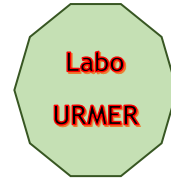




REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE ABOU-BEKR BELKAID – TLEMCCEN

THÈSE

Présentée à :

FACULTE DES SCIENCES – DEPARTEMENT DE PHYSIQUE

Pour l'obtention du diplôme de :

DOCTORAT LMD

Spécialité : *Energies Renouvelables*

Par :

Mr BENTOUATI Lakhdar

Sur le thème

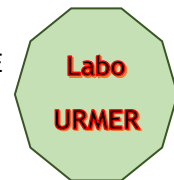
Étude des structures topologiques et des performances des systèmes photovoltaïques pilotés par des μ -Convertisseurs DC/AC

Soutenue publiquement le 20 octobre 2024 à Tlemcen devant le jury composé de :

Mr. CHABANE SARI Nasr Eddine	Professeur	Université de Tlemcen	Président
Mme. RAHMOUN Khadidja	Professeur	Université de Tlemcen	Directeur de thèse
Mr. CHEKNANE Ali	Professeur	Université de Laghouat	Co-directeur
Mr. AISSAT Abdelkader	Professeur	Université d'Adrar	Examineur
Mr. BENMOUSSA Nasr Eddine	Professeur	Université de Tlemcen	Examineur
Mme. BENSMAINE Souhila	MCA	Université de Tlemcen	Examineur



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE ABOU-BEKR BELKAID – TLEMCEM

THÈSE

Présentée à :

FACULTE DES SCIENCES – DEPARTEMENT DE PHYSIQUE

Pour l'obtention du diplôme de :

DOCTORAT LMD

Spécialité : *Energies Renouvelables*

Par :

Mr BENTOUATI Lakhdar

Sur le thème

Étude des structures topologiques et des performances des systèmes photovoltaïques pilotés par des μ -Convertisseurs DC/AC

Soutenue publiquement le 20 octobre 2024 à Tlemcen devant le jury composé de :

Mr. CHABANE SARI Nasr Eddine	Professeur	Université de Tlemcen	Président
Mme. RAHMOUN Khadidja	Professeur	Université de Tlemcen	Directeur de thèse
Mr. CHEKNANE Ali	Professeur	Université de Laghouat	Co-directeur
Mr. AISSAT Abdelkader	Professeur	Université d'Adrar	Examineur
Mr BENMOUSSA Nasr Eddine	Professeur	Université de Tlemcen	Examineur
Mme. BENSMAINE Souhila	MCA	Université de Tlemcen	Examineur

Dédicaces

Je Dédie ce modeste travail à :

Mes chers parents :

Mon père Hadj Mohamed et ma mère Hadja Khadra

Ma femme et mes fils :

Adnane et Abdelmalek

Mes filles :

Amina, Khadija, Fatima Zohra et ma fillette Asma ;

Mes frères et mes sœurs ;

Ainsi qu'à toute ma famille et mes amis.

Lakhdar BENTOUATI.

Remerciements

Je remercie dieu de m'avoir accordé la persévérance et la patience nécessaires pour accomplir ce travail.

Je voudrais également exprimer ma gratitude envers mon encadreur Mme RAHMOUN Khadidja professeur à l'Université Abou-Bakr Belkaïd – Tlemcen, l'amélioration du manuscrit de cette thèse.

Je tiens également à remercier le co-directeur de ma thèse CHEKNANE Ali professeur à Université Amar Telidji de Laghouat, pour ses efforts, son soutien et qui a joué un rôle important dans l'amélioration du manuscrit de cette thèse et ses remarques constructives son empressement constant à poursuivre ce travail.

Je voudrais également exprimer ma gratitude envers mon ancien encadreur BENYOUCEF Boumediene, qui je lui souhaite un prompt rétablissement et une bonne santé, professeur à l'Université Abou-Bakr Belkaïd – Tlemcen, il a joué un rôle crucial en fournissant des conseils essentiels et pour la confiance qu'il m'a témoignée. Son expérience de recherche, l'amélioration du manuscrit de cette thèse.

Mes remerciements vont également aux mes, Mr BENMOUSSA Nasr Eddine, Mr AISSAT Abdelkader, et Mme BENSMAINE Souhila pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail en acceptant d'être les rapporteurs et pour leur participation à mon jury. Ses remarques m'ont permis d'améliorer la qualité de ce mémoire.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à monsieur CHABANE SARI Nasr Eddine pour l'honneur qu'il m'a fait, en acceptant de présider le jury.

الهيكل الطوبولوجية ودراسات الأداء للأنظمة الكهروضوئية التي تعمل بمحولات الدقيقة DC/AC

ملخص

تصبح الحاجة إلى زيادة مستوى الجهد الذي تنتجه الأنظمة الكهروضوئية مهمة ملحة لتكون متوافقة مع متطلبات حمل التيار المتردد ، لكننا نواجه مشاكل في تشغيل محول تصعيد (Boost) في دورة عمل مرتفعة (تقارب 1) وهو أمر غير مفضل بسبب انخفاض في كسب الجهد ، وكذلك عدد أكبر من نسبة اللفات في محاثات اللفات المقترنة يؤدي أيضا إلى زيادة الخسائر الإجمالية للمحول. تقترح هذه الأطروحة محول DC-DC محسّناً مع دورة تشغيل أقل من خلال دمج ثلاثة محاثات في طوبولوجيا جديدة ، والتي تجمع بين محول التعزيز التريبيعي ومحول تعزيز المحث المستغل. يحقق المحول المقترح كسباً عالياً للجهد ($G_{max} = 14.32$) مع دورة تشغيل منخفضة، وكفاءة قصوى تبلغ 98.82%، والتي تم تحسينها مقارنةً بكسب الجهد ونتائج الكفاءة لهذه المحولات في العديد من المراجع المنشورة مؤخرًا. يتم إجراء التحليلات نظريًا ودعمها بنتائج المحاكاة. ثم إنشاء نموذج أولي للمحول المقترح للتحقق من صحة النتائج التي تم الحصول عليها تجريبياً.

الكلمات المفتاح

كسب الجهد العالي ، محث المستغل ، محول التعزيز التريبيعي ، العاكس الصغير للطاقة الشمسية الكهروضوئية.

Topological structures and performance studies of PV systems driven by DC/AC μ -converters

Abstract

In order to meet the requirements of AC loads, it has become imperative to increase the voltage levels generated by PV systems, however, we encounter issues when operating the step-up converter at a high duty cycle, which is undesirable due to the decrease in voltage gain, Additionally, a higher number of turns in the winding inductance coupling contributes to the overall losses of the converter. This thesis suggests an enhanced DC-DC converter featuring a reduced duty cycle through the incorporation of three tapped inductors in a novel topology. It combines elements of both the quadratic boost converter and the tapped-inductor boost converter. The proposed converter attains a high voltage gain with a reduced duty cycle ($G_{max} = 14.32$), And it attains a high efficiency of 98.82%. When compared to the voltage gain and efficiency results of these converters as stated in several recently published references, it demonstrates an improvement. Theoretical analysis is conducted and supported by the outcomes of simulations. To verify the reported results experimentally, a prototype of the proposed converter has been built.

Keywords

Quadratic boost converter, tapped inductor, high voltage gain, solar PV micro inverter

Structures topologiques et étude des performances de systèmes PV pilotés par des μ -convertisseurs DC/AC

Résumé

La nécessité d'augmenter le niveau de tension produit par les systèmes PV devient une tâche urgente pour être compatible avec les exigences de la charge alternative, mais nous rencontrons des problèmes dans le fonctionnement du convertisseur boost à un rapport cyclique élevé qui n'est pas préféré en raison de la réduction du gain de tension, et aussi, un nombre de tours plus élevé

dans l'inductance des enroulements couplés s'ajoute également aux pertes globales du convertisseur. Cette thèse présente un nouveau convertisseur DC/DC avec un rapport cyclique plus faible grâce à l'intégration de trois inductances à point milieu dans une nouvelle topologie, qui combinait un convertisseur boost quadratique et un convertisseur boost à inductance à point milieu « tapped-inductor ». Le convertisseur proposé réalise un gain de tension élevé ($G_{\max} = 14,32$) avec un rapport cyclique plus faible et un rendement maximal de 98,82%, ce qui est amélioré par rapport aux résultats de gain de tension et de rendement de ces convertisseurs dans plusieurs références publiées récemment. L'analyse théorique est effectuée et appuyée par les résultats des simulations. Afin de vérifier expérimentalement les résultats rapportés, un modèle du convertisseur envisagé a été réalisé.

Mots clés

Gain de tension élevé, inductance à point milieu, convertisseur boost quadratique, micro-onduleur solaire PV.

Table des matières

Liste des figures-----	6
Liste des tableaux-----	10
Listes des acronymes et symboles-----	11
Introduction générale-----	13
I. Diverses chaînes de conversion photovoltaïque.-----	16
I.1 Introduction-----	17
I.2 La structure conventionnelle d'un générateur photovoltaïque.-----	17
I.3 Notions des rendements liés à la chaîne de conversion.-----	20
I.4 Système photovoltaïque indépendant-----	22
I.5 Système solaire relié au réseau.-----	25
I.5.1 Système PV relié au réseau à un étage-----	25
I.5.2 Système solaire relié au réseau à deux étages-----	26
I.5.3 Autres configurations de système PV relié au réseau-----	26
I.6 Conclusion-----	33
II. Convertisseur DC/DC et leur dimensionnement-----	34
II.1 Introduction-----	35
II.2 Besoins d'utilisateur-----	35
II.3 Alimentation à découpage-----	35
II.3.1 Rapport cyclique :-----	36
II.3.2 L'avantage du découpage est double-----	37
II.4 Catégories de convertisseurs-----	37
II.4.2 Convertisseur Parallèle ou boost-----	45
II.5 L'efficacité énergétique-----	51
II.5.1 Spécificités associées aux systèmes électriques.-----	52
II.5.2 Pertes dans un convertisseur DC/DC-----	53
II.5.3 Les pertes dans la diode-----	53
II.5.4 La quantité de puissance dissipée par un MOSFET-----	55
II.5.5 Pertes de l'inducteur de puissance-----	58
II.5.6 Cycle d'hystérésis-----	58

II.6	Conclusion -----	63
III.	Circuits magnétiques et inductance -----	64
III.1	Introduction -----	65
III.2	Généralités -----	65
III.2.1	Équation de maxwell en régime stationnaire -----	66
III.2.2	Formulation intégrale -----	68
III.3	Circuits électriques et magnétiques -----	73
III.3.1	Inductances propres et mutuelles : -----	73
III.3.2	Énergie magnétique -----	75
III.3.3	Description physique -----	75
III.4	Les Circuits et les matériaux ferromagnétiques -----	76
III.4.1	Perméance -----	77
III.4.2	Expression de l'inductance L_1 dans l'inductance mutuelle -----	78
III.5	Conclusion -----	79
IV.	Dimensionnement de l'inductance mutuelle par simulation et vérification expérimentale	80
IV.1	Introduction : -----	81
IV.2	L'interface utilisateur de COMSOL : -----	81
IV.3	Simulation sous COMSOL4.3 -----	82
IV.3.1	Géométrie et dimension de l'inductance a deux bobines au logiciel COMSOL	82
IV.3.2	Etapas de simulation par le logiciel COMSOL -----	84
IV.4	Validations de la théorie par la simulation : -----	87
IV.4.1	Calcule le nombre de spire N_1 de L_1 : -----	87
IV.4.2	Traçage des courbes de l'inductance : -----	89
IV.5	Réalisations pratique : -----	89
IV.5.1	Caractéristique du panneau utilisé -----	90
IV.6	Traçage de Cycle hystérésis -----	90
IV.6.1	Mesure de la courbe d'hystérésis à l'oscilloscope : -----	90
IV.6.2	Type des corps magnétique de notre expérience -----	92
IV.6.3	Test sur 1 ^{er} Corps Magnétique -----	92
IV.6.4	Test sur 3 ^{eme} corps magnétique -----	93
IV.6.5	Influence de courant continue d'une cellule PV sur le cycle de d'hystérésis ----	94
IV.6.6	Tests et résultats des mesures -----	95
IV.6.7	Résumé des résultats obtenue convertisseur boost -----	100

IV.7	Proposition et choix pour le sens de courant dans l'inductance L2 -----	101
IV.7.1	Organigramme proposée pour les valeurs souhaité de l'inductance -----	101
IV.8	Conclusion -----	102
V.	Convertisseur boost quadratique pleinement exploité modifié M-FTQBC -----	103
V.1	Introduction -----	104
V.2	Analyse sur le convertisseur proposé -----	104
V.2.1	Principe de fonctionnement et analyse en régime permanent -----	104
V.2.2	Analyse des performances du convertisseur proposé -----	107
V.3	Gain de tension et efficacité du M-FTQBC proposé -----	108
V.3.1	Etude la stabilité du système -----	109
V.4	Comparaison entre F-TQBC (référence) et M-FTQBC (proposé) -----	110
V.4.1	Comparaison le gain de tension et le rendement -----	110
V.4.2	Comparaison de contrainte de tension sur les commutateurs actifs et passifs -	112
V.5	Résultats expérimentaux -----	113
V.6	Conclusion -----	115
	Conclusion générale -----	117
	Références -----	120
	ANNEXES -----	126

Liste des figures

FIGURE I-1 CARACTERISTIQUES PRODUITES PAR LA MISE EN SERIE DE CELLULES NS.[1].....	18
FIGURE I-2 LES CARACTERISTIQUES RESULTANTES D'UNE ASSOCIATION PARALLELE DE CELLULES NP.	18
FIGURE I-3 CONFIGURATION CONVENTIONNELLE D'UN PANNEAU SOLAIRE PV AVEC DIODE DE PROTECTION (B) DEFAILLANCE D'UNE DES CELLULES DU MODULE PV ET ACTIVATION DE LA DIODE DE DERIVATION. ...	19
FIGURE I-4 L'IMPACT D'UNE OCCULTATION SUR LA CARACTERISTIQUE IPV (VPV) D'UN PANNEAU SOLAIRE BP 585.....	20
FIGURE I-5 CHAINE DE CONVERSION DU PHOTOVOLTAÏQUE.	21
FIGURE I-6 COUPLAGE DIRECT GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE-CHARGE.	23
FIGURE I-7 PROPRIETES ELECTRIQUES D'UN GENERATEUR PV EN CONFIGURATION DE CONNEXION DIRECTE [1,10].....	23
FIGURE I-8 ALIMENTATION ELECTRIQUE POUR CHARGES DC ET AC VIA DES SYSTEMES PV AUTONOMES (PHASE 1 DC/AC).	24
FIGURE I-9 ALIMENTATION ELECTRIQUE POUR CHARGES DC ET AC VIA DES SYSTEMES PV AUTONOMES ((PHASE 1 DC/DC).	25
FIGURE I-10- SCHEMA D'UN SYSTEME PV CONNECTE AU RESEAU A UN SEUL ETAGE [8,33].	26
FIGURE I-11 SCHEMA D'UN SYSTEME PV RELIE AU RESEAU A DEUX ETAGES [8,33].	26
FIGURE I-12- TOPOLOGIES D'ONDULEUR CENTRALISE [8].	27
FIGURE I-13- CONFIGURATION STRING OU DE RANGEE [8].	27
FIGURE I-14- CONFIGURATION MULTI-STRING [8,60].	28
FIGURE I-15- LE MICRO-CONVERTISSEUR A BASE LES SYSTEMES RELIES AU RESEAU.....	29
FIGURE I-16- SYSTEMES PV CONNECTES AU RESEAU BASES SUR DES MICRO-ONDULEURS.....	30
FIGURE I-17 SCHEMA INTERNE DU MICRO-ONDULEUR ET INTEGRATION AU NIVEAU DU SYSTEME.....	31
FIGURE II-1 DIAGRAMME CONCEPTUEL D'UNE ALIMENTATION A DECOUPAGE.	36
FIGURE II-2 DIAGRAMME D'UN QUADRIPOLE ELECTRIQUE.....	36
FIGURE II-3 DIAGRAMME DU RAPPORT CYCLIQUE A DANS LA COMMANDE DE TENSION DU TRANSISTOR.	37
FIGURE II-4 SCHEMA ELECTRIQUE D'UN CONVERTISSEUR BUCK DC-DC.	38
FIGURE II-5 REPRESENTATION EQUIVALENTE DU CONVERTISSEUR BUCK AVEC S EST FERME.	38
FIGURE II-6 REPRESENTATION EQUIVALENTE DU CONVERTISSEUR BUCK AVEC S EST BLOQUE.....	39
FIGURE II-7 CARACTERISTIQUES DES COURANTS ET DES TENSIONS D'UN CONVERTISSEUR BUCK.	40
FIGURE II-8 DETERMINATION DE LA FLUCTUATION DE TENSION AUX BORNES DU CONDENSATEUR C2.	42
FIGURE II-9 CLASSIFICATION DES COMPOSANTS DE PUISSANCE.	44
FIGURE II-10 SCHEMA ELECTRIQUE D'UN CONVERTISSEUR BOOST DC-DC.....	45
FIGURE II-11 REPRESENTATION EQUIVALENTE DU CONVERTISSEUR BUCK AVEC K EST PASSANTE.	46

FIGURE II-12 REPRESENTATION EQUIVALENTE DU CONVERTISSEUR BUCK AVEC K EST BLOQUE.	46
FIGURE II-13 FONCTIONNEMENT EN MODE CONTINU D'UN CONVERTISSEUR BOOST.....	47
FIGURE II-14 FRONTIERE ENTRE LE MODE DE FONCTIONNEMENT CONTINU ET DISCONTINU.	48
FIGURE II-15 COURANT DE LA BOBINE ET DE LA SORTIE A LA FRONTIERE.	49
FIGURE II-16 CARACTERISTIQUES DES COURANTS ET DES TENSIONS DANS UN CONVERTISSEUR BOOST EN (MCC).....	50
FIGURE II-17 TRANSMISSION D'ENERGIE.....	52
FIGURE II-18 MODELISATION DE LA DIODE [61].....	54
FIGURE II-19 REPRESENTATIONS SIMPLIFIEES DES FORMES D'ONDES PENDANT LA PERIODE DE RECOUVREMENT INVERSE.	55
FIGURE II-20 REPRESENTATION DES TEMPS DE COMMUTATION.....	56
FIGURE II-21 LA REACTION DES TRANSISTORS AUX SIGNAUX AVEC DES BORDS ABRUPTS.	57
FIGURE II-22 BLOCAGE DES PARTIES MOSFET RAPIDES ET LENTS EN FONCTION DE DIFFERENTES RESISTANCES GRILLE/EMETTEUR.....	58
FIGURE II-23 CYCLE HYSTERESIS.	59
FIGURE II-24 CIRCUIT PROPOSEE D'UN CONVERTISSEUR A ETUDIER.....	62
FIGURE III-1 CHEVAUCHEMENT DE CIRCUIT MAGNETIQUE ET ELECTRIQUE.	66
FIGURE III-2 TUBE D'INDUCTION MAGNETIQUE.	69
FIGURE III-3 BOBINAGE A N SPIRES.	70
FIGURE III-4 TENSION INDUITE DANS UN BOBINAGE.	71
FIGURE III-5 SURFACE DELIMITEE PAR LE CONDUCTEUR D'UN ENROULEMENT.	72
FIGURE III-6 BOBINAGES COUPLES.....	74
FIGURE III-7 FLUX ADDITIFS [37,61].	76
FIGURE III-8 FLUX SOUSTRACTIFS [37,61].....	76
FIGURE III-9 CYCLE D'HYSTERESIS D'UN MATERIAU FERROMAGNETIQUE.....	77
FIGURE III-10 DIAGRAMME D'UN CIRCUIT FERROMAGNETIQUE.	77
FIGURE III-11 SCHEMA EQUIVALENT D'UN CIRCUIT FERROMAGNETIQUE.....	77
FIGURE IV-1 INTERFACE UTILISATEUR DE COMSOL 4.3A.	82
FIGURE IV-2 (A) VU GLOBAL DE L'INDUCTANCES MUTUELLE. (B) LEUR COUPE LATERALE.	83
FIGURE IV-3 GEOMETRIE DU DE L1 ET L2 SOUS COMSOL.	85
FIGURE IV-4 MAILLAGES DU SYSTEME.....	85
FIGURE IV-5 DENSITE DE FLUX AVEC $i_1=5A$, $i_2=0.5A$	86
FIGURE IV-6 DENSITE DE FLUX AVEC $i_1=0.5A$, $i_2=5A$	86
FIGURE IV-7 ZOOM DANS ZONE 1.	87
FIGURE IV-8.PROPAGATIONS LES LIGNES DE CHAMP MAGNETIQUE.....	87
FIGURE IV-9 COURBES L_1 EN FONCTION DE I_1 ET I_2 (SOUS MATLAB).....	89

