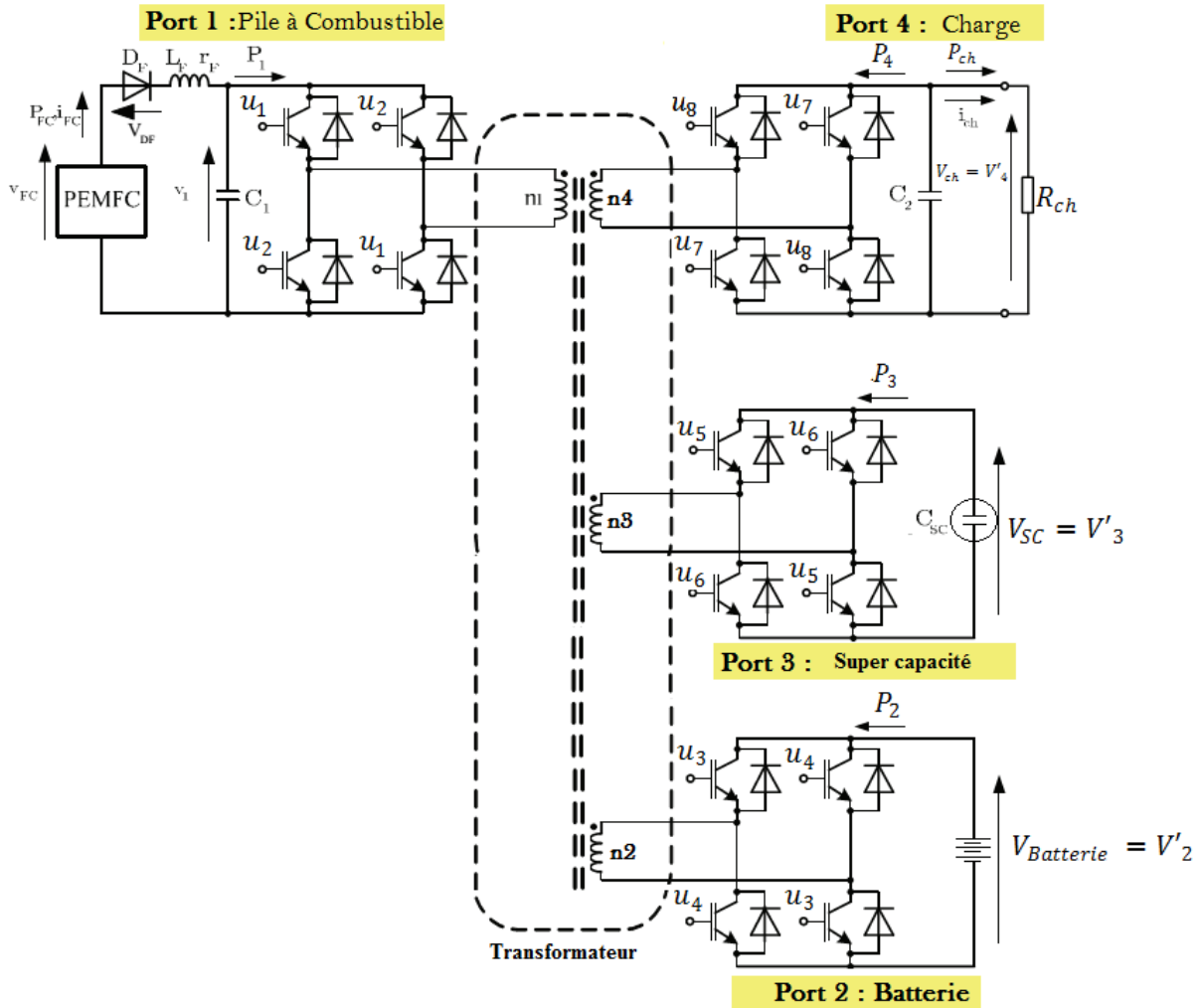
$$\varphi_{ij} = \varphi_i - \varphi_j$$

3.3. Source hybride

Le convertisseur à quatre portes est considéré comme une source hybride, qui contient une pile à combustible en tant que source principale, un super condensateur, une batterie d'accumulateurs comme source auxiliaire et une charge. La charge consiste en un convertisseur continu-continu connecté à une batterie pour obtenir une charge bidirectionnelle. Sur la Fig.3.2, la charge est représentée par une résistance.

Ces différents éléments sont reliés séparément aux portes 1, 2, 3 et 4 (Fig.3.2).

3.3.1. La stratégie de contrôle



(Fig. 3. 2) : structure de convertisseur DC-DC isolé relié à pile à combustible, super condensateur, batterie et de la charge.

La stratégie de contrôle envisagée est basée sur le concept de platitude des systèmes différentiels. Cette stratégie de commande a été initiée au laboratoire dans les travaux de Payman et al. [40] pour contrôler une source hybride 3-porte non-isolée.

Nous allons montrer, dans un premier temps, que le choix de grandeurs particulières permet de considérer le système comme un système différentiellement plat. Cette nouvelle modélisation permettra de définir une stratégie de commande sans commutations d'algorithmes, permettant de prendre en compte tous les contraintes du système aussi bien en régimes permanents que transitoires.

3.3.2. Introduction sur les Systèmes différentiellement plats

Le concept de platitude a été proposé il y a une quinzaine d'années [41], [42] et a été utilisé dans différentes applications du génie électrique. On peut citer par exemple la commande de convertisseur Boost [43], de redresseur de type Vienna [44], de redresseur contrôlé [45] ou de source hybride à basée pile à combustible [1].

De façon succincte, un système représenté par un vecteur d'état x de dimension n et comportant m entrées représentées par un vecteur u et dont le comportement est régi par une équation d'état $\dot{X} = f(x, u)$ est dit plat, si l'on peut définir une sortie plate y de dimension m , fonction du vecteur x et des dérivées du vecteur d'entrée :

$$y = \Phi(x, u, \dot{u}, \dots, u^{(s)}) \quad (3-3)$$

Où s est entier, et à partir de laquelle on peut exprimer les vecteurs d'état et d'entrée :

$$x = \Lambda(y, \dot{y}, \dots, y^{(r)}) \quad (3-4)$$

$$u = \Psi(y, \dot{y}, \dots, y^{(r+1)}) \quad (3-5)$$

r étant un entier.

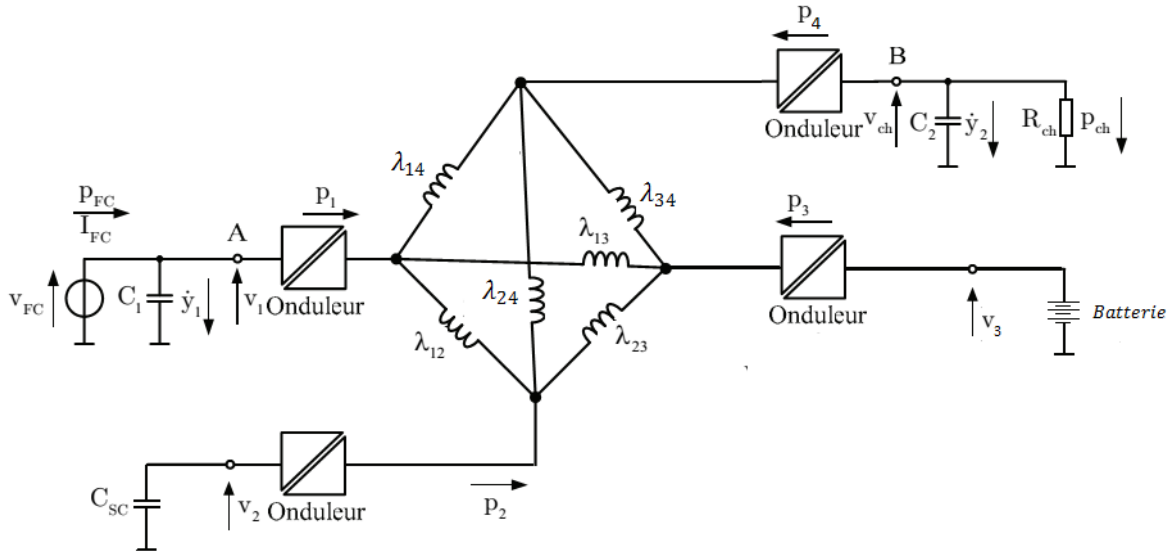
X : le vecteur d'état

Y : le vecteur de sortie plat

U : le vecteur de contrôle

3.4. Contrôle basé sur le concept de platitude

Le convertisseur quater porte considéré est représenté sur la Fig.3.2. Le modèle du transformateur est détaillé dans le chapitre précédent. L'expression des puissances est détaillée dans la relation 3-2. Les pertes dans les convertisseurs statiques et dans le transformateur sont négligées



(Fig. 3.3) : Schéma de la source hybride

3.4.1. Recherche du vecteur de sortie plate

Le vecteur de sortie plate candidat y est défini par les composantes y_1 et y_2 représentant les énergies électrostatiques stockées dans les capacités C_1 et C_2 :

$$y_1 = \frac{1}{2} \cdot C_1 \cdot V_1^2 \quad (3-6)$$

$$y_2 = \frac{1}{2} \cdot C_2 \cdot V_{ch}^2 \quad (3-7)$$

La capacité C_1 est la capacité d'entrée de l'onduleur de la pile à combustible, la capacité C_2 est la capacité de sortie côté charge.

