



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

Réf :

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

MASTER

Thème

Etude et dimensionnement des convertisseurs isolés réversible et non réversible en courant utilisant un transformateur multi enroulement pour une application embarqué : batterie, supercapacité et pile à combustible.

Présenté par :

KRABA Mohammed

Soutenu le : 04 Juin 2014

Devant le jury compose de :

Mlle SAADI Aicha
Mr ABOUBOU Abdennacer
Mme LAALA Widad

MAA
PR
MAA

Président
Encadreur
Examineur

Année universitaire : 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 : électrotechnique
Option : réseaux électrique

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

MASTER

Thème

Etude et dimensionnement des convertisseurs isolés réversible et non réversible en courant utilisant un transformateur multi enroulement pour une application embarqué : batterie, supercapacité et pile à combustible.

Présenté par :

KRABA Mohammed

Avis favorable de l'encadreur :

ABOUBOU A

signature

Avis favorable du Président du Jury

SAADI Aicha

Signature

Cachet et signature



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

Thème :

Etude et dimensionnement des convertisseurs isolés réversible et non réversible en courant utilisant un transformateur multi enroulement pour une application embarqué : batterie, supercapacité et pile à combustible.

Proposé par : KRABA Mohammed

Dirigé par : ABOUBOU A

RESUMES (Français et Arabe)

Notre travail consiste en l'architecture des sources hybrides d'énergie électrique dont la source principale est une pile à combustible et la source auxiliaire un banc de supercondensateurs plus une batterie. Parmi les différentes architectures électroniques de puissance envisageables, notre choix s'est porté sur un convertisseur isolé multiport réalisé à partir d'un transformateur multi enroulement.

Chaque élément de ce dispositif (pile à combustible, supercapacités, batterie, charge) est connecté à un enroulement par un onduleur de tension. Le contrôle des échanges d'énergie s'effectue par le déphasage entre les ondes de tension délivrées par les onduleurs.

L'utilisation des convertisseurs est étroitement liée au mode de commande, qui est identique sur chaque port et assure le caractère modulaire de l'ensemble.

Le modèle du transformateur est établi pour N enroulements. Il est de type polygone ce qui simplifie le calcul des échanges d'énergie entre les ports.

Il a été question de trois états :

1. Autosuffisance de la pile, autrement dit, seule la pile alimente la charge, sans besoin d'être compensée par une autre source.
2. La pile devient incapable d'alimenter à elle seule la charge, ce qui nous mène à faire intervenir la source de batterie,
3. Enfin, la pile plus batterie n'arrivent pas à subvenir à la demande de la charge, ce qui contraint le système à faire appel à la source de la supercapacité.



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

Thème :

Etude et dimensionnement des convertisseurs isolés réversible et non réversible en courant utilisant un transformateur multi enroulement pour une application embarqué : batterie, supercapacité et pile à combustible.

Proposé par : KRABA Mohammed
Dirigé par : ABOUBOU A

الملخص

هذه العمل يدرس بنية مصادر الطاقة الكهربائية الهجينة بحيث المصدر الرئيسي هو عبارة عن بطارية ذات الوقود والمصادر المساعدة هي المكثفات الاعظمية والبطاريات. من بين مختلف أبنية الكترونيك القدرة، وقع الاختيار على محول متعدد المنافذ المعزولة المصنوعة من محول متعدد اللفات.

كل عنصر من هذا التركيب (بطارية ذات الوقود، مكثفة أعظمية، بطارية والحمولة) متصلة بتلفيف بواسطة عاكس الجهد. متابعة تغيرات الطاقة يتأثر بفرق الطور بين نوبات الجهد الموزعة من طرف عاكس الجهد.

استعمال المحولات ونوع التحكم المتمثلة في كل مدخل يضمن الطابع النظامي للمجموعة.

نوع المحول وضع لـ ن تلفيف هو مضع من أجل تسهيل حساب تبادل القدرة بين مختلف المنافذ.

وهو محور تساؤل لثلاث حالات:

1. الإكتفاء بمصدر طاقة واحد، وهو البطارية ذات الوقود وحدها دون الحاجة الى تعويضها بمصدر اخر.
2. البطارية تصبح غير قادرة لوحدها على تغذية الحمولة، ما يفرض علينا التدخل بمصدر اخر للطاقة.
3. و اخيرا، البطارية ذات الوقود و البطارية لا تستطيع توفير الطاقة اللازمة للحمولة، هذا ما يجبر النظام على اللجوء الى مصدر طاقة اخر و هي المكثفة الاعظمية

Dédicace

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

Modeste travail de fin d'étude :

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.

KRABA Mohammed

Remerciements

■ *Je remercie le Bon Dieu qui m'a donné la force, La patience et la volonté tout au long des années de mes études, et m'a honoré de sa science pour la réalisation de ce travail de recherche.*

■ *Je tiens au terme de ce travail à exprimer mon plus grand remerciement à Monsieur : ABOUBOU Abdennacer qui a suivi et dirigé mon travail avec patience et beaucoup d'intérêt, je lui exprime vivement mon grand respect.*

■ *Mon remerciement s'adresse également aux membres de jury pour avoir accepté de critiquer mon travail, sans oublier les professeurs du département de Génie Electrique pour leurs efforts et leurs sincérités.*

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

KRABA Mohammed

Liste figures et tableaux



Liste des figures :

Chapitre I :

Figure (I- 1): convertisseur DC/DC à N port.	7
Figure (I- 2) : transformateur à N enroulement.	7
Figure (I- 3) : transformateur à N enroulements.	9
Figure (I- 4) : circuit équivalent d'un transformateur.	10
Figure (I- 5): Modèle du transformateur à N enroulements.	12
Figure (I- 6): Modèle en étoile du transformateur à N enroulements.	12
Figure (I- 7) : Modèle en étoile avec l'inductance magnétisante du côté de la tension d'alimentation v_1	13
Figure (I- 8): Modèles Y du transformateur à N enroulements.	14
Figure (I- 9) : Modèles Δ du transformateur à N enroulements.	15
Figure (I- 10) : Schéma de Thévenin équivalent au modèle Y.	16
Figure (I- 11) : Diagramme de calcul de l'harmonique de pulsation ω du courant i_n	17
Figure (I- 12). Schéma de calcul de la puissance échangée pour le modèle Δ	17
Figure (I- 13) : Différents types de noyaux magnétiques et dimensions caractéristiques [4].	19
Figure (I- 14) : Exemples de bobinage haute fréquence (ruban isolé à gauche [05] et filde Litz à droite [06]).	19
Figure (I- 15) : Définition du facteur d'utilisation de la fenêtre du circuit magnétique.	21

Chapitre II :

Figure (II- 1):Onduleur en pont complet [10].	26
Figure (II- 2):Schéma de principe d'un convertisseur en pont complet [10].	27
Figure (II- 3):Formes d'ondes typiques d'un convertisseur en pont complet.	27
Figure (II- 4):Boost isolé en pont complet.	28
Figure (II- 5):Formes d'ondes typiques d'un convertisseur de type Boostisolé en pont complet.	29
Figure (II- 6):schéma bloc d'un système hybride.	30
Figure (II- 7):Modèles Δ du transformateur à 4 enroulements.	31

Chapitre III :

Figure (III- 1):Circuit magnétique élémentaire de type CC.	39
Figure (III- 2):simulation du convertisseur isolé.	40
Figure (III- 3): schéma bloc de la commande.	41
Figure (III- 4):la puissance de la charge.	42
Figure (III- 5): la puissance de la source (pile).	42
Figure (III- 6): la puissance du supercondensateur.	43

Figure (III- 7): la puissance de la batterie.	43
Figure (III- 8): le courant de la batterie.....	44
Figure (III- 9): le courant de la SC.....	44
Figure (III- 10): la tension de la charge.....	45
Figure (III- 11): la tension de la pile.	46
Figure (III- 12): la tension de SC.	46
Figure (III- 13): la tension de la batterie.	47
Figure (III- 14): la puissance de la charge.....	48
Figure (III- 15): la puissance de la pile.	48
Figure (III- 16): la puissance de la batterie	49
Figure (III- 17): la puissance du supercondensateur.	49
Figure (III- 18): le courant de la SC.....	50
Figure (III- 19): le courant de batterie.....	51
Figure (III- 20): la tension de la charge.....	52
Figure (III- 21): la tension de la pile.	52
Figure (III- 22): la tension de SC.	53
Figure (III- 23): la tension de la batterie.	53
Figure (III- 24): la puissance de la charge.....	54
Figure (III- 25): la puissance de la pile.	55
Figure (III- 26): la puissance de supercondensateur.	55
Figure (III- 27): la puissance de la batterie.	56
Figure (III- 28) : le courant de la SC.....	57
Figure (III- 29) : le courant de la batterie.....	57
Figure (III- 30): la tension de la charge.....	59
Figure (III- 31): la tension de la pile.	59
Figure (III- 32): la tension de SC.	59
Figure (III- 33) : la tension de la batterie.	60

Liste des tableaux

Chapitre III :

Tableau (III- 1):Caractéristique des noyaux magnétiques disponibles au GREEN.	38
Tableau (III- 2) : tableau des parametre de système.	41

liste symbole

$V_{e,n}$	la tension associé à l'enroulement n
$i_{e,n}$	le courant associé à l'enroulement n
$r_{e,n}$	la résistance associé à l'enroulement n
$\varphi_{e,n}$	le flux associé à l'enroulement n
$L_{e,n}$	l'inductance associé à l'enroulement n
$M_{m,n}$	mutuelle inductance entre les enroulements m et n
$\lambda_{e,n}$	l'inductance de fuite associé à l'enroulement n
M_0	l'inductance de magnétisation
K_j	rapport de transformation de l'enroulement 1 et les autres enroulements
K_n	
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
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 associé à l'enroulement n
λ_n	l'inductance de fuite associé 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 port mis à la masse
$\lambda_{Th_n,m}$	l'inductance de thévenin
α	le déphasage enter 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

Ap	produit d'aire
Ac	la section du circuit magnétique où circule le flux
Wa	la surface de la fenêtre traversée par les conducteurs.
f	fréquence de fonctionnement
B	induction magnétique
J	densité de courant dans les conducteurs
K	un facteur de forme de l'onde de tension
ku	est le facteur d'utilisation de la fenêtre.
a	la section du conducteur
P _{cu}	les pertes cuivre dans le transformateur
R _i	la résistance du bobinage de l'enroulement i.
FR	facteur caractéristique de la fréquence des formes d'onde
RDC	la résistance du bobinage pour une alimentation en continu.
P _{fer}	les pertes fer
V _c	le volume du circuit magnétique,
K _c , α et β	sont des coefficients dépendant de la nature du matériau utilisé
ΔT	évaluation du température
V _{1,2,3,4}	les tensions aux bornes les enroulements 1,2,3 et 4 respectivement
P _{1,2,3,4}	les puissances des enroulements 1,2,3 et 4 respectivement
P _{n,m}	la puissance transférée du port n au port m
$\phi_{n m}$	le flux transférée du port n au port m
$\lambda_{n m}$	l'inductance de fuite entre port n et port m
C1	la capacité d'enter de l'onduleur de la pile à combustible
C2	la capacité de sortie cotée charge
m	rapport de transformation
L	inductance du filtre
C	condensateur du filtre
α	le coefficient d'utilisation,
NS	le nombre de tours dans l'enroulement secondaire du transformateur,
NP	le nombre de tours dans l'enroulement primaire du transformateur,

V_{in} la tension d'entrée,

$\Delta I_{L_{max}}$: l'ondulation courante d'inducteur,

F la fréquence de commutation,

ΔV_{out_max} est l'ondulation de tension de rendement maximum.

η le rendement de convertisseur

P_{IGBT_con} les pertes de conduction de IGBT

P_{IGBT_com} les pertes de commutation de IGBT

P_{D_con} les pertes de conduction de la diode

P_{D_com} les pertes de commutation de la diode

P_c perte du condensateur

P_{L_fer} perte fer dans l'inductance

P_{L_cu} perte cuivre dans l'inductance

Résumé

Résumé

Notre travail consiste en l'architecture des sources hybrides d'énergie électrique dont la source principale est une pile à combustible et la source auxiliaire un banc de supercondensateurs plus une batterie. Parmi les différentes architectures électroniques de puissance envisageables, notre choix s'est porté sur un convertisseur isolé multiport réalisé à partir d'un transformateur multi enroulement.

Chaque élément de ce dispositif (pile à combustible, supercapacités, batterie, charge) est connecté à un enroulement par un onduleur de tension. Le contrôle des échanges d'énergie s'effectue par le déphasage entre les ondes de tension délivrées par les onduleurs.

L'utilisation des convertisseurs est étroitement liée au mode de commande, qui est identique sur chaque port et assure le caractère modulaire de l'ensemble.

Le modèle du transformateur est établi pour N enroulements. Il est de type polygone ce qui simplifie le calcul des échanges d'énergie entre les ports.

Il a été question de trois états :

1. Autosuffisance de la pile, autrement dit, seule la pile alimente la charge, sans besoin d'être compensée par une autre source.
2. La pile devient incapable d'alimenter à elle seule la charge, ce qui nous mène à faire intervenir la source de batterie,
3. Enfin, la pile plus batterie n'arrivent pas à subvenir à la demande de la charge, ce qui contraint le système à faire appel à la source de la supercapacité.

المخلص

هذه العمل يدرس بنية مصادر الطاقة الكهربائية الهجينة بحيث المصدر الرئيسي هو عبارة عن بطارية ذات الوقود والمصادر المساعدة هي المكثفات الاعظمية والمدخرات. من بين مختلف أبنية الكترولونيك القدرة، وقع الاختيار على محول متعدد المنافذ المعزولة المصنوعة من محول متعدد اللفات. كل عنصر من هذا التركيب (بطارية ذات الوقود، مكثفة أعظمية، مدخرة والحمولة) متصلة بتلفيف بواسطة عاكس الجهد. متابعة تغيرات الطاقة يتأثر بفرق الطور بين نوبات الجهد الموزعة من طرف عاكس الجهد. استعمال المحولات ونوع التحكم المتمثلة في كل مدخل يضمن الطابع النظامي للمجموعة. نوع المحول وضع لـ ن تلفيف هو مضع من أجل تسهيل حساب تبادل القدرة بين مختلف المنافذ. وهو محور تساؤل لثلاث حالات:

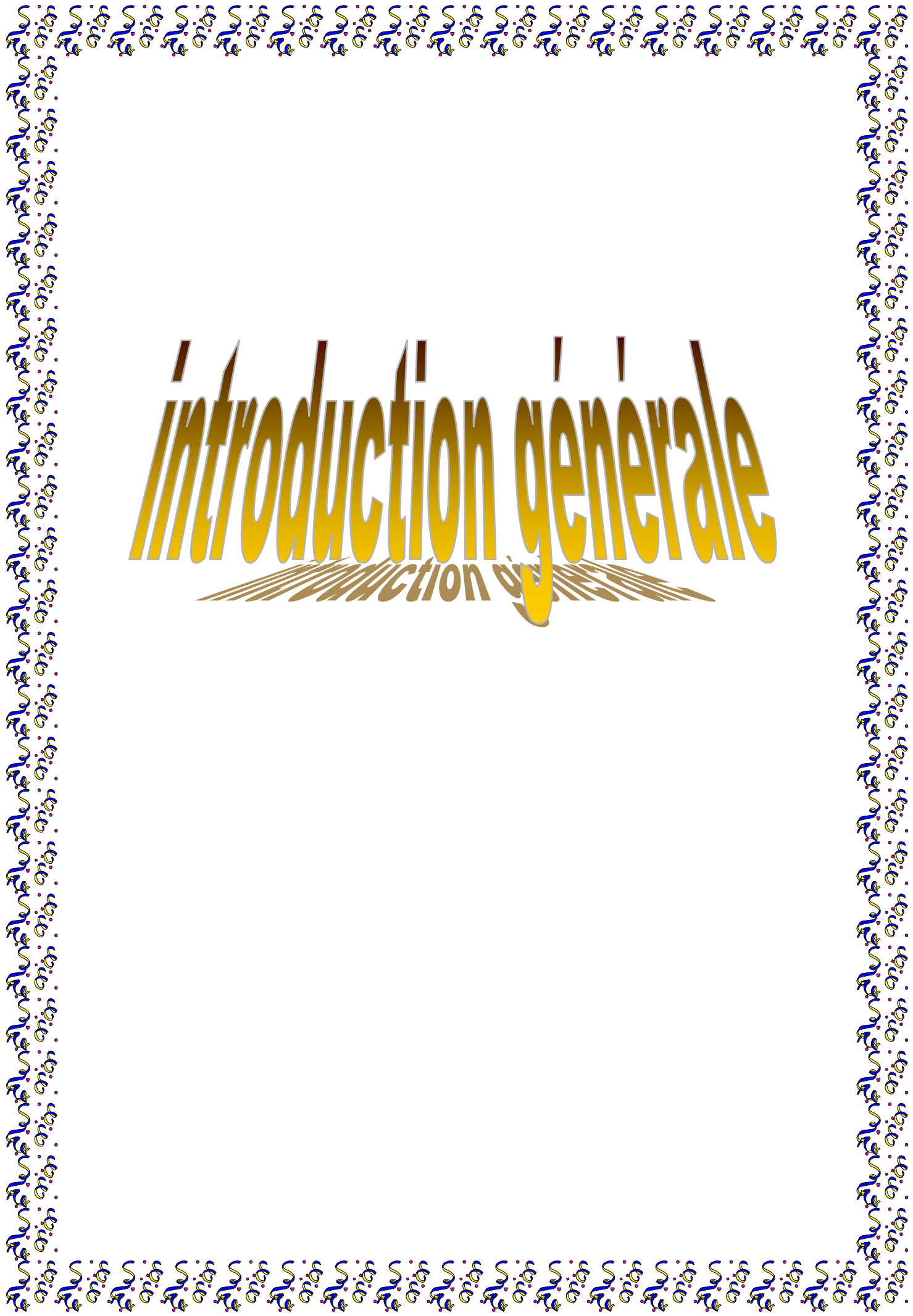
1. الاكتفاء بمصدر طاقة واحد، وهو البطارية ذات الوقود وحدها دون الحاجة الى تعويضها بمصدر اخر.
2. البطارية ذات الوقود تصبح غير قادرة لوحدها على تغذية الحمل، ما يفرض علينا التدخل بمصدر اخر للطاقة وهو المدخرة.
3. و اخيرا، البطارية ذات الوقود و البطارية لا تستطيع توفير الطاقة اللازمة للحمولة، هذا ما يجبر النظام على اللجوء الى مصدر طاقة اخر و هي المكثفة الاعظمية

Sommaire

Dédicace.....	I
Remerciement.....	II
Liste des figures et tableaux.....	III
Liste des symboles.....	VI
Résumé.....	X
sommaire.....	XIII
Introduction générale.....	1
Chapitre I modélisation et dimensionnement du du transformateur à N enroulement....	4
I.1. Introduction.....	5
I.2. Modélisation du transformateur à N ports	6
I.2.1. Généralités.....	6
I.2.2. Transformateur à N enroulements	6
I.2.3. Unicité du terme M0	9
I.2.3. Modélisation en étoile du transformateur dans le port de référence	11
I.2.4. Modélisation en polygone du transformateur.....	14
I.3. Dimensionnement d'un transformateur à quat enroulements	18
I.3.1. Généralités.....	18
I.3.2. Noyau magnétique.....	18
I.3.3. Bobinage.....	19
I.3.4. Dimensionnement du transformateur	20
I.4. Conclusion.....	23
Chapitre II modélisation et dimensionnement du convertisseur isolé.....	24
II.1.Introduction	25
II.2.Modélisation des convertisseurs isolé	26
II.2.1. Généralité sur les convertisseurs isolés.....	26
II.2.1.1. Convertisseur en pont complet.....	26
II.2.1.1.1. Onduleur alimenté en tension	26
II.2.1.1.2. Onduleur alimenté en courant.....	28
II.2.2.Convertisseur à quat port isole connecté avec pile à combustible, super condensateur et batterie	30
II.3. Dimensionnement des convertisseurs isolé [16][17][18]:	32
II.3.1. Les pertes de puissance dans le convertisseur [16][17][18][19]:.....	33
II.3.1.1. Les Pertes de conduction et de commutation d'IGBT [16][17][18][19]:	33

II.3.1.2. Les Pertes de conduction et de commutation de diode [16][17][18][19]:.....	33
II.3.1.3. Les pertes de condensateur [16][17][18].....	34
II.3.1.4. Les pertes d'inductance.....	34
II.4. conclusion.....	35
Chapitre III simulation et résultats.....	36
III.1.Introduction	37
III.2. Le dimensionnement des éléments du système :.....	38
III.2.1. Le transformateur a quart enroulement.....	38
III.2.1.1 Noyau magnétique UMCCC128.....	39
III.2.2. le convertisseur isolé :	40
III.3. La simulation du système :.....	40
III.3.1. Les résultats de la simulation :.....	41
III.3.1.2. la charge alimentée par la pile seule	41
III.3.1.3. la charge alimentée par la pile et la batterie.....	48
III.3.1.4. la charge alimentée par la pile, la batterie et le supercondensateur	54
III.4. conclusion.....	61
Conclusion générale.....	62
Bibliographe	64

introduction générale



Au cours de ces dernières années, l'utilisation des systèmes hybrides électriques a progressé dans beaucoup de secteurs industriels comme les systèmes embarqués (automobiles, bateaux, avions...), les alimentations électroniques (ordinateurs portables, téléphonies mobiles, lecteurs nomades...) et les centrales de production d'électricité. Dans un futur proche, l'utilisation des systèmes hybrides électriques deviendra plus importante, ce phénomène s'expliquant par la réduction de la production de pétrole et la demande de réduction des émissions de gaz dangereux. Le plus souvent, les sources électriques diverses comme les systèmes photovoltaïques, les piles à combustibles ou les éoliennes, les organes de stockage comme les batteries ou les supercondensateurs sont présents en nombre dans ce type de système. Parmi toutes les sources d'énergie à disposition, les piles à combustible, les systèmes photovoltaïques et les éoliennes sont celles qui possèdent les énergies spécifiques les plus élevées. Dans ce mémoire, on se propose d'étudier un système hybride électrique constitué d'une source d'énergie (pile à combustible) et de deux organes de stockage l'un de type batterie et l'autre de type supercondensateur. L'utilisation d'organes de stockage dans le système est rendue nécessaire en raison des contraintes liées aux sources utilisées à savoir les limitations dynamiques imposées par les sources électrochimiques.

Une pile à combustible est un dispositif 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 réaction chimique d'oxydoréduction. Cette réaction fait réagir l'hydrogène et l'oxygène pour produire de l'électricité, de l'eau et de la chaleur.

On peut assimiler les batteries à des sources d'énergie d'appoint alors que les supercondensateurs en raison de leur puissance spécifique élevée sont utilisés comme source de puissance, leur action étant souvent prépondérante en régime transitoire. Rappelons que la densité d'énergie des batteries est supérieure aux supercondensateurs dans un facteur moyen de dix. Pour une large gamme d'applications, les supercondensateurs sont utilisés pour fournir des pointes d'énergie parfois importantes à la charge sur des temps courts alors que les batteries fournissent l'énergie d'appoint à la charge mais sur des temps bien plus longs.

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.