FIGURE IV-10 DIAGRAMME EXPERIMENTAL POUR LA PRISE DE MESURES.	89
FIGURE IV-11 CIRCUIT PROPOSE POUR TRAÇAGE LE CYCLE HYSTERESIS.	90
FIGURE IV-12 CIRCUITS RC INTEGRATION DE LA TENSION.	91
FIGURE IV-13 INDUCTANCE MUTUELLE. (A).1ER CORPS MAGNETIQUE. (B).2EM CORPS MAGNETIQUE. (C).3EME CORPS MAGNETIQUE	92
FIGURE IV-14 CYCLE D'HYSTERESIS A F=5KHZ.....	92
FIGURE IV-15 CYCLE D'HYSTERESIS A F=10.58KHZ.....	92
FIGURE IV-16 CYCLE D'HYSTERESIS A F=22.24KHZ.....	93
FIGURE IV-17 CYCLE D'HYSTERESIS A F=49.12KHZ.....	93
FIGURE IV-18 CYCLE D'HYSTERESIS A F=11.24KHZ.....	93
FIGURE IV-19 CYCLE D'HYSTERESIS A F=24.47KHZ.....	94
FIGURE IV-20 INFLUENCE DE COURANT CONTINUE SUR CYCLE DE D'HYSTERESIS.....	94
FIGURE IV-21 CYCLE D'HYSTERESIS DU CORPS MAGNETIQUE.	95
FIGURE IV-22 CYCLE D'HYSTERESIS INFLUENCE PAR COURANT CONTINUE.	95
FIGURE IV-23 POINT DE VUE GLOBALE DE L'INSTALLATION DE BANC D'ESSAI.....	95
FIGURE IV-24 RELEVES DU COURANT ET TENSION SAN ALIMENTE L2, DU C/ BOOST A) ENTREE, B) SORTIE.	96
FIGURE IV-25 RELEVES DU COURANT ET TENSION AVEC L2 ALIMENTE, DU C/ BOOST A) ENTREE, B) SORTIE.	96
FIGURE IV-26 RELEVES DU COURANT ET TENSION SAN ALIMENTE L2, DU C/ BOOST A) ENTREE, B) SORTIE.	97
FIGURE IV-27 RELEVES DU COURANT ET TENSION AVEC L2 ALIMENTE, DU C/ BOOST A) ENTREE, B) SORTIE.	98
FIGURE IV-28 RELEVES DU COURANT ET TENSION SAN ALIMENTE L2, DU C/ BOOST A) ENTREE, B) SORTIE.	99
FIGURE IV-29 RELEVES DU COURANT ET TENSION AVEC L2 ALIMENTE, DU C/ BOOST A) ENTREE, B) SORTIE	99
FIGURE IV-30 RELEVES DU COURANT ET TENSION AVEC L2 ALIMENTE, DU C/ BOOST A) ENTREE, B) SORTIE.	100
FIGURE IV-31 EXCITATIONS DE L'INDUCTANCE L2.....	101
FIGURE IV-32 ORGANIGRAMME PROPOSEE POUR LES VALEURS SOUHAITE DE L'INDUCTANCE.	102
FIGURE-V-1 SCHEMA FONCTIONNEL DU MICRO-ONDULEUR CONNECTE A UNE CHARGE AC OU A UN RESEAU	104
FIGURE-V-2 (A). CONVERTISSEUR BOOST QUADRATIQUE ENTIEREMENT EXPLOITE MODIFIE, (B). ON ET (C) OFF.	105
FIGURE V-3. M-FTQBC AVEC PARAMETRES PARASITES	107

FIGURE V-4. GAIN DE TENSION DU M-FTQBC POUR DIFFERENTES RESISTANCES DE CHARGE. 108

FIGURE V-5. EFFICACITE DU M-FTQBC POUR DIFFERENTES RESISTANCES DE CHARGE..... 108

FIGURE V-6. LE DIAGRAMME DE BODE ET LES CARACTERISTIQUES DE REPOSE FREQUENTIELLE..... 109

FIGURE V-7- COMPARAISON DU GAIN DE TENSION ET DU RENDEMENT DE M-FTQBC ET F-TQBC..... 111

FIGURE V-8- RELATIONS ENTRE LE RENDEMENT ET LE GAIN DE TENSION DE M-FTQBC ET F-TQBC..... 111

FIGURE V-9 CONFIGURATION DE TEST EXPERIMENTALE. 114

FIGURE V-10 LES TENSIONS DE SORTIE DU CONVERTISSEUR PROPOSEES (40 V/DIV) A DIVERS RAPPORTS
CYCLIQUES (A) $D=0,4$, (B) $D=0,38$, (C) $0,3$ ET (D) $0,28$ 114

FIGURE V-11 TENSIONS DE SORTIE DU CONVERTISSEUR F-TQBC (40 V/DIV) A DIVERS RAPPORTS
CYCLIQUES (A) $D=0,4$, (B) $D=0,38$, (C) $0,3$ ET, (D) $0,28$ 115

Liste des tableaux

TABLEAU II-1 VARIATION DE L'INDUCTANCE EN FONCTION DE COURANT POUR C/BUCK. -----	61
TABLEAU II-2 VARIATIONS DE L'INDUCTANCE EN FONCTION DE COURANT POUR C/ BOOST.-----	61
TABLEAU III-1 ANALOGIE CIRCUIT ELECTRIQUE-CIRCUIT MAGNETIQUE -----	72
TABLEAU IV-1 DIMENSIONS DES INDUCTEURS MUTUELS (PARAMETRES DE A1 : A14).-----	83
TABLEAU IV-2 RELEVER DES MESURES ET DES CALCULS D'INDUCTANCE. -----	88
TABLEAU IV-3 CARACTERISTIQUE DE PANNEAU SOLAIRE SW 85 POLY R 5A/D. -----	90
TABLEAU IV-4 RESUMES DES RESULTATS BOOST.-----	101
TABLEAU V-1 PARAMETRES DES CONVERTISSEURS. -----	109
TABLEAU V-2 PERFORMANCES DU CONVERTISSEUR PROPOSE ET REFERENCE CONVERTISSEUR. -----	112
TABLEAU V-3 CONTRAINTE DE TENSION SUR LES INTERRUPTEURS ACTIFS ET PASSIFS DES DEUX CONVERTISSEURS. -----	112
TABLEAU V-4 COMPARAISON DE LA TOPOLOGIE PROPOSEE AVEC LES TOPOLOGIES EXISTANTES. -----	113

Listes des acronymes et symboles

V_{in} et V_o	Tension continue d'entrée et de sortie
V_{C1} , V_{C2} et V_{C3}	Tension de repos aux bornes des condensateurs C_1 , C_2 et C_3
v_{C1} , v_{C2} et v_{C3}	Tension du condensateur
I_{L1} , I_{L2} et I_{L3}	Courants d'inductance en régime permanent à travers L_1 , L_2 et L_3
i_{L1} , i_{L2} et i_{L3}	Courants inducteurs
ϕ_1 , ϕ_2 , et ϕ_3	Flux en régime permanent à travers les inducteurs L_1 , L_2 et L_3
n_1 , n_2 et n_3	Rapport de spire des inducteurs à point milieu L_1 , L_2 et L_3
Tel que	$n_1 = N_{12}/N_{11}$, $n_2 = N_{22}/N_{21}$ and $n_3 = N_{32}/N_{31}$
K	Coefficient de couplage
D	Valeur d'état stable du rapport cyclique
D_I	$D_I = 1 - D$
D	Valeur moyenne du rapport cyclique
r_{L1} , r_{L2} et r_{L3}	Résistances des inductances L_1 , L_2 et L_3
D_1 , D_2 , D_3 , D_4 et D_5	Diodes
S	Switch ou transistor
φ_1 , φ_2 et φ_3	Flux à travers le noyau de l'inducteur L_1 , L_2 et L_3
R	Résistance de la charge
L_1 , L_2 et L_3	Inducteurs respectivement 1, 2 et 3
L_{11} , L_{21} et L_{31}	Première partie d'inductances à point milieu respectivement L_1 , L_2 et L_3
L_{12} , L_{22} , et L_{32}	Deuxième partie des inducteurs à point milieu, respectivement L_1 , L_2 et L_3
N_{11} , N_{12} , N_{21} , N_{22} , N_{31} , N_{32}	Nombre de spire respectivement de L_{11} , L_{12} , L_{21} , L_{22} , L_{31} et L_{32}
r_{L11} , r_{L12} , r_{L21} , r_{L22} , r_{L31} , r_{L32}	Les résistances des inducteurs respectivement L_{11} , L_{12} , L_{21} , L_{22} , L_{31} et L_{32}
r_{C1} , r_{C2} , et r_{C3}	Résistances respectives des condensateurs C_1 , C_2 et C_3
G	Gain de tension
η	Rendement
DC	Direct current
DC/DC	Conversion continu/continu
DC/AC	Conversion continu/alternatif
PV	Photovoltaïque
GPV	Générateur Photovoltaïque
G	Rayonnement (W/m^2)
MOSFET	Métal Oxid Semiconductor Field Effect Transistor
IGBT	Insulated gate bipolar transistor
B	Induction magnétique (T)
B_s	Induction à saturation
σ	Conductivité (S/m)
H	Champ magnétique (A/m)
ρ	Densité volumique des charges
μ	Perméabilité ($V \cdot s/A$)
μ_0	(H/m) perméabilité du vide = $4 \pi \cdot 10^{-7} V \cdot s/A$
μ_r	La perméabilité relative
ψ	Le flux totalisé
Λ	La perméance
\mathfrak{R}	La réluctance

Listes des acronymes et symboles

STC	Standard Test Conditions
P_{MAX}	La puissance maximale disponible à la sortie GPV
η_{TOTAL}	Le rendement total de la chaîne de conversion PV
I_{OPT}	Le courant optimal
V_{OPT}	La tension optimale
MPPT	Maximum Power Point Tracker
EMI	Electromagnetic Interference
THD	Total Harmonic Distortion
M-FTQBC	Modified-Fully Tapped Quadratic Boost Converter
RGE	Résistance câblée entre grille et source
DAB	Dual-active bridge
td	delay time
tr	rise time
tf	fall time

Introduction générale

Introduction Général

La nécessité d'augmenter le niveau de tension produit par les systèmes photovoltaïques (PV) devient une tâche urgente pour être compatible avec les exigences de la charge en courant alternatif. De nombreuses études ont été menées dans le but d'augmenter l'efficacité des générateurs solaires, car la production d'électricité par les systèmes photovoltaïques dépend à la fois des variations des conditions climatiques et de la charge. L'énergie fournie par un panneau photovoltaïque est traitée par le micro-onduleur pour des puissances moyennes, d'abord pour maintenir le point de puissance maximale, puis elle est transférée au deuxième étage pour répondre aux besoins de la charge en courant alternatif (AC) [53-55]. Ce convertisseur assure cette fonction, mais l'efficacité de l'ensemble de la chaîne photovoltaïque dépend inévitablement de l'efficacité du convertisseur DC/DC. Cependant, nous rencontrons des problèmes dans le fonctionnement du convertisseur boost à un rapport cyclique élevé, qui n'est pas préféré en raison de la réduction du gain de tension. De plus, un nombre de tours plus élevé dans l'inductance des enroulements couplés s'ajoute également aux pertes globales du convertisseur [53]. Cette thèse propose un convertisseur continu-continu amélioré avec un rapport cyclique faible, en intégrant trois inductances à prise dans une nouvelle topologie, qui combine un convertisseur boost quadratique et un convertisseur boost à inductance entièrement exploité. Les analyses sont effectuées théoriquement et soutenues par les résultats obtenus lors des simulations. Les résultats ont été validés expérimentalement en créant un prototype du convertisseur proposé.

Ainsi, nous avons envisagé de continuer notre thèse en suivant le plan suivant :

Dans le premier chapitre, nous présentons un aperçu général de l'énergie photovoltaïque et nous exposons également un état des lieux actualisé des différentes structures des convertisseurs dc-dc et dc-ac de l'énergie photovoltaïque, afin de mieux comprendre les défis et les opportunités d'avenir de l'électronique de puissance dans ces domaines.

Dans le second chapitre, nous allons présenter une étude préliminaire de quelques types de convertisseurs dc/dc, qui ont généralement la capacité d'ajuster efficacement la transmission de puissance de la source dc vers la charge. Pour cela, nous avons également présenté une modélisation mathématique des différents convertisseurs buck et boost que et leur dimensionnement.

Dans le troisième chapitre, nous allons réaliser une étude magnétique de l'inductance de couplage et de l'inductance propre, montrant les relations introduites pour nous aider à proposer notre topologie originale. Cette étude a également permis de déterminer la valeur de l'inductance et le nombre de spires de l'inductance couplée.

Dans le quatrième chapitre nous présentons le dimensionnement de l'inductance mutuelle par des simulations par le logiciel 'comsol' et différentes réalisations expérimentales sont réalisées

Dans le cinquième chapitre nous avons proposé un convertisseur intégrant trois inductances à point milieu dans une nouvelle topologie, qui combine un convertisseur boost à inductances couplé et un convertisseur boost quadratique [59]. Il est nommé le Convertisseur boost quadratique pleinement exploité modifié (M-FTQBC).

Des essais expérimentaux ont confirmé cette configuration, dont les détails sont fournis, et les résultats seront examinés en détail.



I. Diverses chaînes de conversion photovoltaïque.

I.1 Introduction

L'énergie photovoltaïque a d'abord été développée pour des applications indépendantes. Non connectées au réseau, comme les satellites de télécommunications ou les habitations isolées. On le trouve maintenant dans de nombreuses applications électriques telles que les calculatrices modernes, les montres et les appareils électroniques modernes. En fait, la puissance générée par les cellules solaires peut facilement être utilisée pour alimenter diverses charges DC. Avec l'arrivée d'installations photovoltaïques connectées au réseau de distribution, la production d'électricité photovoltaïque (PV) s'est considérablement développée en tant que méthode de production d'électricité [1]. Ces progrès continus ont été rendus possibles grâce à la recherche fondamentale sur les matériaux photovoltaïques, cela est également rendu possible grâce à l'amélioration constante du système de gestion de cette énergie menée de manière simultanée. La production d'énergie photovoltaïque (PV) est une source d'énergie intermittente et non linéaire qui dépend de plusieurs facteurs, tels que le rayonnement solaire et la température. Par conséquent, l'adaptation de cette source d'énergie à notre modèle de consommation est cruciale. La production d'énergie solaire peut être stockée dans des batteries ou d'autres méthodes de stockage en cours de développement, ou elle peut être réinjectée dans le réseau de distribution [1]. Des progrès technologiques ont été réalisés dans les unions cellulaires photovoltaïques, la fabrication des panneaux solaires aux propriétés électriques. Il peut répondre à nos besoins et offrir un haut degré de fiabilité qui garantit un fonctionnement pendant plus de 25 ans, avec la création d'une électronique de puissance spécialement conçue pour les applications photovoltaïques et leur évolution, de nombreux systèmes innovants de conversion ont été développés, y compris les convertisseurs de premier étage pour adapter les entrées et garantir la recherche PPM. En effet, grâce aux convertisseurs de puissance DC-DC insérés entre les modules PV et les entrées des onduleurs, ces dispositifs permettent désormais d'ajuster et d'optimiser la production d'énergie PV. En général, ces étapes impliquent des systèmes de contrôle électrique assez complexes, visant à adapter la tension générée par les panneaux photovoltaïques à la tension requise en entrée de l'onduleur. Par conséquent et pour mieux comprendre les défis et les perspectives d'avenir de l'électronique de puissance dans ces applications, ce chapitre donne un aperçu actuel des différentes structures des convertisseurs de puissance dc/dc et dc/ac.

I.2 La structure conventionnelle d'un générateur photovoltaïque.

La puissance maximale d'une cellule de silicium de 150 cm^2 à $0,5 \text{ V}$ est d'environ $2,3 \text{ W}$ dans des conditions solaires standard STC (1000 W/m^2 ; 25°C ; AM1,5). Et par conséquent, la cellule photovoltaïque primaire est un générateur de faible puissance, insuffisant pour la plupart des applications industrielles ou domestiques. [1,2].

Pour accroître la tension produite par le générateur photovoltaïque (GPV), il suffit de regrouper de n_s cellules en série, le même courant qui traverse les cellules et en additionnant la tension de base de chaque cellule, on obtient la caractéristique connectée en série, Figure I-1. L'équation I-1 synthétise les caractéristiques électriques d'un regroupement en série de n_s cellules.

$$V_{OC_{np}} = \sum_1^{np} V_{OC} \tag{I-1}$$

$$I_{SC_{np}} = I_{SC} \tag{I-2}$$

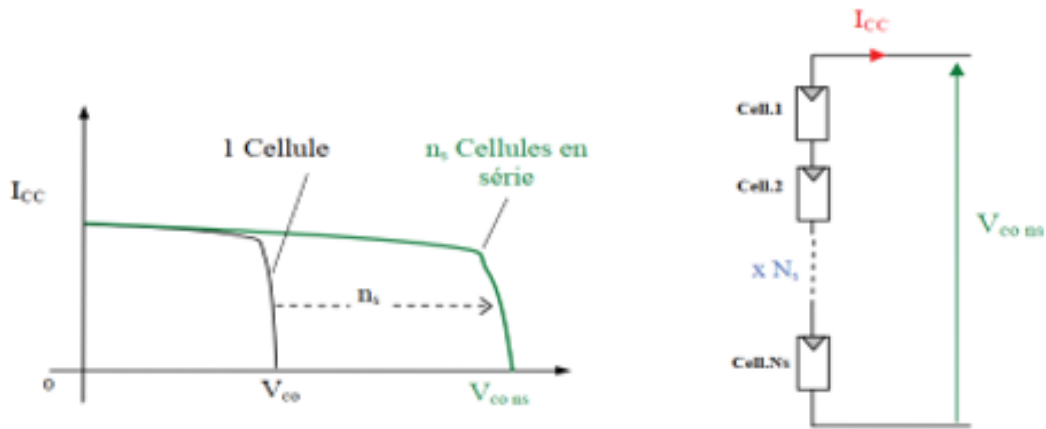


Figure I-1 Caractéristiques produites par la mise en série de cellules n_s . [1]

En revanche, afin d'augmenter le courant de sortie du générateur GPV, on regrouper n_p cellules en parallèle, la même tension est soumise aux cellules et l'ajout des courants donne la caractéristique résultante du groupement, Figure I-2. Les caractéristiques électriques d'un groupe de n_p cellules parallèles sont résumées dans l'équation I-2.

$$I_{SC_{np}} = \sum_1^{n_s} I_{SC} \tag{I-3}$$

$$V_{OC_{np}} = V_{OC} \tag{I-4}$$

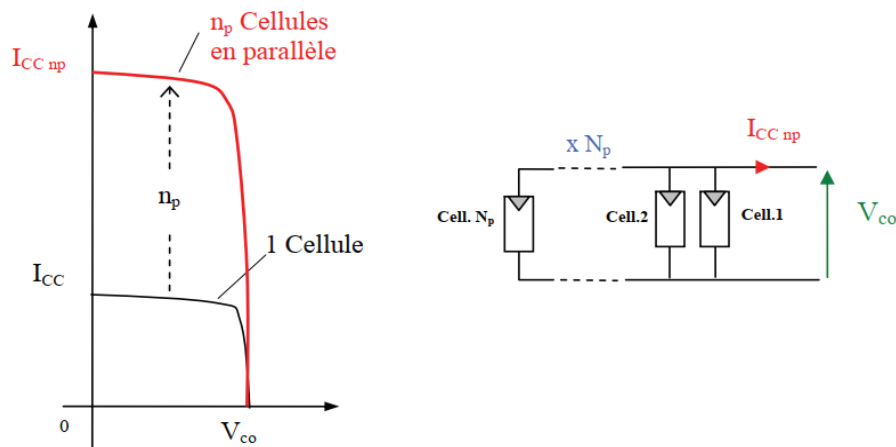


Figure I-2 Les caractéristiques résultantes d'une association parallèle de cellules n_p .

Le groupe de cellules $n_s \cdot n_p$ en série/parallèle peut être considéré comme la cause de la caractéristique $I(V)$ d'un générateur solaire. De plus, la propriété générale peut varier suivant de la température, de l'éclairage, des effets d'ombrage, du vieillissement des cellules, ou de plus,

l'occultation ou la détérioration d'une des cellules connectées en série est suffisante pour réduire considérablement le courant solaire généré par le module photovoltaïque. Quand le courant fourni excède celui généré par la batterie calibrée, dans ce cas, la tension de la batterie devient négative, être le composant récepteur. Cela finit par dissiper trop de puissance, ce qui peut l'endommager si le défaut ne disparaît pas pendant une période prolongée. Ceci correspond au phénomène couramment désigné sous le terme de "point chaud" ou de hotspot [1-5]. Pour faire face à cet événement, les panneaux photovoltaïques sont équipés par des diodes de dérivation, qui protègent les cellules devenues négatives pour la figure I-3(a). Les mesures prises sur une unité photovoltaïque commerciale de 85 watts dans laquelle ce générateur a une cellule obscurcie parmi ses 36 cellules (à différents niveaux d'ombrage) sont illustrées à la figure I-4. On remarque clairement la distorsion de la courbe I(V) lié à l'effet partiel d'ombrage sur le module photovoltaïque. Lorsque la diode de dérivation commence à fonctionner, une partie du panneau ombré est alors court-circuitée. Comme illustré à la figure I-3(b), évitant ainsi que des courants inverses circulent à l'intérieur des cellules défaillantes. D'autre part, cette solution utile à réduit la tension et la puissance aux bornes du panneau. L'avilissement d'une seule cellule empêche le groupe de cellules connectées à la cellule endommagée (et protégé par la diode de dérivation) de générer de l'énergie [1,6].

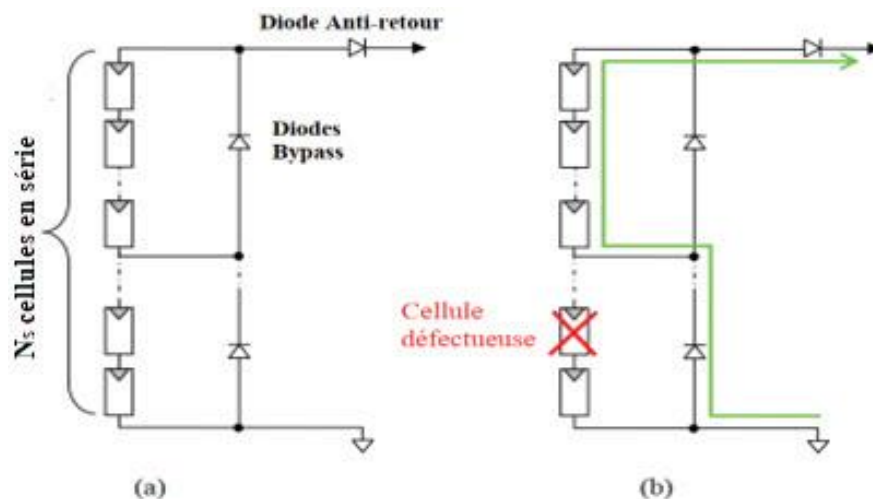


Figure I-3 configuration conventionnelle d'un panneau solaire PV avec diode de protection (b)
Défaillance d'une des cellules du module PV et activation de la diode de dérivation.