Les composantes du vecteur représentant les variables d'état du système réduit sont les tensions aux bornes de ces capacités. On considère, dans ce modèle, que les variations de l'énergie stockée dans le transformateur est négligeable vis-à-vis de la puissance transitée via le transformateur.

Les différentes composantes du vecteur d'état $x = [v_1, v_{ch}]$ s'expriment à partir des composantes du vecteur de sortie plate $y = [y_1, y_2]$ par les relations :

$$v_1 = \sqrt{\frac{2 \cdot y_1}{C_1}} = \Lambda(y_1) \quad (3-8)$$

$$v_{ch} = \sqrt{\frac{2 \cdot y_2}{C_2}} = \Lambda(y_2) \quad (3-9)$$

On considère comme grandeurs de commande, correspondant aux composantes du vecteur d'entrées, les puissances échangées P_{12} entre la pile à combustible et les super condensateurs P_{13} entre la pile à combustible et les batteries et P_{14} entre la pile et la charge. Ceci permet de contrôler parfaitement la puissance fournie par la pile à combustible et ainsi de prendre en compte les contraintes imposées par la pile à combustible.

D'après la Fig.3.3, on peut écrire :

$$\dot{y}_1 = P_{FC} - P_1 = P_{FC} - P_{12} - P_{13} - P_{14} \quad (3-10)$$

$$\dot{y}_2 = -P_4 - P_{ch} = -P_{41} - P_{42} - P_{43} - P_{ch} \quad (3-11)$$

3.4.2. Calcul des déphasages

En utilisant les relations (3-2), on peut écrire les déphasages φ_{12} , φ_{13} et φ_{14} sous la forme.

$$\varphi_{12} = \varepsilon_{12} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot \varepsilon_{12} \cdot P_{12} \cdot \lambda_{12} \cdot \omega}{\pi \cdot V_1 \cdot V_2}} \right) \quad (3-12)$$

$$\varphi_{13} = \varepsilon_{13} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot \varepsilon_{13} \cdot P_{13} \cdot \lambda_{13} \cdot \omega}{\pi \cdot V_1 \cdot V_3}} \right)$$

$$\varphi_{14} = \varepsilon_{14} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot \varepsilon_{14} \cdot P_{14} \cdot \lambda_{14} \cdot \omega}{\pi \cdot V_1 \cdot V_4}} \right)$$

Où les termes ε_{12} , ε_{13} et ε_{14} correspondent aux signes des déphasages φ_{12} , φ_{13} et φ_{14}
Comme :

$$\varphi_{23} = \varphi_{13} - \varphi_{12} \quad (3-13)$$

$$\varphi_{24} = \varphi_{14} - \varphi_{12}$$

$$\varphi_{34} = \varphi_{13} - \varphi_{14}$$

On peut écrire les puissances P_{23} , P_{24} et P_{34} sous la forme :

$$P_{23} = \frac{V_2 \cdot V_3}{\omega \cdot \lambda_{23}} \cdot \varphi_{23} \cdot \left(1 - \frac{\varepsilon_{23} \cdot \varphi_{23}}{\pi} \right) = \frac{V_2 \cdot V_3}{\omega \cdot \lambda_{23}} \cdot (\varphi_{13} - \varphi_{12}) \cdot \left(1 - \frac{\varepsilon_2 \cdot (\varphi_{13} - \varphi_{12})}{\pi} \right) \quad (3-14)$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{V_2 \cdot V_3}{\omega \cdot \lambda_{23}} \cdot \left(\varepsilon_{13} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot \varepsilon_{13} \cdot P_{13} \cdot \lambda_{13} \cdot \omega}{\pi \cdot V_1 \cdot V_3}} \right) - \varepsilon_{12} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot \varepsilon_{12} \cdot P_{12} \cdot \lambda_{12} \cdot \omega}{\pi \cdot V_1 \cdot V_2}} \right) \right) \\
 &\cdot \left(1 - \frac{\varepsilon_{23} \cdot \left(\varepsilon_{13} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot \varepsilon_{13} \cdot P_{13} \cdot \lambda_{13} \cdot \omega}{\pi \cdot V_1 \cdot V_3}} \right) - \varepsilon_{12} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot \varepsilon_{12} \cdot P_{12} \cdot \lambda_{12} \cdot \omega}{\pi \cdot V_1 \cdot V_2}} \right) \right)}{\pi} \right) \\
 P_{24} &= \frac{V_2 \cdot V_4}{\omega \cdot \lambda_{24}} \cdot \varphi_{24} \cdot \left(1 - \frac{\varepsilon_{24} \cdot \varphi_{24}}{\pi} \right) = \frac{V_2 \cdot V_4}{\omega \cdot \lambda_{24}} \cdot (\varphi_{13} - \varphi_{12}) \cdot \left(1 - \frac{\varepsilon_{24} \cdot (\varphi_{14} - \varphi_{12})}{\pi} \right) \quad (3-15) \\
 &= \frac{V_3 \cdot V_4}{\omega \cdot \lambda_{34}} \cdot \left(\varepsilon_{13} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot \varepsilon_{13} \cdot P_{13} \cdot \lambda_{13} \cdot \omega}{\pi \cdot V_1 \cdot V_3}} \right) - \varepsilon_{12} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot \varepsilon_{12} \cdot P_{12} \cdot \lambda_{12} \cdot \omega}{\pi \cdot V_1 \cdot V_2}} \right) \right) \\
 &\cdot \left(1 - \frac{\varepsilon_{24} \cdot \left(\varepsilon_{13} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot \varepsilon_{13} \cdot P_{13} \cdot \lambda_{13} \cdot \omega}{\pi \cdot V_1 \cdot V_3}} \right) - \varepsilon_{12} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot \varepsilon_{12} \cdot P_{12} \cdot \lambda_{12} \cdot \omega}{\pi \cdot V_1 \cdot V_2}} \right) \right)}{\pi} \right)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 P_{34} &= \frac{V_3 \cdot V_4}{\omega \cdot \lambda_{34}} \cdot \varphi_{34} \cdot \left(1 - \frac{\varepsilon_{34} \cdot \varphi_{34}}{\pi} \right) = \frac{V_3 \cdot V_4}{\omega \cdot \lambda_{34}} \cdot (\varphi_{14} - \varphi_{13}) \cdot \left(1 - \frac{\varepsilon_{24} \cdot (\varphi_{14} - \varphi_{13})}{\pi} \right) \quad (3-16) \\
 &= \frac{V_3 \cdot V_4}{\omega \cdot \lambda_{34}} \cdot \left(\varepsilon_{14} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot \varepsilon_{14} \cdot P_{14} \cdot \lambda_{14} \cdot \omega}{\pi \cdot V_1 \cdot V_4}} \right) - \varepsilon_{13} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot \varepsilon_{13} \cdot P_{13} \cdot \lambda_{13} \cdot \omega}{\pi \cdot V_1 \cdot V_3}} \right) \right) \\
 &\cdot \left(1 - \frac{\varepsilon_{24} \cdot \left(\varepsilon_{14} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot \varepsilon_{14} \cdot P_{14} \cdot \lambda_{14} \cdot \omega}{\pi \cdot V_1 \cdot V_4}} \right) - \varepsilon_{13} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot \varepsilon_{13} \cdot P_{13} \cdot \lambda_{13} \cdot \omega}{\pi \cdot V_1 \cdot V_3}} \right) \right)}{\pi} \right)
 \end{aligned}$$

En éliminant P_{12} de cette expression à l'aide de la relation (3-9), on obtient, à partir de la relation (3-10), une relation définissant la puissance P_{14} à partir des composantes de la sortie plate et de ces dérivés. Connaissant P_{14} , la relation (3-9) donne P_{12} . Les tensions étant aussi définies à partir des sorties plates (relation 3-8), on peut écrire les grandeurs d'entrée sous la forme :

$$P_{12} = \Psi_{12}(y_1, \dot{y}_1, y_2, \dot{y}_2) \quad (3-17)$$

$$P_{14} = \Psi_{14}(y_1, \dot{y}_1, y_2, \dot{y}_2)$$

Si l'on considère les définitions données au début de ce paragraphe, les relations (3-8) et (3-16) montrent que le système peut être considéré comme un système différentiellement plat.