Dans le premier chapitre on, s'intéresse de faire la modélisation et le dimensionnement du transformateur à N enroulements. Nous commençons ce chapitre en expliquant les principes de base de fonctionnement de ces dispositifs ainsi que la modélisation et le dimensionnement. Et enfin une conclusion résume tous que nous allons faire dans ce chapitre.

Dans le second chapitre, on s'intéresse tout particulièrement à la modélisation et la dimensionnement des convertisseurs continu-continu isolé qui sont très souvent utilisés comme convertisseur d'interface entre les sources d'énergies continues et la charge. Nous commençons ce chapitre en expliquant les principes de base de fonctionnement de ces dispositifs ainsi que la modélisation et le dimensionnement

Dans le dernier chapitre, nous allons de faire la simulation de cette système, décrit la source hybride réalisée autour d'un transformateur 4-port comportant une pile à combustible, un banc de supercondensateurs, une batterie et une charge. Et nous allons obtenir les courbes de profil de la tension et puissance dans chaque enroulement du transformateur et faire l'interprétation des résultats.

Enfin, une conclusion générale

Chapitre 1



I.1. Introduction

L'étude du fonctionnement d'un convertisseur multiport et l'élaboration de sa commande nécessite de modéliser le transformateur liant les convertisseurs et permettant les échanges d'énergie entre les différents ports du système considéré.

Cette modélisation va être effectuée dans le cas général d'un système à N ports pour lequel on va partir des relations classiques liant les tensions aux courants afin d'établir un modèle en étoile vu d'un port particulier. Un modèle de type polygone plus propice à la commande est ensuite établi pour N ports.

I.2. Modélisation du transformateur à N ports

I.2.1. Généralités

Le schéma d'un convertisseur à N ports est représenté sur la figure (I-1). Chaque port 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 ports du système.

I.2.2. Transformateur à N enroulements

Aux bornes de chaque enroulement du transformateur à N enroulements de la figure (I-2), on peut écrire une relation de la forme :

$$v_{e,n} = r_{e,n} \cdot I_{e,n} + \frac{d}{dt} \varphi_{e,n} \quad (I-1)$$

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 :

$$\varphi_{e,n} = L_{e,n} \cdot i_{e,n} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq n}}^N M_{j,n} \cdot i_{e,j} \quad (I-2)$$

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

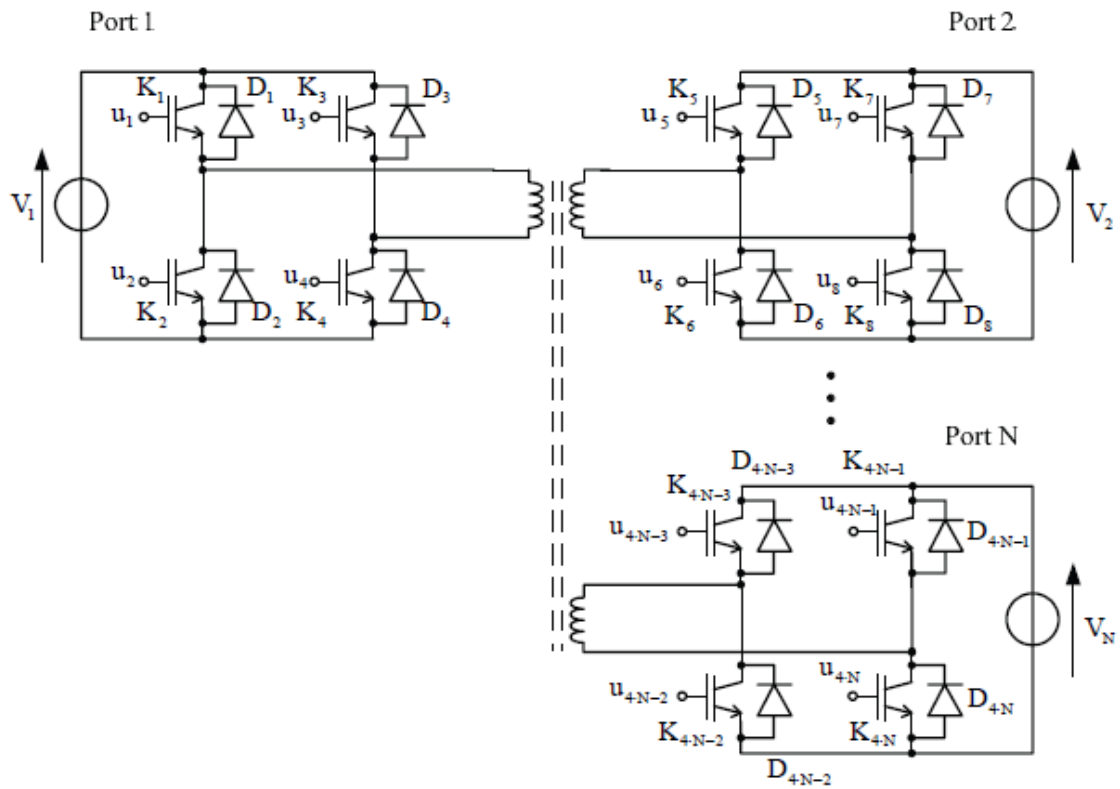


Figure (I- 1): convertisseur DC/DC à N port.

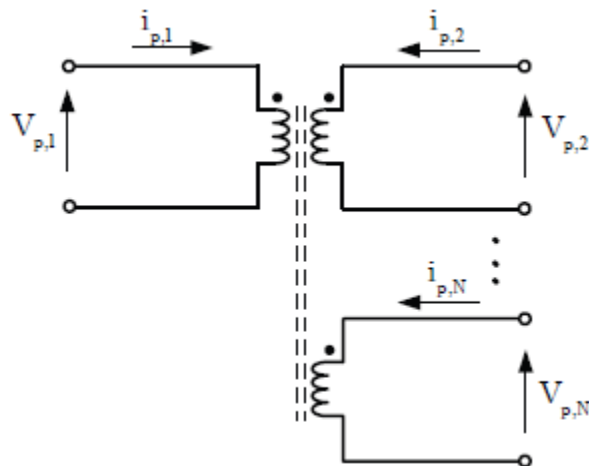


Figure (I- 2) : transformateur à N enroulement.

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

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

$$\varphi_{e,1} = \lambda_{e,1} \cdot i_{e,1} + M_0 \sum_{j=1}^N K_j i_{e,j} \quad (\text{I-3})$$

avec :

$$\lambda_{e,1} = L_{e,1} - M_0$$

$$K_j - M_0 = M_{j,n} \quad (\text{I-4})$$

$$K_1 = 1$$

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 :

$$\varphi_{e,n} = \lambda_{e,n} \cdot i_{e,n} + K_n \cdot M_0 \cdot \sum_{j=1}^N K_j i_{e,j} \quad (\text{I-5})$$

avec :

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

$$K_j \cdot K_n M_0 = M_{j,n} \quad (\text{I-6})$$

La connaissance des différentes inductances et mutuelles inductances de l'équation (I-2), 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 :

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

$$K_n = \frac{M_{j,n}}{M_0} \quad (\text{I-7})$$

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

I.2.3. Unicité du terme M_0

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 figure I-3 un transformateur à N enroulements dont le circuit magnétique équivalent comporte N cellules élémentaires placées en série (figure I-4).

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 :

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

$$v_n = n_n \cdot i_n = R_{f,n} \cdot \varphi_{f,n} + R_n \cdot \varphi_n = (R_n + R_{f,n}) \cdot \varphi_n - R_{f,n} \cdot \varphi_0 \quad (\text{I-8})$$

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

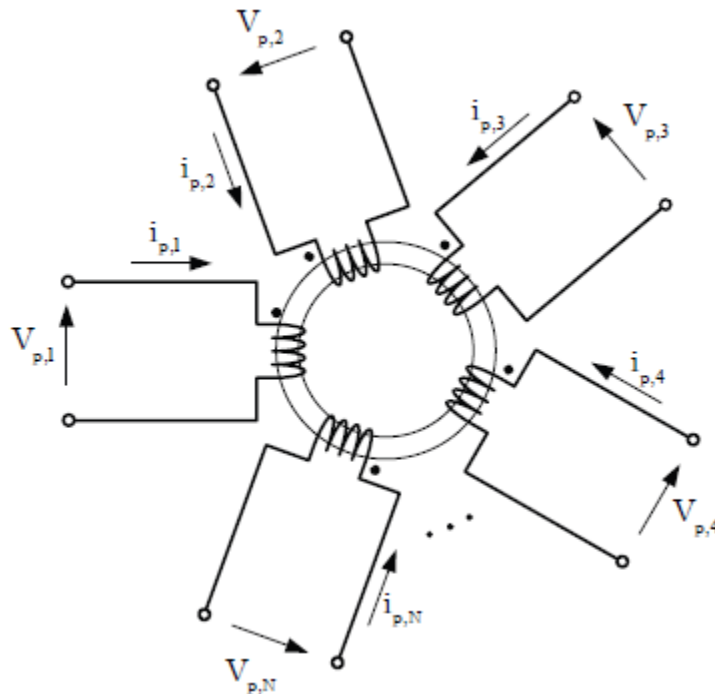


Figure (I- 3) : transformateur à N enroulements.

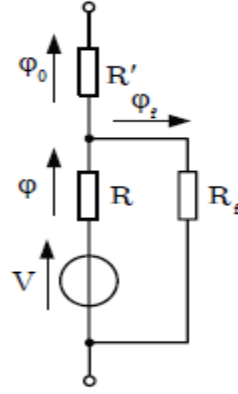


Figure (I- 4) : circuit équivalent d'un enroulement élémentaire.

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

$$V_1 = R_1 \cdot \varphi_{l,1} + R_{l,0} \cdot \varphi_{1,0} \quad (\text{I-9})$$

Avec :

$$\begin{aligned} R_{1,0} &= R_1' + \sum_{n=2}^N R_n' + \frac{R_n \cdot R_{f,n}}{R_n + R_{f,n}} \\ &= \left(\sum_{n=1}^N R_n' + \frac{R_n \cdot R_{f,n}}{R_n + R_{f,n}} \right) - \frac{R_1 \cdot R_{f,1}}{R_1 + R_{f,1}} \\ &= R_0 - \frac{R_1 \cdot R_{f,1}}{R_1 + R_{f,1}} \end{aligned} \quad (\text{I-10})$$

et ainsi :

$$\begin{aligned} \varphi_{1,0} &= \frac{R_{f,1}}{(R_1 + R_{f,1}) \cdot R_{1,0} + R_1 \cdot R_{f,1}} \cdot V_1 = \frac{R_{f,1}}{(R_1 + R_{f,1}) \cdot R_0} \cdot V_1 \\ \varphi_{1,1} &= \frac{R_{f,1} + R_{1,0}}{R_1 \cdot R_{f,1} \cdot R_{1,0} (R_1 + R_{f,1})} \cdot V_1 = \frac{R_{f,1}^2 + R_0 \cdot (R_{f,1} + R_1)}{R_0 \cdot (R_{f,1} + R_1)} \cdot V_1 \end{aligned} \quad (\text{I-11})$$

Dans l'enroulement n le flux a pour valeur :

$$\varphi_{1,n} = \frac{R_{f,n}}{R_n + R_{f,n}} \quad (\text{I-12})$$

soit pour la mutuelle entre les enroulements 1 et n :

$$M_0 = \frac{n_n + \varphi_n}{i_1} = \frac{R_{f,n} \cdot R_{f,1}}{(R_n + R_{f,n}) \cdot (R_1 + R_{f,1})} \cdot n_1 \cdot n_n \quad (\text{I-13})$$

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 :

$$M_0 = \frac{M_{1,j} \cdot M_{1,n}}{M_{j,n}} = \frac{R_{f,1}^2}{(R_1 + R_{f,1}) \cdot R_0} \cdot n_1^2 \quad (\text{I-14})$$

valeur indépendante des enroulements j et n considérés.

I.2.3. Modélisation en étoile du transformateur dans le port de référence

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

$$V_n = \frac{V_{e,n}}{K_n} = r_n \cdot i_n + \lambda_n \cdot \frac{di_n}{dt} + M_0 \cdot \sum_{j=1}^N \frac{di_j}{dt} \quad (\text{I-15})$$

Avec :

$$i_n = K_n \cdot i_{e,n}$$

$$r_n = \frac{r_{e,n}}{K_n^2} \quad (\text{I-16})$$

$$\lambda_n = \frac{\lambda_{e,n}}{K_n^2}$$

On obtient ainsi le modèle classique du transformateur à N enroulements représenté sur la figure (I-5) [01].

Si l'on considère le système d'équations (I-15) précédent, il est aisé de transformer le modèle de la figure (I-5) afin d'obtenir le modèle en étoile(ou modèle en Y) de la figure (I-6).

A partir de ce modèle en Y, différents auteurs transfèrent l'inductance magnétisante du côté de la source v1figure (I-7) afin de ne conserver au niveau du nœud commun que des inductances [02], [03].

Si l'on écrit la tension de l'enroulement 1 au l'enroulement j, on a :

$$V_1 = r_1 \cdot i_1 + \lambda_1 \cdot \frac{di_1}{dt} - r_j \cdot i_j + \lambda_j \cdot \frac{di_j}{dt} + V_j \quad (\text{I-17})$$

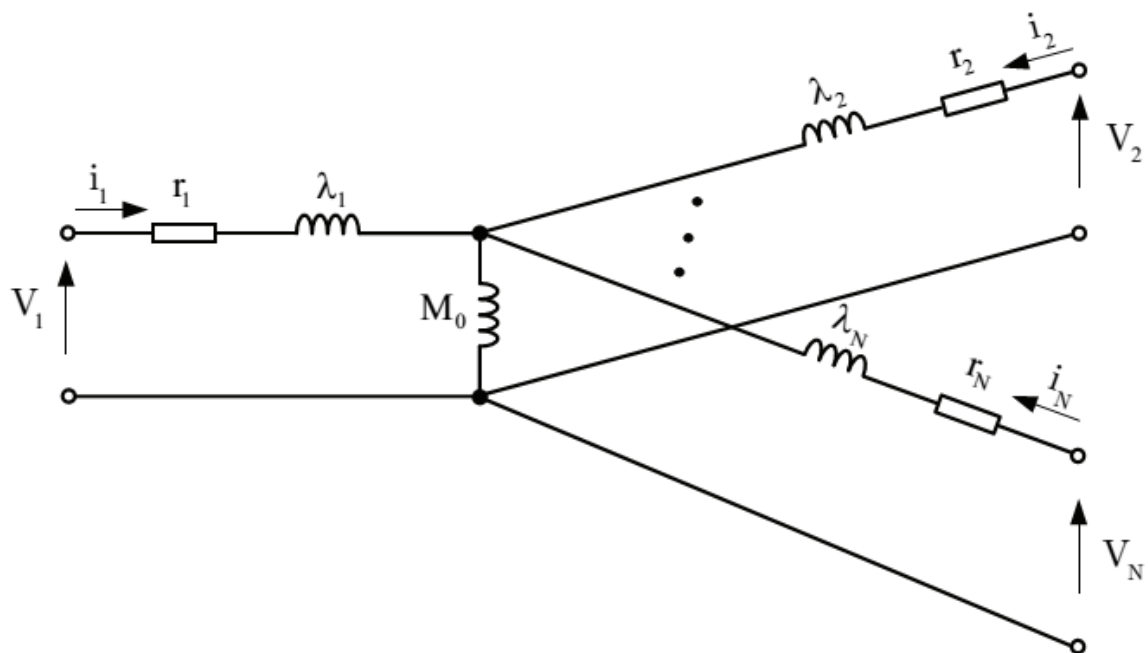


Figure (I- 5): Modèle du transformateur à N enroulements.

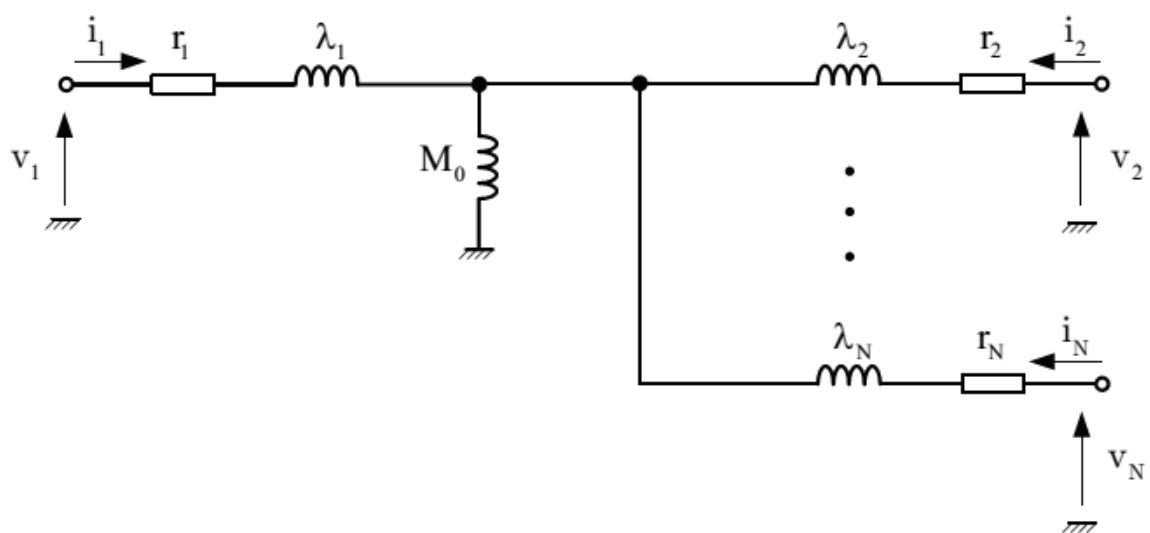


Figure (I- 6): Modèle en étoile du transformateur à N enroulements.

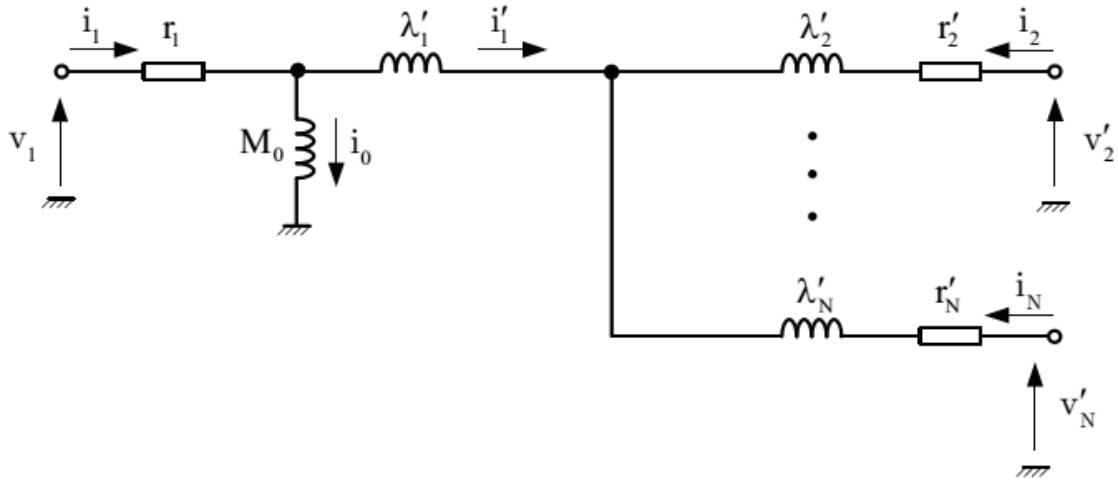


Figure (I- 7) : Modèle en étoile avec l'inductance magnétisante du côté de la tension d'alimentation v_1 .

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 :

$$i_1 = i_1' + i_0$$

$$i_0 = \sum_{n=1}^N i_n \quad (\text{I-18})$$

soit :

$$V_1 = r_1 \cdot i_1 + \lambda_1 \cdot \frac{di_1'}{dt} + \lambda_1 \cdot \frac{di_0}{dt} - r_j \cdot i_j + \lambda_j \cdot \frac{di_j}{dt} + V_j \quad (\text{I-19})$$

et :

$$V_1 - r_1 \cdot i_1 = M_0 \frac{di_0}{dt} \quad (\text{I-20})$$

Ces deux équations conduisent à :

$$(V_1 - r_1 \cdot i_1) \cdot \left(1 - \frac{\lambda_1}{M_0}\right) = \lambda_1 \cdot \frac{di_1'}{dt} - r_j \cdot i_j - \lambda_j \cdot \frac{di_j}{dt} + V_j \quad (\text{I-21})$$

soit :

$$V_1 = r_1 \cdot i_1 + \lambda_1' \cdot \frac{di_1'}{dt} - r_j' \cdot i_j - \lambda_j' \cdot \frac{di_j}{dt} + V_j' \quad (\text{I-22})$$

ou :

$$\lambda_1' = \frac{\lambda_1}{1 - \frac{\lambda_1}{M_0}} \quad V_j' = \frac{V_j}{1 - \frac{\lambda_1}{M_0}}$$

$$\lambda_j' = \frac{\lambda_j}{1 - \frac{\lambda_1}{M_0}} \quad r_j' = \frac{r_j}{1 - \frac{\lambda_1}{M_0}} \quad (\text{I-23})$$

Les relations (I-18), (I-19) et (I-22) conduisent au modèle déjà présenté sur la figure (I-7) avec :

$$i_1 = i_1' + i_0$$

$$i_1' + i_2 + i_3 = 0$$

$$V_1 = r_1 \cdot i_1 + M_0 \frac{di_0}{dt} \quad (\text{I-24})$$

$$V_1 = r_1 \cdot i_1 + \lambda_1' \cdot \frac{di_1'}{dt} - r_j' \cdot i_j - \lambda_j' \cdot \frac{di_j}{dt} + V_j' \quad j \in \{2 \dots N\}$$

I.2.4. Modélisation en polygone du transformateur

Avec N enroulements, on va déterminer le modèle en polygone à partir du modèle en étoile (figure I-8).