Une autre façon de protéger le module PV est de le protéger contre les courants négatifs, qui peuvent se produire lorsque plusieurs panneaux sont connectés en parallèle (lorsque les panneaux deviennent des récepteurs et non des générateurs). Par conséquent, une diode inverse est connectée en série avec chaque branche du GPV.

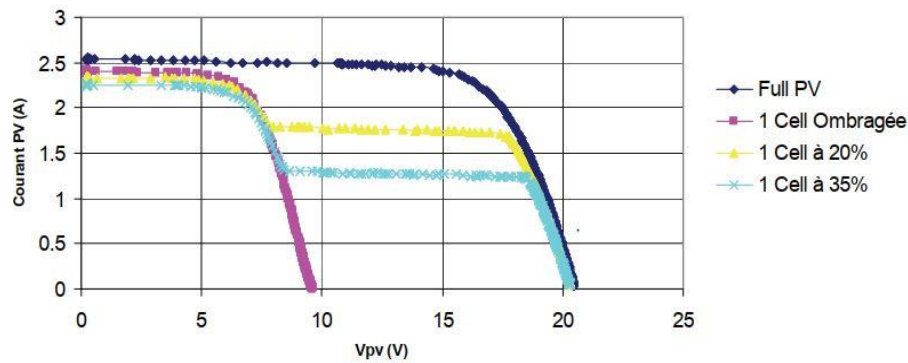


Figure I-4 L'impact d'une occultation sur la caractéristique $I_{pv}(V_{pv})$ d'un panneau solaire BP 585

Le danger réside dans le fait qu'une chaîne de cellules très éclairée se jette dans une chaîne de cellules moins éclairée. Il convient de noter que la présence de diode anti-retour empêche tous les courants négatifs, y compris ceux provenant des charges (par exemple, des batteries qui sont toujours allumées et peuvent débiter sur le GPV la nuit). Donc, il est clair que la gestion de l'énergie photovoltaïque est plus complexe qu'on ne l'imagine. Ainsi, la cellule la moins performante d'un module PV commercial limite la production de courant. Afin d'obtenir un assemblage homogène et d'éviter que la puissance des panneaux ne soit limitée par des différences de diffusion provenant de cellules moins performantes, il est généralement important de trier les cellules en fonction de leurs caractéristiques électriques. En outre, l'affaiblissement des cellules cela peut conduire à une dispersion des performances. Les conditions climatiques dans lesquelles se trouvent les composants (manque de luminosité, température, poussière, neige, pluie, chute de feuilles, etc.) font du PV une ressource difficile à contrôler. Actuellement, afin d'en faire une véritable source d'énergie, et rendre abordable en termes de flexibilité, d'efficacité et de coûts [1]. Selon le raccordement au réseau public, Les systèmes photovoltaïques sont classés en deux catégories : ceux qui sont autonomes et ceux qui sont connectés au réseau [1,8].

I.3 Notions des rendements liés à la chaîne de conversion.

Les sources de perte standardisées dans les chaînes de conversion photovoltaïques de la figure I-5 est essentielle pour comprendre ses performances et envisager de les améliorer. Cela entraîne à plusieurs définitions différentes du rendement. Nous allons examiner les définitions des divers rendements mentionnés dans ce document et les conditions dans lesquelles ils sont mesurés. L'efficacité globale de la chaîne de conversion résultante reflète il est évident que toutes les sources de pertes sont distribuées sur toute la chaîne PV [1]. L'irradiation solaire par unité de temps et de surface est connue sous le nom d'irradiance G (W/m^2). Ainsi, un panneau de surface A (m^2) reçoit la puissance $G \cdot A_{eff}$. La surface A_{eff} du panneau est représentée par la surface active. Et à la conversion photovoltaïque éventuelle, plutôt que la surface totale que le panneau solaire occupe. Il existe une variété de méthodes de mesure, les pyranomètres sont les plus utilisés, mais ces derniers nécessitent beaucoup de précautions quant aux mesures de propreté et des temps de mesure de l'ordre de la dizaine de secondes. D'un autre côté, d'autres types de mesures sont liés aux capteurs à base de diodes au silicium. Leur sensibilité est limitée à $0,4$ à $1,1 \mu m$ (la gamme

spectrale du silicium), mais leurs temps de réponse sont inférieurs à la seconde à ceux des GPV en silicium. Bien que cette méthode ait été utilisée, les données d'irradiation (G) ne sont malheureusement pas très précises pour décrire la lumière solaire instantanée réelle qui atteint la surface de la Terre, avec une erreur d'environ 10 % [1,9]. La discussion sur l'amélioration de ce domaine métrologique reste. Dans ce contexte, en l'absence de données plus précises, nous utiliserons l'équation I-5 pour définir le rendement qui reflète la capacité maximale du GPV et la qualité de conversion électron-photon du panneau solaire noté η_{pv} . Où P_{MAX} est la puissance maximale émise par le GPV et est liée au matériau PV, à l'heure et au lieu des mesures, ainsi qu'à la température et aux conditions météorologiques [1].

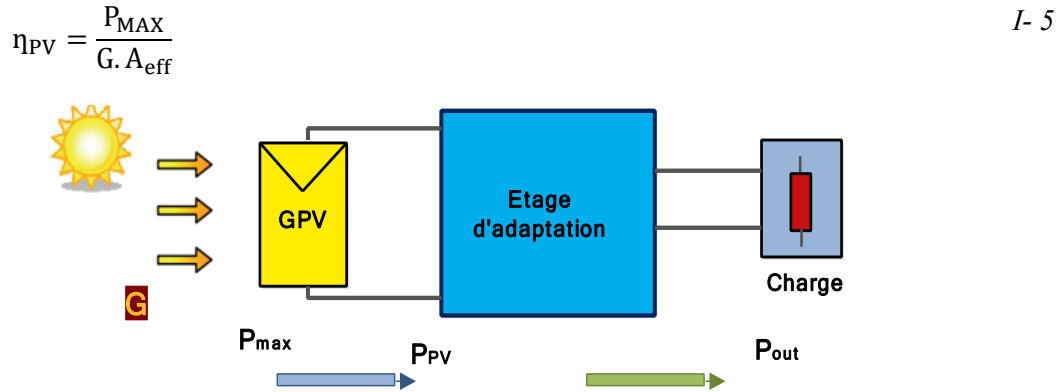


Figure I-5 Chaîne de conversion du photovoltaïque.

La conversion et la transmission de puissance nécessitent l'utilisation de l'étage d'adaptation. Le GPV générant une puissance notée P_{PV} est plus ou moins éloigné du potentiel reproductible noté P_{MAX} (connexion directe, convertisseur DC/DC, onduleur, etc.). Par conséquent, il devient essentiel de définir une nouvelle efficacité qui rende compte des pertes d'énergie dans le processus de conversion. Nous le mettons en relation avec le point de fonctionnement GPV et noté η_{MPPT} . Cela concerne la capacité de l'étage adaptatif à maximiser la puissance disponible (P_{MAX}) produite par le panneau photovoltaïque. La puissance disponible aux bornes du GPV est divisée par la puissance maximale pouvant être produite par le même GPV, ce qui donne le rendement η_{MPPT} l'équation I-6. Pour être précis davantage, l'efficacité découle de la réalisation de mesures énergétiques effectuées sur une période de temps extrêmement courte (<1 sec). Il représentera donc un moment de la journée, une situation météorologique et un mode de fonctionnement particulier. En résumé, ce taux de rendement traduit l'efficacité immédiate des performances du GPV [1].

Pour transférer l'énergie électrique produite, l'utilisation de l'étage de transfert d'énergie présenter un taux de perte lié dans une certaine mesure à sa constitution. Nous déterminons la qualification de l'étage de conversion, l'efficacité de conversion de l'étage d'adaptation notée η_{conv} , définie par l'équation I-7, et permettant l'appréciation des pertes en énergie découlant de la conversion au sein de l'étage d'adaptation. Encore une fois, Cette performance dépend des conditions et de la durée d'utilisation. Afin d'atteindre une grande précision dans la mesure de ces grandeurs, il est impératif de simultanément effectuer des mesures de tension et de courant à

l'entrée et à la sortie de l'étage, garantissant ainsi une connaissance précise du transfert d'énergie à un instant donné.

$$\eta_{con} = \frac{P_{out}}{P_{PV}} \quad I- 6$$

$$\eta_{MPPT} = \frac{P_{PV}}{P_{MAX}} \quad I- 7$$

Le rendement total d'une chaîne de conversion photovoltaïque, également connu η_{TOTAL} ,

qui est le produit des trois rendements prédéterminés sur la même période de temps et est calculé par équation I-8.

$$\eta_{TOTAL} = \frac{P_{MAX}[AW]}{G[W/m^2]. A[Am^2]} \cdot \frac{P_{PV}[AW]}{P_{MAX}[AW]} \cdot \frac{P_{out}[AW]}{P_{PV}[AW]} \quad I- 8$$

Le rendement total traduit la capacité globale de la chaîne photovoltaïque à générer moins ou plus d'énergie électrique. De plus, cela nous aide à comprendre la différence entre les rendements des matériaux et des cellules photovoltaïques obtenus en laboratoire dans des conditions de rayonnement et de température contrôlées et les rendements réels obtenus par les dispositifs GPV assurés fonctionnant dans des conditions réelles. L'efficacité de l'étage d'adaptation η_{conv} et L'efficacité de η_{MPPT} , ils se définissent respectivement comme la capacité à optimiser le fonctionnement et la pouvoir de transfert vers la charge dans des conditions idéales [1].

I.4 Système photovoltaïque indépendant

Dans les systèmes photovoltaïques qui fonctionnent en autonome du réseau électrique, la production de l'énergie par les générateurs photovoltaïques est utilisée directement (dans les zones isolés, ventilation, pompage d'eau...), ou stockage dans les batteries [1-8].

La structure des systèmes indépendants la plus simple est qu'on relie le GPV directement à la charge DC (Figure I-6). Avec cette configuration, la charge fonctionner uniquement pendant les périodes suffisamment ensoleillés. C'est adapté pour les applications qui ne requièrent pas de fonctionnement pendant la nuit ou en conditions de faible luminosité, telles que le pompage d'eau [1-8]. Pour les applications nécessitant une énergie électrique pendant la jour et nuit, un système de stockage peut être ajouté au système. L'énergie générée par le générateur photovoltaïque est stockée dans l'accumulateur électrique pour être utilisée en cas de manque d'éclairage.

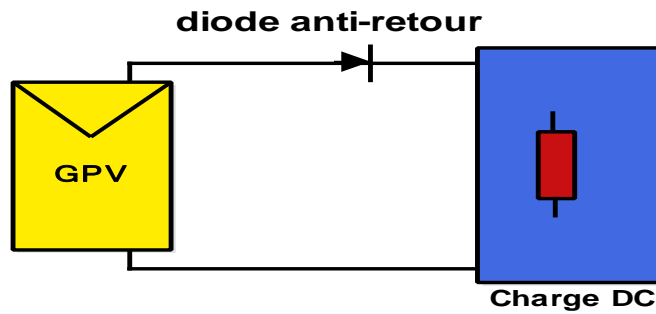


Figure I-6 Couplage direct générateur photovoltaïque-charge.

En fait, la batterie est toujours la plus courte dans l'application PV. La puissance de sortie du module PV est déterminée par le point où les caractéristiques courant-tension (I-V) et de charge du GPV convergent.

Puisque les propriétés sont fluctuées le transfert d'énergie ne peut pas rester optimisé. Donc, La résistance de la charge affecte le point de fonctionnement du GPV.

Maintenant, Ce genre d'application peut être simplifié en considérant un champ photovoltaïque (PV) où la tension V_{PPM} est établie selon la tension nominale de l'application. La principale raison pour laquelle ce processus a été choisi est qu'il est fiable, simple et peu coûteux. [8] figure I-6 Le module photovoltaïque nécessite une diode anti-retour pour empêcher le flux de courant négatif.

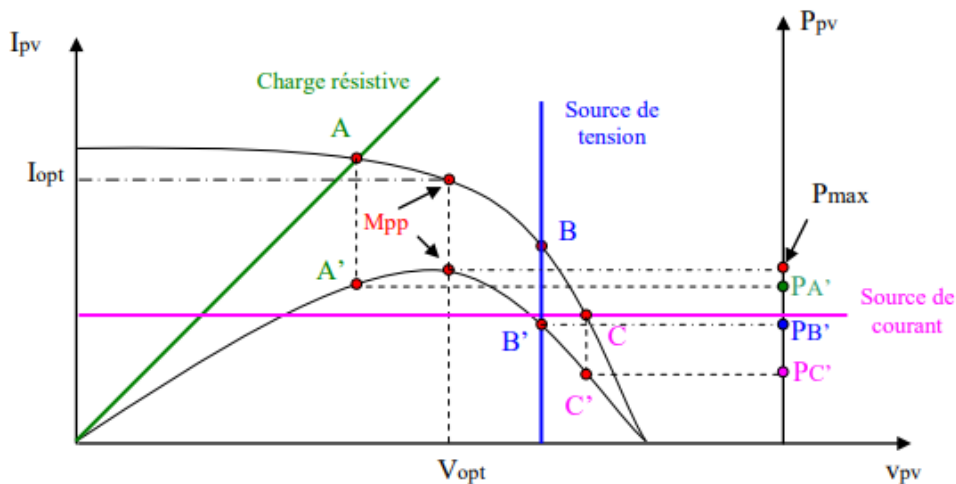


Figure I-7 Propriétés électriques d'un générateur PV en configuration de connexion directe [1,10].

En fait, l'intersection entre la courbe I-V (courant-tension) du GPV et la courbe I-V de la charge détermine le point de fonctionnement du GPV, on suppose que la charge est en courant continu (DC). En fait, le GPV produit du courant continu, Les charges en courant alternatif sont totalement incompatibles avec les connexions directes. Pour connecter le GPV à une charge en courant alternatif, un onduleur distinctif est nécessaire [11]. Les charges DC courantes sont de trois

types : Les charges à source de courant, les charges à source de tension et les charges purement résistives. Les Propriétés électriques $I(V)$ et $P(V)$ du générateur photovoltaïque (GPV), et les caractéristiques $I(V)$ des trois types de charges, sont représentées dans la Figure I-7. Le point de fonctionnement (P_{MAX}) auquel le générateur fournit sa puissance maximale peut être déterminé, la tension optimum (V_{OPT}) et le courant optimum (I_{OPT}), également connus sous le nom de points PPM (Point de Puissance Maximale), représentent les valeurs de courant et de tension auxquelles un générateur photovoltaïque (GPV) produit sa puissance maximale. Ces paramètres sont cruciaux pour optimiser l'efficacité de l'utilisation de l'énergie solaire. Le point d'intersection entre les courbes de caractéristiques courant-tension ($I-V$) du générateur et celles des trois types de charges peut être effectivement identifié. Cela permet de déterminer où les performances du générateur photovoltaïque répondent aux exigences de charge particulières :

- Pour une charge purement résistive, le point A est le point de fonctionnement.
- Le point de fonctionnement d'une charge alimentée en source de tension est indiqué par le point B.
- Le point de fonctionnement d'une charge alimentée en source de courant est indiqué par le point C.

Ces points (A, B, C) varient en fonction des caractéristiques électriques du générateur photovoltaïque et des caractéristiques de chaque type de charge, et ils peuvent changer en fonction des conditions et des spécifications du système.

Comme illustré dans la figure I-7, les valeurs de puissance PA' , PB' et PC' fournies par le générateur sont respectivement inférieures à la puissance maximale disponible P_{max} pour ces trois points. Ainsi, la perte partielle de l'énergie délivrée aux bornes du générateur photovoltaïque entraîne finalement une réduction significative de la production d'énergie [8]. Les configurations des systèmes photovoltaïques autonomes les plus courants, où le dispositif de stockage d'énergie alimente à la fois les charges en courant continu et en courant alternatif, sont présentées dans les figures I-8 et I-9. La différence entre les deux réside dans le fait que dans le premier cas, le générateur photovoltaïque (PV) est connecté à un convertisseur DC/AC, tandis que dans le second cas, le générateur PV est connecté à un convertisseur DC/DC [2,8,10].

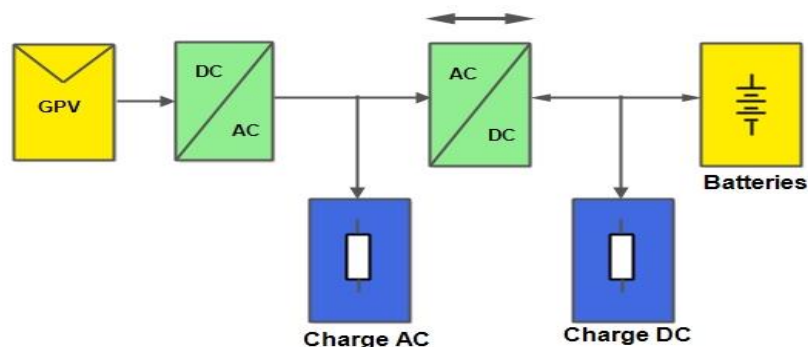


Figure I-8 Alimentation électrique pour charges DC et AC via des systèmes PV autonomes (phase 1 DC/AC).

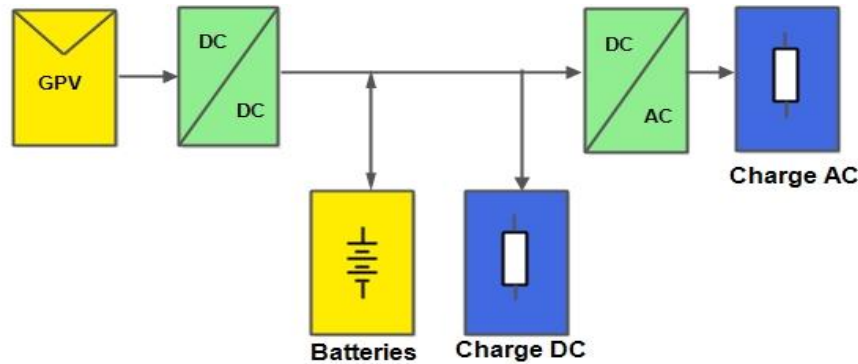


Figure I-9 Alimentation électrique pour charges DC et AC via des systèmes PV autonomes ((phase 1 DC/DC).

I.5 Système solaire relié au réseau.

Les systèmes solaire (PV) relié au réseau sont conçus pour pouvoir injecter l'énergie photovoltaïque extraite dans le réseau public. Ces systèmes ont de nombreuses étapes de conversion d'énergie (convertisseurs de puissance) qui permettaient d'extraire l'énergie du générateur photovoltaïque puis de l'injecter dans le réseau public [12]. Dans ces systèmes, l'onduleur est le composant principal qui transforme le courant continu en courant alternatif. Mais il génère également des perturbations harmoniques importantes causées par ses dispositifs de commutation. C'est pourquoi le raccordement des DER (Distributed Energy Resources) au réseau est contraint par plusieurs accords Normes internationales telles que la Commission électrotechnique internationale CEI, institute of electrical and electronic engineers IEEE [13,14].

I.5.1 Système PV relié au réseau à un étage

Selon le nombre d'étages de conversion, les systèmes PV reliés au réseau sont catégorisés en deux catégories à un étage et à deux étages, ces classifications sont les topologies d'électronique de puissance les plus utilisées dans les systèmes PV [15,33]. La topologie d'un seul étage, le processus de conversion comprend seulement un onduleur DC-AC pour effectuer toutes les tâches de contrôle comme Suivi du point de puissance maximale (MPPT), le contrôle de l'amplification de la tension et le courant du réseau. Ainsi, cette configuration pose des difficultés de contrôle et de mise en œuvre assurant une moindre efficacité. Pour améliorer et réguler les performances d'un système PV, il existe différents types d'onduleurs DC-AC ont été utilisés tels que les onduleurs à deux niveaux [16,17,33], à plusieurs niveaux [18], à source Z [19] et à source discrète [20]. Le schéma fonctionnel d'un système photovoltaïque connecté au réseau à l'aide d'un convertisseur à un étage est illustré par la figure I-10.

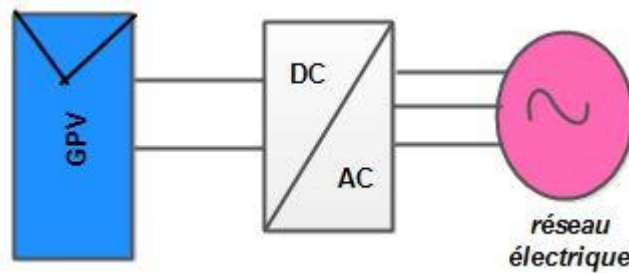


Figure I-10- Schéma d'un système PV connecté au réseau à un seul étage [8,33].

I.5.2 Système solaire relié au réseau à deux étages

La procédure de conversion se compose de deux étapes dans une configuration en deux étages. La 1^{re} étape est utilisation du convertisseur DC/DC pour amplifier la tension du générateur photovoltaïque et suivre le point de puissance maximale. Pour cela, divers types de convertisseurs DC/DC sont utilisés, notamment des convertisseurs élévateurs (ou boost) [15,33].

La 2^{ème} étape consiste à utiliser un onduleur DC/AC pour réguler la tension du bus DC et contrôler le courant injecté dans le réseau.