3.4.3. Planification de trajectoire

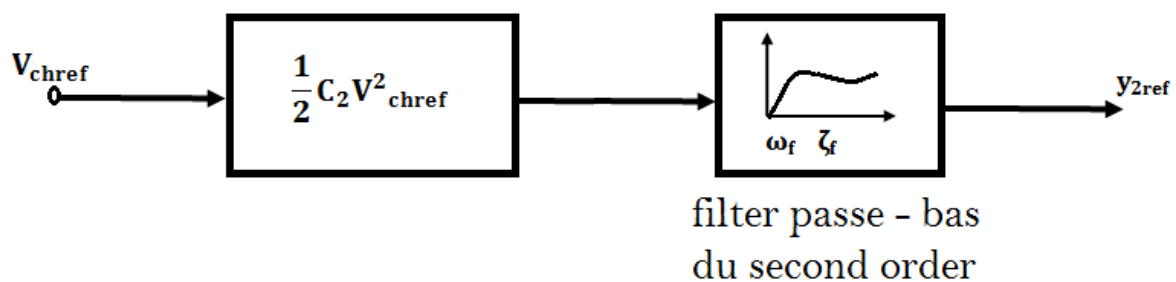
Le comportement dynamique d'un système plat est lié à la dynamique des trajectoires définie pour le vecteur de sorties plates. Cela signifie que l'on peut prendre en compte les contraintes imposées par les différents éléments du système. Pour le système considéré, les principales contraintes sont dues à la pile à combustible ($di_{FC}/dt \max$ et $P_{FC \max}$) et aux éléments du convertisseur

Dans notre cas, il s'agit de définir les trajectoires des énergies électrostatiques stockées dans les capacités C_1 et C_2 .

3.4.3.1. Génération de la trajectoire liée à la composante y_2 de la sortie plate

Pour la capacité C_2 , la trajectoire de son énergie électrostatique y_2 est définie par la référence de la tension de sortie ainsi que sa dynamique désirée. Pour garantir une trajectoire de type « arrêt-arrêt », on en choisit une issue d'un filtre du second ordre avec un facteur d'amortissement unitaire (Fig.3.4). Le filtre est défini par la fonction de transfert ci-dessous :

$$F(S) = \frac{1}{\left(\frac{S}{\omega_f}\right)^2 + \frac{2 \cdot \xi_f \cdot S}{\omega_f} + 1} \quad (3-18)$$



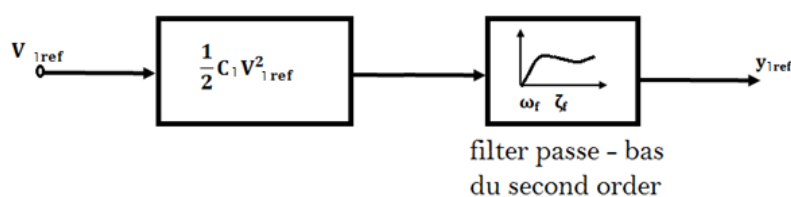
(Fig. 3. 4) : Schéma bloc de la trajectoire de y_{2ref}

3.4.3.2. Génération de la trajectoire liée à la composante y_1 de la sortie plate

La puissance fournie par la pile à combustible est contrôlée en modifiant le niveau de la tension aux bornes de la capacité C_1 et donc de l'énergie électrostatique (y_1). Une telle méthode a

déjà été mise en œuvre au GREEN dans le cadre d'une source hybride pile à combustible et super capacité couplées par des convertisseurs non isolés [40].

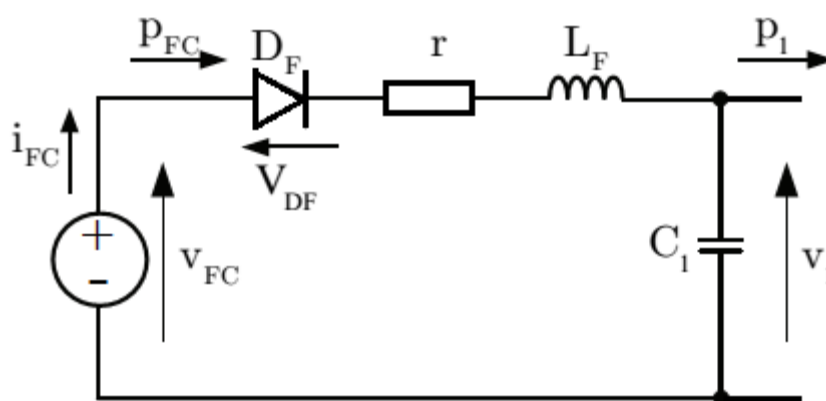
Le schéma bloc pour la définition de l'énergie y_1 est donné sur la Fig.3.5. La puissance demandée par la charge définit le point de fonctionnement en tension de la pile à combustible à partir de sa caractéristique statique. Cette tension est corrigée afin de tenir compte de l'état de charge des super condensateurs. On obtient ainsi la tension de sortie de référence de la pile à combustible qui correspond à la tension aux bornes de la capacité C_1 , puis la référence de l'énergie stockée dans cette capacité.



(Fig. 3. 5) : Schéma bloc de calcul de la référence y_{1ref}

La valeur limite inférieure de la tension v_{1ref} permet de limiter la puissance délivrée par la pile à combustible. Un filtre du second ordre avec un facteur d'amortissement unitaire placé en sortie limite le taux de variation du courant qu'elle délivre

Le schéma électrique en sortie de la pile à combustible est représenté sur la Fig.3.6. On trouvera généralement une inductance de filtrage L_F destinée à limiter les ondulations de courant dans la pile, une diode afin d'éviter que la capacité C_1 ne se décharge dans la pile.



(Fig. 3. 6) : Schéma de sortie de la pile à combustible

On peut simplifier ce schéma et considérer que la diode intervient sous la forme d'une source de tension V_D en série avec une résistance, la résistance r de ce schéma représentant les pertes dans la diode et dans l'inductance. Au niveau des équations, on va négliger l'inductance L_F car la dynamique du courant i_{FC} sera faible. De plus, on va supposer que la tension V_1 suit parfaitement sa référence. On obtient ainsi :

$$V_{FC} = i_{FC} + V_D + v_{1ref} \quad (3-19)$$

Soit pour la puissance délivrée par la pile :

$$P_{FC} = i_{FC}^2 + V_D \cdot i_{FC} + v_{1ref} \cdot i_{FC} \quad (3-20)$$

D'où :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} P_{FC} &= \frac{d}{dt} i_{FC} \cdot \left(i_{FC} \cdot \frac{d}{di_{FC}} V_{FC} + V_{FC} \right) \\ &= (2 \cdot r \cdot i_{FC} + V_D + V_{1ref}) \cdot \frac{d}{dt} i_{FC} + i_{FC} \cdot \frac{d}{dt} V_{1ref} \end{aligned} \quad (3-21)$$

La variation du courant i_{FC} s'écrit donc :

$$\frac{d}{dt} i_{FC} = \frac{i_{FC} \cdot \frac{d}{dt} V_{1ref}}{i_{FC} \cdot \frac{d}{dt} V_{FC} + V_{FC} - (2 \cdot r \cdot i_{FC} + V_D + V_{1ref})} \quad (3-22)$$

$$v_{1ref}(t) = \sqrt{\frac{2 \cdot y_{1ref}(t)}{C_1}} \quad (3-23)$$

$$y_{1ref}(t) = \frac{e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot y_{1ref,init} (t + \tau) - y_{1ref,final} \cdot \left(t \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + \tau \cdot \left(e^{-\frac{t}{\tau}} - 1 \right) \right)}{\tau} \quad (3-24)$$

Où $y_{1ref,init}$ et $y_{1ref,final}$ représentent les valeurs initiale et finale de la référence y_{1ref} de l'énergie électrostatique, ces valeurs dépendent de la puissance de charge entre l'instant initial et l'instant final du transitoire considéré.