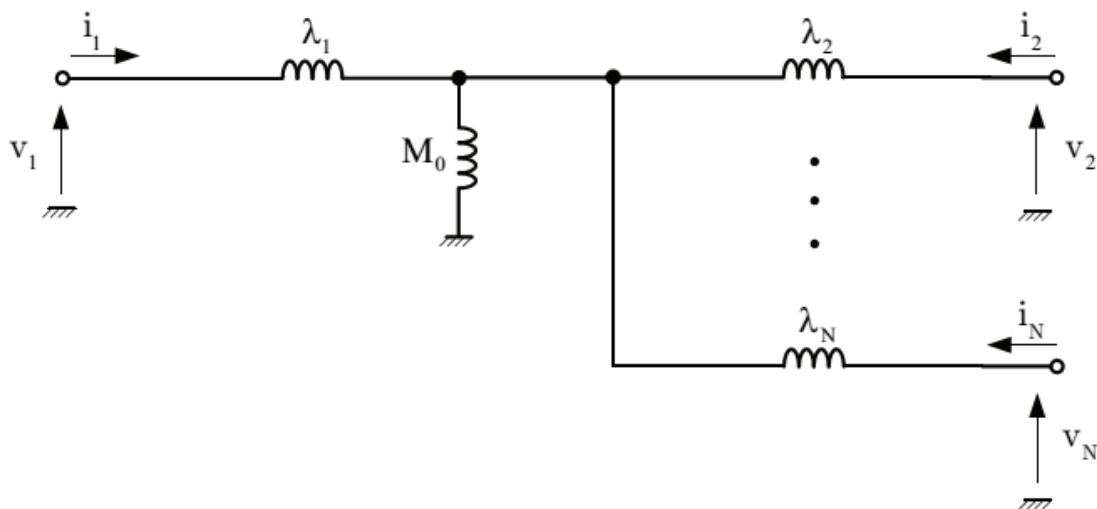
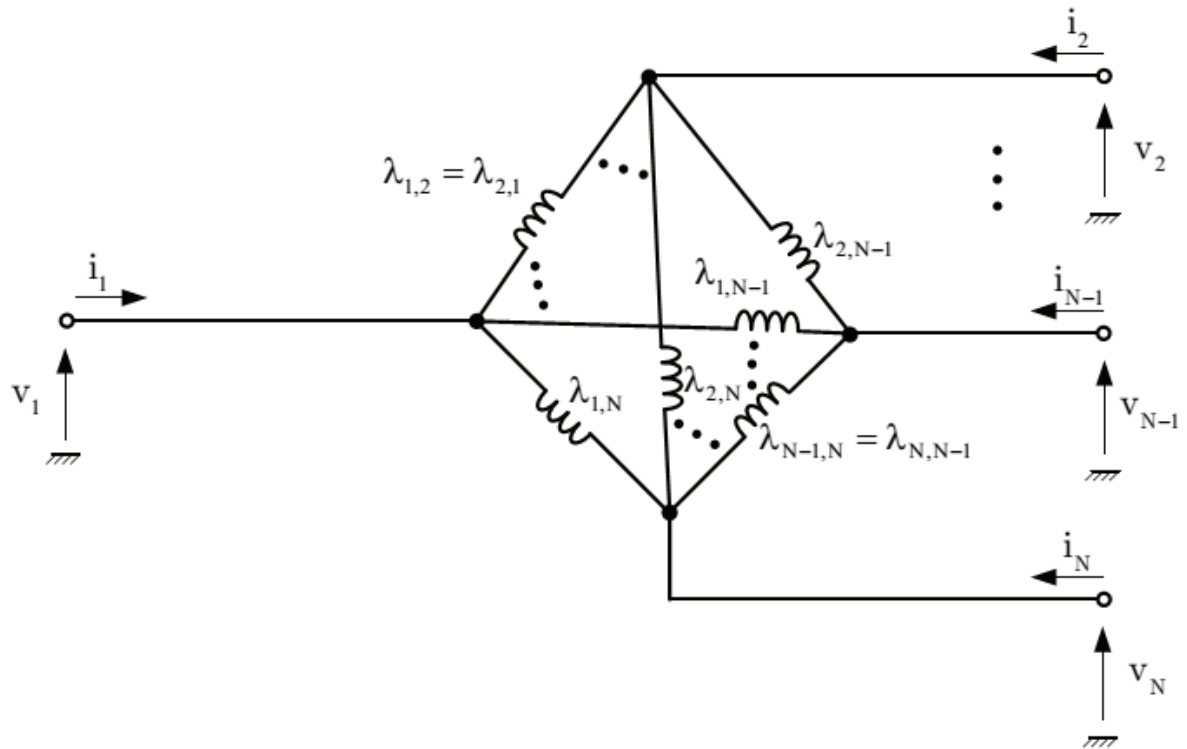


Figure (I- 8): Modèles Y du transformateur à N enroulements.

Figure (I- 9) : 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 ports n et m , les autres ports étant mis à la masse, on a alors pour le modèle en étoile, le schéma de la figure I-9 dont on peut établir son équien à l'aide du théorème de Thévenin.

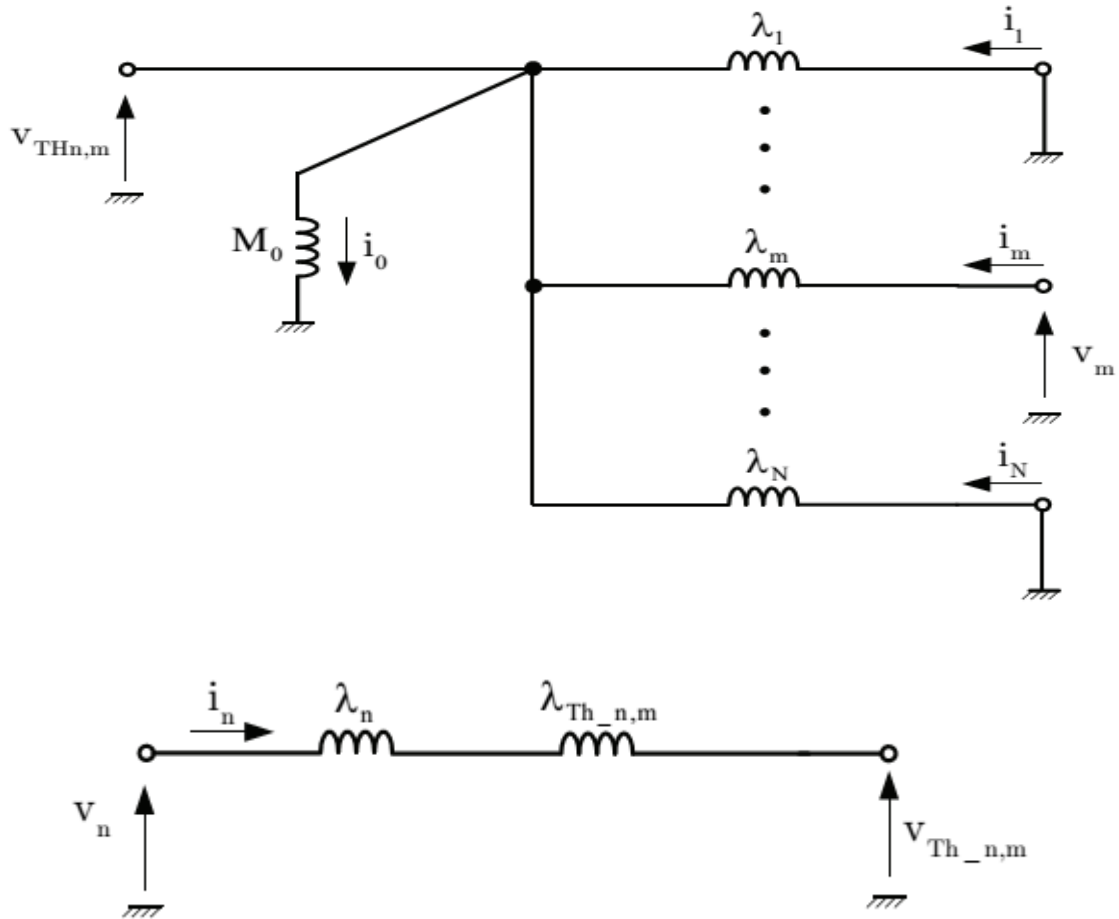


Figure (I- 10) : Schéma de Thévenin équivalent au modèle Y.

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

$$\lambda_{0_n,m} = \frac{1}{\frac{1}{M_0} + \sum_{\substack{K=1 \\ K \neq n \\ K \neq m}}^N \frac{1}{\lambda_K}} \quad (I-25)$$

et l'inductance de Thévenin :

$$\lambda_{Th_n,m} = \frac{1}{\frac{1}{\lambda_{0_n,m}} + \frac{1}{\lambda_m}} = \frac{1}{\frac{1}{M_0} + \sum_{\substack{K=1 \\ K \neq n}}^N \frac{1}{\lambda_K}} \quad (I-26)$$

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

$$V_{Th_n,m} = \frac{\lambda_{0_n,m}}{\lambda_{0_n,m} + \lambda_m} \cdot V_m = \frac{\lambda_{Th_n,m}}{\lambda_m} \cdot V_m \quad (I-27)$$

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 figure (I-9), le diagramme de la figure (I-10).

La puissance portée par cet harmonique du port n vers le port m a pour valeur :

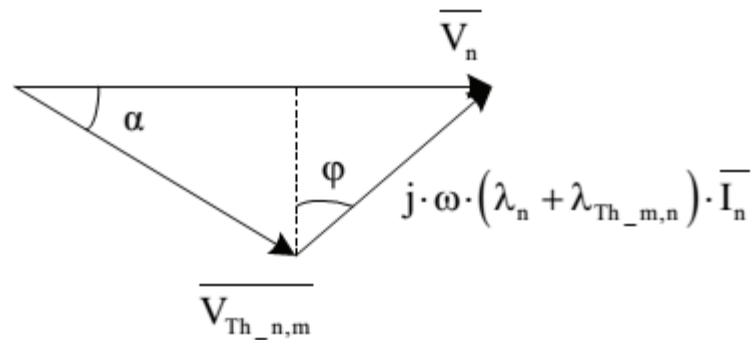


Figure (I- 11) : Diagramme de calcul de l'harmonique de pulsation ω du courant i_n .

$$\begin{aligned}
 P_{n,m} &= V_n \cdot I_n \cdot \cos \varphi = \frac{V_n \cdot V_{Th_{n,m}} \cdot \sin \alpha}{(\lambda_m + \lambda_{Th_{n,m}}) \cdot \omega} \\
 &= \frac{\lambda_{Th_{n,m}}}{\lambda_m \cdot (\lambda_n + \lambda_{Th_{n,m}}) \cdot \omega} \cdot V_n \cdot V_m \cdot \sin \alpha
 \end{aligned} \tag{I-28}$$

Pour le modèle en polygone, la figure (I-11) donne le diagramme permettant de calculer la puissance échangée entre les ports n et m.

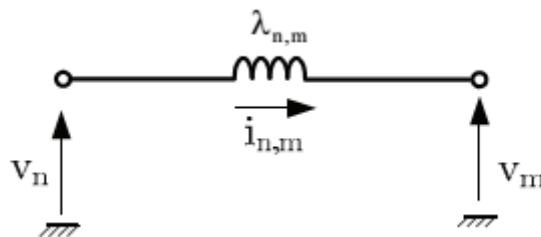


Figure (I- 12). Schéma de calcul de la puissance échangée pour le modèle Δ .

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 :

$$P_{n,m} = \frac{1}{\lambda_{n,m} \cdot \omega} \cdot V_n \cdot V_m \cdot \sin \alpha \tag{I-29}$$

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

$$\begin{aligned}\lambda_{n,m} &= \frac{\lambda_m \cdot (\lambda_n + \lambda_{Th_{n,m}})}{\lambda_{Th_{n,m}}} \\ &= \lambda_m \cdot \lambda_m + \left(\frac{1}{M_0} + \sum_{K=1}^N \frac{1}{\lambda_K} \right)\end{aligned}\quad (I-30)$$

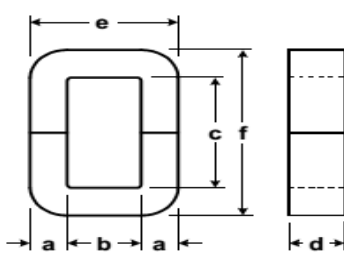
I.3. Dimensionnement d'un transformateur à quat enroulements

I.3.1. Généralités

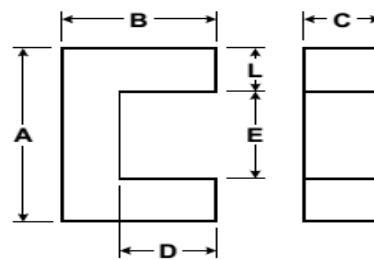
Un transformateur à quatre enroulements associe un circuit magnétique et des enroulements. On rappellera dans un premier temps ce que l'on peut utiliser pour les réaliser ainsi que le principe d'une méthode de dimensionnement de tel dispositif. Les deux transformateurs réalisés dans le cadre de cette thèse sont ensuite présentés.

I.3.2. Noyau magnétique

Les noyaux magnétiques existent sous différentes formes en C, en U en E ou de forme toroïdale (figure I-12). Ces noyaux diffèrent ensuite de par le matériau utilisé, le paramètre important étant l'induction maximale supportée. Une valeur importante de cette induction maximale permet en effet de réduire la taille des bobinages, leur poids, volume, coût et les pertes associées.



(a) forme en C



(b) forme en U



(c) forme en E

(d) Tore

Figure (I- 13) : Différents types de noyaux magnétiques et dimensions caractéristiques [4].

I.3.3. Bobinage

Dans les convertisseurs à fréquence de commutation élevée (supérieure à 10 kHz), les effets pelliculaires et de proximité doivent être pris en compte en raison de leur importance sur le niveau des pertes. Afin de réduire ces effets, on peut utiliser de minces rubans de cuivre plutôt que des conducteurs massifs ou des conducteurs divisés (figure I-13). Un cas particulier de conducteurs divisés est ce que l'on appelle les fils de Litz où le conducteur est constitué de nombreux brins isolés dont la taille dépend de la fréquence d'utilisation.

Afin d'éviter les effets de proximité et pour assurer une bonne répartition du courant dans les brins, ceux-ci sont en plus généralement torsadés.



Figure (I- 14) : Exemples de bobinage haute fréquence (ruban isolé à gauche [05] et filde Litz à droite [06]).

I.3.4. Dimensionnement du transformateur

Le dimensionnement du circuit magnétique du transformateur est réalisé en utilisant un terme correspondant à un produit d'aires (magnetic core index en anglais), [04] :

$$A_p = A_c \cdot W_a \quad (\text{I-31})$$

où A_c est la section du circuit magnétique où circule le flux et W_a la surface de la fenêtre traversée par les conducteurs.

Ce terme A_p va être défini à partir des contraintes d'utilisation du transformateur, puissance transférée, fréquence de fonctionnement f , induction B dans le circuit magnétique et densité de courant J dans les conducteurs.

Pour cela, on écrit la valeur efficace de la tension appliquée à l'enroulement i sous la forme [04] :

$$V_i = K \cdot f \cdot n_i \cdot B \cdot A_c \quad (\text{I-32})$$

où n_i est le nombre de spires de l'enroulement et K un facteur de forme de l'onde de tension (en pratique K est égal à 4 pour des créneaux de tension [07]).

Pour un transformateur à quatre enroulements, la puissance apparente s'écrit ainsi :

$$\sum_{i=1}^4 V_i \cdot I_i = K \cdot f \cdot B \cdot A_c \cdot \sum_{i=1}^4 n_i \cdot I_i \quad (\text{I-33})$$

où I_i est le courant efficace dans les enroulements.

La section W_a de la fenêtre où sont placés les conducteurs (figure I-14) est liée à leur section par relation de la forme :

$$\sum_{i=1}^3 n_i \cdot a_i = K_u \cdot W_a \quad (\text{I-34})$$

où K_u est le facteur d'utilisation de la fenêtre.

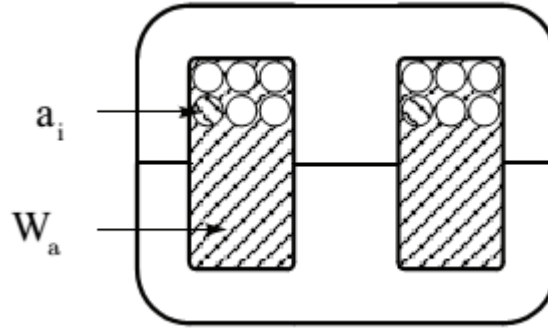


Figure (I- 15) : Définition du facteur d'utilisation de la fenêtre du circuit magnétique.

On peut faire apparaître dans cette relation le courant I_i et la densité de courant J_i pour chaque enroulement :

$$\sum_{i=1}^4 n_i \cdot \frac{I_i}{j_i} = K_u \cdot W_a \quad (\text{I-35})$$

Soit si l'on suppose que la densité de courant est la même pour les trois enroulements :

$$\sum_{i=1}^4 n_i \cdot I_i = j \cdot K_u \cdot W_a \quad (\text{I-36})$$

On obtient ainsi pour le terme A_p , à l'aide des relations (I-33) et (I-36) :

$$A_e = A_c \cdot W_a = \frac{\sum_{i=1}^4 V_i \cdot I_i}{j \cdot K_u \cdot K_f \cdot B} \quad (\text{I-37})$$

Pour un circuit magnétique donné, les catalogues des fabricants donnent les valeurs du terme A_p pour un circuit élémentaire et la valeur obtenue à partir des spécifications du montage permet de définir le nombre de circuit élémentaire qu'il faudra empiler pour réaliser le transformateur considéré.

La relation (I-32) permet ensuite de calculer le nombre de spires de chacun des enroulements à partir de la tension d'entrée de l'enroulement correspondant.

Le circuit magnétique et le nombre bobinage étant définis, on peut déterminer les pertes attendues dans le transformateur :

$$P_{cu} = \sum_{i=1}^4 R_i \cdot I_i^2 \quad (\text{I-38})$$

où R_i est la résistance du bobinage de l'enroulement i .

On peut lier la valeur de cette résistance à la structure du bobinage en faisant apparaître un facteur FR caractéristique de la fréquence des formes d'onde :

$$R_i = F_{R,i} \cdot R_{DC,i} \quad (I-39)$$

où RDC est la résistance du bobinage pour une alimentation en continu.

Le facteur FR dépend de la fréquence mais aussi du rapport [08]:

$$\gamma = \frac{d}{\delta} \quad (I-40)$$

Soit :

$$P_{cu} = \sum_{i=1}^4 \frac{\rho \cdot n_i L_i}{a_i} I_i^2 \quad (I-41)$$

où ρ est la résistivité du conducteur et L_i la longueur moyenne d'une spire du bobinage.

On a supposé que les densités de courant dans les bobinages étaient identiques. S'il en est de même pour la longueur moyenne L des spires, on peut écrire :

$$P_{cu} = \sum_{i=1}^4 \frac{\rho \cdot n_i \cdot L_i}{a_i} \cdot I_i^2 \quad (I-42)$$

où ρ est la résistivité du conducteur et L_i la longueur moyenne d'une spire du bobinage.

On a supposé que les densités de courant dans les bobinages étaient identiques. S'il en est de même pour la longueur moyenne L des spires, on peut écrire :

$$P_{cu} = \rho \cdot L \sum_{i=1}^4 \frac{n_i}{a_i} \cdot I_i^2 = \rho \cdot L \cdot J^2 \sum_{i=1}^4 n_i \cdot a_i \quad (I-43)$$

ce qui devient à l'aide de la relation I-36 :

$$P_{cu} = \rho \cdot L \cdot K_u \cdot J^2 \cdot W_a \quad (I-44)$$

et ce qui montre que pour un transformateur donné, c'est la densité de courant qui définit le niveau des pertes par effet Joule.

En pratique, la densité de courant ne sera pas identique d'un enroulement à l'autre si l'on utilise le même fil de section a pour les différents enroulements, on aura alors :

$$P_{cu} = \frac{\rho \cdot L}{a} \sum_{i=1}^4 n_i \cdot I_i^2 \quad (I-45)$$

De leur côté, les pertes fer s'écrivent à partir de l'équation de Steinmetz [48]:

$$P_{fer} = V_c \cdot K_c \cdot f^\alpha \cdot B^\alpha \quad (I-46)$$

où V_c est le volume du circuit magnétique, K_c , α et β sont des coefficients dépendant de la nature du matériau utilisé. Pour un transformateur donné, ces pertes dépendent de la fréquence de fonctionnement et du niveau de l'induction.

Connaissant les pertes totales :

$$P_{total} = P_{cu} + P_{fer} \quad (I-47)$$

on peut en déduire l'élévation de température du transformateur. Pour un transformateur en double E, cette élévation est donnée par la relation [04] :

$$\Delta T = 450 \left(\frac{P_{total}}{A_{trans}} \right)^{0.826} \quad (I-48)$$

I.4. Conclusion

Dans ce chapitre, le transformateur à N-enroulements et ses modèles pour un convertisseur à N ports ont été présentés. Le modèle du transformateur, qui permet de calculer simplement l'échange d'énergie entre les différents ports du convertisseur, a été présenté.

Le modèle étoile est obtenu en transférant les grandeurs caractéristiques dans un des ports. On obtient ensuite un modèle en polygone qui ne néglige aucun élément.

Les seuls paramètres négligées dans la modélisation de type circuit électrique sont la saturation et les pertes fer.

Chapitre II



II.1.Introduction

On désigne sous le terme générique de « convertisseur continu-continu » les convertisseurs permettant, à l'aide de la techniques de découpage et de filtrage, obtenir une tension continu déterminé à partir d'une tension continu quelconque, ce sont donc des convertisseurs tension continu-tension continu

Les convertisseurs isolés continu-continu sont utilisés lorsqu'une isolation galvanique est nécessaire entre la source et la charge que ce soit pour des raisons de protection ou de monter en tension.

La structure de ces convertisseurs est généralement dérivée de la structure des montages classiques Buck, Boost et Buck-Boost auxquels on a ajouté un transformateur.

II.2. Modélisation des convertisseurs isolé

II.2.1. Généralité sur les convertisseurs isolés

II.2.1.1. 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.

II.2.1.1.1. Onduleur alimenté en tension

Le convertisseur en pont complet de la figure (II-1) 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 [9].

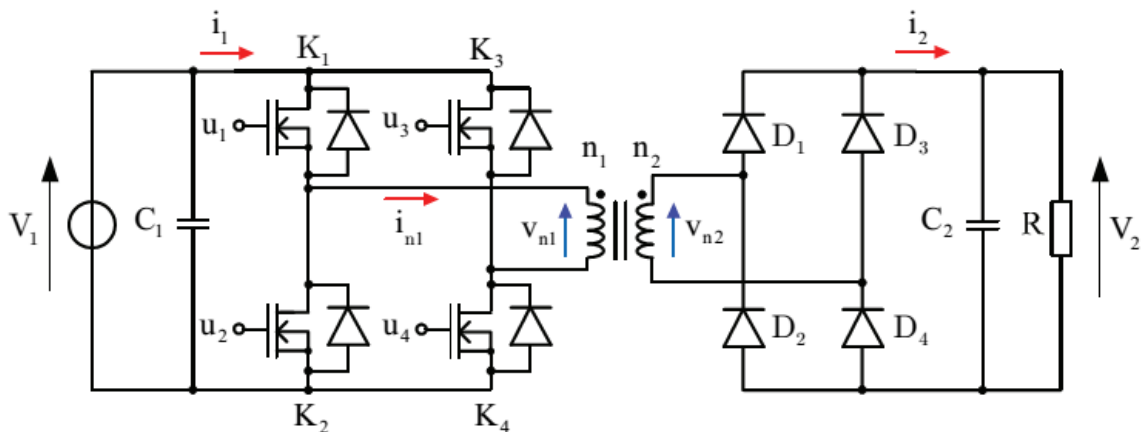


Figure (II- 1):Onduleur en pont complet [10].

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 figure (II-2) 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.