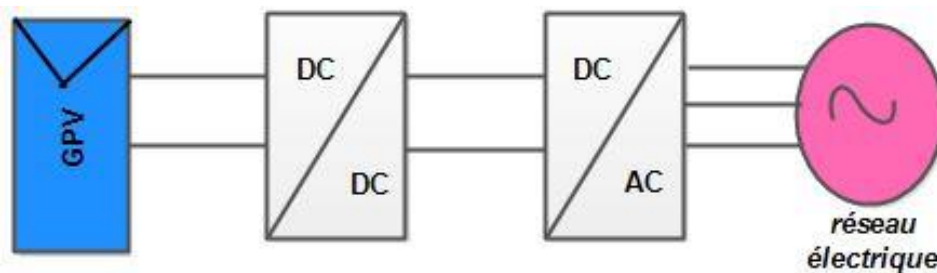


Figure I-11 Schéma d'un système PV relié au réseau à deux étages [8,33].

Les systèmes à deux étages présentent une grande flexibilité de contrôle par rapport aux systèmes à un étage, car les tâches de contrôle sont distribuées entre les deux convertisseurs. Un schéma principe d'un système PV relié au réseau à deux étages est montré au figure I-11.

I.5.3 Autres configurations de système PV relié au réseau

De nombreuses topologies de systèmes PV connectés au réseau ont été développées sur la base de topologies à un et à deux étages dans la plage de moyenne et haute puissance. Les onduleurs centraux, les onduleurs en série et les onduleurs multi-chaînes font partie des structures les plus largement utilisées [21,22].

I.5.3.1 Les onduleurs centralisés

Dans les onduleurs centraux, plusieurs modules photovoltaïques sont combinés en parallèle et en série, appelés panneaux PV, pour fournir des niveaux de puissance élevés.

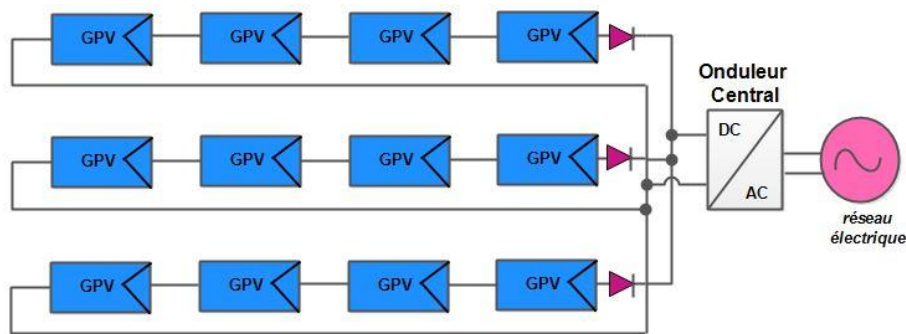


Figure I-12- Topologies d'onduleur centralisé [8].

Dans cette topologie, un onduleur DC/AC central est monté entre le générateur PV et le réseau électrique Figure I-12. Le principal avantage de cette topologie est son faible coût par rapport aux autres topologies, ainsi que la maintenance de l'onduleur est facile. Cependant, plusieurs obstacles sont notés dans cette topologie, tel que les pertes de puissance élevées dues au suivi centralisé du PPM et les pertes de désadaptation (mismatch) entre les modules PV [14,23-25].

I.5.3.2 Les onduleurs de chaîne

Plusieurs modules photovoltaïques connectés en série est appelé les onduleurs de chaîne. Chaque chaîne est liée à un onduleur DC/AC individuel, comme illustré à la figure I-13 ; donc, il est amélioré la fiabilité du système. De plus, étant donné que chaque chaîne peut fonctionner séparément à son propre PPM, les pertes dues à l'ombrage partiel sont réduites. Mais, selon le nombre d'onduleurs, le principal inconvénient est le coût élevé [14,23-25]

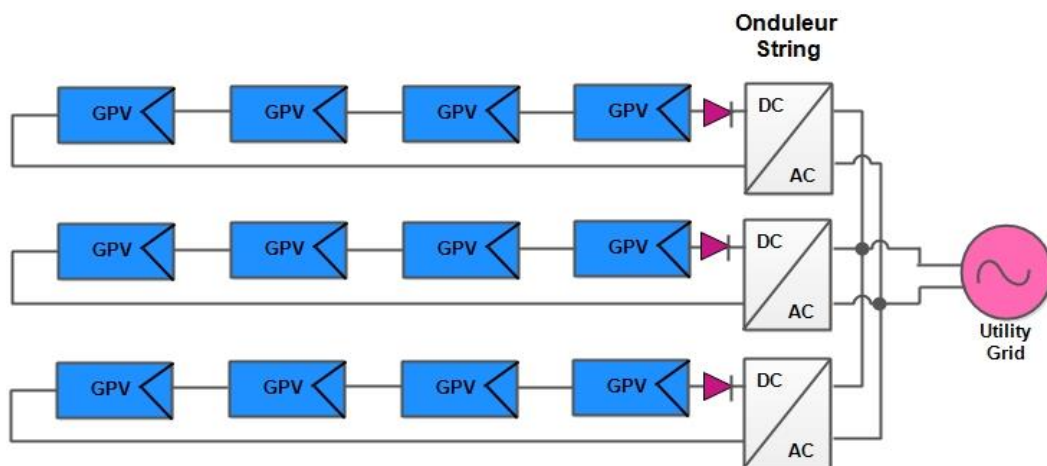


Figure I-13- Configuration string ou de rangée [8].

I.5.3.3 Les onduleurs à multi chaînes

Dans les onduleurs multi-chaînes, chaque chaîne est connectée à son propre convertisseur DC/DC pour une amplification de la tension et suivre le point de puissance maximal. Tous les

convertisseurs DC-DC sont ensuite connectés à travers un bus DC à un onduleur DC/AC commun, comme illustré à la figure I-14. Cette architecture inclut les avantages des chaînes et des topologies centralisées. De ce fait, la puissance de sortie a été augmentée parce que chaque chaîne est contrôlée individuellement, et le coût total du système est réduit car il utilise uniquement un seul onduleur. Au contraire, il y a une augmentation des pertes dues aux convertisseurs DC-DC qui ont été ajoutés [8,14,23-26].

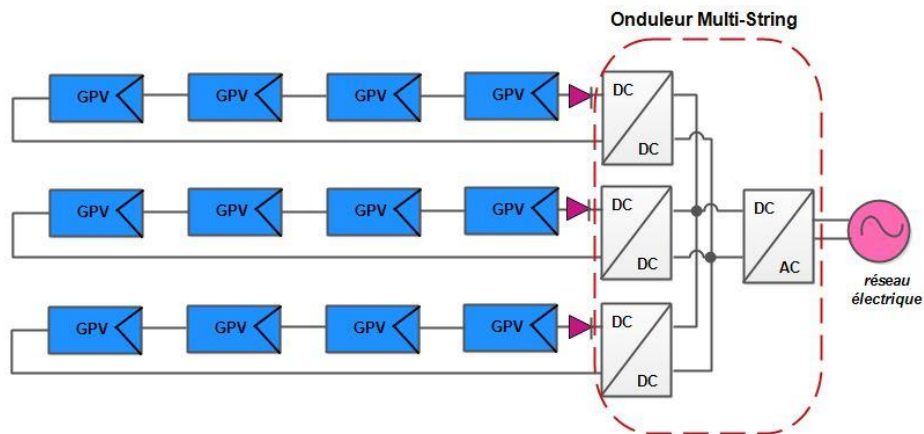


Figure I-14- Configuration multi-string [8,60].

I.5.3.4 Architecture de micro-convertisseur

Le plus gros problème avec les deux architectures précédentes, comme discuté dans la section précédente, est d'identifier le MPP de chaque panneau et de le faire fonctionner à ce point pour améliorer la récolte d'énergie. Pour résoudre ce problème particulier, une architecture de micro-convertisseur (optimiseur DC/DC) telle que présentée dans la figure I-15 est proposée dans la littérature [25,60]. Dans cette architecture, un convertisseur DC-DC, également appelé optimiseur de puissance, est connecté à chaque panneau PV, dont le but principal est de suivre le MPP de chaque panneau pour améliorer la récolte d'énergie. Parallèlement, dans certains cas, l'optimiseur de puissance doit également augmenter la tension au niveau de l'alimentation secteur. L'optimiseur de puissance peut être un convertisseur isolé ou non isolé. Il existe plusieurs topologies telles que le convertisseur non isolé, le pont double actif (DAB) (dual-active bridge), convertisseur résonnant, etc. qui peuvent accomplir cette tâche.

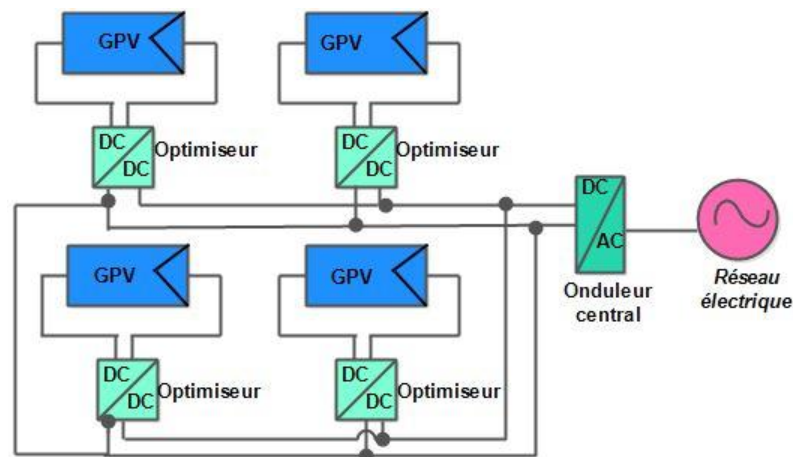


Figure I-15- le micro-convertisseur a basé les systèmes reliés au réseau.

Cette configuration nécessite toujours un onduleur central ou une chaîne d'onduleurs pour connecter le système PV au réseau électrique, ce qui pose les mêmes problèmes de maintenance et d'évolutivité similaires.

I.5.3.5 Architecture des micro-onduleurs

Les trois architectures précédentes sont plus adaptées aux systèmes photovoltaïques à grande échelle où il est possible d'avoir des experts sur le terrain pour la supervision et la maintenance. Mais pour les clients résidentiels, l'énergie solaire doit être générée sans problème et sans surveillance. En outre, le paysage dans les applications résidentielles est susceptible d'avoir des ombres partielles, de la poussière et des débris, la solution doit donc suivre le MPP dans chaque panneau. L'architecture des micro-onduleurs offre une solution simple mais élégante pour les applications résidentielles. Dans une architecture basée sur un micro-onduleur, comme le montre la figure I-16, chaque panneau PV est connecté à un micro-onduleur qui effectue les trois tâches, à savoir le suivi MPPT, l'élévation de tension et la conversion de courant continu en courant alternatif. Cette configuration est appelée module AC, et chaque module peut être ajouté ou retiré du réseau électrique sans provoquer d'interruption. Cet arrangement est très approprié pour l'application résidentielle, mais pour les applications commerciales à grande échelle, le coût du micro-onduleur doit être réduit de manière significative pour être adopté à grande échelle [25,27,60]. La technologie des micro-onduleurs [25,27,60] est la dernière technologie d'onduleur solaire, elle vise à traiter les inconvénients des onduleurs « string ». La puissance nominale de micro-onduleur, est proche de 250 W, généralement correspondant à la puissance des panneaux photovoltaïques, de sorte que la tension d'entrée de micro-onduleur, se situe entre 80 V(DC) et 40 V(DC). Cela garantit une meilleure sécurité de l'installation. Les micro-onduleurs sont également placés juste derrière les panneaux, ce qui permet de diminuer les dimensions de l'installation à risque. Et même, les micro-onduleurs ont l'avantage de convertir le courant en sortie, ce qui signifie qu'ils n'ont pas besoin d'un onduleur "chaîne" comme les optimiseurs DC [25,27,60].

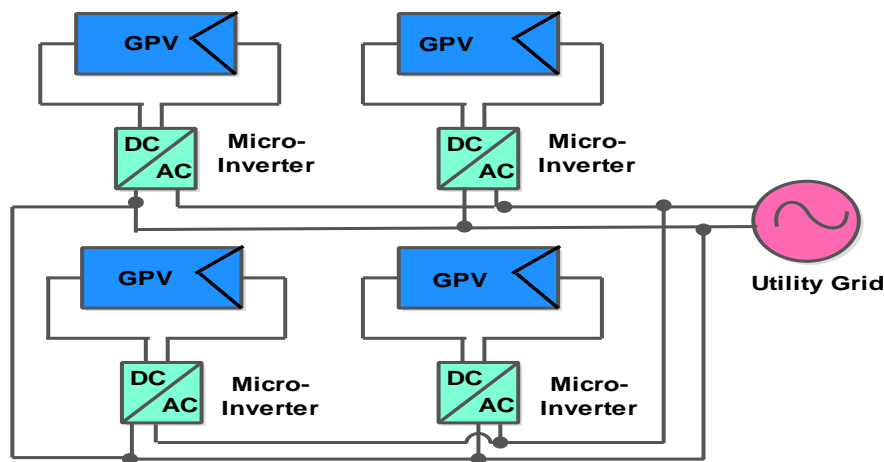


Figure I-16- Systèmes PV connectés au réseau basés sur des micro-onduleurs.

I.5.3.5.1 Avantages de cette technologie

- A l'aide de cette technologie, si un panneau PV est couvert ou si les performances sont dégradées, les autres panneaux PV ne seront pas affectés, car chaque panneau PV est optimisé séparément par son propre micro-onduleur. Ceux-ci sont connectés en parallèle sur le réseau public Comme illustré dans la figure I-16 [27].

- Les micro-onduleurs offrent une plus grande souplesse lors de l'installation, car si l'on veut ajouter des panneaux PV, il suffit de joindre des micro-onduleurs.

- les micro-onduleurs ne nécessitent pas de refroidissement particulier. Parce que leur puissance est faible

- L'installation est moins risquée car les tensions entre le panneau et l'onduleur sont de 40V(DC) à 80V(DC), [14 27].

- Possibilité de suivre les panneaux pour examiner leur production ou leurs peines de fonctionnement.

- Pas de perte complète de puissance de sortie en cas de perte du micro onduleur.

I.5.3.5.2 Désavantages de cette technologie :

- Le coût d'achat initial de l'installation est plus élevé que celui des onduleurs "chaîne".

- L'efficacité est légèrement inférieure à celle des onduleurs string, elle est plus de 95 %. [27,28]

I.5.3.5.3 Présentation des micro-onduleurs

Un onduleur connecté au réseau conçu pour gérer l'alimentation en courant continu d'un seul panneau photovoltaïque est appelé micro-onduleur

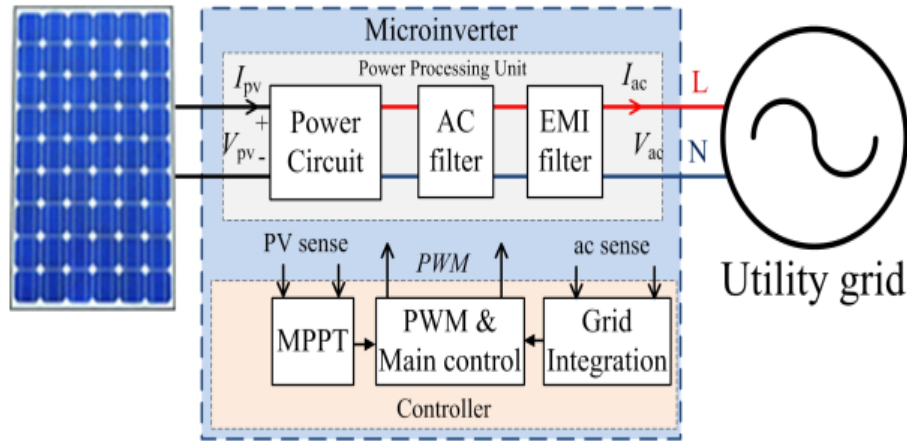


Figure I-17 Schéma interne du micro-onduleur et intégration au niveau du système.

Un schéma fonctionnel montrant la structure interne ainsi que la connexion externe du micro-onduleur est donné à la figure I-17. Comme le montre la figure I-17, le micro-onduleur a deux sous-modules, c'est-à-dire une unité de traitement de puissance et un contrôleur [25].

Le circuit de puissance de l'unité de traitement de puissance se compose de dispositifs à semi-conducteurs et d'éléments passifs tels que des inductances, des condensateurs et des transformateurs. L'entrée du circuit d'alimentation est connectée au panneau PV et la sortie est connectée à un courant alternatif filtré, qui peut être un filtre L ou CL ou LCL . Le filtre AC est suivi d'un filtre EMI pour réduire le bruit électromagnétique conduit du micro-onduleur [25].

Le contrôleur du micro-onduleur a trois tâches, la première étant le suivi MPP (MPPT) pour lequel il est nécessaire d'avoir des informations sur la tension PV (V_{pv}) et le courant PV (I_{pv}). Ainsi, les valeurs correspondantes du circuit de traitement de puissance sont détectées et transmises à l'unité MPPT où la puissance de référence est générée. La deuxième tâche est l'intégration du réseau pour laquelle le contrôleur doit disposer d'informations sur la tension du réseau électrique (V_{ac}) et le courant injecté dans le réseau (I_{ac}). Ainsi, ces valeurs sont détectées et transmises au contrôleur, où une unité d'intégration au réseau effectue une boucle à verrouillage de phase (PLL) sur la tension de sortie alternative et établit des références pour l'unité de contrôle principale. Les informations I_{ac} sont utilisées pour calculer la puissance injectée dans le réseau et également comme signal de retour pour la boucle de courant manette. La troisième tâche consiste à générer des signaux modulés en largeur d'impulsion (PWM) pour le circuit de puissance pour lequel les informations des deux tâches précédentes sont utilisées, et le contrôle principal tel que proportionnel-intégral (PI) ou proportionnel-résonnant (PR) est utilisé pour maintenir la stabilité en boucle fermée [29,30].

Les spécifications de conception des micro-onduleurs sont étroitement liées aux panneaux photovoltaïques disponibles. Pour comprendre la puissance nominale typique d'un micro-onduleur, il convient d'examiner les options disponibles pour les panneaux photovoltaïques, qui sont classés selon le matériau utilisé, des méthodes de fabrication et le nombre de cellules en série.

Chapitre I. Diverses chaînes de conversion photovoltaïque.

Bien qu'il existe plusieurs nouveaux matériaux pour les cellules photovoltaïques avec une efficacité améliorée, le silicium est le matériau le plus largement utilisé en raison de son faible coût et de sa disponibilité abondante [31]. En ce qui concerne les méthodes de fabrication, les technologies monocristallines et multicristallines sont en concurrence sur le marché, les premières étant plus chères et plus efficaces que les dernières [7,32]. D'autre part, en ce qui concerne le nombre de cellules en série, bien qu'il n'y ait pas de norme, les panneaux photovoltaïques à 60 cellules deviennent de plus en plus populaires.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous abordons en premier lieu une architecture classique du générateur photovoltaïque. Ensuite, nous introduisons quelques Définition de l'efficacité dans le contexte de la conversion de l'énergie solaire au sein de la chaîne de conversion. Par la suite, nous examinons diverses architectures et topologies des systèmes photovoltaïques autonomes, mettant en lumière leurs caractéristiques et avantages respectifs. Nous explorons également les normes régissant la connexion des systèmes photovoltaïques au réseau électrique.

Concernant ces derniers, nous présentons différentes topologies qui sont fréquemment mises en œuvre pour intégrer efficacement les systèmes photovoltaïques au réseau. Enfin, nous consacrons une section à l'architecture de micro-convertisseur, en mettant en évidence ses avantages et son utilité dans diverses applications.

Ce chapitre offre ainsi une vue d'ensemble complète des aspects techniques et des choix d'architecture liés à l'énergie solaire photovoltaïque, tout en soulignant les normes et les technologies modernes qui façonnent ce domaine en constante évolution.



II. Convertisseur DC/DC et leur dimensionnement

II.1 Introduction

Les convertisseurs DC/DC jouent un rôle important dans la gestion efficace de la transmission d'énergie de la source DC à la charge. Que ce soit pour abaisser la tension avec un convertisseur buck, l'augmenter avec un boost, ou même renvoyer de l'énergie à la source d'alimentation dans des circonstances particulières, ces dispositifs sont des acteurs-clés de nombreuses applications. Parmi ces domaines, l'alimentation électrique, les systèmes de moteurs d'entraînement, et notamment les applications photovoltaïques, bénéficient grandement de la flexibilité et de la performance offertes par les convertisseurs DC/DC. Dans cet article, nous allons explorer en détail le rôle crucial de ces convertisseurs dans le contexte des applications photovoltaïques, et comment ils contribuent à maximiser l'efficacité et la fiabilité des systèmes d'énergie solaire.

II.2 Besoins d'utilisateur

Les principales fonctions d'un convertisseur de puissance consistent à s'ajuster en fonction des exigences de la charge en modifiant la nature de l'énergie fournie, tout en maintenant la stabilité du flux énergétique en atténuant les fluctuations importantes à la source. En principe, répondre à ces deux impératifs ne semble pas excessivement compliqué, car la conception d'une alimentation électrique de base nécessite un nombre limité de composants. Cependant, il existe de nombreuses autres exigences auxquelles les utilisateurs, qu'ils soient particuliers ou professionnels, doivent répondre. En général, le convertisseur doit être en mesure de [34] :

- Fournit une tension continue, éventuellement stable et ajustable, avec des performances optimales.
- Offre un niveau de sécurité élevé, notamment une isolation de qualité supérieure.
- Démontre une fiabilité exceptionnelle pendant toute la durée de vie de l'application.
- Présente un format compact et léger, tout en restant économique.