Dans la relation (3-21), il est nécessaire de connaître le courant délivré par la pile. Celui-ci est obtenu à partir de la caractéristique statique $v_{FC}(i_{FC})$ de cette dernière.

3.4.4. Contrôle des convertisseurs

3.4.4.1. Asservissement des trajectoires à leur référence

Les grandeurs d'entrée étant définies par des relations analytiques, on pourrait envisager de commander le système en boucle ouverte. Cependant, pour prendre en compte les erreurs de modélisations il est nécessaire d'asservir les différentes trajectoires à leur référence [40],

On utilise une linéarisation entrée sortie pour établir la commande. Pour cela, on pose :

$$\begin{aligned}\dot{y}_1 &= u_1 \\ \dot{y}_2 &= u_2\end{aligned}\tag{3-25}$$

On se donne de plus une loi de comportement de type retour d'état de la forme :

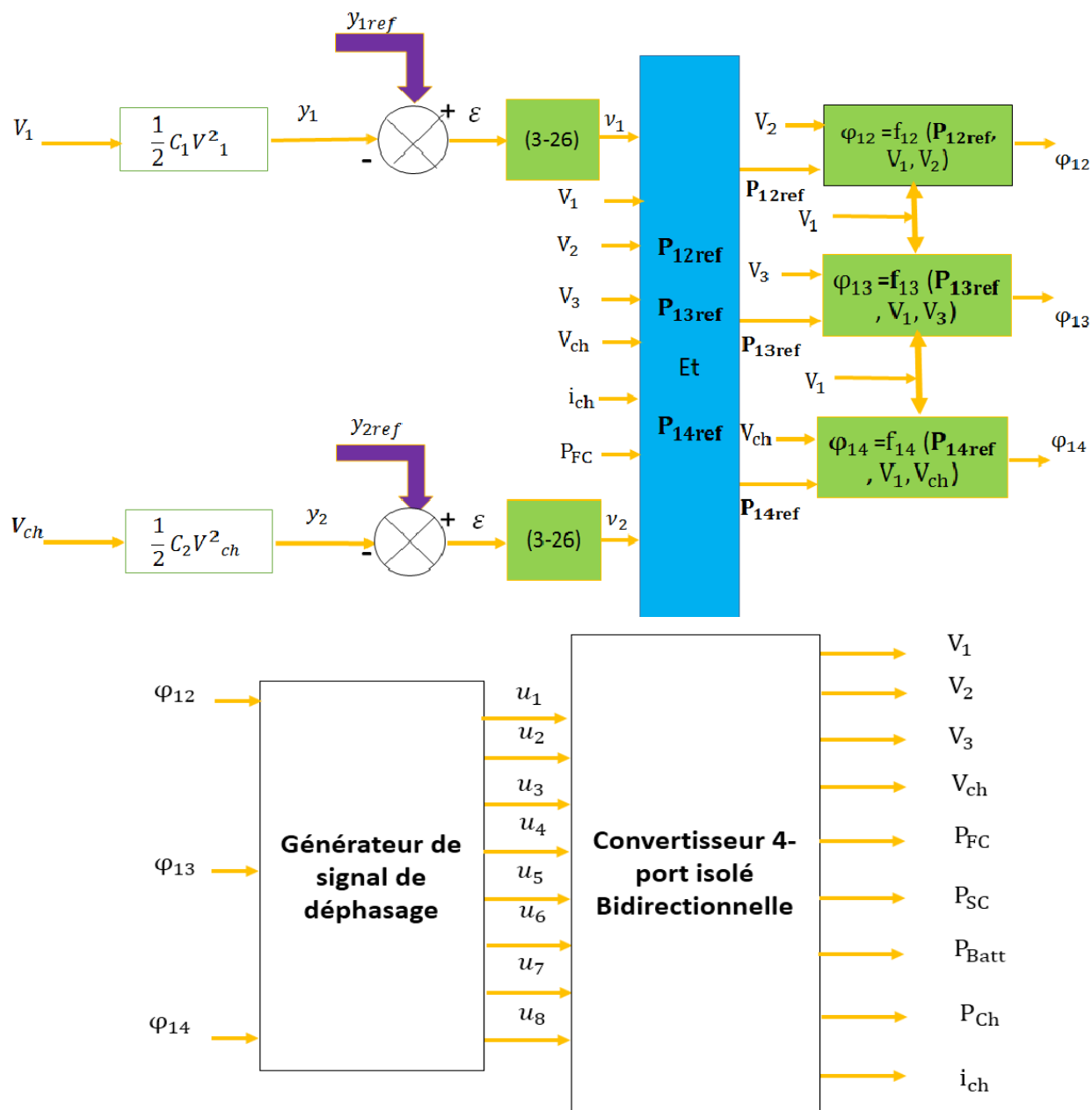
$$\begin{aligned}\dot{y}_{1\text{ref}} - \dot{y}_1 + 2 \cdot \zeta_i \cdot \omega_{ni} \cdot (y_{1\text{ref}} - y_1) + \omega_{ni}^2 \cdot \int (y_{1\text{ref}} - y_1) \cdot d\tau &= 0 \\ \dot{y}_{2\text{ref}} - \dot{y}_2 + 2 \cdot \zeta_i \cdot \omega_{ni} \cdot (y_{2\text{ref}} - y_2) + \omega_{ni}^2 \cdot \int (y_{2\text{ref}} - y_2) \cdot d\tau &= 0\end{aligned}\tag{3-26}$$

Et on génère ainsi les références des entrées P_{12} et P_{14} par les fonctions suivantes :

$$\begin{aligned}P_{12\text{ref}} &= \Psi_{12}(y_{1\text{ref}}, u_1, y_{2\text{ref}}, u_2) \approx \Psi_{12\text{bis}}(y_{1\text{ref}}, u_1, y_{2\text{ref}}, u_2) \\ P_{14\text{ref}} &= \Psi_{14}(y_{1\text{ref}}, u_1, y_{2\text{ref}}, u_2) \approx \Psi_{14\text{bis}}(y_{1\text{ref}}, u_1, y_{2\text{ref}}, u_2)\end{aligned}\tag{3-27}$$

En posant ω_{ni} et ζ_i respectivement la pulsation de coupure et l'amortissement souhaités en boucle fermée.

Le schéma bloc de cette stratégie de contrôle est donné sur la Fig.3.7



(Fig. 3. 7) : Schéma bloc de la stratégie de contrôle.