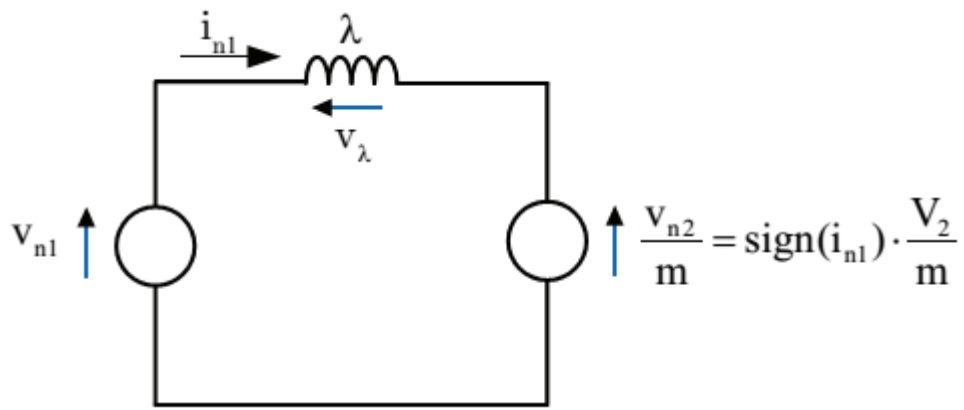


Figure (II- 2):Schéma de principe d'un convertisseur en pont complet [10].

Les différentes formes d'onde sont représentées sur la figure (II-3).

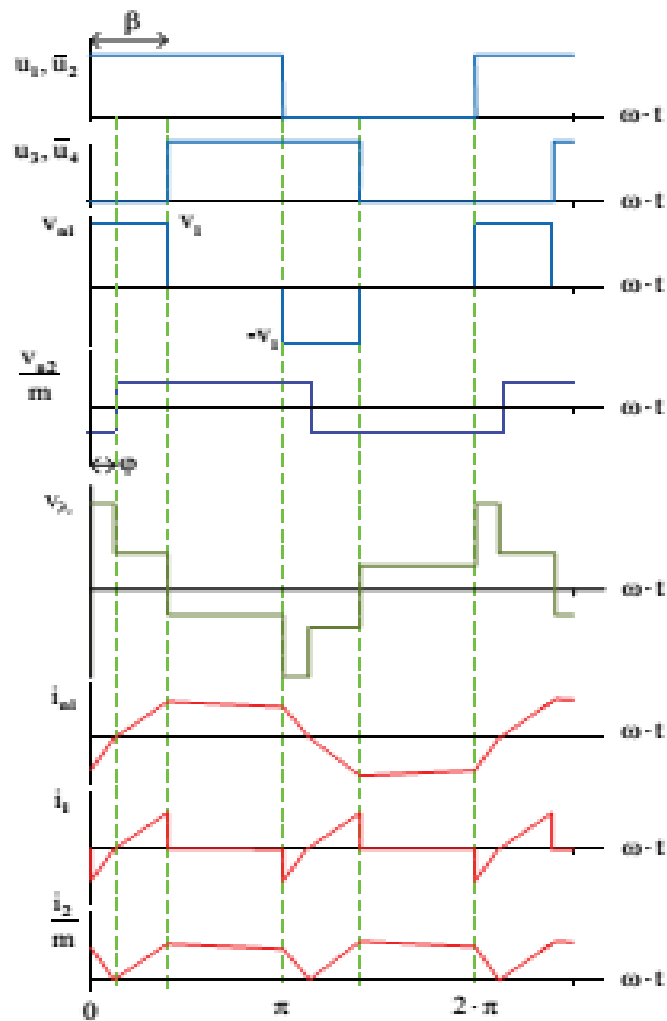


Figure (II- 3):Formes d'ondes typiques d'un convertisseur en pont complet.

II.2.1.1.2. Onduleur alimenté en courant

Ce montage est dérivé du convertisseur Boost et a la structure d'un onduleur de tension placé en série avec une inductance (figure 1-34). Comme pour l'onduleur de tension précédent, au secondaire on peut utiliser un pont de diodes [11], [12] et [13] ou des montages destinés à multiplier par 2 la valeur de la tension de sortie [14] et [15].

Les avantages de ce convertisseur sont :

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

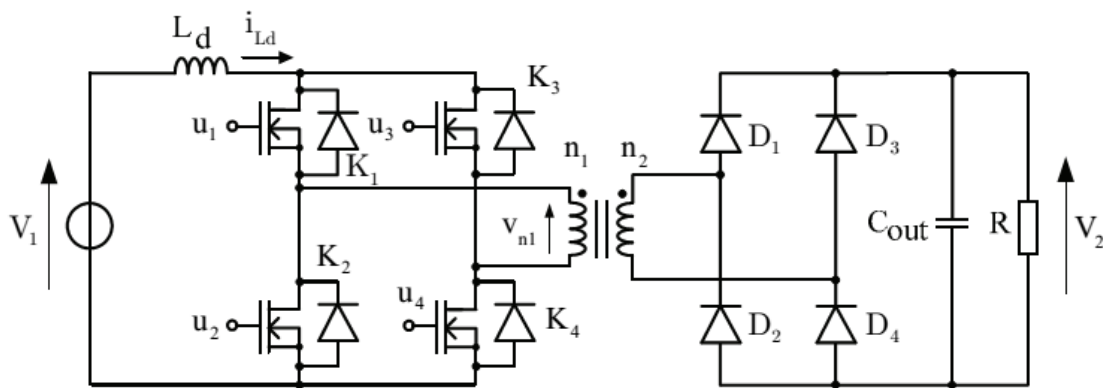


Figure (II- 4):Boost isolé en pont complet.

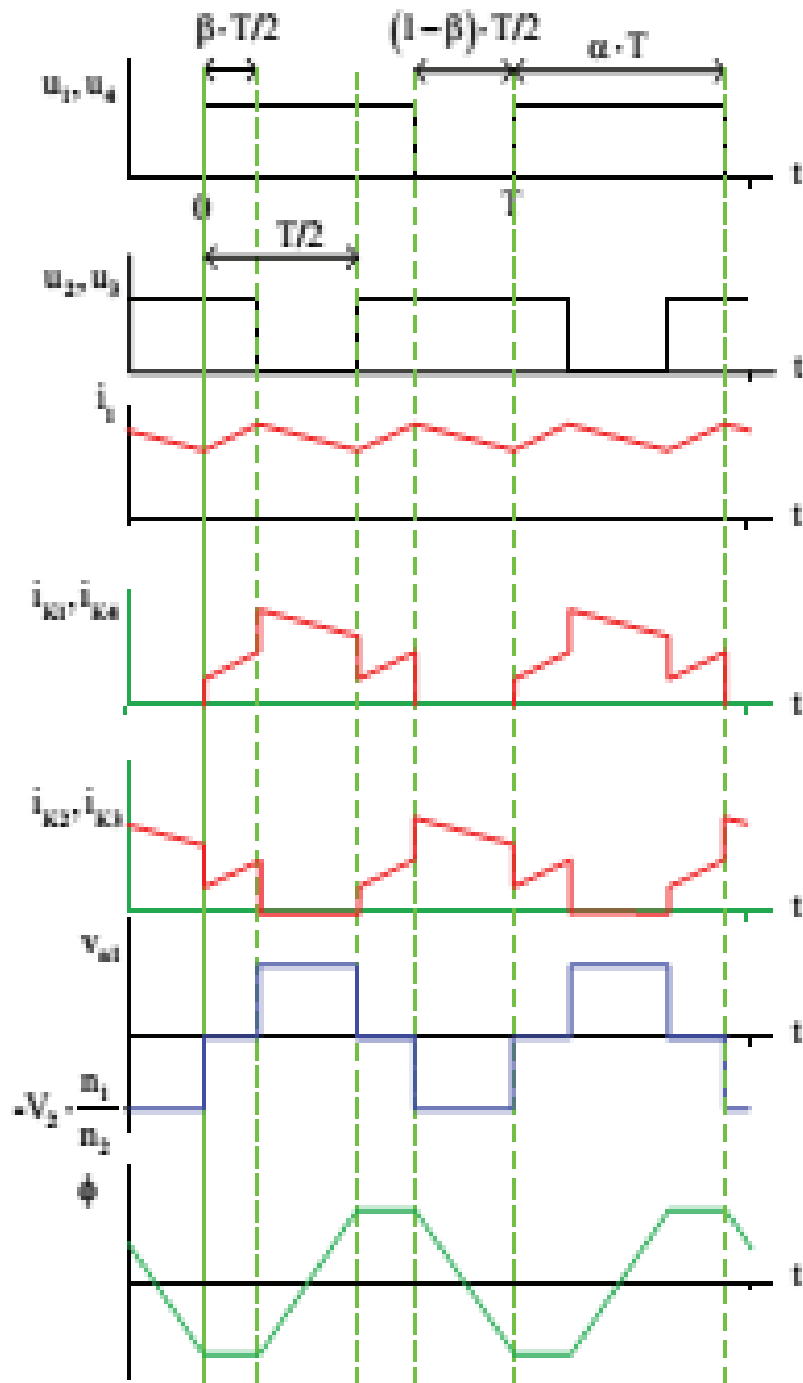


Figure (II- 5):Formes d'ondes typiques d'un convertisseur de type Boost isolé en pont complet.

Et ses inconvénients :

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

II.2.2. Convertisseur à quat port isole connecté avec pile à combustible, super condensateur et batterie

Source hybride :

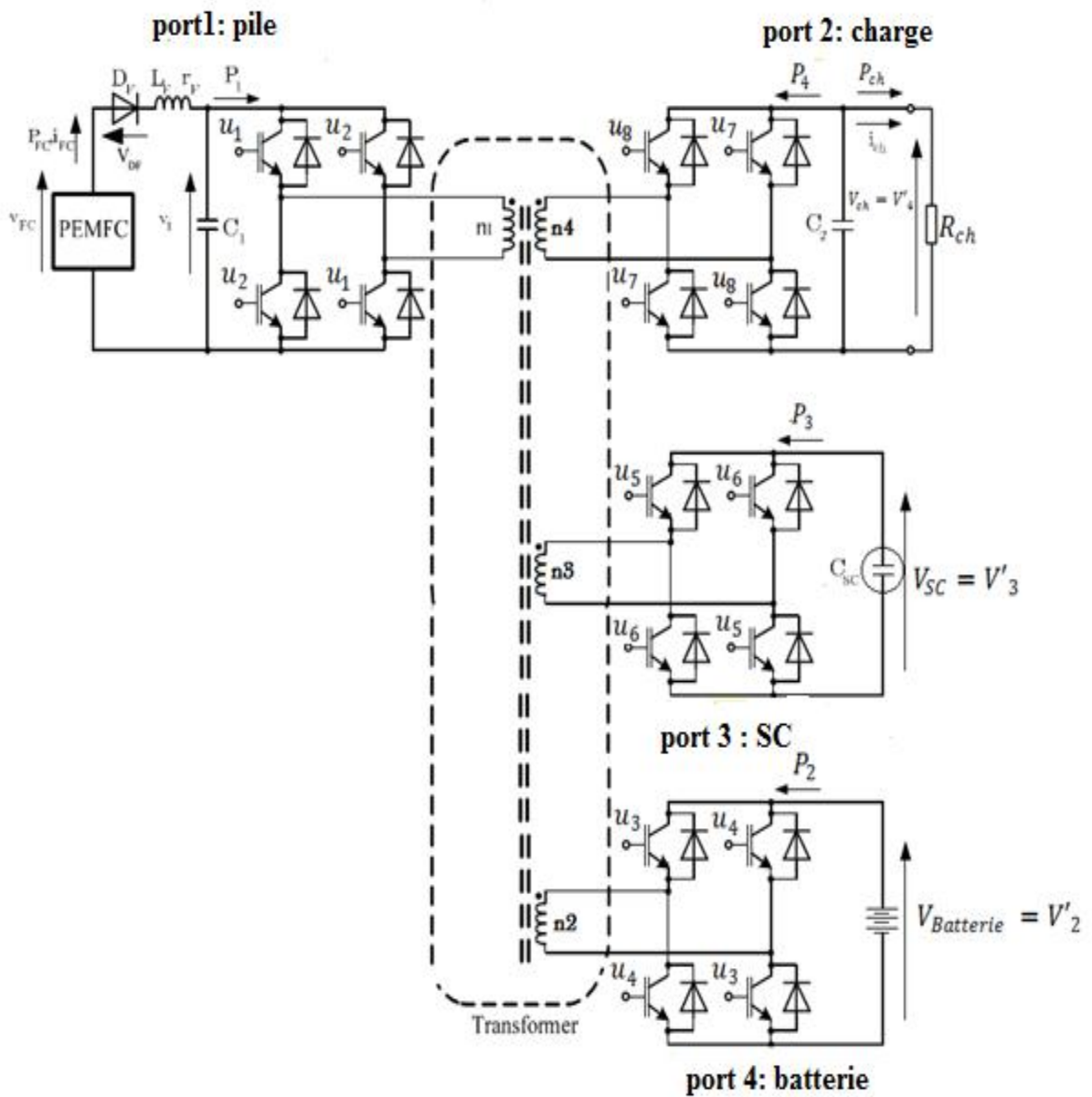
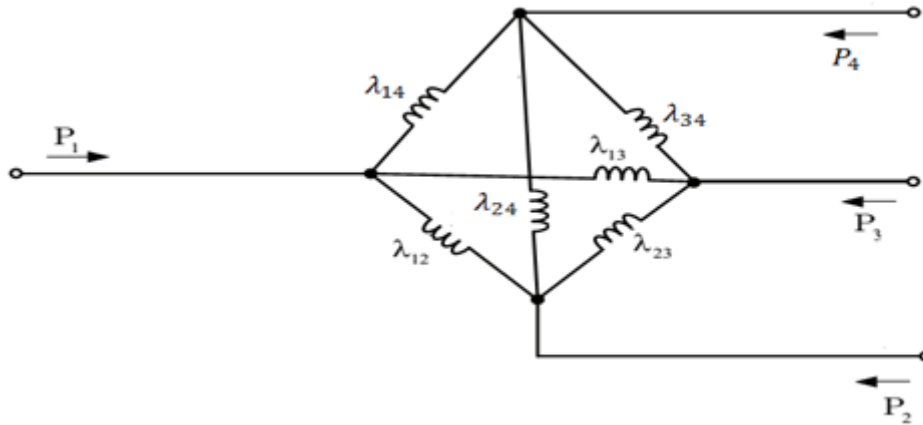


Figure (II- 6):schéma bloc d'un système hybride.

Figure (II- 7):Modèles Δ du transformateur à 4 enroulements.

$$P_1 = P_{12} + P_{13} + P_{14}$$

$$P_2 = P_{21} + P_{23} + P_{24}$$

$$P_3 = P_{31} + P_{32} + P_{34}$$

$$P_4 = P_{41} + P_{42} + P_{43}$$

$$P_{12} = \frac{V_1 \cdot V_2}{\omega \cdot \lambda_{12}} \cdot \varphi_{12} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi}\right) = -\frac{V_1 \cdot V_2}{\omega \cdot \lambda_{12}} \cdot \varphi_{21} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{21}|}{\pi}\right) = -P_{21}$$

$$P_{13} = \frac{V_1 \cdot V_3}{\omega \cdot \lambda_{13}} \cdot \varphi_{13} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{13}|}{\pi}\right) = -\frac{V_1 \cdot V_3}{\omega \cdot \lambda_{13}} \cdot \varphi_{31} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi}\right) = -P_{31}$$

$$P_{14} = \frac{V_1 \cdot V_4}{\omega \cdot \lambda_{14}} \cdot \varphi_{14} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{14}|}{\pi}\right) = -\frac{V_1 \cdot V_4}{\omega \cdot \lambda_{14}} \cdot \varphi_{41} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{41}|}{\pi}\right) = -P_{41}$$

$$P_{23} = \frac{V_2 \cdot V_3}{\omega \cdot \lambda_{23}} \cdot \varphi_{23} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{23}|}{\pi}\right) = -\frac{V_2 \cdot V_3}{\omega \cdot \lambda_{23}} \cdot \varphi_{32} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi}\right) = -P_{32}$$

$$P_{24} = \frac{V_2 \cdot V_4}{\omega \cdot \lambda_{24}} \cdot \varphi_{24} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{24}|}{\pi}\right) = -\frac{V_2 \cdot V_4}{\omega \cdot \lambda_{24}} \cdot \varphi_{42} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{42}|}{\pi}\right) = -P_{42}$$

$$P_{34} = \frac{V_3 \cdot V_4}{\omega \cdot \lambda_{34}} \cdot \varphi_{34} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{34}|}{\pi}\right) = -\frac{V_3 \cdot V_4}{\omega \cdot \lambda_{34}} \cdot \varphi_{43} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{43}|}{\pi}\right) = -P_{43}$$

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

II.3. Dimensionnement des convertisseurs isolé [16][17][18]:

La structure de cette topologie est donnée dans fig. 14. Le rapport de transformation m doit être calculé en fonction de la tension d'entrée minimum :

$$m = \frac{N_s}{N_p} \quad (\text{II-1})$$

Les valeurs d'inducteur et de condensateur de filtre de rendement ont pu être calculées ont basé sur le courant d'ondulation et les grandeurs maximum de tension d'ondulation. Les calculs sont faits considérant le convertisseur travaille dans CCM.:

$$L = \frac{n \cdot \alpha \cdot V_{in}}{2 \cdot f \cdot \Delta I_{L_{max}}} \quad (\text{II-2})$$

La valeur de condensateur de filtre est indiquée par la relation suivante basée sur la valeur courante d'ondulation d'inducteur et l'ondulation de tension de rendement.

$$C = \frac{\Delta I_{L_{max}}}{8 \cdot f \cdot \Delta V_{out-max}} \quad (\text{II-3})$$

Là où :

α : le coefficient d'utilisation,

N_S : le nombre de tours dans l'enroulement secondaire du transformateur,

N_P : le nombre de tours dans l'enroulement primaire du transformateur,

V_{in} : la tension d'entrée,

$\Delta I_{L_{max}}$: l'ondulation courante d'inducteur,

F : la fréquence de commutation,

ΔV_{out_max} est l'ondulation de tension de rendement maximum.

ΔV_{out_max}	Ondulation de tension de rendement (1% de V_{out}).
V_{out}	Tension de rendement (V)
F	Fréquence de commutation (kilohertz)
$\Delta I_{L_{max}}$	ondulation courante d'inductance (5% d' $I_{L_{max}}$)
M	Rapport de transformation

II.3.1. Les pertes de puissance dans le convertisseur [16][17][18][19]:

Les pertes considérées dans un convertisseur de puissance sont les pertes produites par les commutateurs de semi-conducteurs (IGBTs et DIODES) et les composants passifs (des condensateurs et des inducteurs). Le but de cette explication est de donner seulement une idée au sujet de l'évaluation de pertes. Cette évaluation est employée dans cette étude pour calculer l'efficacité. L'efficacité d'un convertisseur de puissance est donnée par :

$$\eta = \frac{P_0 - \sum \text{perte}}{P_0} \quad (\text{II-4})$$

II.3.1.1. Les Pertes de conduction et de commutation d'IGBT [16][17][18][19]:

Les pertes de conduction d'IGBT sont données par :

$$P_{IGBT_con} = V_{c0}(I_{IGBT}) + r_{CE}I_{IGBT_rms}^2 \quad (\text{II-5})$$

Les caractéristiques d'IGBT (V_{CE0} et r_{CE}) sont données dans la fiche technique de l'IGBT. le $\langle I_{IGBT} \rangle$ et I_{IGBT_rms} sont le courant moyen courant et de RMS de l'IGBT, respectivement.

Les pertes de commutation d'IGBT sont données par :

$$P_{IGBT_com} = (E_{on} + E_{off})f_s \quad (\text{II-6})$$

Là où, le f_s est la fréquence de commutation. E_{on} et E_{off} sont allumés les pertes de commutation pendant la commutation et la commutation au loin, respectivement.

Des valeurs d'énergie sont généralement indiquées pour des conditions d'essai spécifiques (condition d'essai de tension V_{CC}). Ainsi, pour adapter ces valeurs à d'autres des conditions d'essai, comme évaluation les pertes de commutation d'IGBT sont données près:

$$P_{IGBT_com} = \frac{V_{IGBT}}{V_{cc}} (E_{on}(I_{IGBT_on}) + E_{off}(I_{IGBT_off})) f_s \quad (\text{II-7})$$

II.3.1.2. Les Pertes de conduction et de commutation de diode [16][17][18][19]:

Les pertes de conduction de diode sont données par :

$$P_{D_con} = V_{F0}I_D + r_{F0}I_{D_RMS}^2 \quad (\text{II-8})$$

Les caractéristiques de diode (V_{F0} et r_f) sont données dans la fiche technique de diode. le $\langle I_D \rangle$ et I_{D_rms} sont le courant moyen courant et de RMS de la diode, respectivement.

Les pertes de commutation de diode sont données par :

$$P_{D_com} = E_{rr} f_s \quad (\text{II-9})$$

Là où, le f_s est la fréquence de commutation. E_{rr} est l'énergie de rétablissement.

L'énergie de rétablissement est donnée en fonction de la tension, le courant, la mise en fonction et arrête des résistances et pour des conditions d'essai de détail. Pour adapter l'expression précédente à des autres conditions d'essai, comme évaluation les pertes de commutation de diode sont données par :

$$P_{D_com} = \frac{V_D}{V_{cc}} E_{rr} I_D f_s \quad (\text{II-10})$$

II.3.1.3. Les pertes de condensateur [16][17][18]:

Les pertes de condensateur sont grâce calculée à la résistance équivalente du condensateur, qui est habituellement donné dans les fiches techniques. Les pertes de condensateur sont données par :

$$P_c = r_c I_{C_rms}^2 \quad (\text{II-11})$$

Là où, le r_c est la résistance équivalente du condensateur et de I_{C_rms} est la valeur courante de RMS du condensateur.

II.3.1.4. Les pertes d'inductance [16]:

Dans un inductance, il y a des pertes de fer et d'en cuivre. Les pertes de noyau (ou les pertes de fer) sont des déperditions d'énergie qui se produisent dans les transformateurs et des inductances électriques usiné des noyaux d'aimant magnétiques. Les pertes sont dues à une série de mécanismes liés au champ magnétique de fluctuation, tel que des courants de Foucault et des phénomènes par hystérésis. La majeure partie de l'énergie est libérée comme chaleur, bien que certains puissent apparaître comme bruit. Ces pertes sont estimées ont basé sur des diagrammes fournis par le fabricant de noyau d'aimant magnétique. Pour estimer toutes les pertes de fer, le poids du noyau devrait être multiplié par la valeur obtenue pour une fréquence spécifique de densité et de commutation de flux. Les pertes de fer d'inducteur sont données par :

$$P_{L_fer} = W_{fer} P_{fer} \quad (\text{II-12})$$

Là où, W_{core} est le poids du noyau et du P_{core} est les pertes de fer par kilogramme.

Les pertes de cuivre ou les pertes de conduction dans l'inducteur sont données par :

$$P_{L_cuivre} = r_L I_{L_rms}^2 \quad (\text{II-13})$$

Là où, le r_L est la résistance de l'inducteur et de I_{L_rms} est la valeur courante de RMS de l'inducteur.

II.4. conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un type des convertisseurs continu-continu, destinés à relier une source de type pile à combustible et une charge.

Nous avons fait la modélisation et le dimensionnement de ce type des convertisseurs, qui est le convertisseur DC DC isolé.

Chapitre III



III.1.Introduction

Dans ce chapitre nous avons touchant de réaliser un système réel (application embarque) par l'utilisation du logiciel MATLAB (simulink) et voir le changement de puissance et la tension dans chaque enroulement.

Mais avant nous nous intéressons de faire le dimensionnement des éléments de ce système qui sont les composantes passif et le transformateur.