II.3 Alimentation à découpage

La technique de découpage, qui a émergé dans les années 1960, a résolu les problèmes de faible efficacité et d'encombrement associés aux alimentations en série classiques. Dans le schéma d'une alimentation à découpage illustrée dans la Figure II-1, la tension d'entrée subit une modulation à une fréquence préétablie grâce à un interrupteur électronique qui alterne entre les états de conductivité et de blocage. Cette opération se déroule à une échelle de grandeur typique [34,61].

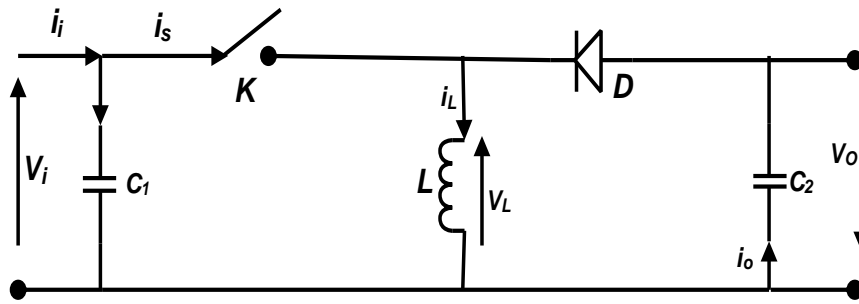


Figure II-1 Diagramme conceptuel d'une alimentation à découpage.

Cela entraîne la création d'une forme d'onde de tension sous forme de carré, qui peut ensuite être régulée pour produire une tension continue stable. Sur le plan électrique, le dispositif de découpage opère comme un quadripôle, comme le montre la figure II-2, simplifiant ainsi la liaison entre les deux côtés du circuit.

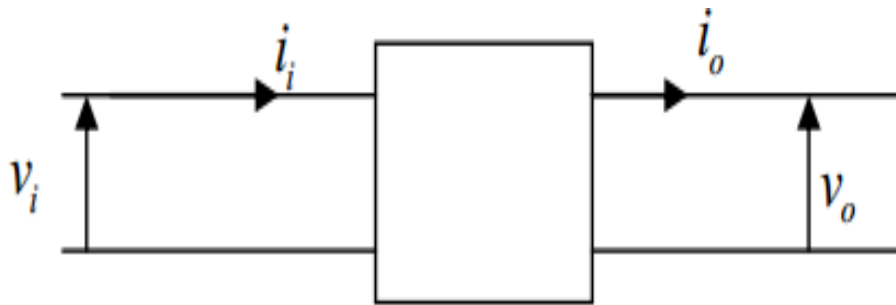


Figure II-2 Diagramme d'un quadripôle électrique.

Comparable à un transformateur, en ajustant le rapport cyclique, la tension de sortie peut être réglée à un niveau constant (ou duty cycle), est défini de la manière suivante.

II.3.1 Rapport cyclique :

Le rapport cyclique correspond à la proportion entre la durée pendant laquelle l'interrupteur est en position active et la période totale du signal, comme montre la figure II-3. Cette grandeur est explicitée de la manière suivante [44] :

$$\alpha = \frac{T_{ON}}{T} = \frac{\text{temp de fermeture}}{\text{période du signal}} \quad \text{II-1}$$

Souvent noté α , et parfois avec d dans l'intervalle (0,1), le commutateur est un composant semi-conducteur qui fonctionne en mode marche/arrêt. Lorsque le dispositif de découpage est en opération, le transistor bascule à une fréquence constante f , et la durée d'activation est définie par :

$$T_{on} = \alpha \cdot T \quad \text{II-2}$$

T est la période de commutation avec $T = 1/f$ et un temps d'ouverture est donné par :

$$T_{off} = (1 - \alpha) \cdot T \quad \text{II-3}$$

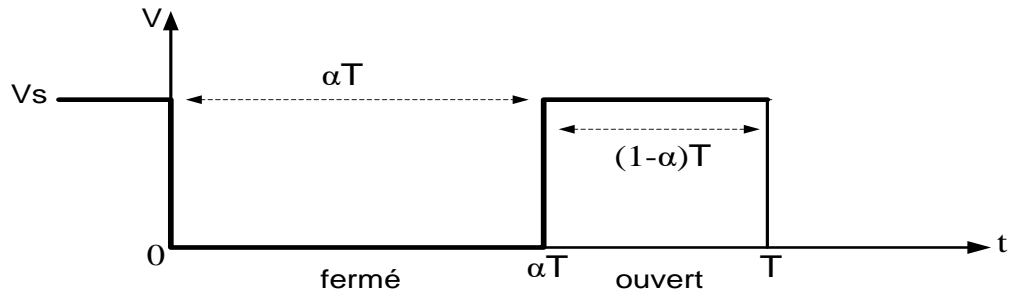


Figure II-3 diagramme du rapport cyclique α dans la commande de tension du transistor.

II.3.2 L'avantage du découpage est double

D'un côté, les semi-conducteurs sont exclusivement utilisés pour la commutation, passant ainsi de l'état bloqué à l'état saturé. Par conséquent, en théorie, ils génèrent beaucoup moins de pertes par rapport aux systèmes d'alimentation connectés en série, entraînant ainsi une amélioration significative de l'efficacité (qui était initialement de 60 % pour les premières alimentations à découpage, est aujourd'hui comprise entre 85 % et 95 %). En revanche, les composants réactifs tels que les éléments magnétiques et les condensateurs fonctionnent à des fréquences fondamentales variant de quelques dizaines de kHz à quelques MHz, selon le type d'alimentation, ce qui constitue un avantage en termes de taille [34,61].

II.4 Catégories de convertisseurs

Plusieurs variétés de convertisseurs DC-DC sont disponibles, et l'une des distinctions clés consiste à diviser ces convertisseurs en deux catégories: Ces catégories comprennent les convertisseurs avec isolation galvanique entre les sorties et les entrées, et les convertisseurs qui partagent une borne commune entre ces deux points (il convient de noter qu'une isolation galvanique peut entraîner une réduction d'efficacité d'au moins 10 %, ce qui est inacceptable dans le contexte des applications photovoltaïques). Dans les convertisseurs de stockage d'énergie, on peut identifier [34,61] :

- Convertisseur série ou abaisseurs (buck) : Ce type de convertisseur est conçu pour réduire la tension de sortie (V_s) par rapport à la tension d'entrée (V_e).
- Convertisseur parallèle ou éleveurs (boost) : ce type de convertisseur est utilisé pour augmenter la tension de sortie (V_s) par rapport à la tension d'entrée (V_e).

Il existe également un type de convertisseur appelé "buck-boost", qui est en réalité une combinaison des deux premiers types, et il englobe plusieurs configurations, notamment le classique buck-boost, sepic, flyback, forward et cuk [34,61]. Les sections à venir de ce chapitre se concentreront sur la présentation de la théorie des convertisseurs buck et boost, en se limitant aux

topologies les plus couramment utilisées dans la littérature. De plus, l'étude théorique sera appliquée de la même manière à d'autres topologies. Convertisseur série (buck)

Le convertisseur buck est un dispositif permettant de relier l'alimentation de la source à la charge via un interrupteur. Cette utilisation du convertisseur buck est complétée par l'ajout de filtres à l'entrée et à la sortie. La conversion des systèmes PV s'avère tout à fait appropriée, comme le montre la figure II-4, car le générateur photovoltaïque (GPV) constitue la source d'énergie, tandis que le récepteur est généralement une charge quelconque ou une batterie.

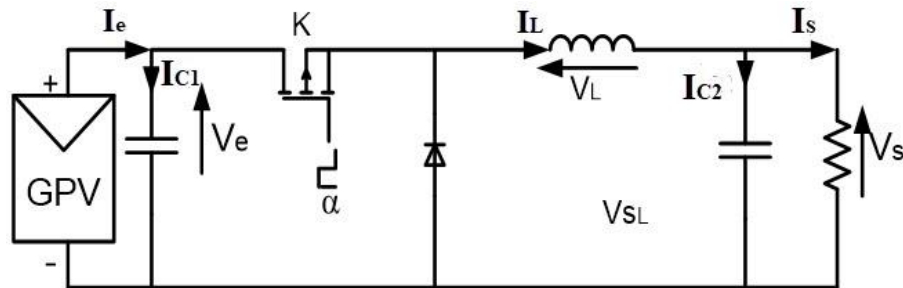


Figure II-4 Schéma électrique d'un convertisseur buck DC-DC.

Il est couramment utilisé pour réduire la tension d'entrée à une tension de sortie inférieure, avec un taux de conversion $M = V_s/V_e$ qui dépend du rapport cyclique α du convertisseur.

II.4.1.1 Fonctionnement de base

Le fonctionnement fondamental d'un convertisseur buck repose sur l'état du commutateur K , qu'il soit ouvert ou fermé. Lorsque l'interrupteur est fermé, il établit une connexion avec l'entrée au cours de l'intervalle de temps défini par α , où α représente le rapport cyclique. Cela permet au convertisseur de transférer de l'énergie de l'entrée vers la sortie via l'inductance, la diode est bloquée, la tension de sortie moyenne est inférieure à la tension d'entrée continue.

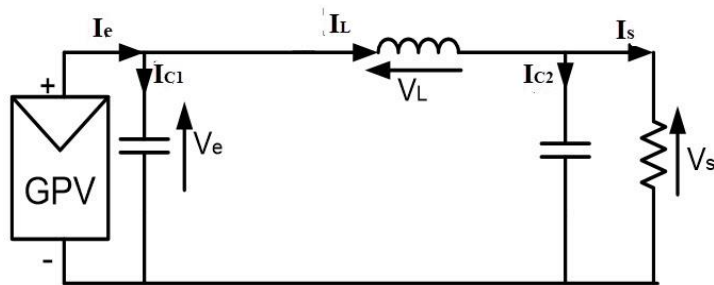


Figure II-5 Représentation équivalente du convertisseur Buck avec S est fermé.

Un hacheur série est un abaisseur de tension, d'autre part, le courant de sortie continu est supérieur au courant d'entrée moyen comme illustre dans la figure II-5, qui illustre le schéma du circuit équivalent du convertisseur buck lorsque l'interrupteur est en position fermée.

Si l'interrupteur est ouvert pendant cette période, $T_{OFF} = (1 - \alpha).T$, l'énergie obtenue à partir de l'étage de sortie est stockée dans la bobine en régime permanent, Pour maintenir la tension de sortie V_S constante, on suppose que le condensateur de sortie possède une capacité énergétique adéquate (le courant qui passe par le condensateur de sortie est considérablement très faible), la figure II-6 qui représente son circuit équivalent lorsque l'interrupteur est ouvert.

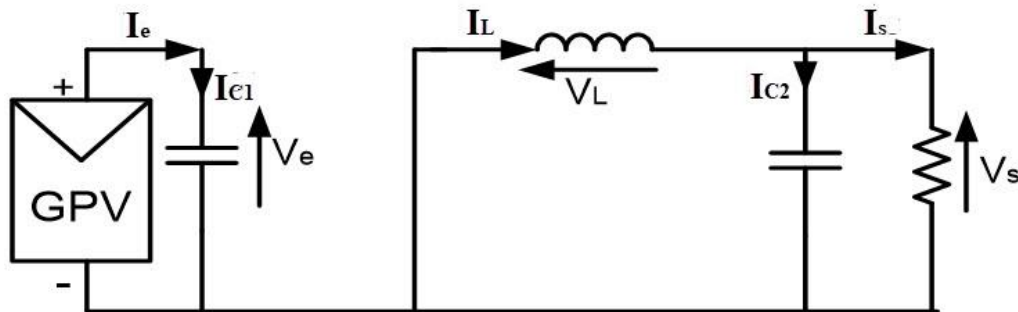


Figure II-6 représentation équivalente du convertisseur buck avec S est bloqué.

II.4.1.2 Etude du fonctionnement en conduction continu

Pour cette étude, on suppose que l'ondulation résiduelle de la tension de sortie V_S est suffisamment faible, pour négligée devant sa valeur moyenne et que L est une inductance pure. Les grandeurs exigées par le cahier des charges sont : le courant de charge I_S , la tension de sortie V_S . Par ailleurs, le taux d'ondulation de tension ΔV_S , le taux d'ondulation du courant ΔI_L dans l'inductance et conditionnent la détermination des éléments C et L . Il nous faudra connaître aussi le courant I_e dans la source et le courant I_C . Les variables d'état de ce montage sont : la tension V_S aux bornes du condensateur C_2 , le courant dans l'inductance I_L . C'est donc, à partir de ces deux grandeurs que l'on pourra exprimer toutes les autres [35-38], pour calculer ces différentes grandeurs, nous utiliserons principalement les propriétés physiques suivantes :

- Les valeurs moyennes du courant de condensateur et de la tension d'inductance sont nulle.
- La puissance moyenne à l'entrée du convertisseur est égale à la puissance de sortie en supposant que tous les éléments sont parfaits.

II.4.1.3 Formes d'ondes

L'élément (commutateur) K est conductrice pendant le temps T_{ON} (Figure II-5), durant cette séquence et comme la tension aux bornes de la charge est constante et égale à V_S , la tension aux bornes de l'inductance est :

$$V_L = V_e - V_S \tag{II-4}$$

Le courant I_L dans l'inductance varie donc linéairement (voire figure II-7). Au blocage de K , la diode D devient conductible (figure II-6) on a :

$$V_L = -V_s \quad \text{II-5}$$

Le courant I_L décroît pendant le temps T_{OFF} . La figure II.7 montre les courbes $V_L(t)$ et $I_L(t)$. Elle donne aussi les courants dans les semi-conducteurs et ainsi que la tension à leurs bornes [35-38].

II.4.1.4 Calcul de V_s

La tension moyenne aux bornes d'un inducteur est considérée comme négligeable, ce qui s'écrit ici comme

$$(1/T)[(V_e - V_s) T_{ON} - V_s T_{OFF}] = 0 \quad \text{II-6}$$

On déduit :

$$V_e T_{ON} = V_s T \quad \text{II-7}$$

Il vient donc :

$$V_s = \alpha V_e \quad \text{II-8}$$

Avec α le rapport cyclique défini par :

$$\alpha = \frac{T_{ON}}{T} \quad \text{II-9}$$

Puisque $0 < \alpha < 1$, ce qui implique $V_s < V_e$, d'où le nom de montage dévolteur.

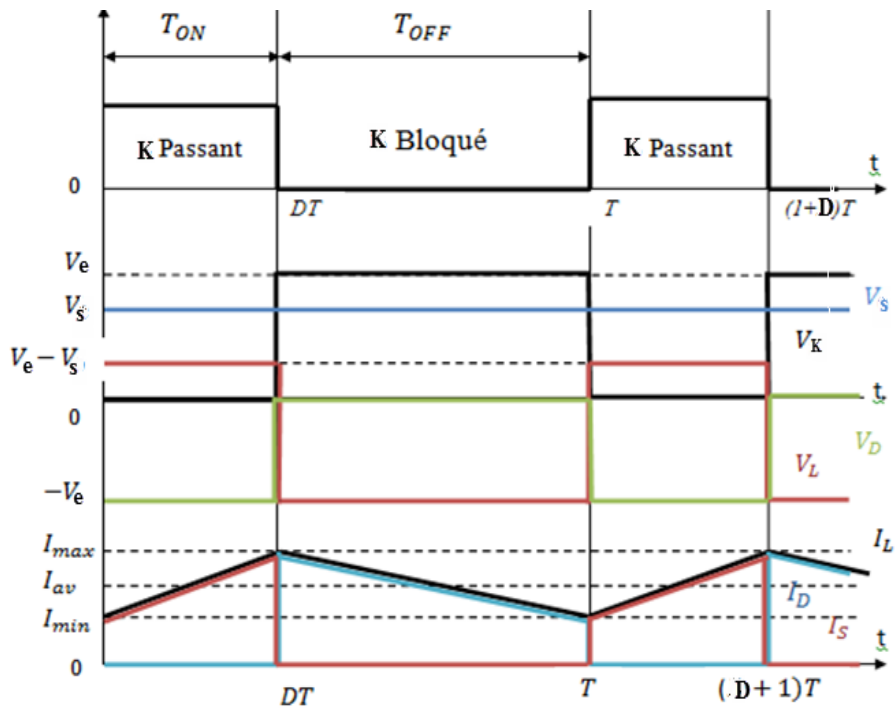


Figure II-7 Caractéristiques des courants et des tensions d'un convertisseur buck.

II.4.1.5 Calcul de I_s

Afin d'exprimer I_s en fonction de I_L , nous pouvons écrire la loi des nœuds suivant :

$$I_L = I_{C2} + I_s \quad \text{II-10}$$

Nous remarquons sur la (figure II-7) que I_L est la somme d'une composante continue $I_{L moy}$ et d'une composante alternative $I_{L alt}$ [35,36] :

$$I_L = I_{L moy} + I_{L alt} \quad \text{II-11}$$

L'équation (II-10) devient :

$$I_{L moy} + I_{L alt} = I_{C2} + I_s \quad \text{II-12}$$

A noter que :

$$I_{C2 moy} = 0 \quad \text{II-13}$$

En plus, comme on a supposé que la tension V_s était constante, I_s n'a pas de composante alternative [35,36]. Il devient donc :

$$I_s = I_{L moy} \quad \text{II-14}$$

$$I_{C2} = I_{L alt} \quad \text{II-15}$$

Pour exprimer I_s en fonction du courant d'entrée I_e , on écrit :

$$V_e I_{e moy} = V_s I_s \quad \text{II-16}$$

Soit, d'après (II.8)

$$I_{e moy} = \alpha I_s \quad \text{II-17}$$

II.4.1.6 Ondulation de courant

L'ondulation de courant ΔI_L dans l'inductance se déduit de l'expression :

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad \text{II-18}$$

Ce qui donne, durant le temps T_{ON} :

$$\int_0^{T_{ON}} dI_L = \int_0^{T_{ON}} \frac{V_L}{L} dt \quad \text{II-19}$$

L'équation (II.16) peut être écrite sous :

$$\Delta I_L = \frac{V_L}{L} T_{ON} \quad \text{II-20}$$

Et à partir des équations (II.4), (II.8) et (II.9) on obtient :

$$\Delta I_L = \alpha (1 - \alpha) \frac{V_e}{fL} \quad \text{II-21}$$

II.4.1.7 Ondulation de tension

Jusque-là nous avons négligé l'ondulation de tension ΔV_s qui, bien que faible, existe, Car le courant (équation II.15) $I_{C_2} = I_L \text{ alt}$ La tension qui est présente aux bornes du condensateur de sortie est la suivante [39] :

$$V_{C_2} = \frac{1}{C_2} \int I_{C_2} dt \quad \text{II-22}$$

On définit l'ondulation de tension V_{C_2} comme la différence entre ses valeurs maximale et minimale, comme suit :

$$\Delta V_{C_2} = V_{C_2max} - V_{C_2min} \quad \text{II-23}$$

Avec : V_{C_2max} et V_{C_2min} sont calculées en faisant référence à la figure (II-8) par :

$$V_{C_2min} = \frac{1}{C_2} \int_0^{T_{ON}} \left(\frac{\Delta I_L}{T_{ON}} t - \frac{\Delta I_L}{2} \right) dt \quad \text{II-24}$$

$$V_{C_2max} = \frac{1}{C_2} \int_0^{T_{OFF}} \left(\frac{\Delta I_L}{T_{OFF}} \dot{t} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) dt \quad \text{II-25}$$

Avec : $\dot{t} = t - T_{ON}$, ce qui nous donne définitive :

$$\Delta V_{C_2} = \Delta V_s = \frac{\Delta I_L}{8f C_2} \quad \text{II-26}$$

On déduire

$$C_2 = \Delta V_s = \frac{\Delta I_L}{8f \cdot \Delta V_{C_2}} \quad \text{II-27}$$

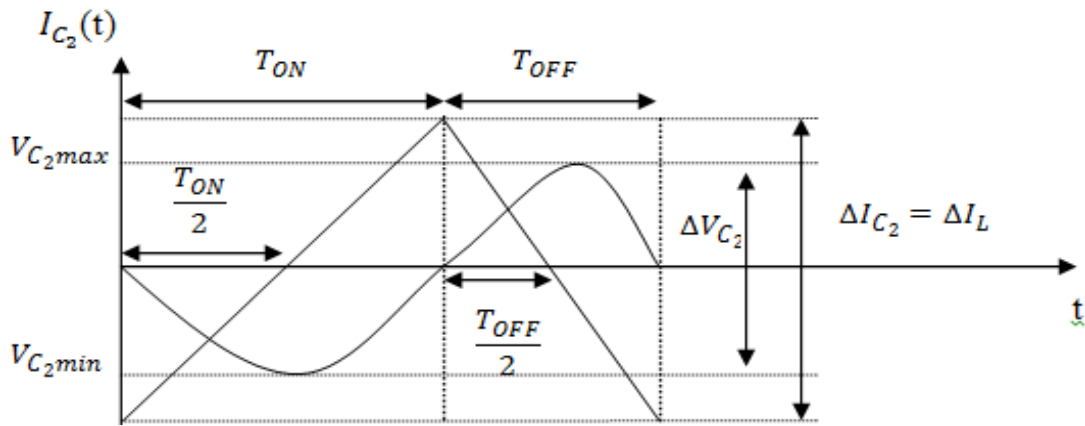


Figure II-8 Détermination de la fluctuation de tension aux bornes du condensateur C2.

II.4.1.8 Dimensionnement et choix des composants

Cette section présente les étapes pour déterminer des composants principaux du convertisseur de buck, chaque composant est soumis aux puissances appliquées. Pour

dimensionner les composants du circuit et réduire l'ondulation de la tension et du courant tout en évitant un surdimensionnement anormal qui augmenterait le poids et le coût du circuit, il est nécessaire de calculer ces composants en fonction des ondulations souhaitées. Lors du dimensionnement de l'inductance L , cette observation est cruciale pour s'assurer que le courant admissible par le transistor est respecté. Les ondulations de courant sont souvent plus importantes que d'autres types d'ondulations dans la pratique. [35,36]. En connectant le convertisseur abaisseur (buck) avec le panneau PV telle que le ppm (point de puissance maximal) est déterminé par la tension $V_e=17.9V$, et le courant $I_e=4.77A$ lors des conditions standard. Sachant que la puissance maximale du panneau est $85 W$ et la charge est une batterie de $12V$; on peut calculer α le rapport cyclique, la tension et le courant de charge par application des équations de convertisseur DC/DC en régime dynamique.