3.5. Résultats de simulation et discussion :

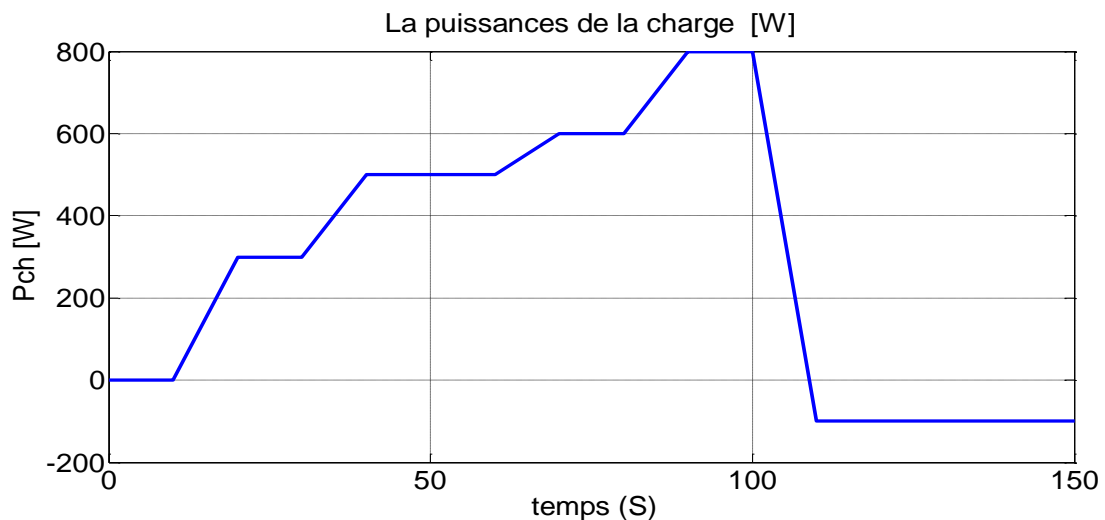
Pour vérifier cette méthode de contrôle une simulation a été réalisée à l'aide de Matlab-Simulink.la simulation réalisée ressemble au moins pour la partie commande à une expérimentation. Les paramètres utilisés pour la simulation sont donnés dans le tableau.3.1

(Tableau. 3. 1) : Paramètres du dispositif

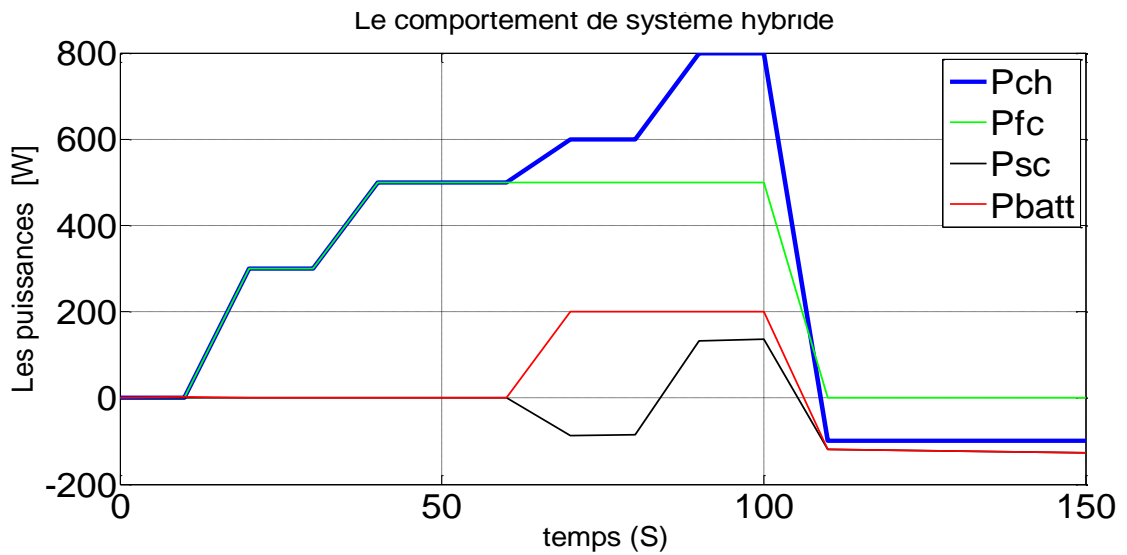
Puissance maximale de la pile à combustible	500 W
Puissance maximale de la batterie	200W
La puissance de la charge	Variable
Fréquence de découpage	20 kHz
$V_1 = V_{FC}$	60V
$V_2 = V_{SC}$	24 V
$V_3 = V_{batt}$	13V
$V_4 = V_{ch}$	60V
SC	13 V, 10 F
C1	1,1 mF
C2	7.1 mF
L_F	600 μ H

Il y a quatre tests sont présentés pour illustrer le mode de commande envisagé :

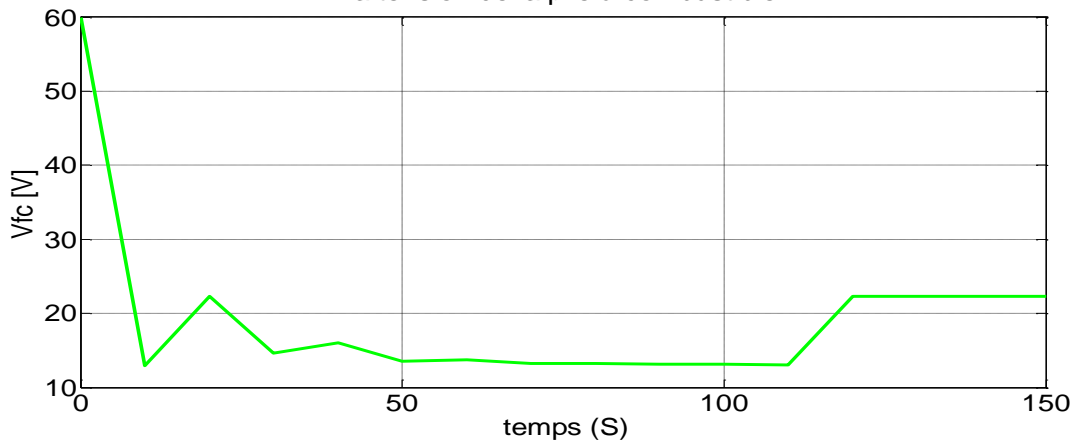
- Cas 1 : Echelon de charge en mode normal ($P_{ch} \leq P_{FC}$)
- Cas 2 : Echelon de charge du mode normal vers le mode surcharge ($P_{ch} < P_{FC}$ ou $P_{ch} > P_{FC}$)
- Cas 3 : Echelon de charge du mode surcharge ($P_{ch} > P_{FC} + P_{batt}$)
- Cas 4 : Echelon de charge du mode surcharge vers le mode récupération ($P_{ch} > P_{FC}$ ou $P_{ch} < 0$)



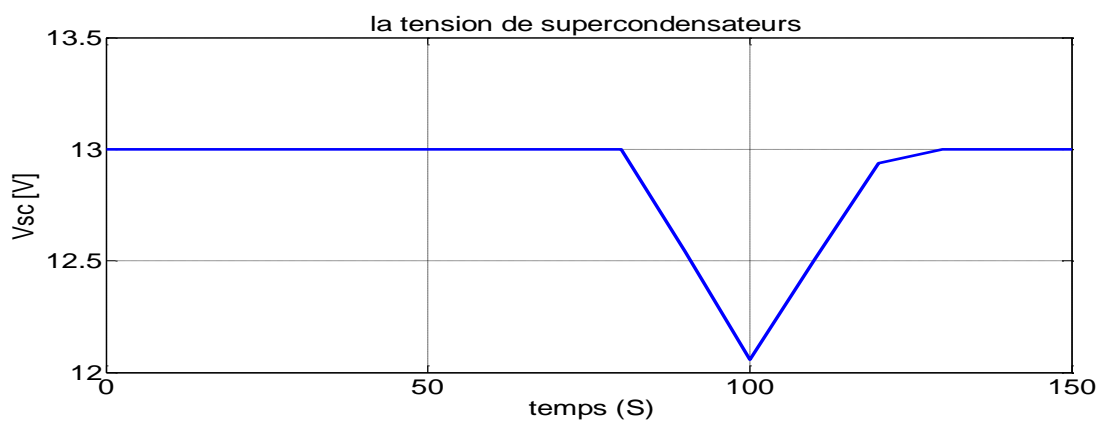
(Fig. 3. 8) : Le profil de charge [W]