III.2. Le dimensionnement des éléments du système :

III.2.1. Le transformateur a quart enroulement

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

Les caractéristiques de sortie des onduleurs connectés aux différents enroulements des transformateurs sont données dans le tableau 2-3, ceux-ci fonctionnant à la fréquence de 20 kHz.

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

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

III.2.1.1 Noyau magnétique UMCCC128

Pour le noyau magnétique réalisé en matériau amorphe, celui-ci est de type CC figure (III-1)

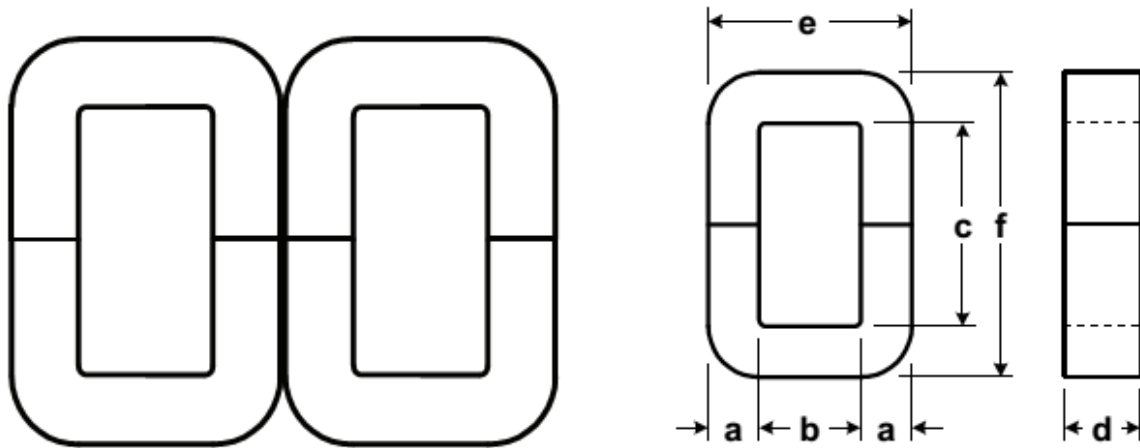


Figure (III- 1):Circuit magnétique élémentaire de type CC.

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 :

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

$n_2 = 12$ spires

III.2.2. 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 :

$$C_1 = 1.1 \text{ mF} \quad C_2 = 7.1 \text{ mF}$$

III.3. La simulation du système :

Pour faire la simulation de ce système nous utilisant MATLAB simulink et on va débiter par le convertisseur isolé

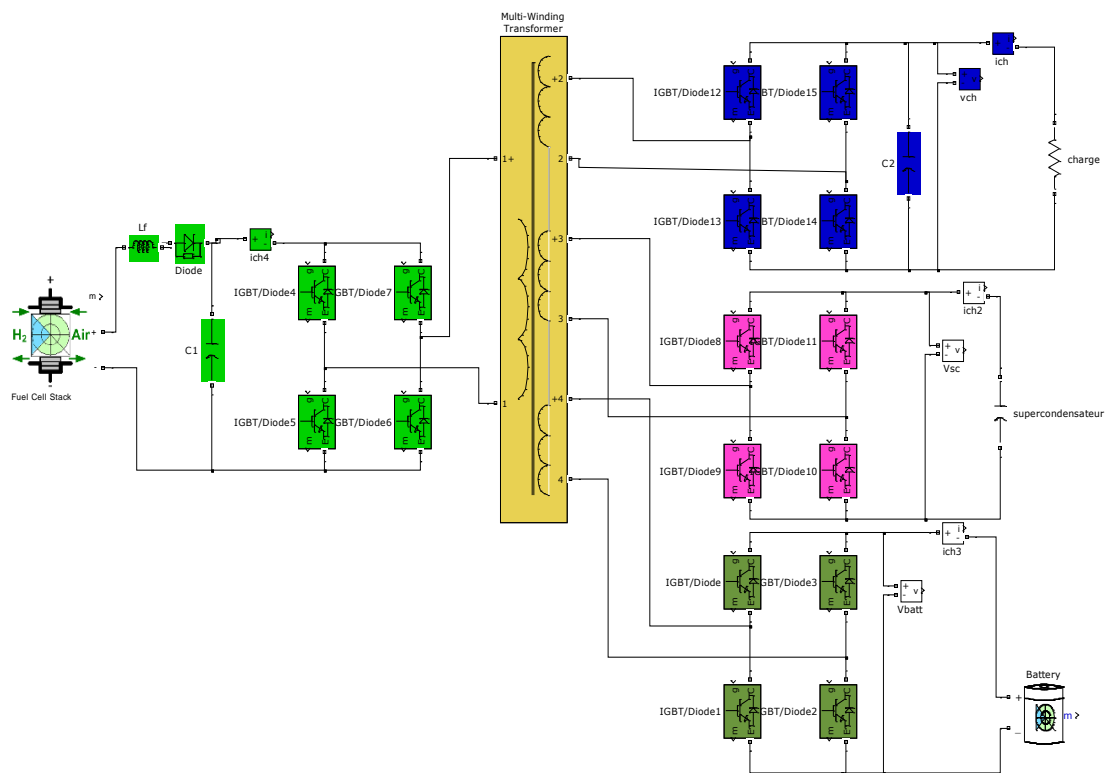


Figure (III- 2) : Simulation du convertisseur isolé.

Et pour commander dans le convertisseur nous avons utilisés la commande par platitude, parce la commande MLI n'est pas efficace dans notre étude.

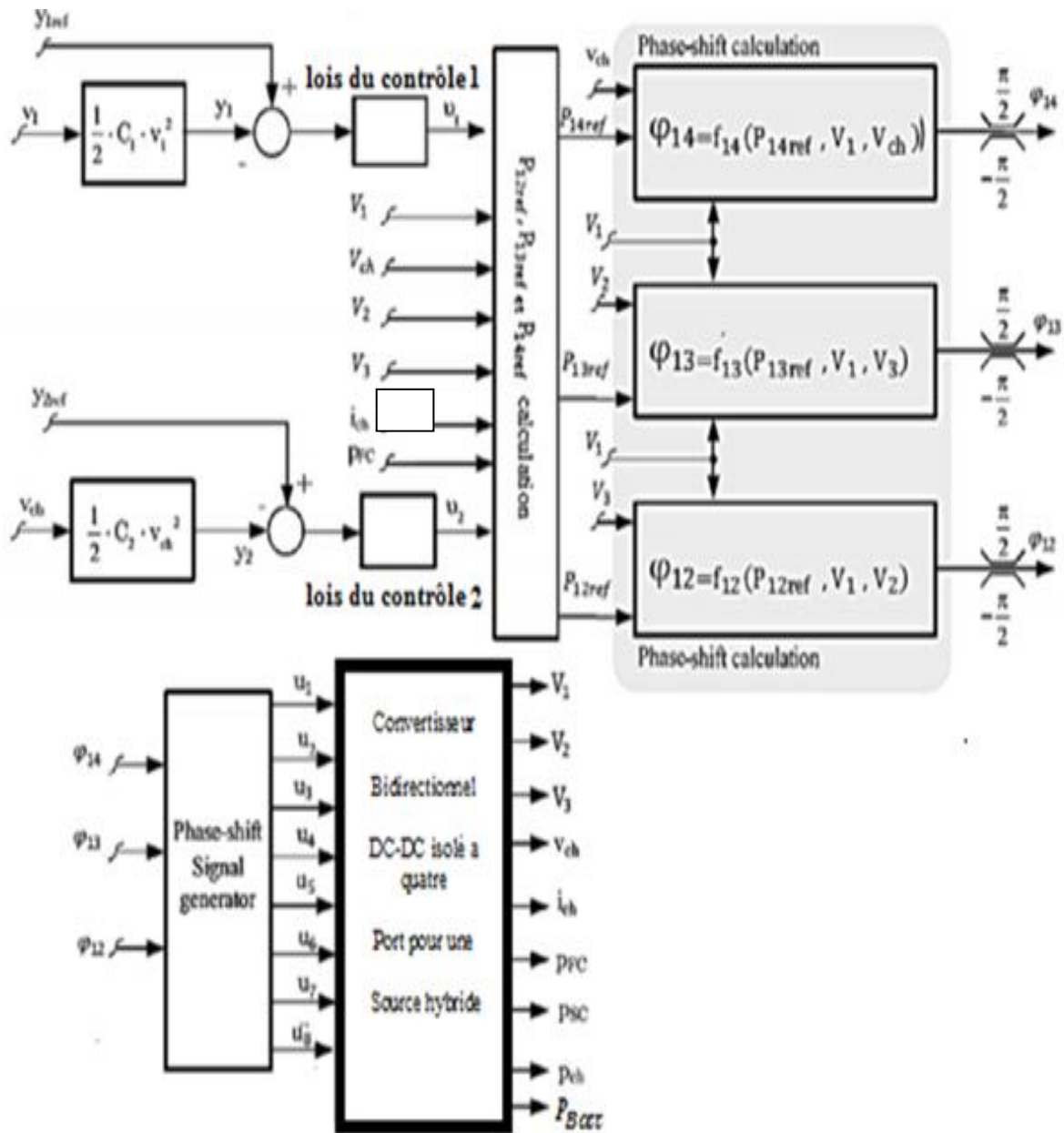


Figure (III- 3): schéma bloc de la commande.

III.3.1. Les résultats de la simulation :

	La tension (V)	La puissance (w)
La pile à combustible	60	500
La charge	60	Variable
La batterie	24	200
Le supercondensateur	13	/

Tableau (III- 2) : tableau des parametre de système.

III.3.1.2. la charge alimentée par la pile seule

Dans cette cas nous allons de voir l'état de la charge, la pile et les éléments de stockage

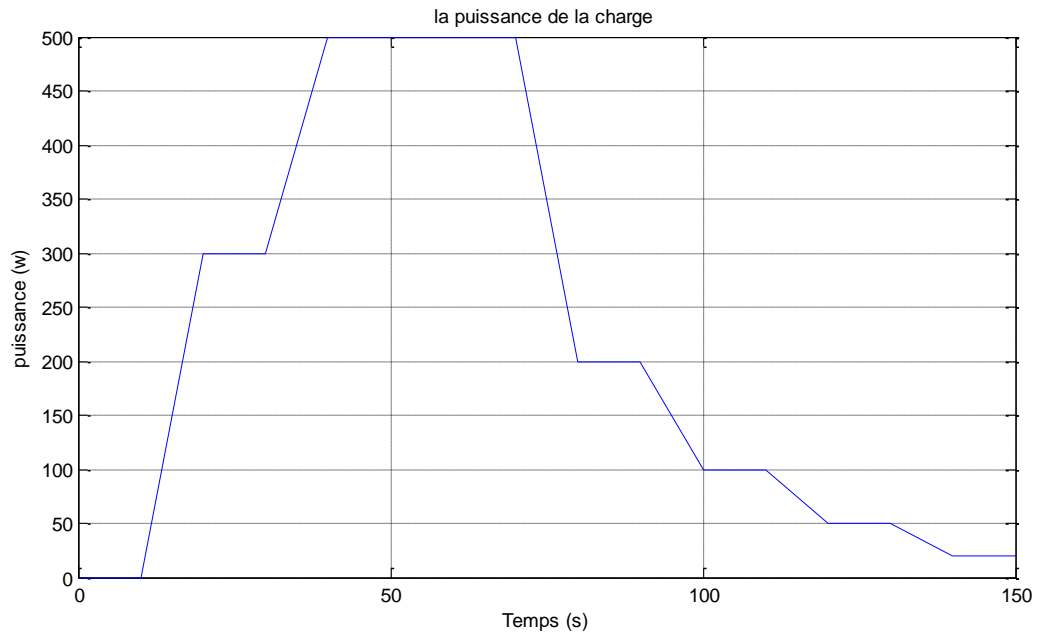


Figure (III- 4):la puissance de la charge.

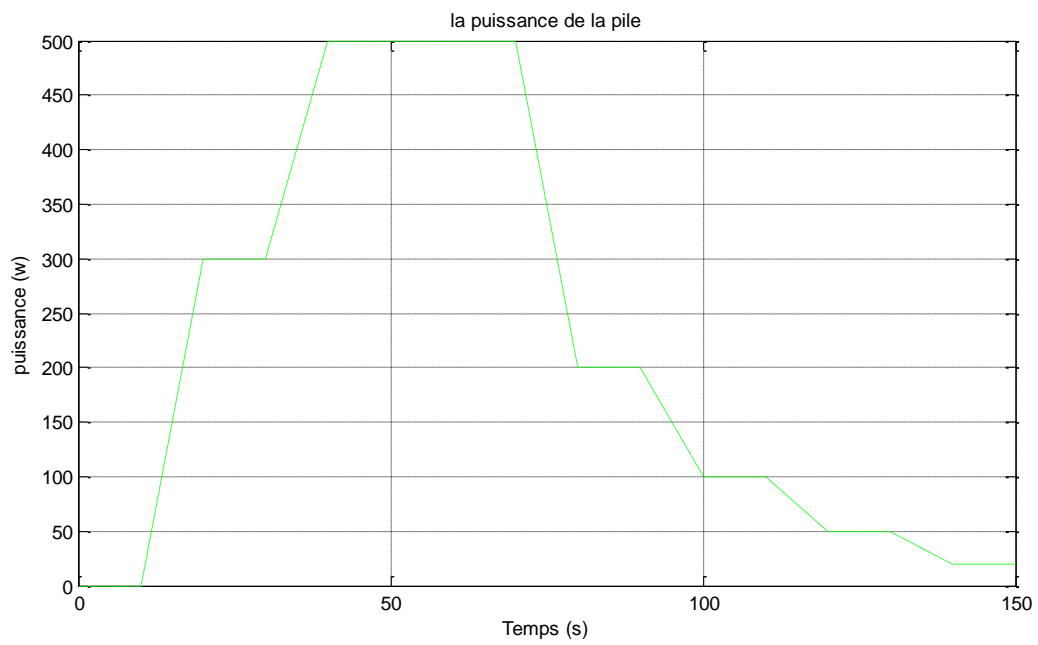


Figure (III- 5): la puissance de la source (pile).

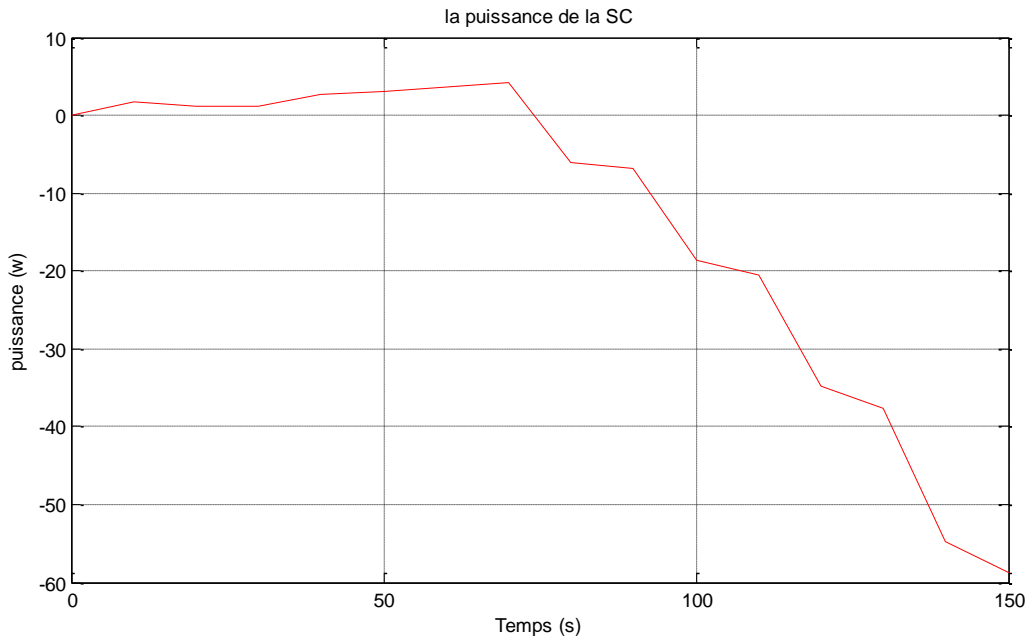


Figure (III- 6): la puissance du supercondensateur.

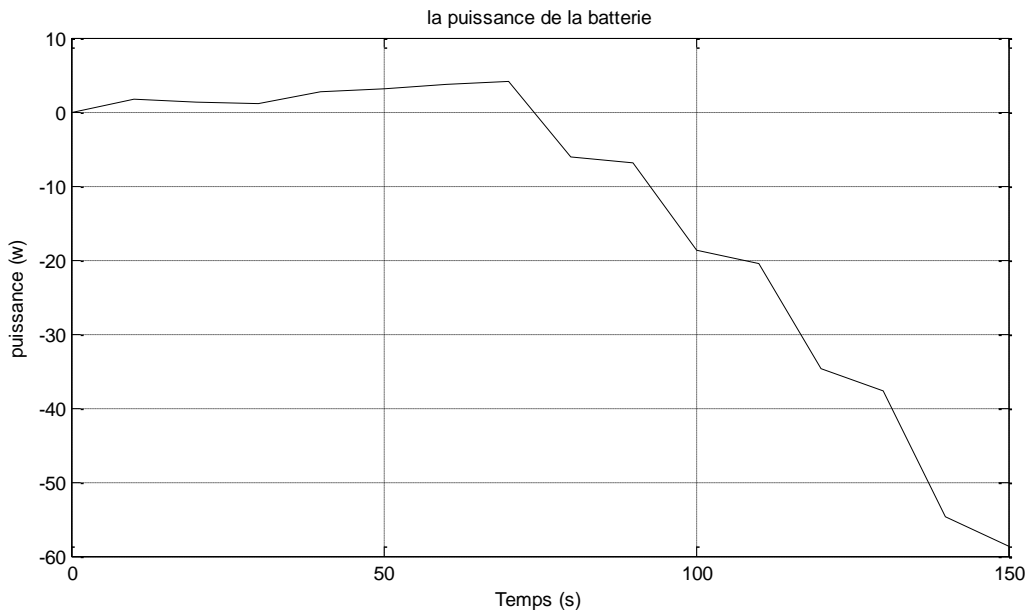


Figure (III- 7): la puissance de la batterie.

Interprétation des résultats :

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. Par ailleurs, lorsque la charge diminue, on profite de la puissance de surplus de notre pile, afin de charger la batterie et le supercondensateur.

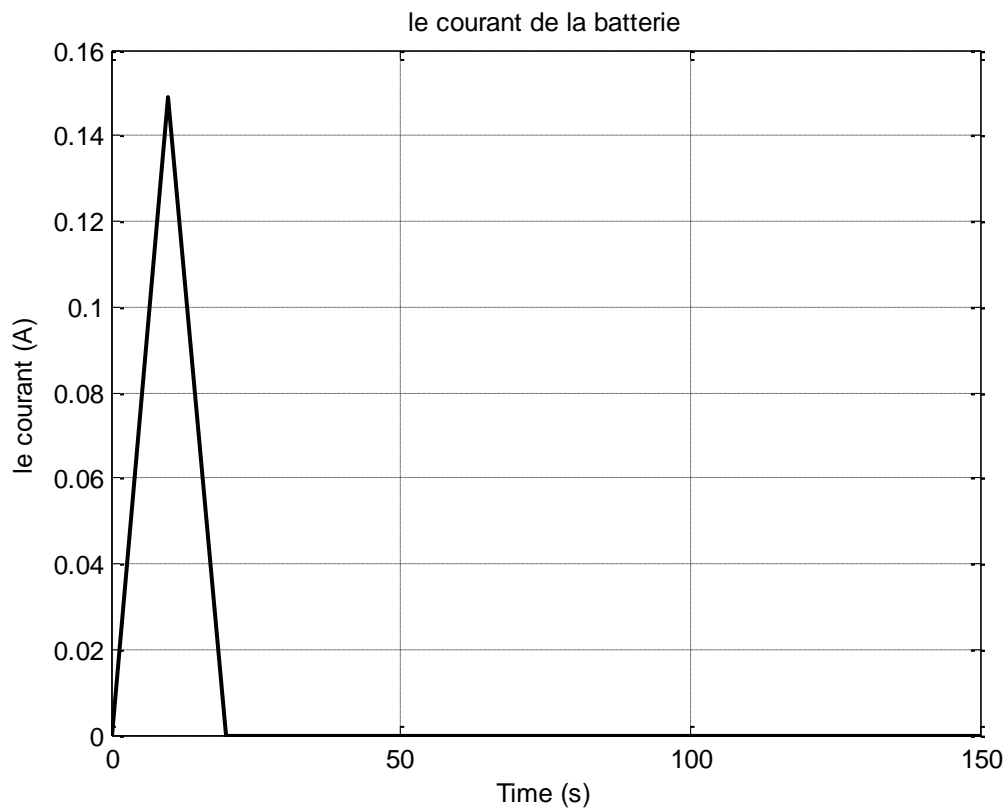
Les courants

Figure (III- 8): le courant de la batterie.

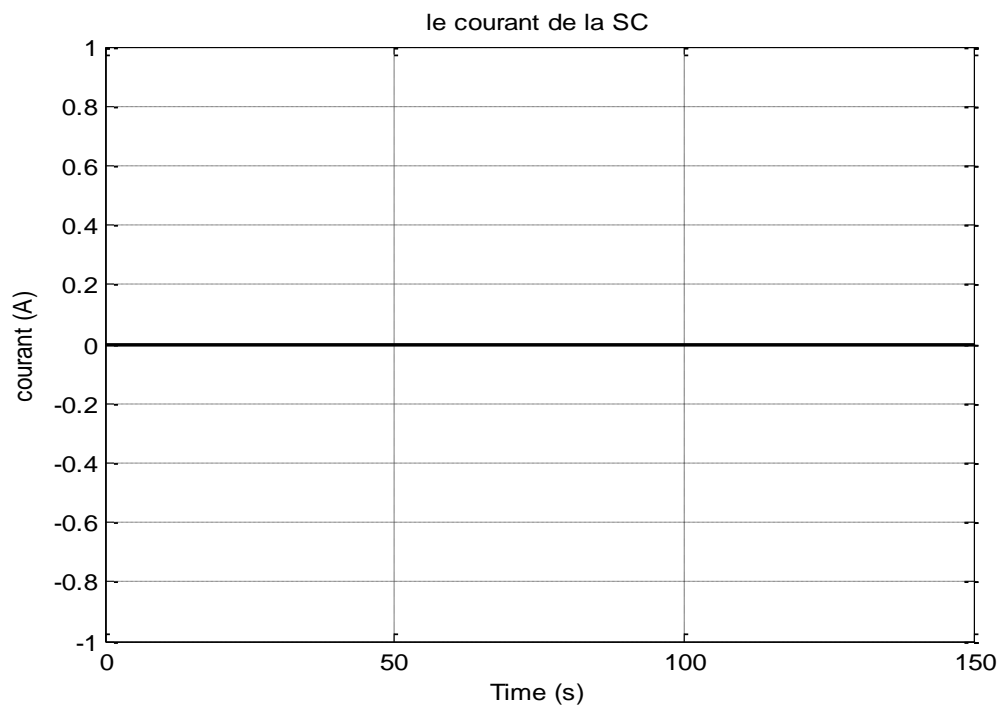


Figure (III- 9): le courant de la SC.