II.4.1.9 Calcul de l'inductance

Plusieurs facteurs influencent le mode de fonctionnement continu d'un convertisseur, notamment la tension d'entrée, le courant de sortie, la tension de sortie et la valeur L (inductance). Lorsque le courant de sortie dépasse un seuil spécifique, généralement compris entre 5 % et 10 %, les convertisseurs abaisseurs peuvent être configurés pour fonctionner en mode continu. Les spécifications du convertisseur déterminent les plages de tension d'entrée, de tension de sortie et de courant de charge [35,36]. Cette valeur d'inductance est considérée comme un facteur de conception pour maintenir le centre de commande du moteur. On déduit la valeur de l'inductance L de l'équation (II.21), L :

$$L = \alpha (1 - \alpha) \frac{V_e}{f \Delta I_L} \quad \text{II-28}$$

On définit respectivement (V_e) la tension d'entrée, (α) le rapport cyclique et (f) la fréquence de commutation.

L'inductance est dimensionnée de manière à garantir que la variation du courant traversant l'inductance reste en dessous de 10 % de son courant moyen.

II.4.1.10 Calcul de la capacité de sortie

Le choix de la valeur du condensateur de sortie du convertisseur buck est généralement basé sur la limitation de l'ondulation de la tension de sortie conformément aux spécifications du cahier des charges. L'ondulation de la tension de sortie du convertisseur abaisseur est influencée par le courant de sortie du convertisseur abaisseur et fournit des directives pour le choix de la valeur du condensateur de sortie [35,36]. La valeur du condensateur dépend de la fréquence de commutation f , de l'ondulation de la tension de sortie requise ΔV_s et du courant de sortie I_s .

De l'équation (II.26), on trouve :

$$C_2 = \frac{\Delta I_L}{8f\Delta V_S} \quad \text{II-29}$$

La norme de conception du condensateur est basée sur une tension d'ondulation ne dépassant pas 5 % de la valeur moyenne de la tension aux bornes du condensateur.

II.4.1.11 Calcul de condensateur de sortie

Pour filtrée la tension d'entrée on choisit Le condensateur d'entrée du convertisseur buck [35] est déduire par $\Delta V_E = \frac{(1-\alpha)I_E}{C_1 \cdot f} \implies$

$$C_1 = \frac{(1-\alpha)I_E}{\Delta V_E \cdot f} \quad \text{II-30}$$

II.4.1.12 Sélection de la diode.

Lorsque l'interrupteur de puissance est bloqué, la diode conduit et permet au courant de circuler vers l'inductance. Les critères de sélection de diode les plus importants sont :

Vitesse de commutation, tension de claquage, courant qui la traverse, tension inverse qui réduira la dissipation de puissance [35,36].

II.4.1.13 Choix de l'interrupteur

L'apparition des premiers thyristors de puissance dans les années 1950 a permis l'introduction des composants de puissance contrôlables. Cette évolution s'est poursuivie avec l'introduction des MOSFET dans les années 1970, suivis des IGBT dans les années 1980 [34].

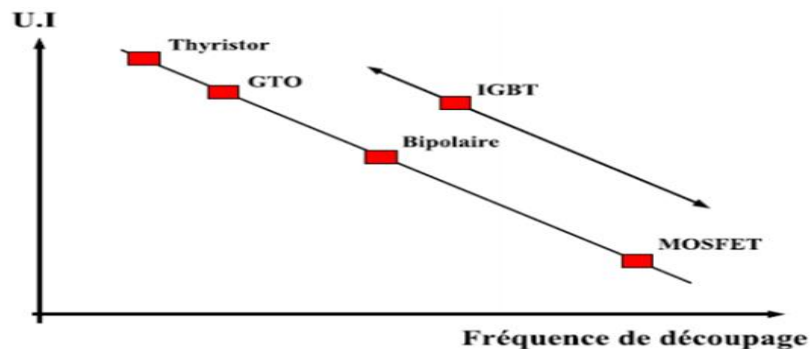


Figure II-9 Classification des composants de puissance.

Le MOSFET est particulièrement adapté aux convertisseurs fonctionnant à basse tension et à haute fréquence (de 50 kHz à 100 V), les IGBT, en revanche, sont utilisés dans des applications qui nécessitent des tensions supérieures à 300 V et parfois des fréquences supérieures à 20 kHz. Les GTO et les thyristors sont spécialement conçus pour les applications haute tension (supérieures à 1 kV) et à courant élevé (supérieur à 1 kA).

La classification des composants de puissance en fonction du produit tension-courant ($U.I$) et de la fréquence de commutation du composant est résumée dans la figure II-9. [34]. L'utilisation d'IGBT ou de MOSFET est recommandée en raison de leur faible dissipation de puissance par rapport à d'autres dispositifs et de leur large gamme de fréquences de fonctionnement.

II.4.2 Convertisseur Parallèle ou boost

Dans le convertisseur boost, comme illustré dans la Figure II-10, la tension de sortie moyenne est plus élevée que la tension d'entrée, d'où son nom (booster). Cette configuration requiert l'utilisation d'un interrupteur commandé (comme un MOSFET ou un IGBT) pour le fonctionnement marche/arrêt contrôlé, ainsi qu'une diode pour gérer le passage du courant, tant en marche qu'en arrêt, de manière spontanée [38,41].

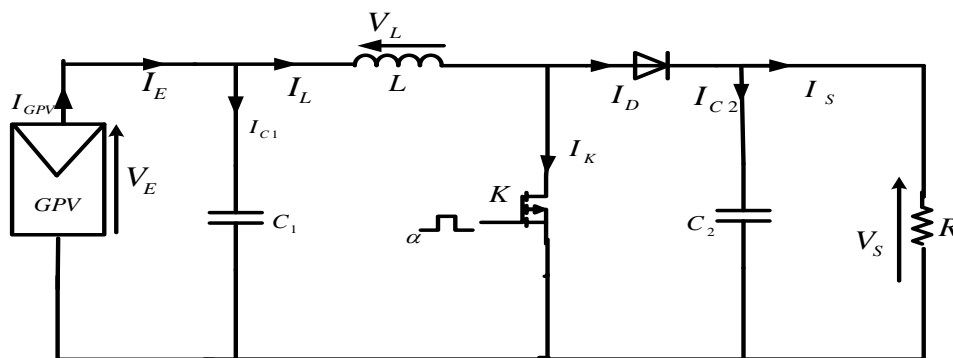


Figure II-10 Schéma électrique d'un convertisseur boost DC-DC.

II.4.2.1 Fonctionnement de convertisseur boost

Le fonctionnement d'un convertisseur boost est conditionné par la position de l'interrupteur, qu'il soit ouvert ou fermé, notée par K . L'interrupteur fermé établit la connexion entre l'entrée (via l'inductance) et la masse durant l'intervalle de temps où α représente le rapport cyclique, ce qui permet d'augmenter la puissance stockée dans la bobine (en augmentant le courant qui la traverse). Et par conséquent la diode est dans un état bloqué, de ce fait, aucun courant ne peut s'écouler vers la charge, comme illustré dans la figure II-11.

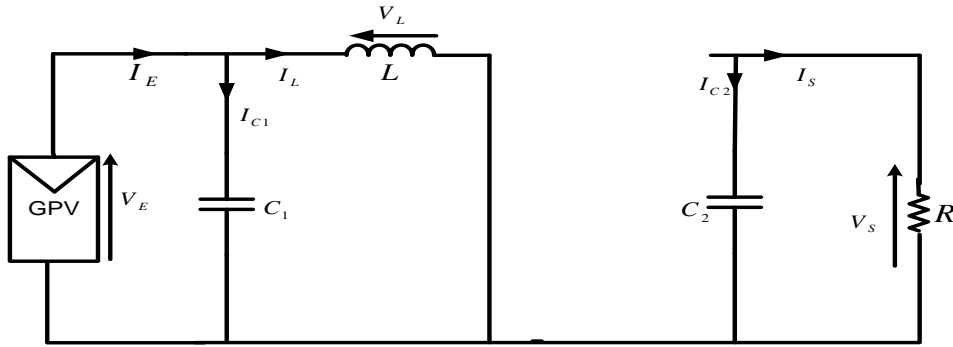


Figure II-11 Représentation équivalente du convertisseur buck avec K est passante.

Quand l'interrupteur est ouvert pendant cette période, $T_{OFF} = (1 - \alpha).T$, l'étage de sortie reçoit l'énergie stockée dans la bobine ainsi que celle venant directement de l'entrée (du module photovoltaïque). En régime permanent, le condensateur de sortie est supposé posséder une capacité suffisante pour maintenir une tension de sortie constante, comme illustré dans la figure II.12. (Cela signifie que le courant traversant le condensateur de sortie est négligeable).

Remarque :

Lors du passage de fermé à ouvert, et selon la loi de lenz, l'inductance L est opposée à toute changement du courant I_L dans le circuit. La tension produite à ses bornes est ajoutée à la tension de source en raison de cette différence. Dès que cette quantité dépasse V_S , la diode D entre dans la conduction.

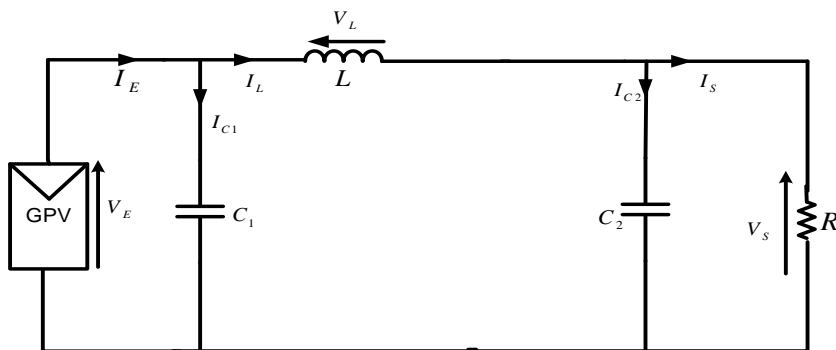


Figure II-12 Représentation équivalente du convertisseur Buck avec K est bloqué.

II.4.2.2 Fonctionnement en mode de conduction continu (MCC)

En régime établi, le mode de conduction continue se caractérise par le maintien constant du courant. Lorsque l'interrupteur K est fermé, on a

$$V_L = V_{Gpv} \tag{II-31}$$

Lors que l'interrupteur est ouvert, d'après la loi des mailles :

$$V_L = V_{Gpv} - V_S \tag{II-32}$$

L'expression de la tension aux bornes de la bobine est la suivante :

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad \text{II-33}$$

Ainsi, le courant dans la bobine est formulé comme suit :

$$I_L = \int_0^{\alpha T_s} \frac{V_L}{L} dt + \int_{\alpha T_s}^T \frac{V_L - V_S}{L} dt \quad \text{II-34}$$

La figure II-13 il représente le changement du courant traversant la bobine en fonction de la tension appliquée à ses bornes.

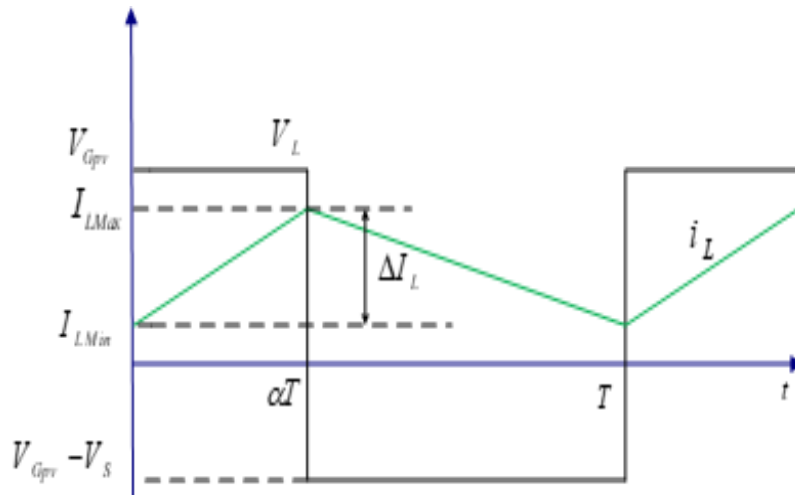


Figure II-13 Fonctionnement en mode continu d'un convertisseur boost.

Où ΔI_L (de la figure II-13) est l'ondulation du courant i_L .

Par la suite, nous supposons que le MPPT fonctionnera toujours en mode DC, ce qui implique que le convertisseur fonctionne dans ce mode. Dans ce cas, la tension moyenne aux bornes de l'inductance L sera nulle, ce qui en résulte :

$$V_{Gpv} T_{ON} = T_{OFF} (V_S - V_{Gpv}) \quad \text{II-35}$$

Ceci conduit à :

$$V_S = \frac{1}{1 - \alpha} V_{Gpv} \quad \text{II-36}$$

En supposant que les pertes sont négligeables, on obtient (l'énergie est conservative) :

$$V_{Gpv} I_E = V_S I_S \quad \text{II-37}$$

$$I_S = I_E (1 - \alpha) \quad \text{II-38}$$

II.4.2.3 La valeur de l'inductance nécessaire pour assurer un fonctionnement en MCC

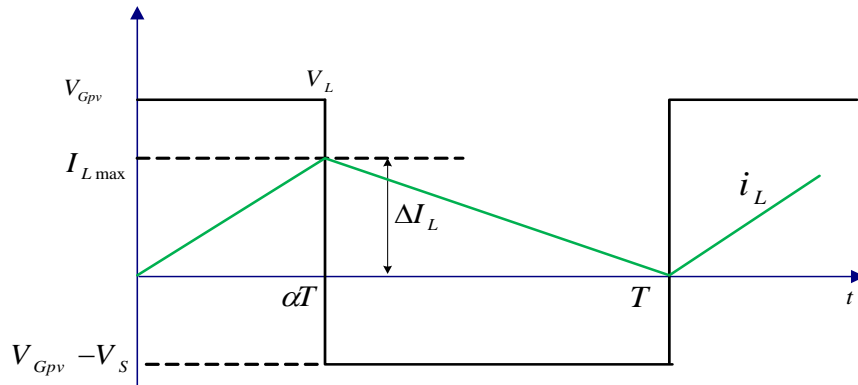


Figure II-14 Frontière entre le mode de fonctionnement continu et discontinu.

Comme le montre dans la figure II-14, la transition du mode de conduction continue au mode de conduction discontinue, le courant de l'inducteur revient de 0 A à 0 A en un cycle [38,41].

En ce cas, le courant moyen est atteint à la frontière traversant la bobine :

$$I_L = \frac{I_{Lmax}}{2} \tag{II-39}$$

Cela peut être exprimé comme suit :

$$I_L = \frac{\alpha T V_{Gpv}}{2L} \tag{II-40}$$

De (II.36) et (II.40) on trouve :

$$I_L = \frac{\alpha(1 - \alpha)TV_S}{2L} \tag{II-41}$$

En régime permanent, la valeur moyenne du courant à travers le condensateur d'entrée est nulle, ce qui peut être exprimé comme suit :

$$I_E = I_L \tag{II-42}$$

En partant de (II-38), (II-41), et (II-42), on trouve :

$$I_S = \frac{\alpha(1 - \alpha)^2TV_S}{2L} \tag{II-43}$$

En considérant V_S comme une constante, on peut représenter graphiquement la transition du courant de sortie à travers la bobine à l'état limite en fonction du rapport cyclique [38,41] qui illustre pour un rapport cyclique α donné, à V_S constant, Si la valeur moyenne du courant de sortie devient inférieure à la courbe de (ou si le courant moyen dans la bobine chute en dessous de la courbe de I_{LGpv}).

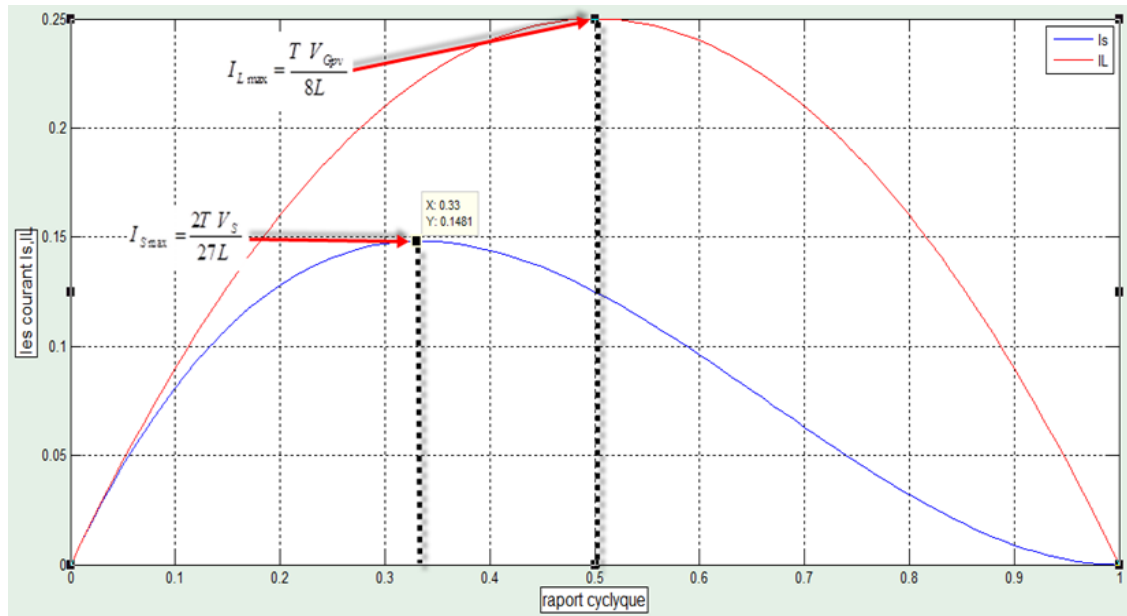


Figure II-15 Courant de la bobine et de la sortie à la frontière.

Le convertisseur passe alors en mode non continu. Ce tracé est important car il donne le courant spécifié en mode continu. DC-DC [38,41]. Pour calculer les valeurs maximales des courants I_S et i_L il faut trouver les dérivées des équations (II-41), (II-43) à ; $\alpha = \frac{1}{3}, \alpha = \frac{1}{2}$, respectivement, ce qui donne :

$$I_{S \max} = \frac{2 \cdot TV_S}{27L} \tag{II-44}$$

$$I_{L \max} = \frac{TV_{Gpv}}{8L} \tag{II-45}$$

Pour le fonctionnement du convertisseur en MCC, il faut calculer la valeur d'inductance minimale, à l'aide des équations (II-44), (II-45) et par l'une des deux équations suivantes :

$$L_{\min} = \frac{2 \cdot TV_S}{27I_{S \max}} \tag{II-46}$$

$$L_{\min} = \frac{TV_{Gpv}}{8I_{E \max}} \tag{II-47}$$

II.4.2.4 Formes d'ondes

La figure II-16 montre les formes d'onde du convertisseur boost en (MCC).

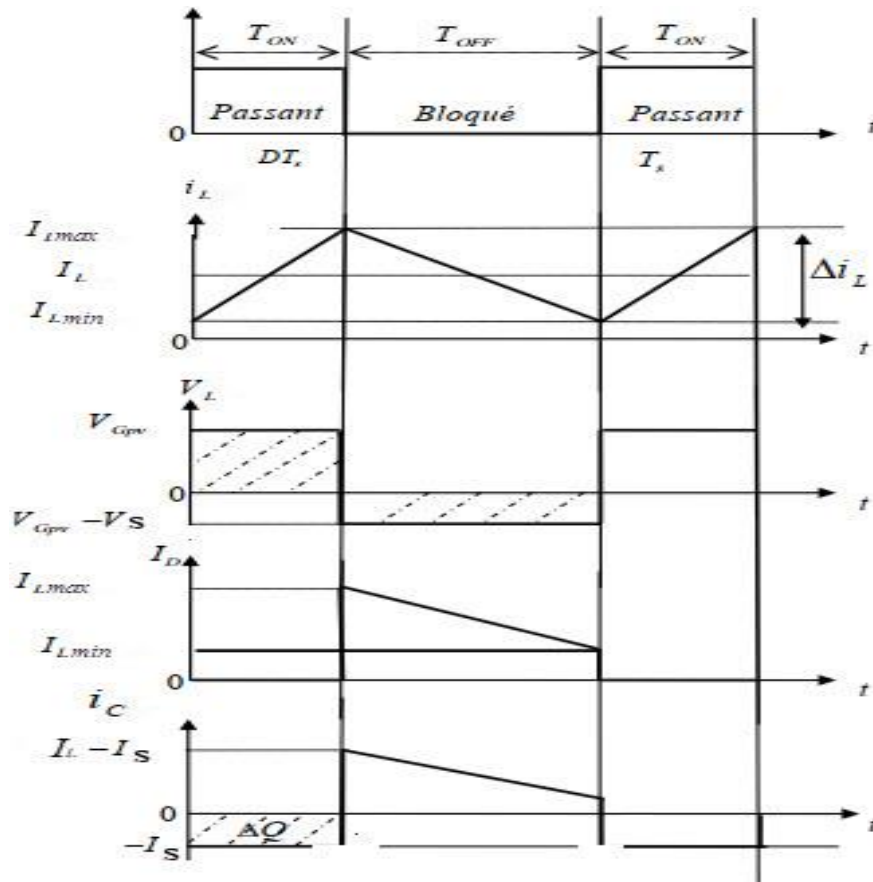


Figure II-16 Caractéristiques des courants et des tensions dans un convertisseur boost en (MCC).