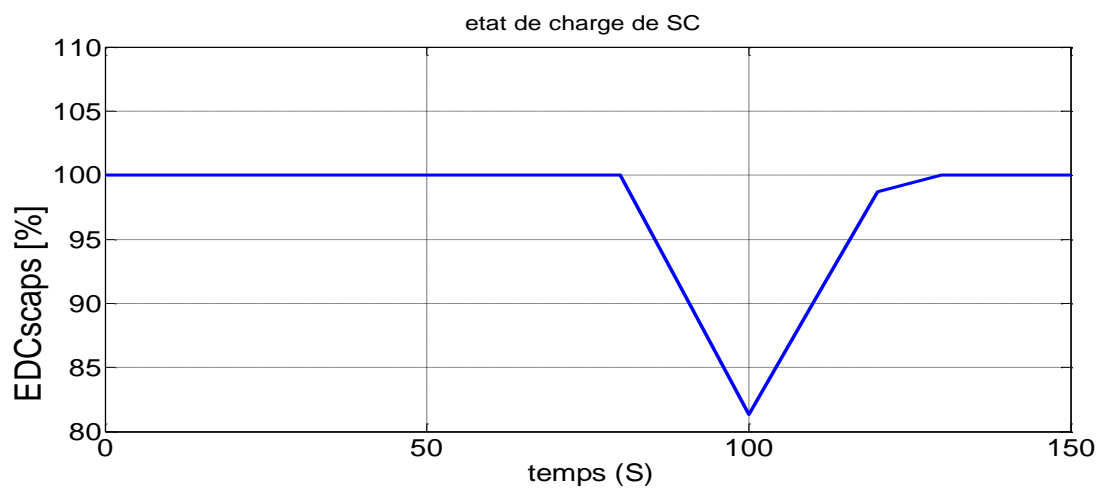
(Fig. 3. 9) : Le comportement de système hybride la tension de la pile à combustible



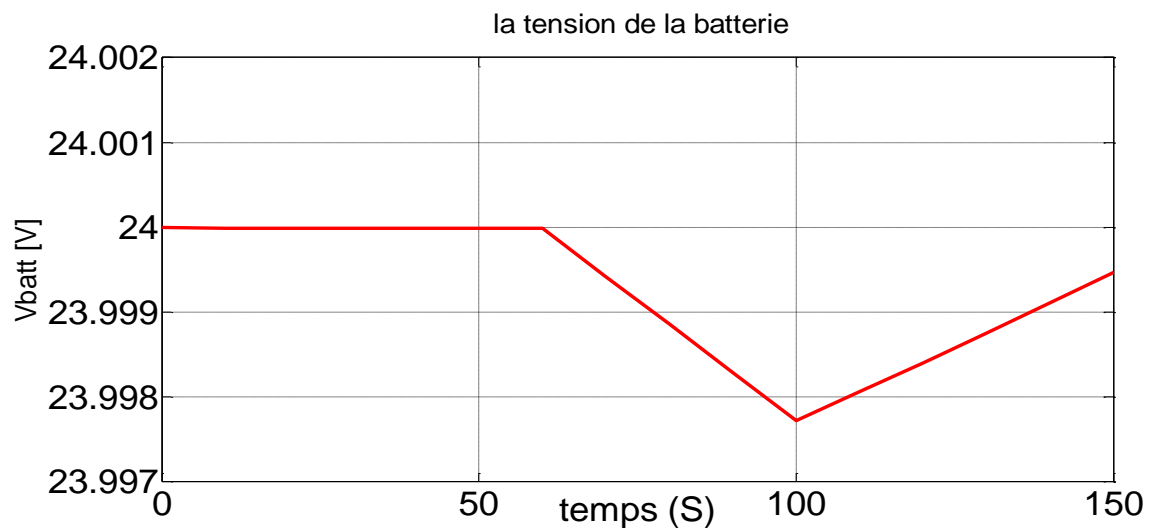
(Fig. 3. 10) : La tension de la pile à combustible [V]



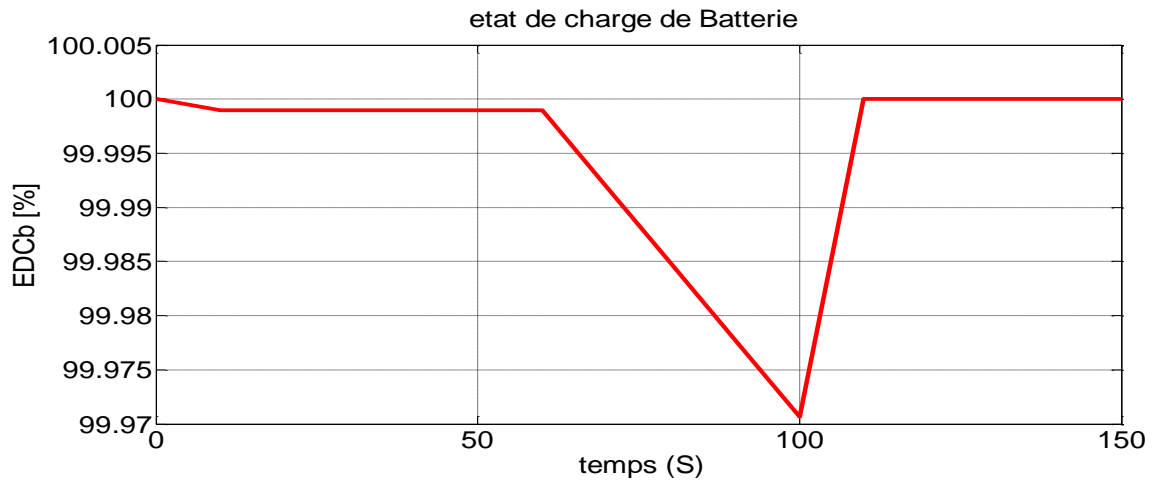
(Fig. 3. 11) : La tension de supercapacité[V]



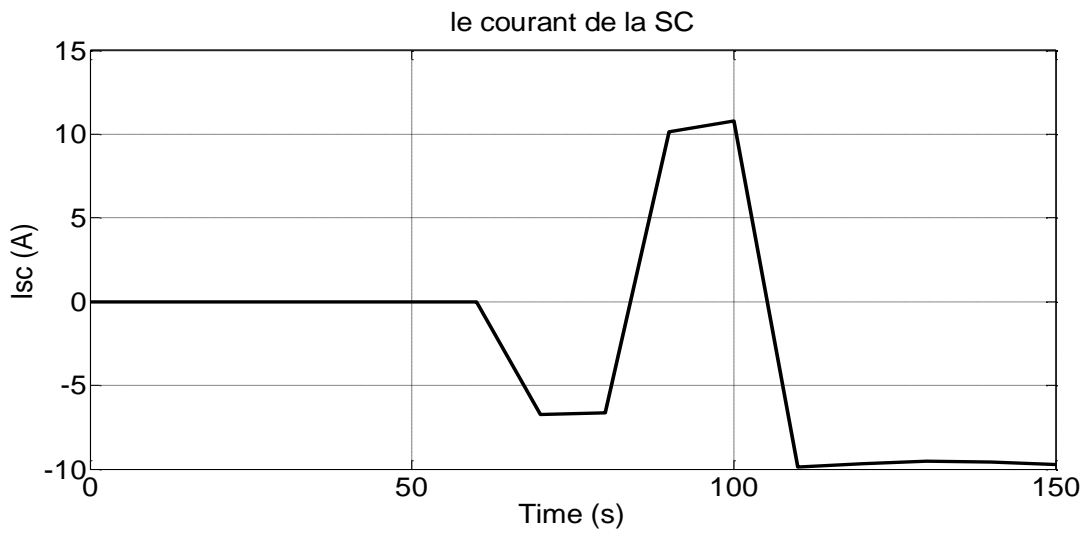
(Fig. 3. 12) : Etat de charge de supercapacité [%]



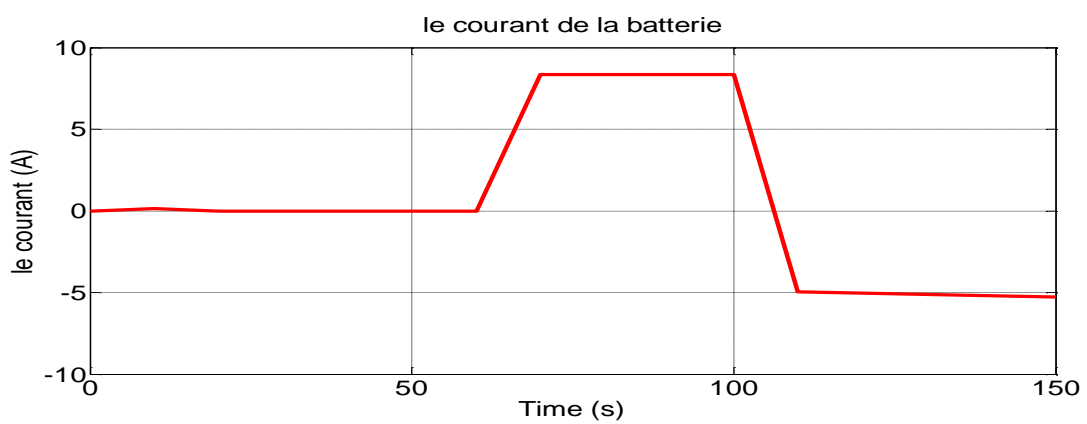
(Fig. 3. 13) : La tension de la batterie [V]