Interprétation des résultats :

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. Il est à noter que les courants de notre supercapacité et batterie ne changent pas, puisque celle de la pile est suffisante ; autrement on a pas besoin de compensation.

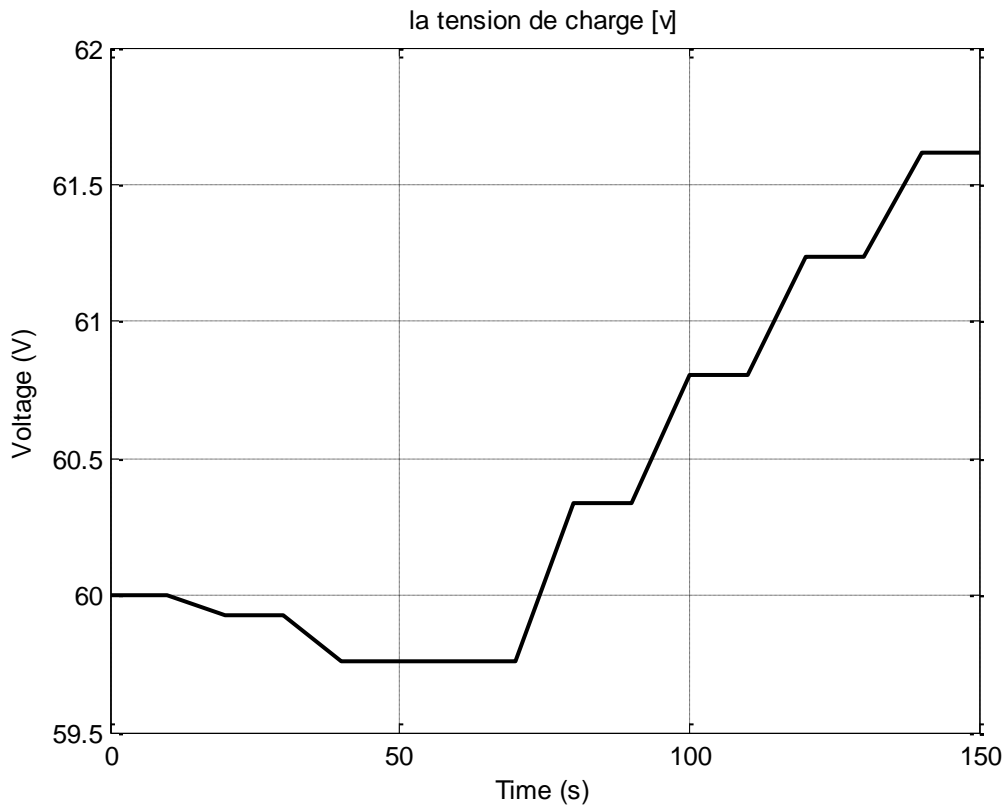


Figure (III- 10): la tension de la charge.

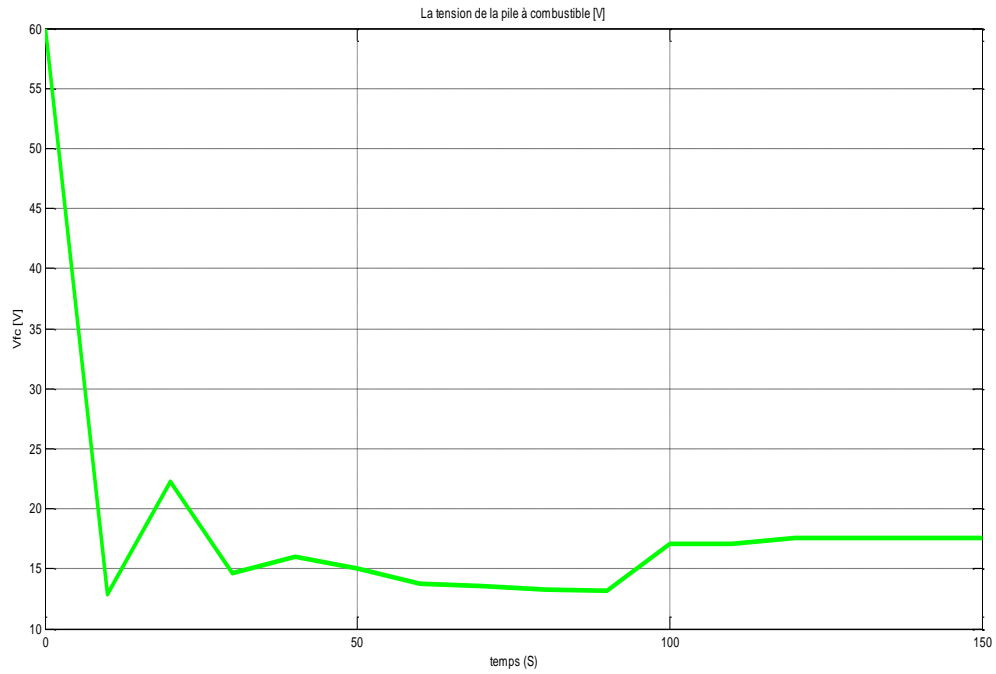


Figure (III- 11): la tension de la pile.

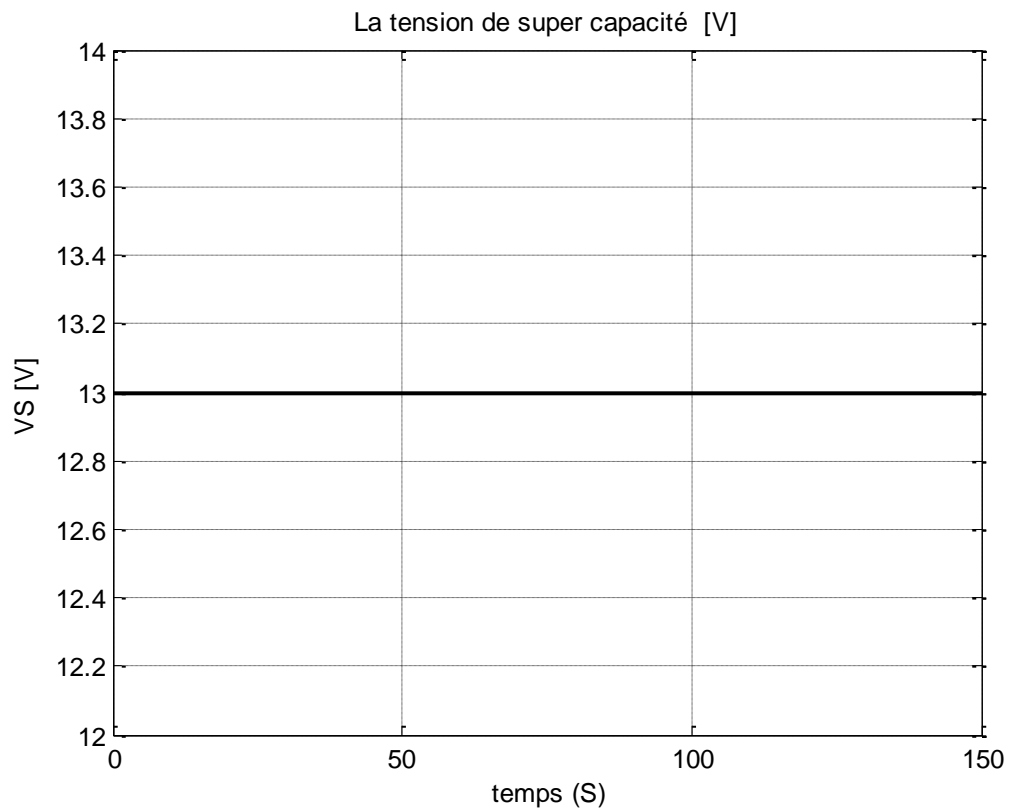


Figure (III- 12): la tension de SC.

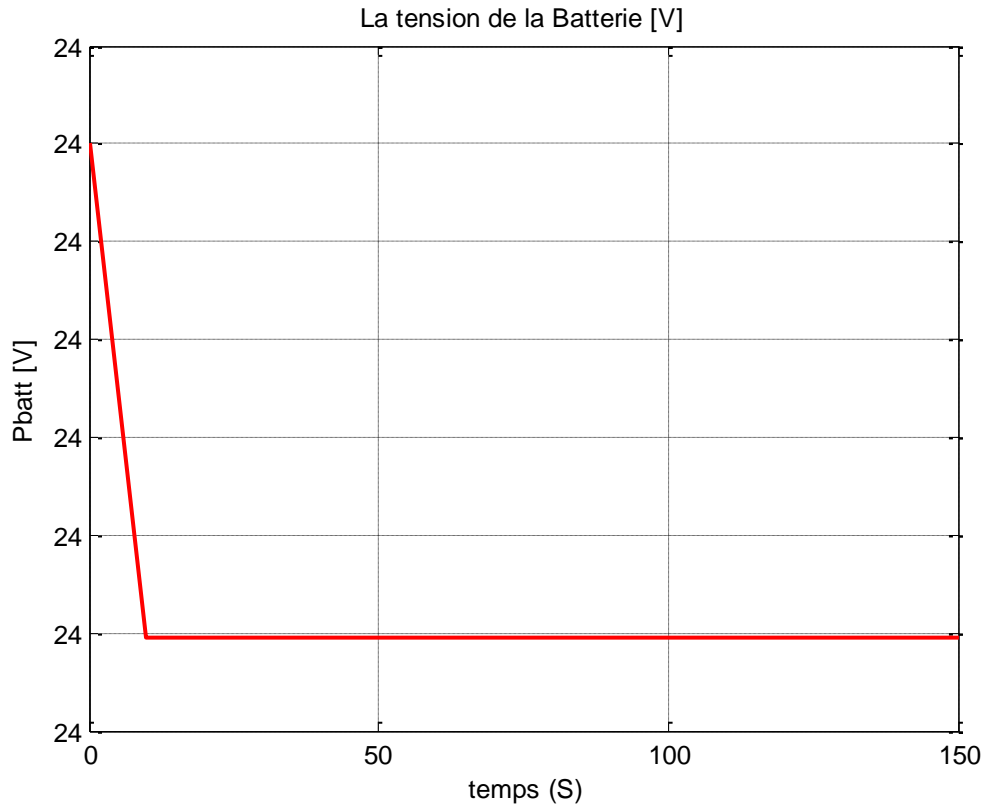


Figure (III- 13): la tension de la batterie.

Interprétation des résultats :

On remarque que la tension de la pile débute avec une tension de 60 V, parce 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. Puis une fois la charge commence à diminuer, la tension de la pile augmente, jusqu'à ce qu'elle atteigne sa valeur maximale, puisque la charge tend vers une valeur nulle. Il est à noter que les tensions de notre supercapacité et batterie ne changent pas, puisque celle de la pile est suffisante ; autrement on a pas besoin de compensation.

III.3.1.3. la charge alimentée par la pile et la batterie

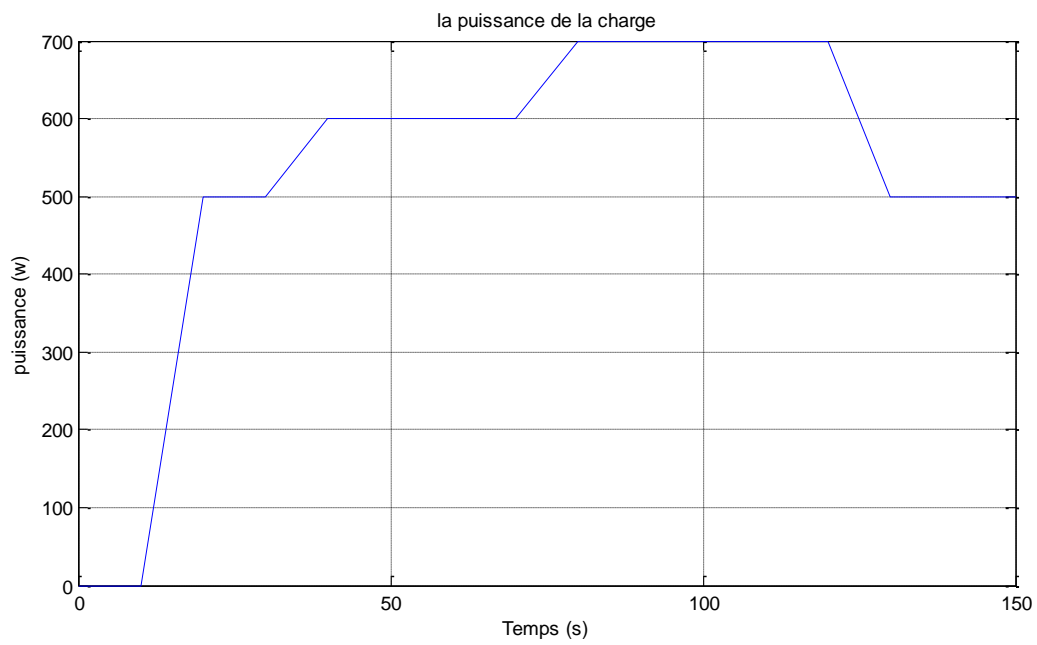


Figure (III- 14): la puissance de la charge.

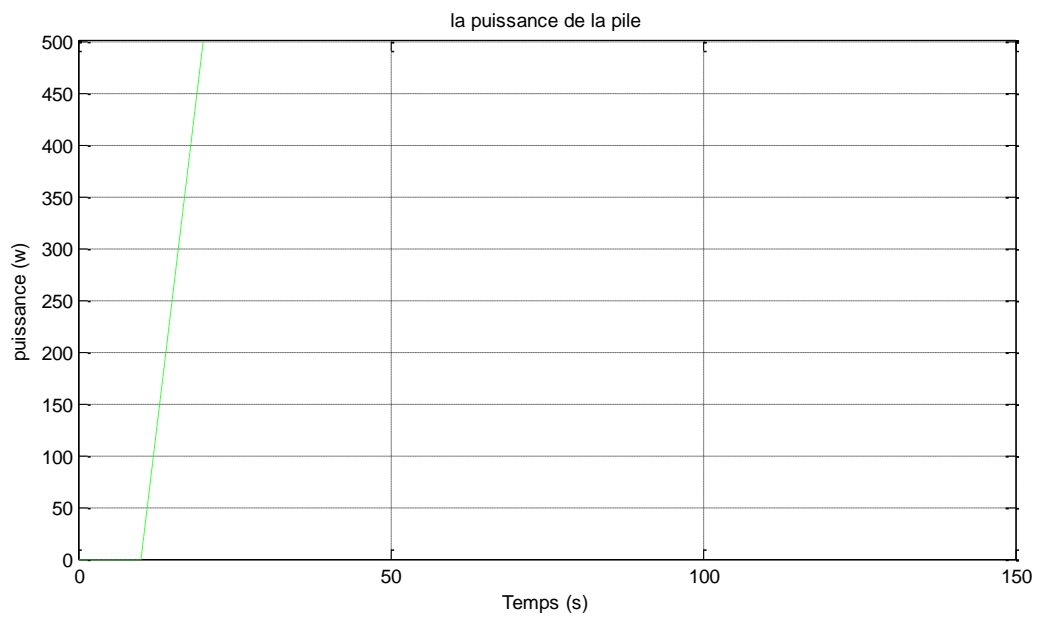


Figure (III- 15): la puissance de la pile.

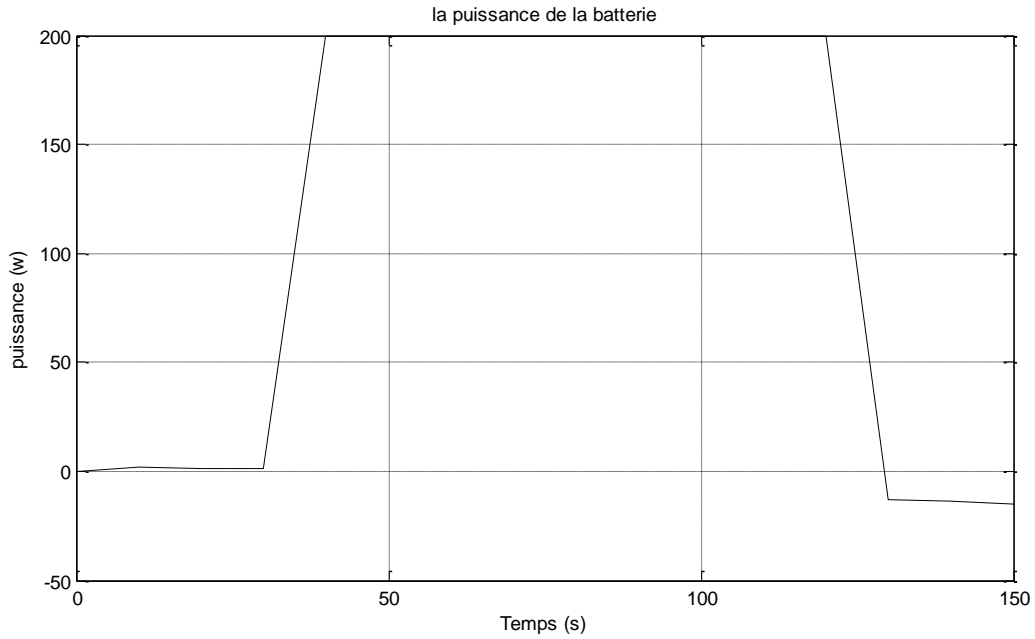


Figure (III- 16): la puissance de la batterie

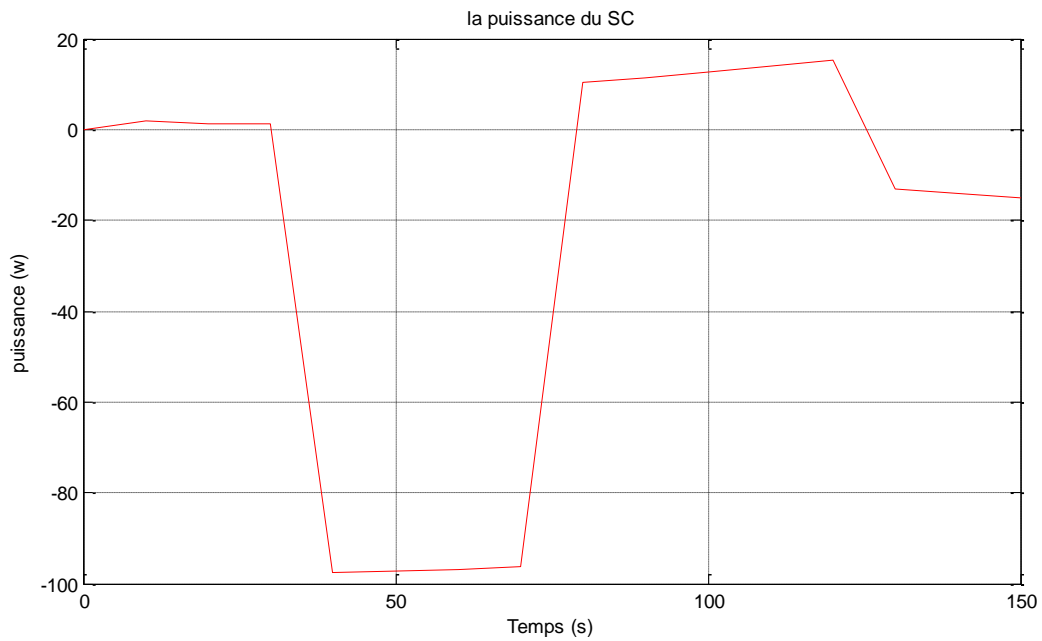


Figure (III- 17): la puissance du supercondensateur.

Interprétation des résultats :

Dans ce cas on a trois états :

Le premier, se trouve dans l'intervalle $[0 \div 30 \text{ s}]$, seule la pile alimente la charge, comme mentionné précédemment, c.à.d la puissance demandée ne dépasse pas celle délivrée par la pile.

Mais après 30s et jusqu'à 75s, la puissance demandée augmente ($P_{ch} > P_{FC}$), 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. Il est à noter que la puissance fournie par la batterie est une valeur constante non réglable, ce qui fait que le reste de puissance sera utilisé pour charger la supercapacité.

Les courants

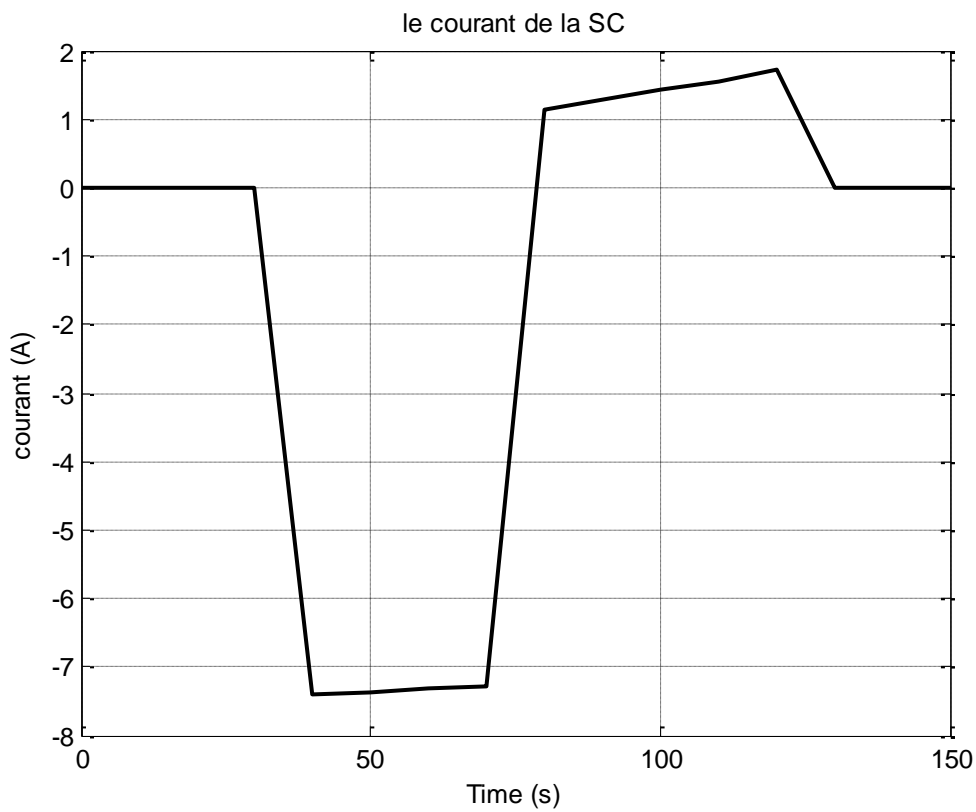


Figure (III- 18): le courant de la SC.