II.4.2.4.1 Ondulation du courant

L'ondulation du courant ΔI_L se conforme à la loi d'ohm à travers l'inductance L ce qui peut être exprimé comme suit [38,41] :

$$V_L T_{ON} = L \Delta I_L \tag{II-48}$$

Soit donc :

$$\Delta I_L = \frac{V_{Gpv} \alpha}{L f} \tag{II-49}$$

II.4.2.4.2 Ondulation de la tension

L'ondulation de la tension peut être déterminée en utilisant la figure II-16, comme suit [38 41] :

$$\Delta V_S = \frac{\Delta Q}{C_2} = \frac{I_S \alpha T}{C_2} \quad \text{II-50}$$

En utilisant les équations (II.38) et (II.50), nous pouvons déduire que :

$$\Delta V_S = \frac{I_E \alpha (1 - \alpha)}{f \cdot C_2} \quad \text{II-51}$$

II.4.2.5 Dimensionnement des composants

Selon la figure II-10, la tension du GPV est utilisée pour alimenter le convertisseur boost.

II.4.2.5.1 Détermination de la valeur de l'inductance.

L'équation (II.49) peut être utilisée pour calculer la valeur de l'inductance pour une ondulation spécifique du courant circulant dans la bobine.

$$L = \frac{V_{Gpv} \alpha}{\Delta I_L f} \quad \text{II-52}$$

Le calcul est fait dans la partie II.5.

II.4.2.5.2 Détermination de la valeur requise pour la capacité du condensateur de sortie

La valeur de la capacité C_{dc} pour une ondulation imposée à la tension aux bornes du condensateur de sortie est calculée en utilisant l'équation (II.51) :

$$C_2 = \frac{I_E \alpha (1 - \alpha)}{f \cdot \Delta V_S} \quad \text{II-53}$$

L'ondulation de tension elle est maximale pour $\alpha = 0.25$. En choisissant $\Delta V_S = 5\%V_S$, avec $I_E = I_{Gpv} = 4.77A$, $f_s = 50kHz$, $V_E = 17.9V$ et $V_S = \frac{V_E}{(1-D)}$ alors la valeur minimale est $C_2 = 15\mu F$

II.4.2.5.3 Détermination de la valeur requise pour la capacité du condensateur de l'entrée

La formule suivante est utilisée pour calculer la capacité du condensateur d'entrée [43] :

$$C_1 = \frac{\alpha \cdot I_E \text{ moy}}{\Delta V_E \cdot f_s} \quad \text{II-54}$$

On a $I_L = I_E = 4.77A$, $\Delta V_E = 5\%V_E$, $f_s = 50kHz$, $V_E = 17.9V$, $\alpha = 0.25$, donc $C_1 = 26.65 \mu F$ valeur min.

II.5 L'efficacité énergétique

La définition de l'énergie repose sur le terme "efficacité énergétique". Selon meyer, l'énergie "ne se perd ni ne se crée, mais change de forme à l'autre", mais cela signifie aussi que

chaque passage s'accompagne de l'inévitable "perte" qui accompagne l'incarnation de la transformation. Par conséquent, la grandeur instantanée qui détermine le "rendement énergétique" de la conversion volontaire est le rapport relatif entre "l'énergie utile" et les pertes. L'efficacité du système est le rapport entre l'énergie utile et l'énergie totale nécessaire pour que le système fonctionne, est désigné par " η " et a une valeur de, $0 < \eta < 1$, [34]. Un cas très simple dans lequel la source alimente une charge avec une certaine perte est indiqué à la figure IV.17.

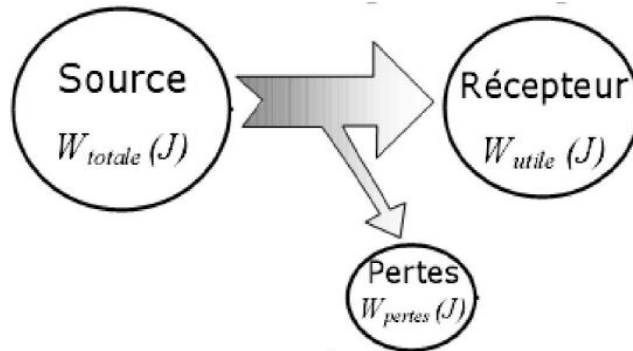


Figure II-17 Transmission d'énergie.

Le rendement associé s'écrit ainsi comme suite :

$$\eta = \frac{W_{utile}}{W_{total}} = \frac{W_{utile}}{W_{utile} + W_{pertes}} \quad \text{II-55}$$

avec $0 < \eta < 1$

Pour des systèmes plus complexes, l'aspect énergétique (à forte densité volumique) permet de déterminer le rendement total en se basant sur le "bilan" énergétique, qui est la somme de l'énergie d'entrée et de l'énergie utile du système. Finalement, considérer les forces en jeu plutôt que les énergies est souvent plus pratique. Le terme l'efficacité est devenu très populaire :

$$\eta = \frac{P_{utile}}{P_{total}} = \frac{P_{utile}}{P_{utile} + P_{pertes}} \quad \text{II-56}$$

II.5.1 Spécificités associées aux systèmes électriques.

L'efficacité des systèmes électriques est souvent trop simple pour être formellement exprimée. Les principes fondamentaux de l'amélioration du transfert d'énergie peuvent également être rapidement déterminés en utilisant les valeurs des différents paramètres. Néanmoins, il est souvent négligé cet aspect et il est crucial de faire la distinction entre les différents systèmes électriques utilisés. Il n'y a pas de grandeurs physiques très simples à prendre en compte dans les calculs, qu'il s'agisse d'un système à courant continu ou d'un système à découpage, entre autres. Sans la précision préalable du système utilisé, les calculs seraient donc erronés.

II.5.2 Pertes dans un convertisseur DC/DC

Les convertisseurs DC/DC sont constitués d'une variété de composants, tels que des éléments de commutation actifs, passifs et à semi-conducteurs, qui contribuent tous aux pertes globales du convertisseur [34]. Pour analyser ces pertes, nous définissons les quantités suivantes

P_c : Pertes dues aux condensateurs.

P_L : Pertes dues à l'inductance.

P_d : Pertes dues aux diodes.

P_k : Pertes dues aux transistors utilisés comme commutateurs.

L'expression de la perte est la suivante :

$$P_{pertes} = P_c + P_L + P_d + P_k \quad \text{II-57}$$

II.5.3 Les pertes dans la diode

La sélection des diodes pose un problème, il suffit de connaître les courants (M_{oyen} et $I_{crête}$) et la tension inverse qu'elles devront supporter.

Dissipation de puissance des diodes est $\Delta V_E = 5\%V_E$

$$P_D = V_F \cdot I_{F\text{eff}} \quad \text{II-58}$$

V_F est la chute de tension directe et $I_{F\text{eff}}$ est le courant efficace direct qui le traverse.

Utilisation des données fournies par le fabricant (résistances thermiques, température de jonction max ...etc.) et l'évaluation si l'utilisation d'un radiateur est nécessaire et quelle devrait être sa capacité en termes de puissance.

Pour la fonctionnant des diodes en mode commuté, les causes de pertes sont doubles [42-45] :

- pertes de conduction.
- pertes de commutation.

La chute de tension dans la diode et le qui lui traversé sont liés à la perte de conduction [34].

$$P_C = \frac{1}{T} \int V_F(t) \cdot I_F(t) dt \quad \text{II-59}$$

La plupart des applications impliquent une variation du courant I_F à travers la diode, et la chute de tension V_F d'une diode est reconnue comme étant dépendante du courant qui lui traversé. Par conséquent, le calcul de la puissance dissipée par conduction peut être complexe.

Pour simplifier ce calcul, le fabricant met à disposition un schéma équivalent de la diode (illustré dans la figure II-18), permettant ainsi de décomposer la diode en deux composants distincts.

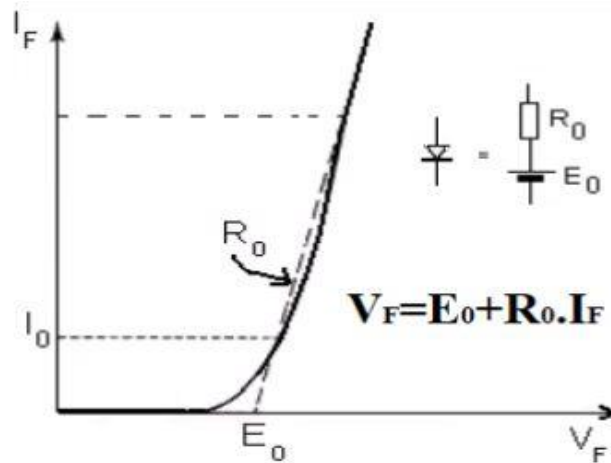


Figure II-18 Modélisation de la diode [61].

- E_0 une force contre-électromotrice.
- R_0 une résistance dynamique R_0 .

Avec ces conditions, la dissipation de puissance par conduction s'écrit dans la diode :

$$P = E_0 I_0 + R_0 \cdot I_{eff}^2 \quad \text{II-60}$$

Avec I_0 , valeur moyenne et I_{eff} , valeur efficace du courant circule dans diode.

Les diodes à commutation rapide connaissent principalement des pertes de commutation en raison de la récupération. En effet, la grande partie des pertes de conversion se produit durant de la deuxième étape [34,42-45,61].

La somme de ces deux termes ça nous donne la puissance totale dissipée dans la diode :

$$P_d = P_c + P_r \quad \text{II-61}$$

Selon l'application, l'un de ces deux termes peut prédominer.

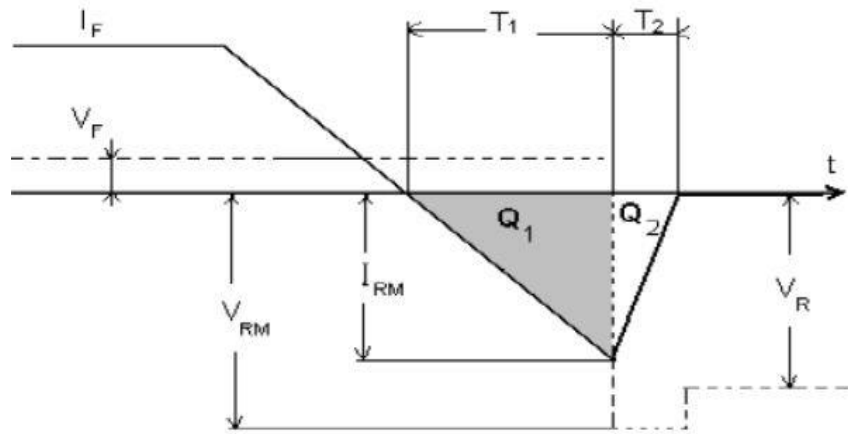


Figure II-19 Représentations simplifiées des formes d'ondes pendant la période de recouvrement inverse.

II.5.4 La quantité de puissance dissipée par un MOSFET

Pour les transistors opérant en mode de commutation, les pertes ont deux principales sources [34,44,45,61] :

- Les Pertes de conduction

$$P_C = R_{DSon} \cdot I_{d_{eff}}^2$$

II-62

- Les Pertes de commutation

Avant d'entamer la conversation sur les pertes de commutation, il est essentiel de consacrer un moment à discuter des temps de commutation et de comprendre les particularités des commutations dans le contexte d'une charge inductive, comme celle d'une cellule hacheur :

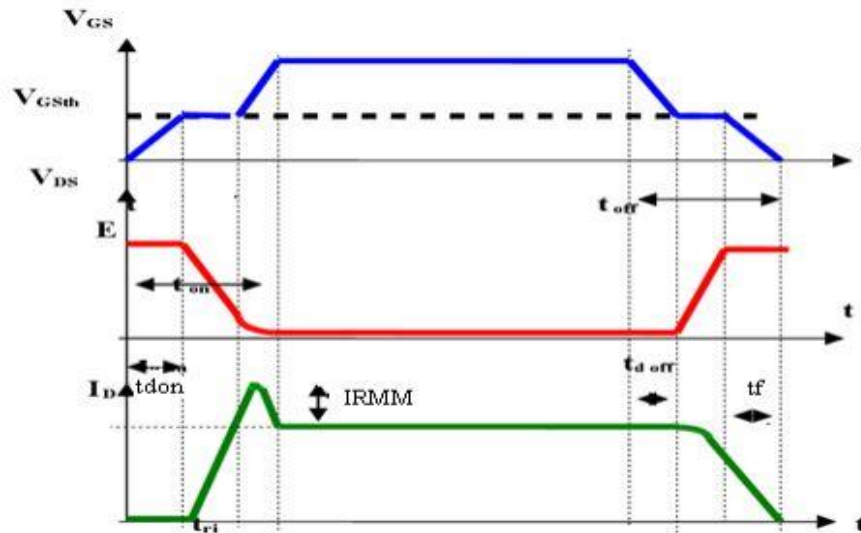


Figure II-20 Représentation des temps de commutation.

Avant que le courant de drain n'accumule, il se passe un intervalle de temps appelé le temps de retard (t_d), figure II-20. Ensuite, le courant augmente lentement jusqu'à atteindre son niveau max. Le temps de montée (t_r) représente la période nécessaire pour que le courant augmente de 10 % à 90 % de sa valeur finale.

En fin de compte, le courant diminue progressivement. Le temps de chute (t_f) c'est le laps de temps nécessaire pour que le courant diminue de 90 % à 10 % de sa valeur maximale. Ces retards sont dus au déplacement des porteurs de charge au niveau des jonctions du transistor.

Avec t_d : (delay time) retard à la croissance, t_r : (rise time) temps de montée, t_f : (fall time) temps de décroissance, t_{don} : (turn-on time) temps de la mise en conduction, t_{doff} : (turn-off time) temps de la mise en blocage, en fonction de la température, ces temps de commutation sont plutôt stables.

- Pertes dans le transistor

Le calcul des pertes d'énergie d'un transistor en régime de commutation s'effectue généralement pendant la période de blocage, qui est définie comme la plage de temps comprise entre 10 % et 90 % du processus de commutation. Cette information est habituellement fournie dans les manuels ou les recueils de caractéristiques des composants électroniques [34,44,45,61].

La puissance dissipée par le transistor est :

$$P_a = V_{DS} \cdot I_D \quad \text{II-63}$$

Les pertes se manifestent généralement à chaque cycle de commutation et nécessitent une considération particulière à des fréquences élevées, car elles sont responsables de l'échauffement du transistor. En revanche, à des fréquences plus basses, elles peuvent être négligeables.

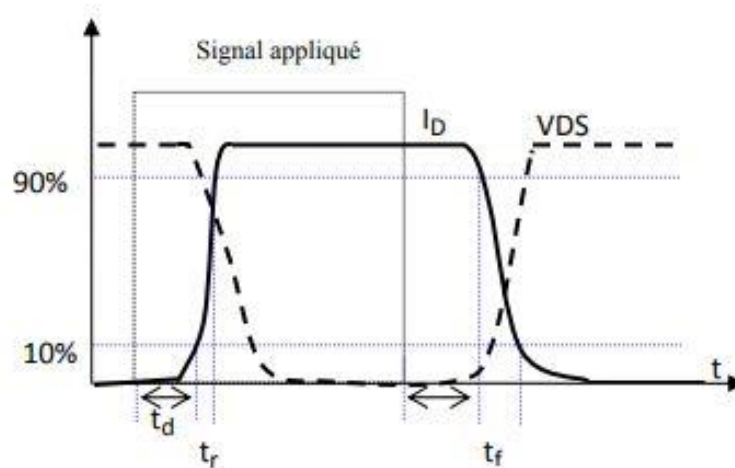


Figure II-21 La réaction des transistors aux signaux avec des bords abrupts.

La puissance totale consommée par la commutation peut être décomposée en deux termes suivant :

$$A = \frac{1}{t_r} \int_0^{t_r} V \cdot I \cdot dt = \frac{1}{2} V_{ds} \cdot I_d \quad \text{II-64}$$

$$P_2 = \frac{1}{t_f} \int_0^{t_f} V \cdot I \cdot dt = \frac{1}{2} V_{ds} \cdot I_d \quad \text{II-65}$$

L'énergie totale moyenne dissipée donc [34,44,45,61] :

$$P_s = \frac{1}{2} V_{DS} \cdot I_D \cdot (t_r + t_f) \cdot F \quad \text{II-66}$$

Avec F représentant la fréquence d'échantillonnage, il est essentiel de noter que le temps de blocage d'un transistor bipolaire est une caractéristique distincte de la conception d'un transistor MOSFET, et il peut être modifié en ajustant la valeur de la résistance de grille (R_{GE}). Plus la résistance est élevée, plus la phase de descente (t_f) sera prolongée, figure II-21. Dans le cas d'une charge inductive, l'extension du temps de descente peut éliminer la nécessité d'utiliser un circuit d'amortissement (comme un circuit snubber, il est fréquemment utilisé dans les circuits qui utilisent des thyristors). Il existe des transistors MOSFET à commutation rapide et plus lents. Pour des applications à des fréquences basses, voire en continu, il est important de choisir un transistor ayant un courant de grille de blocage minimal [34,44,45,61].

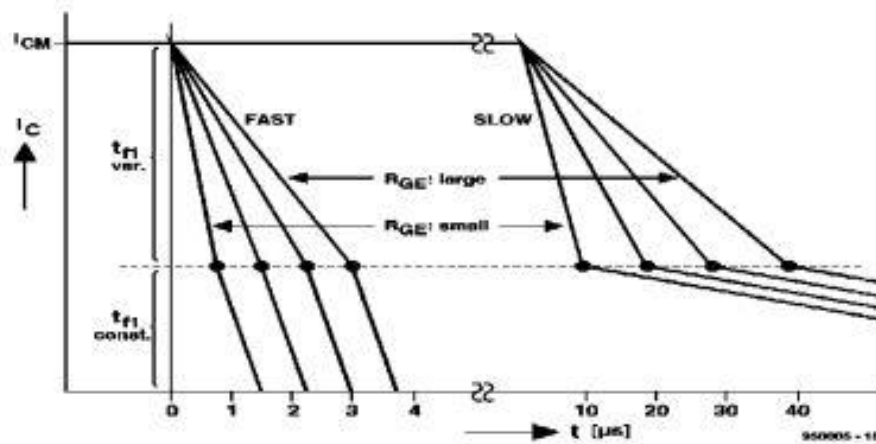


Figure II-22 Blocage des parties MOSFET rapides et lents en fonction de différentes résistances grille/émetteur

Pour les applications plus rapides, d'autre part, un comportement de blocage très linéaire peut être obtenu (figure II-22) en fonction des différentes impédances base/émetteur.

II.5.5 Pertes de l'inducteur de puissance

Les pertes de composants magnétiques comprennent des pertes de fer dans le noyau et de cuivre dans les enroulements. Absolument, ces pertes doivent être éliminées par des moyens appropriés (ventilateurs, refroidisseurs, etc.). Selon cette perspective, les sources d'alimentation par convection forcée ou naturelle sont différentes en fonction de la présence ou de l'absence d'un ventilateur. Une étape de conception cruciale est le calcul des pertes des composants magnétiques et semi-conducteurs. La puissance de sortie maximale du convertisseur Cela est directement lié à la température maximale tolérée des transistors et en effet, pour les composants magnétiques, cette valeur se situe généralement autour d'une centaine de degrés celsius lors d'un fonctionnement nominal. Des outils très précis sont donc nécessaires pour calculer ces pertes [34,41,61].

II.5.6 Cycle d'hystérésis

Un cycle d'hystérésis est une caractéristique du matériau. Pour la ferrite, l'induction de saturation de la B_s est de 0,2 à 0,5 tesla figure II.23, [34,41,61].

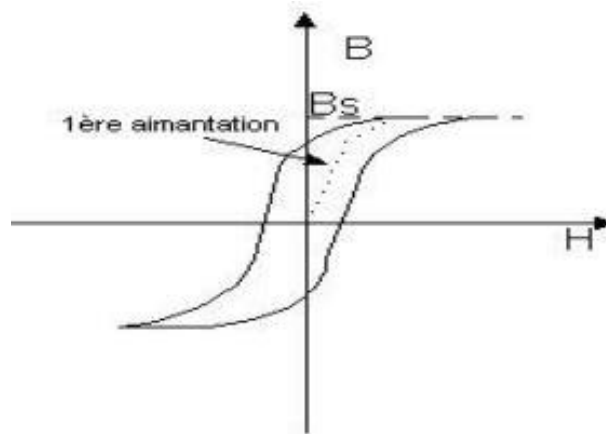


Figure II-23 Cycle hystérésis.

II.5.6.1 La forme du cycle d'hystérésis

La forme du cycle d'hystérésis d'une substance spécifique dépend de :

La fréquence, la température, B_s l'induction à saturation s'annulent à une température appelée température de curie (T_c), et elles diminuent avec la température, Les traitements subis par la substance, et la poudre ainsi produite est frittée et cuite pour créer des noyaux de diverses formes. La ferrite est composée de petits grains conducteurs isolés les uns des autres, ce qui signifie que les pertes du noyau sont faibles et que les courants induits excessifs circulent peu. Les noyaux employés dans les environnements industriels sont généralement de formes et de tailles standardisées. Cependant, dans le cas où l'application justifie un coût supplémentaire, des noyaux plus spécifiques peuvent être conçus et fabriqués.

On peut distinguer deux types de géométries : les transformateurs classiques et les transformateurs planaires.