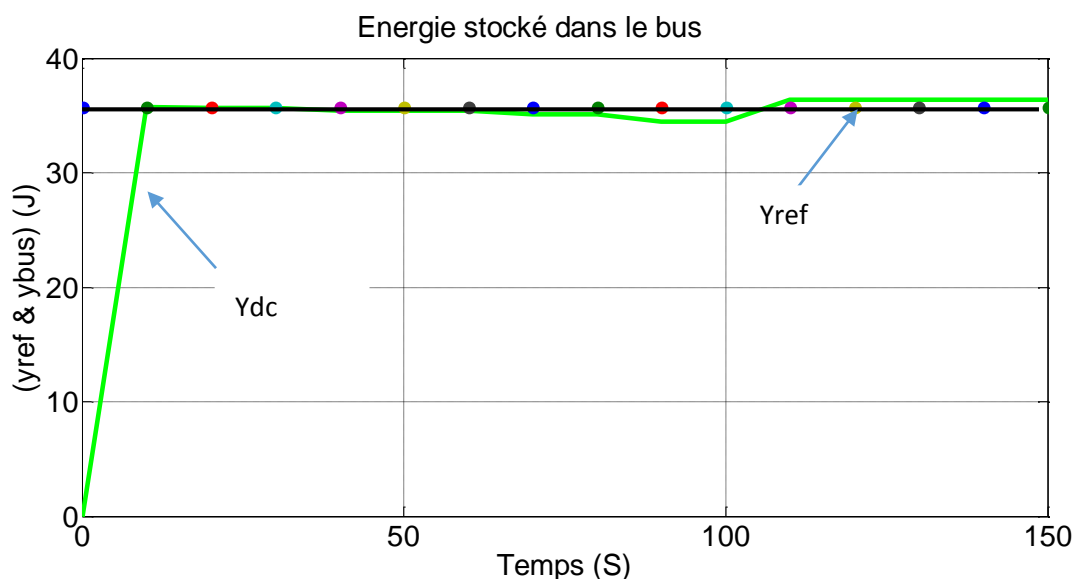
(Fig. 3. 14) : Etat de charge de Batterie [%]



(Fig. 3. 15) : Le courant de supercapacité [A]



(Fig. 3. 16) : Le courant de la batterie [A]



(Fig. 3. 17) : L'énergie stockée dans le bus countinu [J]

3.5.1. Interprétation des résultats :

- Cas 1 : Echelon de charge en mode normal ($P_{ch} \leq P_{FC}$)

Les résultats de ce premier cas de simulation sont donnés sur les figures (3.8 à 3 .17). Le convertisseur est démarré à vide, puis à l'instant $t = 10$ s, on impose un échelon de puissance de 300 W inférieur à la puissance maximale de la pile. Dans ce cas, on remarque que seule la pile alimente la charge, sachant que la puissance demandé par cette dernière ne dépasse pas celle de la pile. On constate tout d'abord une légère décharge de la batterie due à la limitation de la pente du courant délivré par la pile à combustible. Et la tension de la pile débute avec une tension de 13 V, par ce qu'on n'a pas débloqués nos convertisseurs et ceci nous permet de voir nos courbes clairement ; puis à partir de 10 s, notre pile commence à délivrer une puissance et donc, on peut voir clairement aussi que la tension commence à diminuer, jusqu'à charge nominale. Il est à noter que les tensions de notre supercapacité et batterie ne changent pas, puisque celle de la pile est suffisante ; autrement on n'a pas besoin de compensation. On vérifie bien que les flux de puissance sont bien dispatchés, et que l'énergie du bus continu est régulée à sa référence.

- Cas 2 : Echelon de charge du mode normal vers le mode surcharge
($P_{ch} < P_{FC}$ ou $P_{ch} > P_{FC}$)

Le premier, se trouve dans l'intervalle [0 à 60 s], on impose un échelon de puissance de 600 W supérieur à la puissance maximale de la pile. Seule la pile alimente la charge, Alors dans ce cas on aurait besoin de compenser cette augmentation. Pour ce faire, on fait appel à une autre

source, qui est la batterie. Cette dernière qui peut fournir le complément en puissance. On observe que la puissance maximale de la pile à combustible et la puissance maximale de la batterie supérieur à la puissance de la charge. On observe que la supercapacité en état chargé.

- Cas 3 : Echelon de charge du mode surcharge ($P_{ch} > P_{FC} + P_{batt}$ ou $P_{ch} < 0$)

Ensuite, à l'instant $t = 80$ s, un échelon de charge de 800 W est introduit : le système est maintenant en mode de surcharge.

Dans ce cas on aurait besoin de compenser cette augmentation. Pour ce faire, on fait appel à une autre source, qui est la batterie et supercapacité. Cette dernière qui peut fournir le complément en puissance.

Enfin, à l'instant $t = 100$ s, la charge passe brusquement de 800 W à -100 W. on constate que les organes de stockage en état chargé. Ces résultats montrent que les énergies des convertisseurs sont bien contrôlées et qu'elles suivent bien leur référence.

3.6. Conclusion

Dans ce chapitre, on s'est intéressé au contrôle des échanges d'énergie entre une source, des éléments de stockage et une charge.

La commande a utilisé des contrôleurs de type PID les propriétés de platitude pour le contrôle des convertisseurs.

Les grandeurs de commande retenues ont été les puissances transférées de la pile à combustible vers la charge et vers la batterie et vers le supercondensateur. Nous avons montré comment définir ces grandeurs à partir des variables plates.

Les résultats présentés ont montré que la stratégie de commande est efficace

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Cette travail s'est intéressée au nouvelle stratège de commande pour les sources hybrides d'énergie électriques pour une application avec un intérêt particulier aux systèmes où la source d'énergie est une pile à combustible embarquée induisant certaines limitations en particulier en termes de réponses en régime transitoire.

Un intérêt a été porté aux différentes sources d'énergie et aux dispositifs de stockage utilisés pour la réalisation d'une source hybride d'énergie électrique en expliquant leur mode de fonctionnement et leur modélisation. Nous avons mis en relief les principales structures de convertisseurs continu-continu isolé a 4 port que l'on pouvait rencontrer dans ces systèmes, et qui permettent d'assurer un isolement galvanique et limitent les contraintes sur les interrupteurs par rapport aux montages de type Boost. Par contre, ils conduisent pour les onduleurs alimentés en tension à une augmentation des ondulations du courant prélevé sur la source et nécessiteront l'utilisation de filtres.

Pour le contrôle de notre système, il a été question d'une méthode qui utilise les propriétés de platitude. En considérant l'énergie stockée dans les capacités comme variables plates de sortie et les puissances échangées entre la source principale et les autres ports comme variables de commande, on a pu démontrer que le concept de platitude s'appliquait. On a pu ensuite déterminer la trajectoire des sorties plates tout en respectant les différentes contraintes, à savoir la limitation des variations du courant délivré par la pile à combustible et la puissance maximale qu'elle délivre ainsi que le courant de charge de la capacité de sortie lors du démarrage.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHE

- [1] A. Payman, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, “Energy management in a fuel cell/supercapacitor multisource/multiload electrical hybrid system”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 12, pp. 2681–2691, Dec. 2009.
- [2] S. Thomas et M. Zalowitz, Fuel Cells – Green Power, prepared for the U.S. Department of Energy, under contract W-7405-ENG-36, disponible à : <http://education.lanl.gov/resources/fuelcells/fuelcells.pdf>.
- [3] J.M. Corrêa, F.A. Farret, L.N. Canha, M. Godoy Simões, “An electrochemical based fuel cell model suitable for electrical engineering automation approach,” IEEE Trans. on Ind. Electronics, vol. 51, no. 5, Oct. 2004, pp. 1103 - 1112.
- [4] M.ZANDI, « Contribution Au Pilotage des sources Hybrides d’énergie électrique », thèse de doctorat, Université NANCY Institut National Polytechnique de LORRAIN, 2010.
- [5] Ph. Le Goff, “Les super condensateurs, Les piles à combustibles,” Mise à jour : Sept. 1999 - version 2.0 : <http://pl.legoff.free.fr>.
- [6] J. Lassègues, “Super condensateurs, 2001,” Techniques de l’Ingénieur, Ref: D3 334.
- [7] A. Nishino, “Capacitors: operating principles, current market and technical trends,” Journal of Power Sources, vol. 60, n° 2, juin 1996, pp. 137-147.
- [8] H.GUALOUS, R.GALLAY, A.BERTHON, « Utilisation des supercondensateurs pour les stockage de l’énergie embarquée : applications transport », CH1728 Rossens, Suisse.
- [9] G.Sartorielli, T.Schneuwlu, J.Auer « Technologies et applications des supercondensateurs » colloque Energies électrique : besoins, enjeux, technologies et applications UTBM, Belfort 18 Juin 2004.