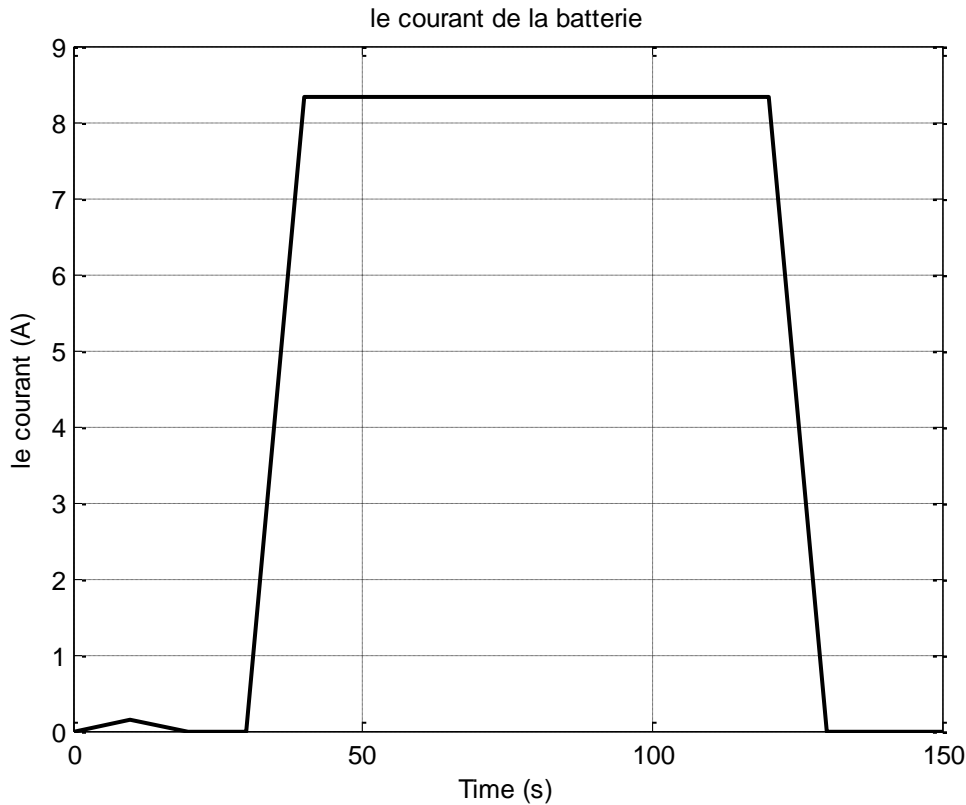


Figure (III- 19): le courant de batterie.

Interprétation des résultats :

Dans ce cas, on remarque que seule la pile alimente la charge, sachant que la puissance demandée par cette dernière ne dépasse pas celle de la pile. Il est à noter que les courants de notre supercapacité et batterie ne changent pas, puisque celle de la pile est suffisante ; autrement on n'a pas besoin de compensation.

Mais après 30s et jusqu'à 75s, la puissance demandée augmente ($P_{ch} > P_{FC}$), 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. Il est à noter que le courant fourni par la batterie est une valeur constante non réglable, ce qui fait que le reste de courant sera utilisé pour charger la supercapacité.

Par ailleurs, lorsque la charge diminue, on profite du courant de surplus de notre pile, afin de charger la batterie et le supercondensateur.

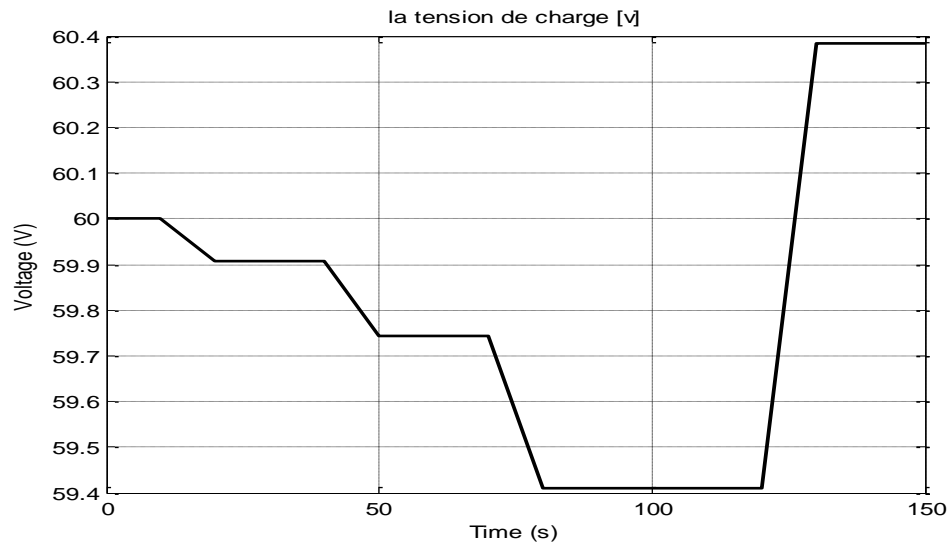
Les tensions

Figure (III- 20): la tension de la charge.

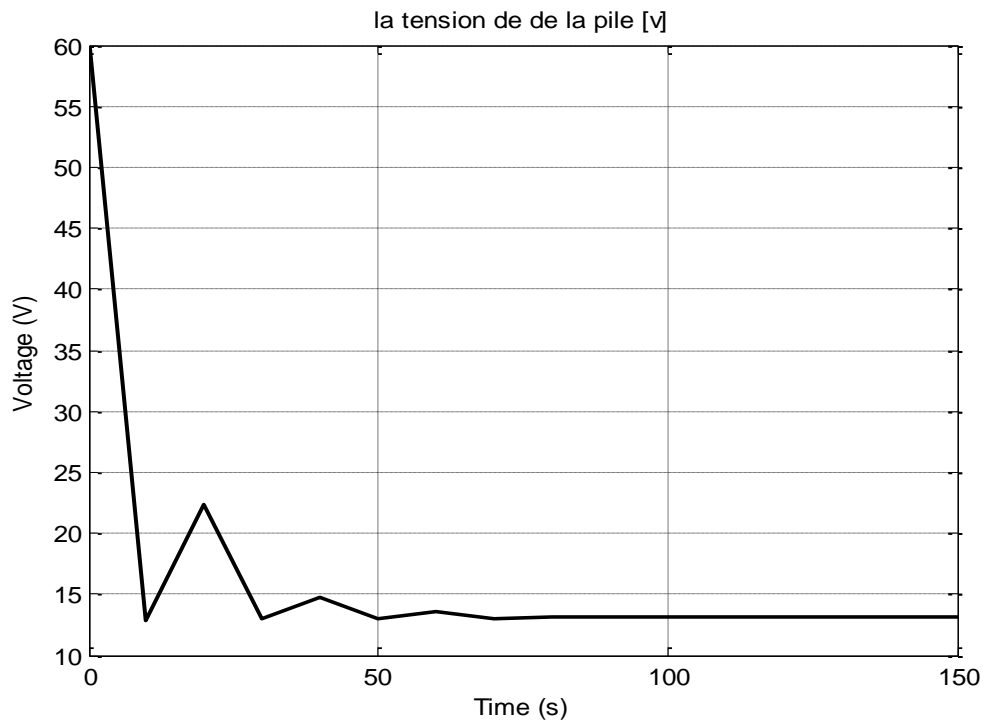


Figure (III- 21): la tension de la pile.

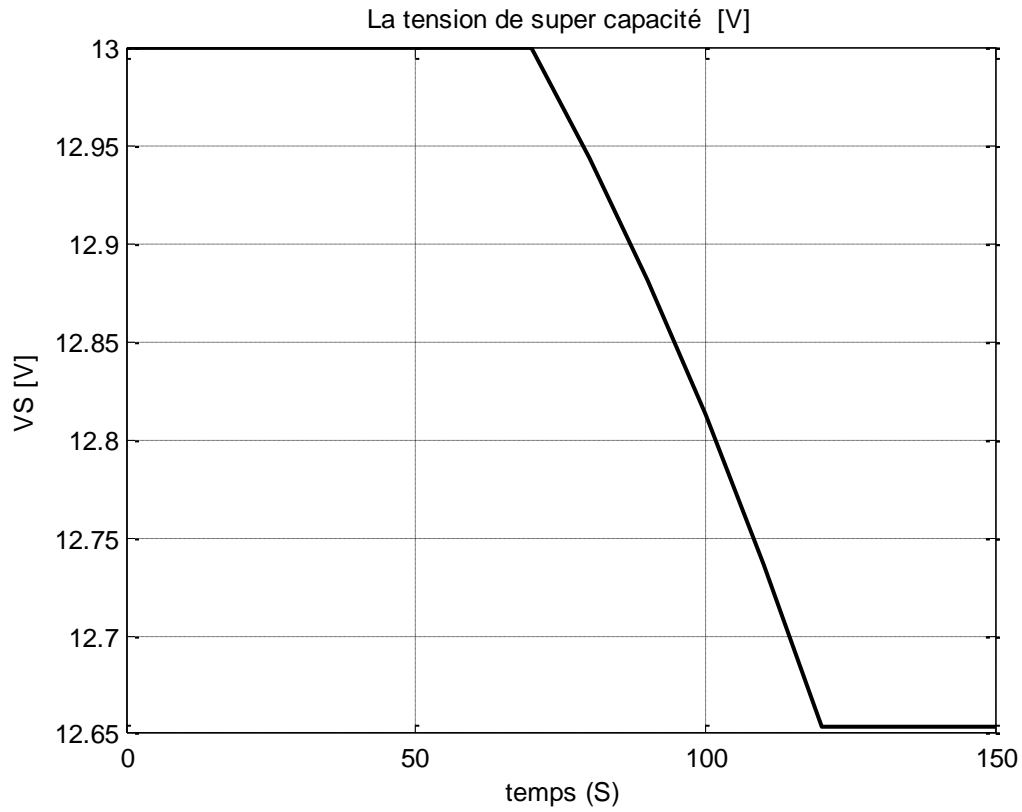


Figure (III- 22):la tension de SC.

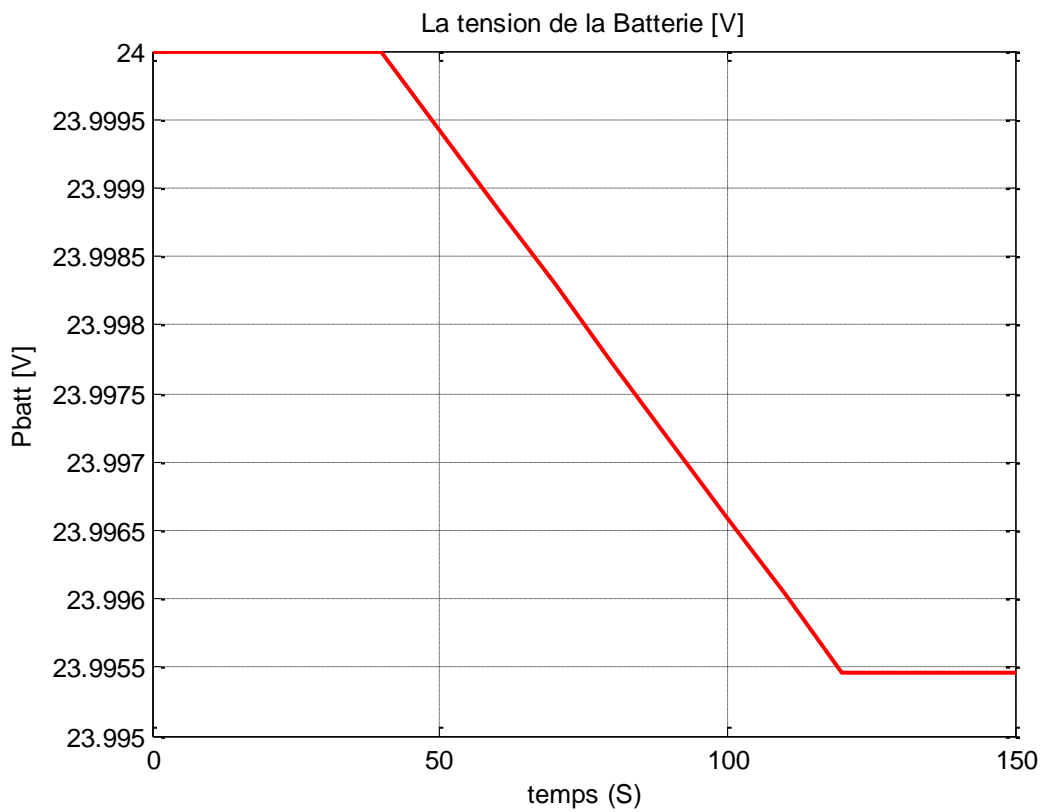


Figure (III- 23): la tension de la batterie.

Interprétation des résultats :

On remarque que la tension de la pile débute avec une tension de 13 V, parce 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. On remarque aussi que la tension de la batterie en délivrant la puissance, diminue.

Puis une fois la charge commence à diminuer, la tension de la pile et la batterie augmente, jusqu'à ce qu'elle atteigne sa valeur maximale, puisque la charge tend vers une valeur nulle. Il est à noter que les tensions de notre supercapacité ne changent pas, puisque celle de la pile et la batterie est suffisante ; autrement on n'a pas besoin de compensation par la supercapacité.

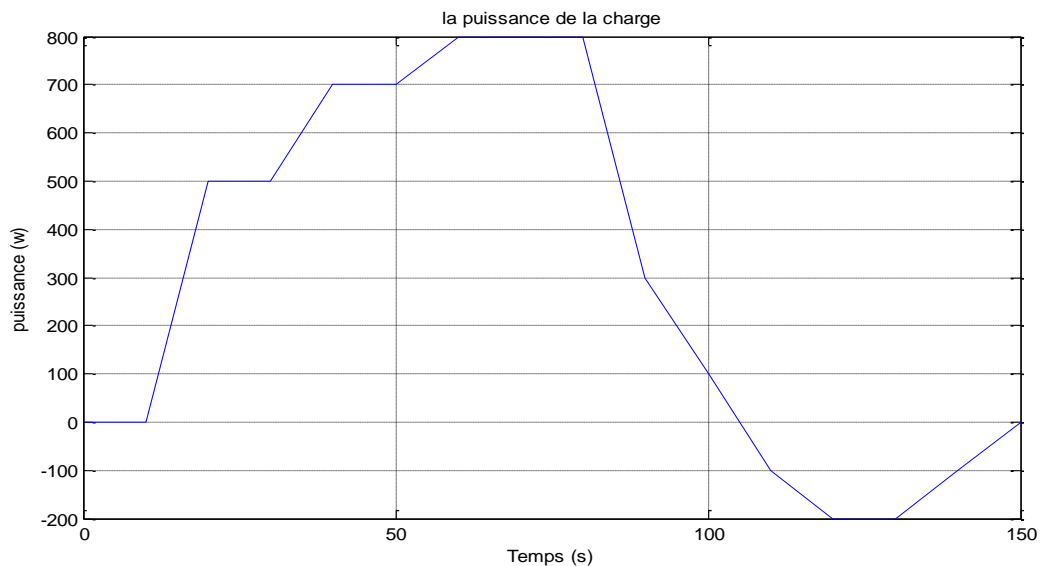
III.3.1.4. la charge alimentée par la pile, la batterie et le supercondensateur

Figure (III- 24): la puissance de la charge.

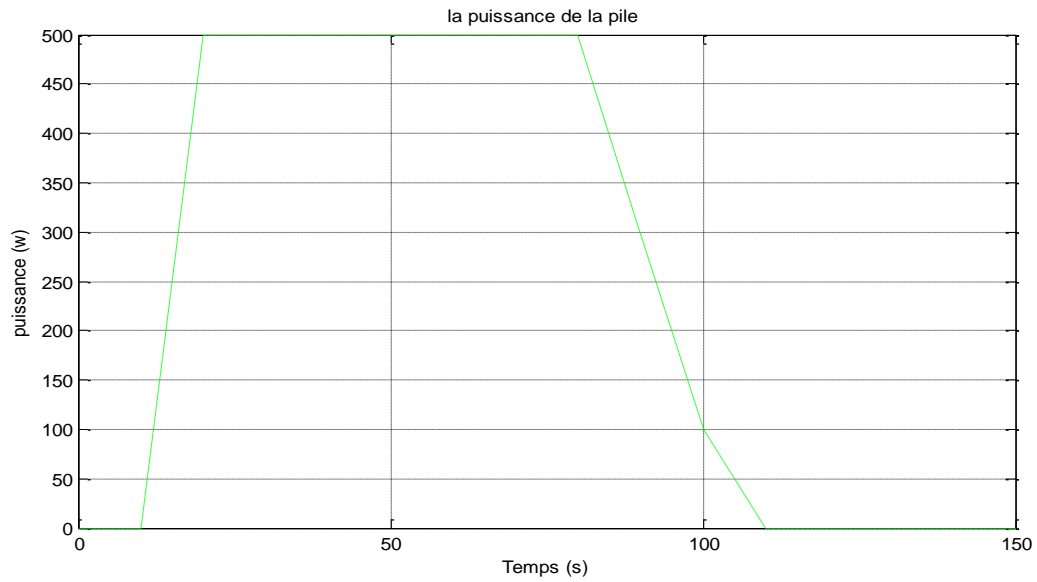


Figure (III- 25): la puissance de la pile.

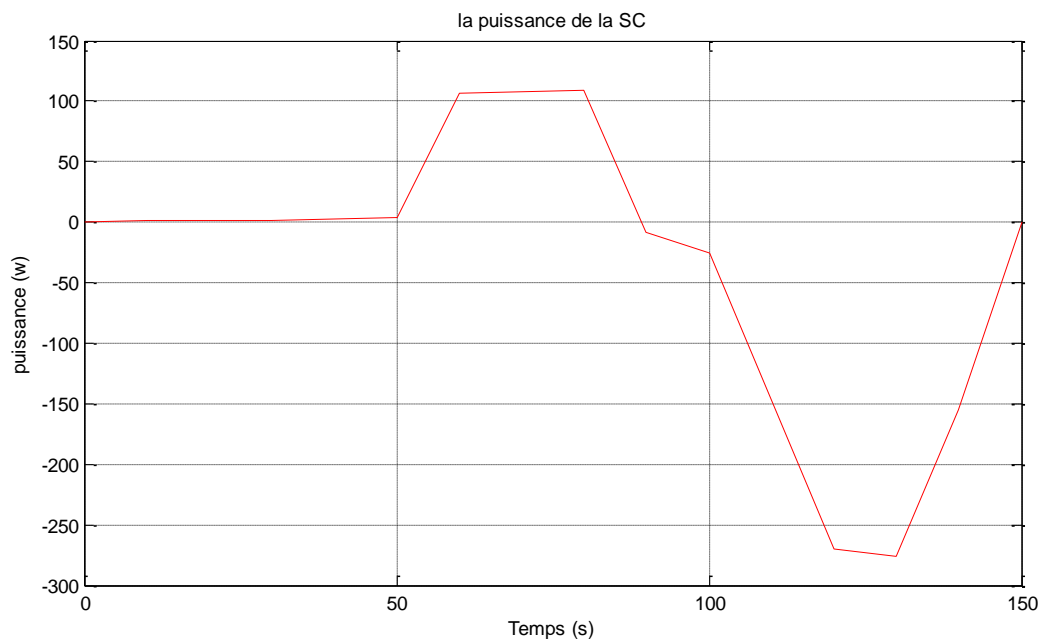


Figure (III- 26): la puissance de supercondensateur.

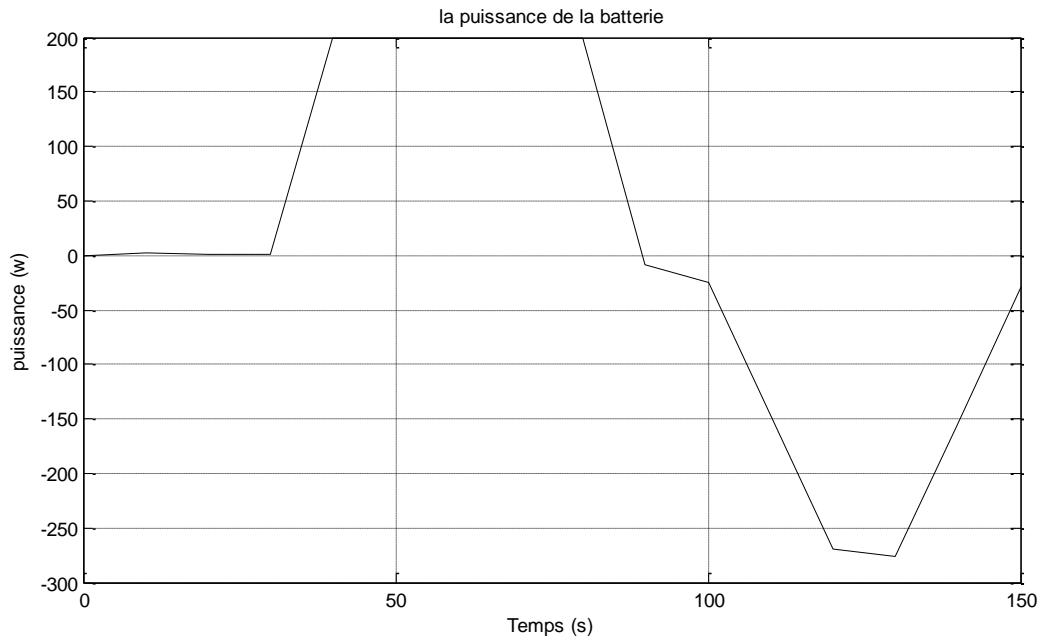


Figure (III- 27): la puissance de la batterie.

Interprétation des résultats :

Dans ce cas on a trois états :

Le premier, se trouve dans l'intervalle $[0 \div 40 \text{ s}]$, seule la pile alimente la charge, comme mentionné précédemment, c.à.d la puissance demandée ne dépasse pas celle délivrée par la pile.

Mais après 40s et jusqu'à 50s, la puissance demandée augmente ($P_{ch} > P_{FC}$), 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.

Et aussi après 50s la puissance demandée augmente, alors dans ce cas on aurait besoin de compenser cette augmentation. Pour ce faire, on fait appel à une autre source, qui est la supercapacité. Cette dernière qui peut fournir le complément en puissance.

Par ailleurs, lorsque la charge diminue, on profite de la puissance de surplus de notre pile, afin de charger la batterie et le supercondensateur.

Les courants

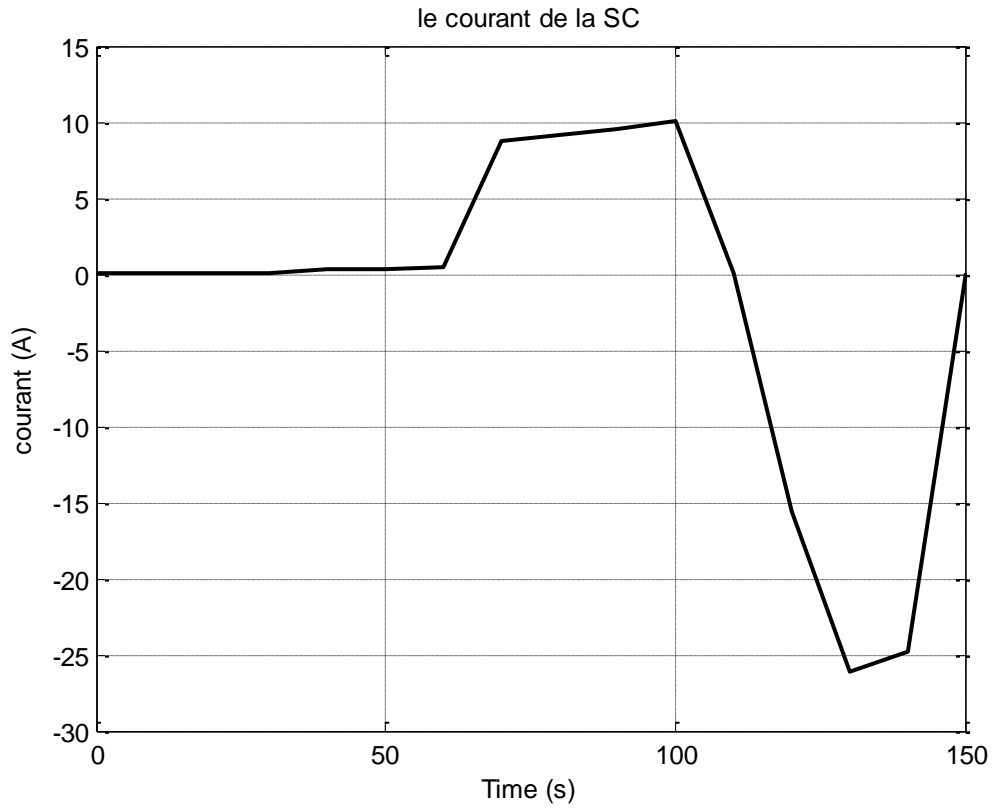


Figure (III- 28) : le courant de la SC.

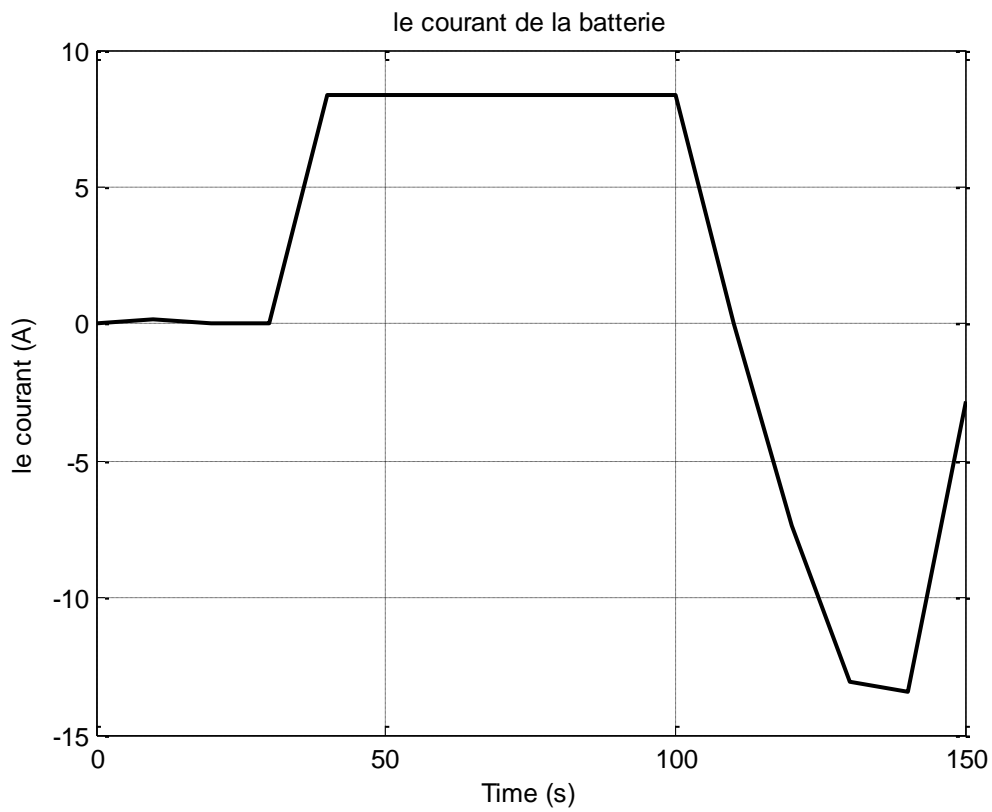


Figure (III- 29) : le courant de la batterie.

Interprétation des résultats :

Dans ce cas on a trois états :

Le premier, se trouve dans l'intervalle [0÷40 s], seule la pile alimente la charge, comme mentionné précédemment, c.à.d la puissance demandée ne dépasse pas celle délivrée par la pile.

Mais après 40s et jusqu'à 50s, la puissance demandée augmente ($P_{ch} > P_{FC}$), 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 courant.

Et aussi après 50s la puissance demandée augmente, alors dans ce cas on aurait besoin de compenser cette augmentation. Pour ce faire, on fait appel à une autre source, qui est la supercapacité. Cette dernière qui peut fournir le complément en courant.

Par ailleurs, lorsque la charge diminue, on profite de la puissance de surplus de notre pile, afin de charger la batterie et le supercondensateur.

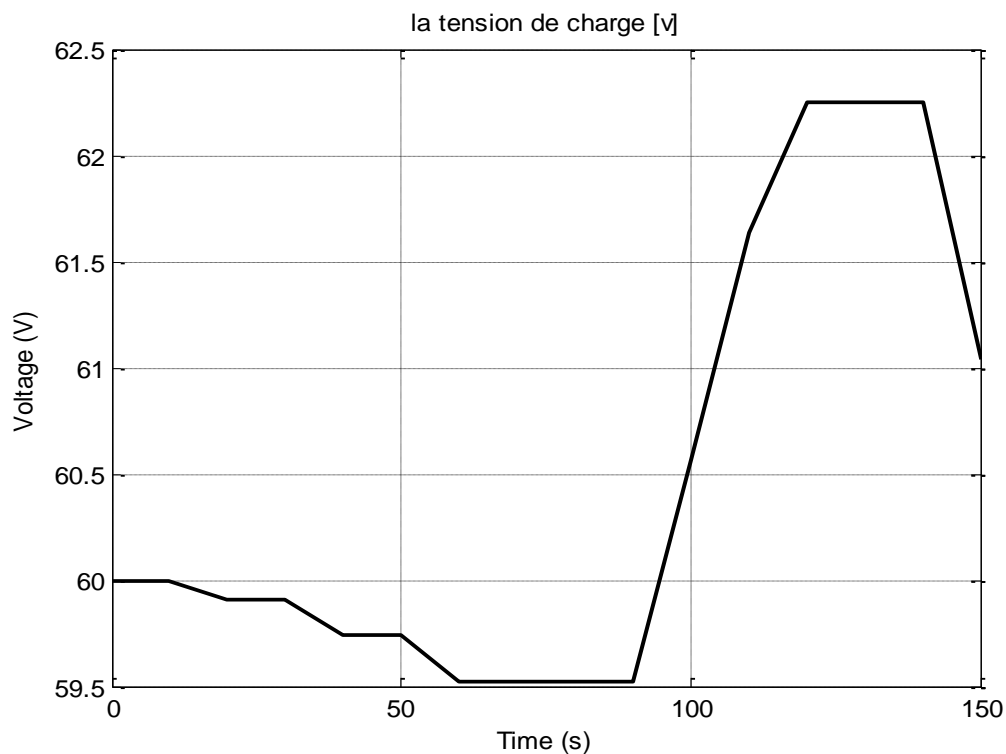
Les tensions :

Figure (III- 30): la tension de la charge.

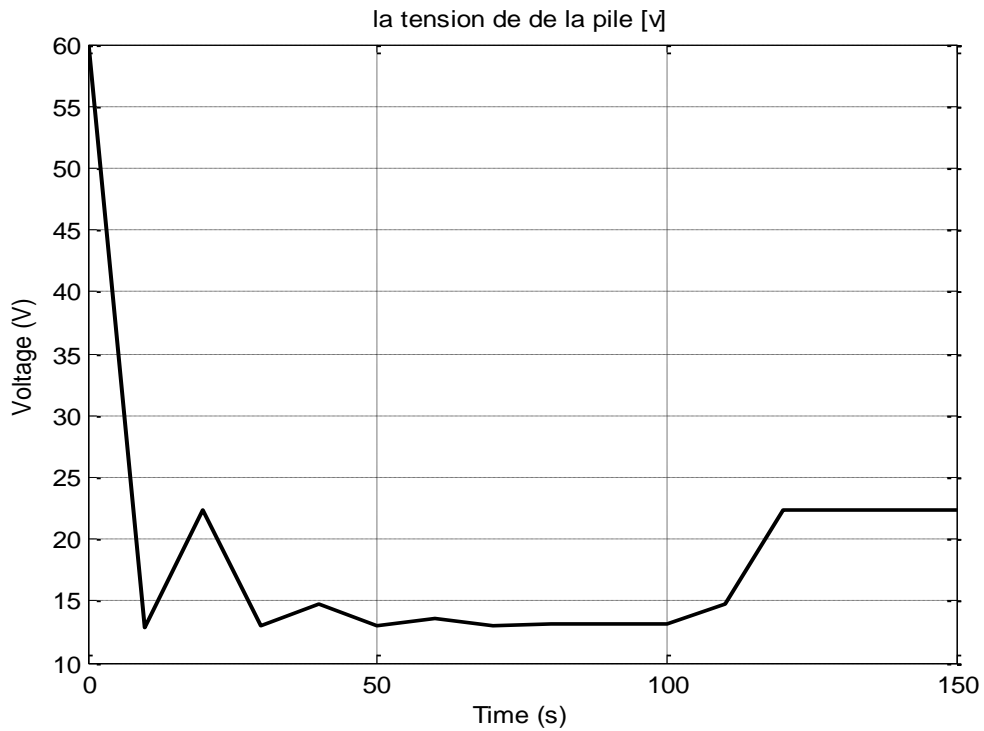


Figure (III- 31): la tension de la pile.

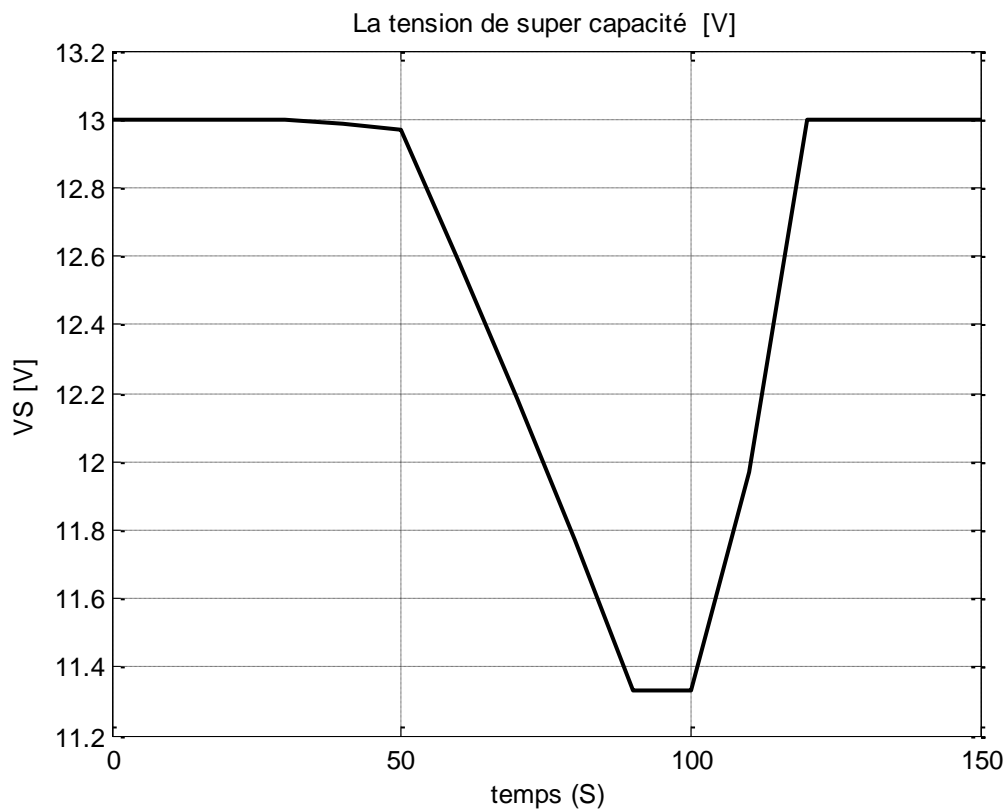


Figure (III- 32): la tension de SC.

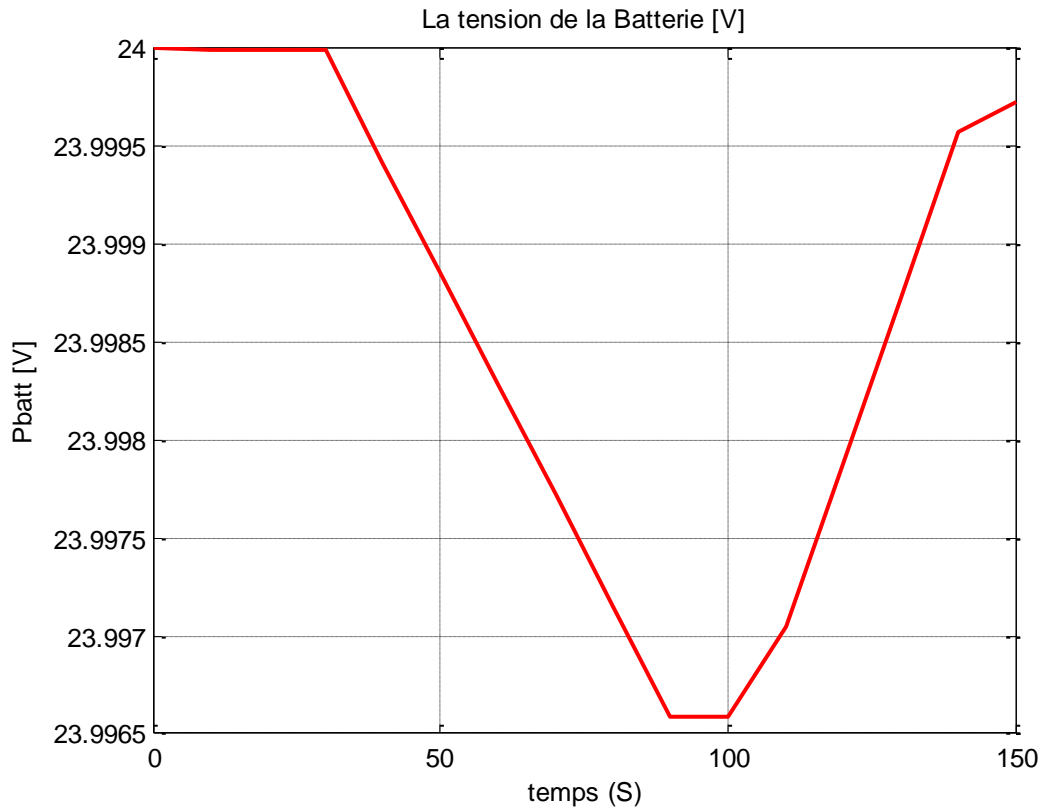


Figure (III- 33) : la tension de la batterie.

Interprétation des résultats :

On remarque que la tension de la pile débute avec une tension de 60 V, parce 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. On remarque aussi que la tension de la batterie en délivrant la puissance, diminue, Il est à noter que les tensions de notre supercapacité sa changent, puisque celle de la pile et la batterie n'est pas suffisante ; autrement on a besoin de compensation par la supercapacité, donc, on peut voir clairement aussi la tension de la supercapacité en délivrant la puissance, diminue.

Puis une fois la charge commence à diminuer, la tension de la pile, la batterie et la supercapacité augmente, jusqu'à ce qu'elle atteint sa valeur maximale, puisque la charge tend vers une valeur nulle.

III.4. conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait le dimensionnement d'un convertisseur isolé à quatre ports qui sont les composants passifs, et nous avons choisi un modèle de transformateur. Nous calculons le nombre de spires de chaque enroulement de ce transformateur.

La deuxième partie de ce chapitre, c'est faire la simulation d'une application embarquée par MATLAB Simulink et voir les différents états de cette application, si la puissance demandée par la charge est inférieure ou égale à la puissance maximale de la pile, seulement la pile alimente la charge, si non les éléments de stockage servent de source et alimentent la charge avec la pile, et la décroissance de la puissance de la charge peut être utilisée pour charger les éléments de stockage.

CONCLUSION GÉNÉRALE



Ce travail concerne l'étude et le dimensionnement des convertisseurs isolés (isolation galvanique par transformateur) multiport, utilisés dans une application embarquée.

Une des parties importantes de cette étude est présentée au chapitre I, et est dédiée à l'utilisation des transformateurs pour l'isolation galvanique des onduleurs où les échanges d'énergie entre les ports dépendent du seul déphasage entre les ondes de tension délivrées par les onduleurs. L'obtention d'un modèle de type polygone a été détaillé ainsi que le dimensionnement du transformateur.

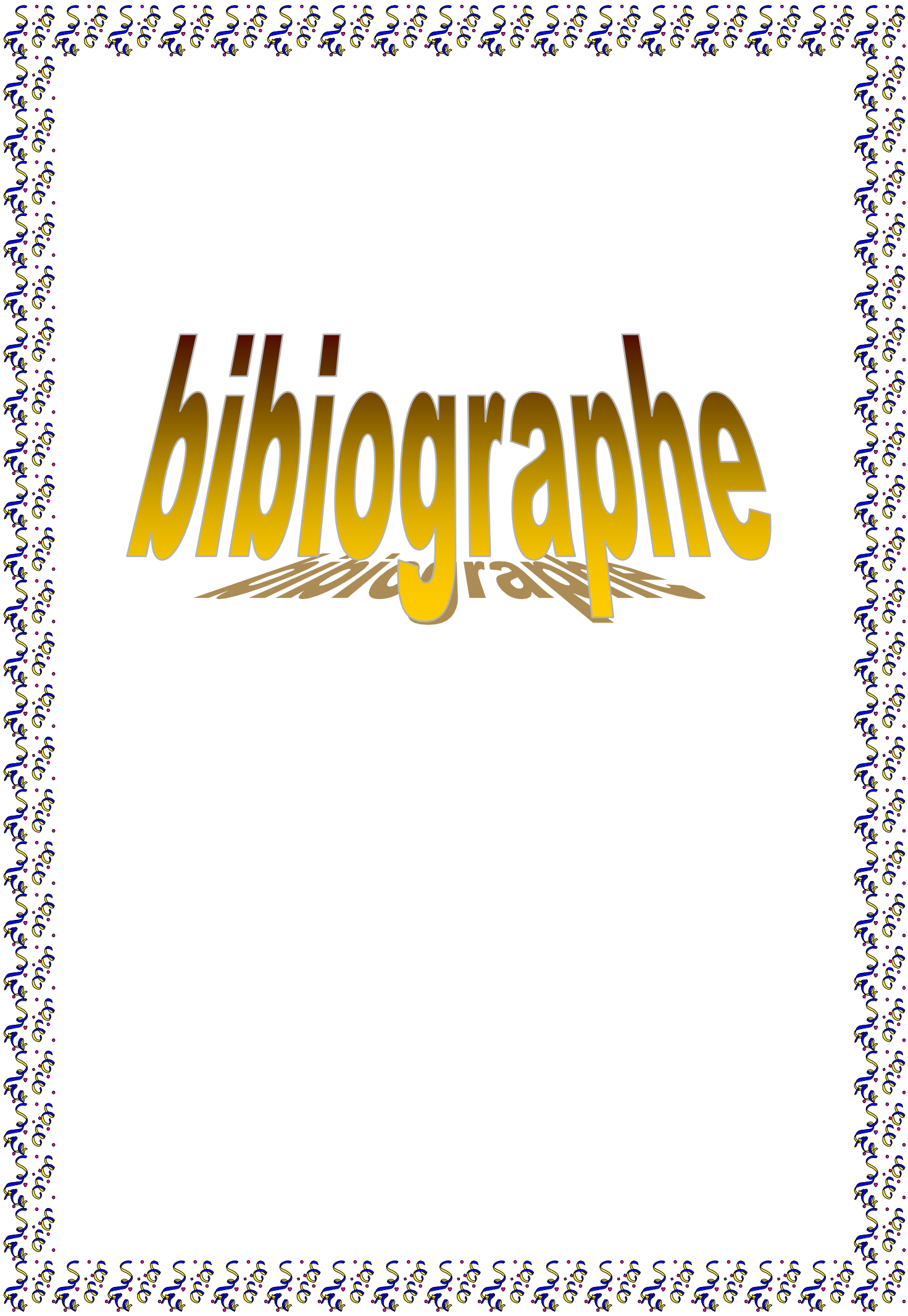
Il a été question de la modélisation de notre convertisseur isolé en tension ou autrement appelé onduleur de tension, du côté puissance, sachant que nous allons faire une commande en puissance.

Pour un bon fonctionnement de notre système, nous avons fait le dimensionnement des éléments passifs qui sont utilisés comme filtre de tension et filtre de courant, afin d'éliminer les harmoniques.

Enfin nous avons procédé au choix d'un modèle de transformateur et nous avons calculés le nombre de spire de chaque enroulement, puis nous avons calculés les valeurs des composants passifs. Après simulation de notre système sur MATLAB simulink, nous avons obtenus des résultats pour trois cas :

1. La puissance demandée par la charge est égale ou inférieure à la puissance délivrée par la pile ; donc aucune compensation en vue, puisque la pile peut aisément satisfaire la demande en puissance.
2. La puissance demandée par la charge est supérieure à celle de la pile seule ; dans ce cas on est contraint de faire appel à la puissance de la batterie seule. Puisque cette puissance est suffisante pour compenser la demande de la charge.
3. La puissance demandée par la charge est bien supérieure à celle de la pile et de la batterie ; dans ce cas, on fait appel à une compensation par la supercapacité.

bibliographe



- [01] 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.
- [02] 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.
- [03] 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>.
- [04] W. McLyman, Transformer and Inductor Design Handbook, 3ème edition: Marcel Dekker, Inc., 2004.
- [05] PPI Adhesive Products Ltd., <http://www.ppi.ie/catalogues/Foils.pdf>.
- [06] New England Wire Technologies, Litz & Winding wires, <http://www.Newenglandwire.com/catalog/TOCframeset.html>.
- [07] 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.
- [08] P. L. Dowell, “Effects of eddy currents in transformer windings”, IEE Proceedings, vol. 113, no. 8, pp. 1387–1394, Aug. 1966.
- [09] R.W. Erickson, D. Maksimovic, Fundamentals of power electronics, 2ed. : Kluwer academic publishers, 2001.

- [10] R. D. Doncker, D. M. Devan, M. H. Kheraluwala, "A Three-phase softswitched high-power-density dc/dc converter for high power appli IEEE Transaction on, Industry Applications, vol.27, no. 1, pp. 63–73, Jan./Feb1991.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] E. Pepa, 2004 Adaptive Control of a Step-Up Full-Bridge DC-DC Converter for Variable Low Input Voltage Applications, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, 2004

- [17] Arregui. m. Garcia, 2007Theoretical study of a power generation unit based on the hybridization of a fuel cell stack and ultracapacitors, Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie, Toulouse, France, 2007
- [18] O. Garcia, L. A. Flores, J. A. Oliver, J. A. Cobos, J. De la Pena, 2005Bi-Directional DC/DC Converter For Hybrid Vehicles, Proceedings of PESC'05 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 1881 1886 0-78039-033-4Brazil, June, 2005
- [19] M. Cacciato, F. Caricchi, F. Giuhlii, E. Santini, 2004A Critical Evaluation and Design of Bi-directional DC/DC Converters for Super-Capacitors Interfacing in Fuel Cell Applications, Proceedings of IAS 39th IEEE Industry Applications Conference Annual Meeting, 1127 1133 0-78038-486-5Italy, October 3-7, 2004