- [10] D. BOUQUAIN, A. MIRAOU, « Les supercondensateurs : PRINCIPE, MODELISATION ET APLICATIONS. UTBM, Belfort Cedex-France.
- [11] M. Urbain, “Modélisation électrique et énergétique des accumulateurs Li-Ion. Estimation en ligne de la SoCet de la SoH,” Thèse de Doctorat INPL, Nancy, 4 June 2009.
- [12] M. Ehsani, “Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design,” CRC PRESS, 2005.
- [13] M. Kant, “La voiture électrique,” Techniques de l'ingénieur, septembre 1995.
- [14] D.A.J. Rand, R. Wood, “Batteries for electric vehicles,” Research Studies Press LTD, 1998.
- [15] D. Berndt, “Maintenance-Free batteries: Lead-acid, Nickel/Cadmium, Nickel/Hydride: A handbook of battery technology,” Research Studies Press; 3rd Revised edition 2003.
- [16] R. SAISSET, “Contribution à l'étude systémique de dispositifs énergétiques à composants électrochimiques,” Thèse de Doctorat INPT, Toulouse, 2 Apr. 2004.
- [17] H. Rouault, D. Bloch, “Le stockage de l'électricité : les batteries,” Clefs CEA n°44, 2000.
- [18] C. R. Akli, X. Roboam, B. Sareni, A. Jeunesse, “Energy management and sizing of storage devices of a hybrid locomotive,” in 12 th Europ. Conf. On Power Elec. And Appl.(EPE'07), Aalborg (Denmark), 2-5 Sep 2007.
- [19] R. Gopinath, et al, “Development of a low cost fuel cell inverter system with DSP control,” in: Proc. Of IEEE-PESC'02, Queensland, June 2002.
- [20] T.A. Nergaard, J.F. Ferrell, L.G. Leslie, J.S. Lai, “Design considerations for a 48 V fuel cell to split single phase inverter system with ultracapacitor energy storage,” in: Proc. of IEEE PESC'02, Queensland, June 2002.
- [21] P. Thounthong, S. Raël, B. Davat, “Control strategy of fuel cell and supercapacitors association for a distributed generation system,” IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 54, no 6, Dec. 2007, pp. 3225-3233.

- [22] P.B. Jones, J.B. Lakeman, G.O. Mepsted, J.M. Moore, "A hybrid power source for pulse power applications," *J. Power Sources*, Vol. 80, no. 1–2, Jul. 1999, pp. 242–247.
- [23] Z. Jiang, L. Gao, R.A. Dougal, "Flexible Multiobjective Control of Power Converter in Active Hybrid Fuel Cell/Battery Power Sources," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 20, no. 1, Aug. 2005, pp. 244-253.
- [24] Lijun Gao, Z. Jiang, R. Dougal, "An actively controlled fuel cell/battery hybrid to meet pulsed power demands," *J. Power Sources*, Vol. 130, 2004, pp. 202-207.
- [25] L.GHALIA et C.AMOURI " Simulation et testes d'un système photovoltaïque de pompage d'eau à couplage directe équipée d'une unité d'acquisition de données ", Université de Batna, 1997.
- [26] M...HAMED et F.BOUREDJI " Maximisation du rendement d'un moteur asynchrone alimenté par une source photovoltaïque ", mémoire d'ingénieur, université de BISKRA, 2005.
- [27] R.W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, 2ed. : Kluwer academic publishers, 2001.
- [28] R. D. Doncker, D. M. Devan, M. H. Kheraluwala, "A Three-phase softswitched high-power-density dc/dc converter for high power application", *IEEE Transaction on, Industry Applications*, vol.27, no. 1, pp. 63–73, Jan./Feb. 1991.
- [29] D. K. Choi, B. K. Lee, S. W. Choi, C. Y. Won, D. W. Yoo, "A novel power conversion circuit for cost-effective battery-fuel cell hybrid systems", *Journal of power sources*, vol. 152, pp. 245–255, 2005.

- [30] M. Mohr, F.W. Fuchs, “Clamping for current-fed de/dc converters with recovery of clamping energy in fuelcell inverter systems”, European Conference on Power Electronics and Applications, pp.1–10, 2-5 Sep. 2007.
- [31] A. Averberg, K. R. Meyer, A. Mertens, “Current-fed full bridge converter for fuel cell systems”, IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), pp. 866–872, 15-19 Jun. 2008.
- [32] X. Kong, A. M. Khambadkone, “Analysis and implementation of a high efficiency, interleaved current-fed full bridge converter for fuel cell system”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 2, pp. 543–550, Mar. 2007.
- [33] M. Nym, M. A. E. Andersen, “High efficiency isolated boost dc-dc converter for high-power low-voltage fuel-cell application”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 2, pp. 505–514, Feb. 2010.
- [34] S. Chiping N. H. Kutkut, D. W. Novotny, D. M. Divan, “General equivalent circuit of a multi-winding co-axial winding transformer”, Industry Applications Conference (IAS), vol. 3, pp. 2507–2514, 1995.
- [35] J. L. Duarte, M. Hendrix, M. G. Simoes, “Three-port bidirectional converter for hybrid fuel cell systems”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 2, pp. 480-487, Mar. 2007.
- [36] T. Henriksen, “Transformer leakage flux modeling”, International Conference on Power Systems Transients (IPST), pp. 1–6, 2001, <http://www.ipst.org/techpapers/2001/ipst01paper059.pdf>.
- [37] W. McLyman, Transformer and Inductor Design Handbook, 3ème edition: Marcel Dekker, Inc., 2004.

- [38] W. G. Hurley, W. H. Wölfle, J.G. Breslin, “Optimized transformer design: inclusive of high-frequency effects”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, no. 4, pp. 651–659, Jul. 1998.
- [39] M. Nym, M. A. E. Andersen, “High efficiency isolated boost dc-dc converter for high-power low-voltage fuel-cell application”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 2, pp. 505–514, Feb. 2010.
- [40] A. Payman, “Contribution à la gestion de l’énergie dans les systèmes hybrids multi-sources multi-charges”, Thèse de Doctorat de l’INPL, Nancy, 15 Juillet 2009.
- [41] M. Fliess, J. Levine, P. Martin, P. Rouchon, “Flatness and defect of non-linear systems: introductory theory and examples”, International Journal of Control, vol. 61, no. 6, pp. 1327–1361, 1995.
- [42] P. Martin, R. M. Murray, P. Rouchon, “Flat systems, equivalence and trajectory generation, CDS Technical report”, CDS 2003-008, Apr. 2003.
- [43] J. Weber, A. Gensoir, H. Güldner, O. Woywode, “Flatness based control for chaotic boost converters”, IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), vol. 2, pp. 1601–1604, 20-25 Jun. 2004.
- [44] K. Todtermuschke, A. Gensior, J. Rudolph, J. Weber, H. Güldner, “Flatness based control of the VIENNA-rectifier allowing for reactive power compensation”, IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), pp. 1–5, 18-22 Jun. 2006.
- [45] A. Gensoir, H. Sira-Ramirez, J. Rudolph, H. Güldner, “On some nonlinear current controllers for three-phase boost rectifiers,” IEEE Transactions on Industrial electronics, vol. 56, no. 2, pp. 360–370, Feb. 2009.