II.5.6.2 Pertes fer

Comme illustré par le cycle d'hystérésis (figure II-23), Il n'y a ni linéarité ni univocité dans la relation entre les champs magnétiques B et H . ce qui confère aux matériaux magnétiques des propriétés très complexes. La présence d'harmoniques, qui peut altérer significativement la valeur des pertes par rapport aux sinusoides dans un sens ou dans l'autre, augmente la complexité du calcul. La perte de fer se compose généralement de trois éléments : Les pertes causées par les courants de foucault, les pertes engendrées par l'hystérésis et les pertes additionnelles. Toutefois, ce modèle est considéré comme dépassé dans la recherche actuelle. Malgré des efforts considérables, Cela englobe également les informations fournies par les fabricants de matériaux magnétiques. Il n'existe pas de modèle exhaustif qui permettent d'identifier et de caractériser pleinement le phénomène de ferrite. En fait, en ce moment, nous ne disposons que d'outils de modélisation des matériaux magnétiques qui sont incomplets, il a fallu attendre 1997 pour que les

premiers logiciels prenant en compte la forme du cycle d'hystérésis soient développés [34,33]. Les pertes fer représentent généralement la moitié des pertes des transformateurs classiques lorsqu'ils sont de bonnes dimensions, Sauf pour les noyaux planaires, où les pertes en fer sont généralement plus faibles. Les formules empiriques fournies par les fabricants de ferrite sont souvent utilisées pour calculer ces pertes lors du dimensionnement, comme indiqué par la formule l'équation (II.67) :

$$P_{fer} = P_V \cdot V_e \quad \text{II-67}$$

$$P_V(T) = C_m \cdot f^x \cdot B^y (C_t - C_{t1} + C_{t2} \cdot T^2) \quad \text{II-68}$$

Le volume effectif (V_e) est fourni par le noyau, où f est la fréquence, B est le champ d'induction maximal et T est la température en degrés celsius ($^{\circ}\text{C}$). Il y a également d'autres symboles pour les coefficients empiriques liés à la bande de fréquence et au matériau magnétique. [34,42,33].

II.5.6.3 Pertes cuivre

En raison de l'effet Joule, des pertes de cuivre se produisent dans les enroulements. Le calcul de ces pertes dans les convertisseurs de puissance est difficile car avec les fréquences actuelles, le courant ne peut plus être considéré comme étant uniforme tout au long du conducteur. Il s'agit de courants induits qui se superposent au courant initial. Dans le cas d'un seul conducteur, cet événement est communément désigné sous le nom d'"effet pelliculaire". Lorsqu'il y a beaucoup de conducteurs, on parle aussi "d'effet de proximité". Les pertes peuvent être considérablement augmentées en raison de l'irrégularité du courant, il est envisageable d'augmenter jusqu'à cinq, dix ou plus par rapport au calcul "basse fréquence" qui prend en compte un courant uniforme. Par conséquent, une évaluation précise des effets de la peau et de la proximité est absolument cruciale, car par ces ordres de grandeur, le transformateur est susceptible d'être détruit.

Il faut également distinguer deux problèmes :

* La première étape implique le calcul de la puissance totale perdue par effet joule dans les enroulements pour surveiller la température que le composant peut atteindre pendant son fonctionnement.

* En outre, l'identification des points chauds, qui peuvent ne pas avoir été détectés par

Le calcul et correspondent à des concentrations locales de densité de courant. Certains de ces points chauds, qui sont extrêmement difficiles à repérer à l'avance, peuvent réduire la durée de vie du transformateur.

Les résultats des calculs de pertes peuvent également être considérablement modifiés par la présence d'harmoniques. Les concepteurs de composants magnétiques font un choix très mauvais lorsqu'ils calculent les pertes en cuivre. Ils utilisent la formule de dowell, qui est une méthode classique très rapide mais qui utilise un modèle unidimensionnel très précis [34,42,33,61]. La formule classique peut être employée pour calculer la perte de cette bobine à basse fréquence :

$$P_{Cui} = R_{DC} \cdot I^2$$

II-69

On remarque que le dimensionnement des composants d'un convertisseur dépend inévitablement du courant d'entrée de ce convertisseur. Les composants à dimensionner sont : l'inductance L , le condensateur C , choix de la diode D , et de transistor de commutation Tr . Les pertes d'énergies dans les trois dernière composants C, D et Tr sont négligeable si sont bien choisis, l'élément qui influence est l'inductance L parce que son dimensionnement dépend directement du courant d'entrée ce qui n'est pas le cas dans une applications PV. Un changement du courant d'entrée d'un convertisseur perturbe les caractéristiques de ce dernier, cette perturbation engendre une augmentation des pertes en puissance ce qui résulte une diminution du rendement à ce point le changement du courant d'entrée nécessite un changement de la valeur de l'inductance lors du dimensionnement.

II.5.6.4 Problématique

Nous savons que la lumière change tout au long de la journée, ce qui signifie que le GPV doit fournir une puissance variable selon la lumière. Créer un convertisseur DC/DC capable d'alimenter un GPV est un défi car certains composants sont calculés et optimisés pour une puissance d'entrée spécifique. Cela s'applique particulièrement aux inductances. Un tableau de dimensionnement présente les valeurs d'inductance pour chaque variation de courant, car il y a une relation intime entre le courant et l'inductance et leur impact sur la puissance.

A l'aide de l'équation (II.28) \Rightarrow

$$L = \alpha (1 - \alpha) \frac{V_e}{f \Delta I_L} \text{ avec } \alpha = \frac{V_s}{V_e} = 0.67, V_e = 17.9V, f=50kHz \Delta I_L = 10\%I_s = 10\% \frac{I_e}{\alpha}$$

$$L = \alpha^2 (1 - \alpha) \frac{V_e}{0.1 \cdot f \cdot I_e} \tag{II-70}$$

D'après l'équation II-70 on utilise MATLAB (voir programme 1 ; annexe1) pour remplir le tableau II.1 de dimensionnement de la valeur d'inductance dans un convertisseur **buck**

Tableau II-1 variation de l'inductance en fonction de courant pour C/Buck.

I (A)	0.5	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4	4.5
L(μh)	1100	530.32	353.55	265.16	212.13	176.77	151.52	132.58	117.85

$$\Delta I_L = \frac{V_{Gpv} \cdot \alpha}{L \cdot f} \text{ on a } \alpha = 1 - \frac{V_e}{V_s} = 0.25, \Delta I_L = 10\%I_s = 10\%(1 - \alpha)I_e, \text{ et } (V_e = V_{GPV})$$

$$L = \frac{V_e \cdot \alpha}{0.1 \cdot f \cdot (1 - \alpha) I_e} \tag{II-71}$$

D'après l'équation II-71 on utilise MATLAB (voir programme 2 ; annexe1) pour remplir le tableau II-2 de dimensionnement de la valeur de l'inductance dans un convertisseur **boost** :

Tableau II-2 variations de l'inductance en fonction de courant pour C/ Boost.

(A)	0.5	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4	4.5
L(μh)	2400	1200	795.56	596.67	477.33	397.78	340.95	298.33	265.19

II.5.6.5 Solution proposée pour le dimensionnement

L'inductance est un composant passif indispensable dans les convertisseurs DC/DC leur rôle principal est l'emmagasinage d'énergie pendant T_{on} puis décharge l'énergie dans la charge pendant T_{off} . D'après les tableaux II-1 et II-2, on remarque que les valeurs de l'inductance dans un convertisseur DC/DC va varier avec la variation du courant. Il est bien connu que le courant dans les applications photovoltaïques dépend de l'irradiation, c'est pourquoi il a été suggéré d'ajuster automatiquement les valeurs d'inductance pour maximiser le rendement de ces convertisseurs. Notre proposition est que cette adaptation intégrera un champ électromagnétique réglable dans le noyau magnétique utilisé pour l'inducteur L_1 (figure II-24), pour y parvenir on ajoute un autre enroulement dans le même corps en fin de fonctionnement en mutualité avec l'inductance principale du convertisseur, un système de commande électronique détecte le courant issu du GPV va commander l'intensité de courant parcouru dans le 2^{ème} bobinage comme illustre la figure II-24

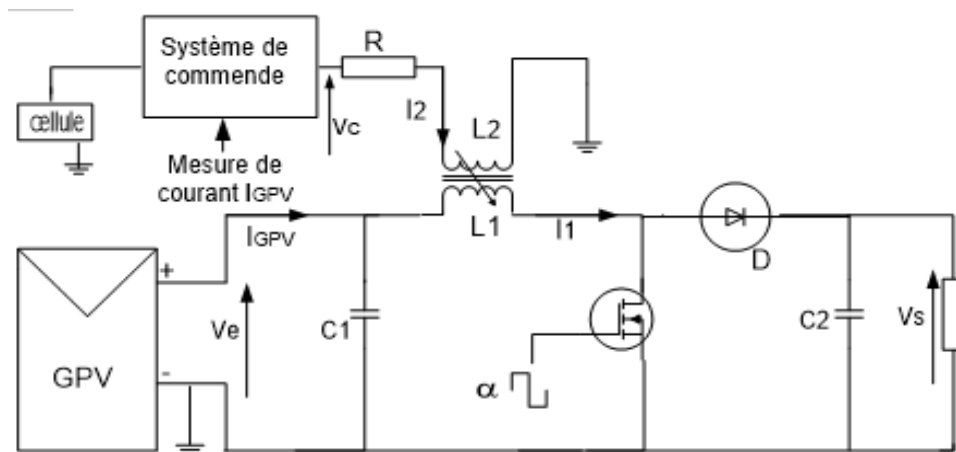


Figure II-24 circuit proposée d'un convertisseur à étudier.

- * L_1 bobine principale de convertisseur alimenté par le courant de GPV
- * L_2 bobine supplémentaire fonctionne en mutualité avec L_1 , elle est alimentée par un courant issu soit d'un diviseur de tension appliqué au GPV soit d'une petite cellule PV installer au prêt du notre GPV.

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné en détail les convertisseurs buck et boost, ainsi que les considérations liées à leur dimensionnement. Nous avons observé que l'inductance est le composant ayant le plus grand impact sur le rendement énergétique. De plus, nous avons constaté qu'une modification du courant d'entrée d'un convertisseur a un impact direct sur son rendement. C'est pourquoi, dans la dernière section, nous avons proposé une approche visant à améliorer le rendement d'un convertisseur dans le contexte d'une application photovoltaïque (PV). À ce stade, il est essentiel d'approfondir nos connaissances en abordant le phénomène magnétique, en mettant particulièrement l'accent sur l'effet de l'inductance mutuelle. Ces aspects seront développés dans le chapitre suivant.

III. Circuits magnétiques et inductance

III.1 Introduction

L'objectif de notre étude est de conduire des analyses magnétiques approfondies sur les inducteurs traditionnels et les inducteurs mutuels équipés de noyaux magnétiques. Cette démarche vise à élaborer une configuration optimisée pour un convertisseur DC/DC, intégrant des inducteurs couplés. L'objectif ultime est de minimiser les pertes lors du transfert d'énergie, en exploitant les avantages de l'inductance mutuelle dans la conception du convertisseur.

III.2 Généralités

La conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique ou en énergie électrique à des niveaux de tension différents repose sur deux phénomènes principaux. Le premier est l'induction électromagnétique, utilisée dans les transformateurs pour modifier la tension électrique. Le deuxième est la conversion électromécanique, exploitée dans les moteurs électriques pour générer un mouvement mécanique. Ces processus font appel à deux types distincts de phénomènes :

- Les phénomènes électriques liées au courant électrique.
- Les phénomènes magnétiques liées au flux magnétique.

L'équation de Maxwell interagit directement avec les systèmes électromagnétiques et électromécaniques et établit un lien fondamental entre ces deux catégories de phénomènes. En fait, les circuits qui transportent le courant électrique et le flux magnétique sont constamment interconnectés.

Le modèle de Maxwell [37-46] est fondamentalement basé sur des équations locales, qui supposent l'existence de milieux continus. La propagation des lignes de force magnétiques (l'induction magnétique et la densité de courant) peut être étudiée, principalement en relation avec les milieux magnétiques ou électriques.

Le modèle Kirchhoff est créé à partir d'un circuit composé de éléments comme (résistances, inducteurs L , condensateurs C) et de paramètres (tension U , courant I , flux Φ). Il peut également être obtenu en intégrant des variables locales ou des champs.

Dans la mesure du possible, ces modèles et les équations qui les accompagnent peuvent être exploités pour simplifier l'analyse et améliorer le rendement. L'analyse des circuits magnétiques implique fondamentalement la transition du modèle de Maxwell au modèle de Kirchhoff.

Pour ce faire, les caractéristiques des phénomènes magnétiques doivent être prises en compte, qui dépendent principalement de la rétention du flux magnétique et de la perméabilité de divers matériaux.

De plus, l'utilisation de l'analogie avec les circuits électriques facilite la compréhension des phénomènes. La maîtrise locale ou globale des circuits magnétiques permet de manipuler les aimants permanents et les circuits ferromagnétiques, ainsi que de calculer les effets secondaires

tels que les forces produites, les moments de torsion et la saturation magnétique. Enfin, des exemples de méthodes spécifiques seront fournis pour illustrer la conception de systèmes utilisant des circuits magnétiques.

III.2.1 Équation de maxwell en régime stationnaire

III.2.1.1 Rôle des équations de maxwell

Au XVIIe et au XIXe siècle, des expériences et des recherches théoriques ont été menées sur l'électromagnétisme, de nombreuses lois particulières ont été créées grâce à ces études, notamment les lois de coulomb, de biot et savart, d'ampère, de laplace et d'autres, james clark maxwell introduisit ces lois de manière exhaustive et détaillée en 1865. Depuis, une accumulation a été utilisée pour créer ces équations, ce qui permet d'intégrer toutes les autres équations dans un environnement macroscopique. Un espace est un ensemble de matériaux constitué d'un milieu continu avec des propriétés locales telles que la résistivité, la perméabilité magnétique, la permittivité électrique, qu'elles soient linéaires ou non linéaires, font partie de ces propriétés. Ainsi, le poids de la matière (qui est constituée de protons, électrons et neutrons) n'est pas considéré [37,46].

III.2.1.2 Champs :

Toutes les particules de l'univers, qu'elles soient liées à la gravité, au nucléaire ou à l'électromagnétisme, interagissent mutuellement. En chaque point de l'espace, il est envisageable de décrire l'influence totale d'une caractéristique particulière à l'aide d'un champ résultant de ces interactions. Le champ, dans ce contexte, est défini comme un vecteur qui représente la relation entre le vecteur des forces appliquées et les grandeurs caractéristiques associées à ces forces. Dans le cas de la gravité, la force \vec{f}_g agissant sur une masse M est associée aux champs \vec{G} suivants :

$$\vec{G} = \vec{f}_g / M$$

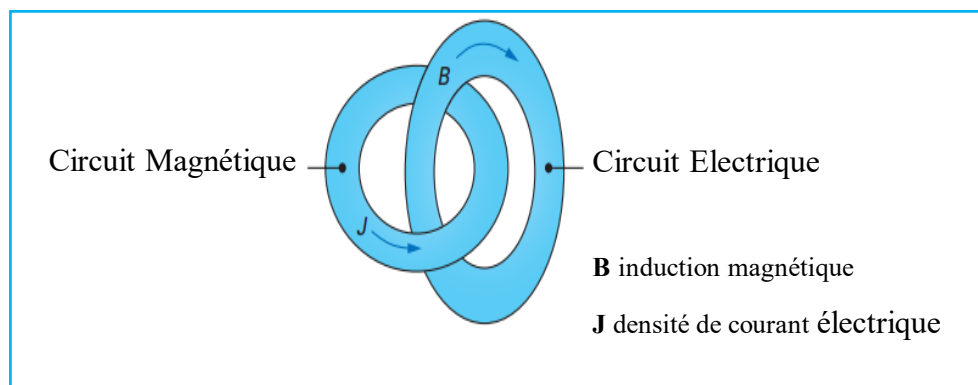


Figure III-1 chevauchement de circuit magnétique et électrique.

Plusieurs champs sont définis dans le champ électromagnétique de la figure III-1.

- Le champ électrique \vec{E} ; \vec{e} en V/m ;
- Le déplacement (ou induction) électrique \vec{D} ; \vec{d} en C/m² (avec C/m² = A·s/m²) ;
- Le champ magnétique \vec{H} ; \vec{h} en A/m ;
- Le champ d'induction magnétique \vec{B} ; \vec{b} en T (avec 1T=1 V.s/m²) ;
- La densité de courant \vec{J} ; \vec{j} en A/m²

III.2.1.3 Caractéristiques des matériaux

La relation proportionnelle entre la densité de courant (en A/m²) et le champ électrique (en V/m) est une caractéristique des matériaux conducteurs.

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad \text{III-1}$$

Avec σ (S/m) conductivité (1 S = 1 A/V).

La relation entre le champ magnétique H et L'induction magnétique B est :

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} = \mu_0 \cdot \mu_r \vec{H} \quad \text{III-2}$$

Avec une perméabilité de μ (H/m) qui est égale à 1V·s/A et une perméabilité du vide μ_0 (H/m) qui est égale à $4 \pi \cdot 10^{-7}$ H/m. La perméabilité relative μ_r est quasiment égale à 1.

On peut écrire avec des matériaux ferromagnétiques tels que le fer (Fe), le nickel (Ni), le cobalt (Co) et leurs alliages [37,46] comme suite :

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{M} \quad \text{III-3}$$

Avec \vec{M} (T) représentant l'aimantation, qui correspond à la densité des moments magnétiques résultants.

III.2.1.4 Lois de maxwell

Ces lois sont à considérer dans leur ensemble et doivent être acceptées pour les milieux macroscopiques.

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} + \partial D / \partial t + \rho \vec{V} \quad \text{III-4}$$

Cette équation met en corrélation le champ magnétique et la densité de courant sous trois formes équivalentes :

- La densité de courant \vec{J} ;
- Dérivée temporelle d'un déplacement électrique, avec sa contrepartie sous forme d'onde électromagnétique (une antenne radio transforme une forme en l'autre).
- Le vecteur $\rho \vec{V}$, qui est une densité de courant spécifique qui correspond au mouvement d'une charge libre (ρ est la densité volumique de charge et \vec{V} est la vitesse), comme le plasma ionique.

La relation qui détermine l'interaction entre phénomène électrique \vec{e} , magnétique \vec{b} est le suivant : $\overrightarrow{rot}\vec{E} = -\partial\vec{B}/\partial t$

La relation qui établit la conservation du flux magnétiquement induit comme base du concept de circuit magnétique est comme suivante : $div\vec{B} = 0$

La densité de charge volumique dans un champ électrique donne la divergence du vecteur déplacement, qui est illustrée par la relation suivante : $div\vec{D} = \rho$

III.2.1.5 Domaine stationnaire

Les propriétés électromagnétiques à basses fréquences, généralement définies comme des fréquences d'environ dizaines de kilohertz, sont appelées domaine stationnaire des équations de Maxwell. Le taux de variation du courant de conduction (J) est beaucoup plus élevé que le taux de variation du courant de déplacement ($\partial D/\partial t$) dans ce cas. L'exception à cette propriété est le condensateur, où la zone entre les plaques polaires est le point où se produit le phénomène associé au terme $\partial D/\partial t$. Sauf dans ce cas particulier, le terme $\partial D/\partial t$ sera ignoré. De plus, nous excluons par défaut le terme de courant de charge libre mobile, qui est généralement associé à des domaines particuliers tels que la physique des plasmas et la magnétohydrodynamique. Enfin, nous ne considérerons pas en compte les applications de transmission d'énergie électrique à longue distance. Les valeurs instantanées des équations de maxwell en régime permanent dans ces conditions sont les suivantes :

$$\overrightarrow{rot}\vec{H} = \vec{J} \quad \text{III-5}$$

$$\overrightarrow{rot}\vec{E} = -\partial D/\partial t \quad \text{III-6}$$

$$div\vec{B} = 0 \quad \text{III-7}$$

Deux équations caractéristiques du matériau lui sont associées :

- Pour les milieux conducteurs, d'après l'équation (III-1) :

$$\vec{J} = \sigma\vec{E} = \vec{E}/\rho \quad \text{III-8}$$

Avec σ conductivité, et ρ résistivité ;

- Pour les milieux magnétiques, la relation (III-2) : $\vec{B} = \mu\vec{H}$

- pour un aimant permanent, la relation (III-3) : $\vec{B} = \mu_0\vec{H} + \vec{M}$

III.2.2 Formulation intégrale

III.2.2.1 Objectifs

Les formulations locales des équations différentielles partielles de maxwell ne donnent habituellement pas de solutions analytiques. La résolution de problèmes techniques trouve souvent sa solution uniquement par le biais d'une approche numérique, fréquemment réalisée à l'aide de la méthode des éléments finis [37-46]. En revanche, une structure complexe peut être décomposée en sous-systèmes intégrés pour créer un réseau électrique ou magnétique en utilisant la formulation

intégrale des équations de Maxwell cette méthode vise principalement à simplifier l'analyse des objets techniques et à faciliter leur processus de conception.

III.2.2.2 Tube d'induction

Le tube à induction est défini par une ligne de contour fermée avec des lignes d'induction tangentes au vecteur d'induction en chaque point, comme le montre la figure (III-2). Deux sections S_1 et S_2 entourent le tube d'induction. Il est possible de lui appliquer l'équation (III-10). On peut l'écrire comme suit en utilisant le théorème de la divergence.

$$\oiint \vec{B} \cdot \vec{ds} = \iiint \text{div} \vec{B} \cdot \vec{ds} = 0 \quad \text{III-9}$$

$$\oiint \vec{B} \cdot \vec{ds} = \iint_{S_1} \vec{B} \cdot \vec{ds} + \iint_{S_2} \vec{B} \cdot \vec{ds} + \iint_{S_{Lat}} \vec{B} \cdot \vec{ds} \quad \text{III-10}$$

Le vecteur tangent et le vecteur perpendiculaire sont orthogonaux du côté latéral. En conséquence, leur produit scalaire est nul conformément à la règle du (III-9) et (III-10) :

$$\iint_{S_1} \vec{B} \cdot \vec{ds} + \iint_{S_2} \vec{B} \cdot \vec{ds} = 0 \quad \text{III-11}$$

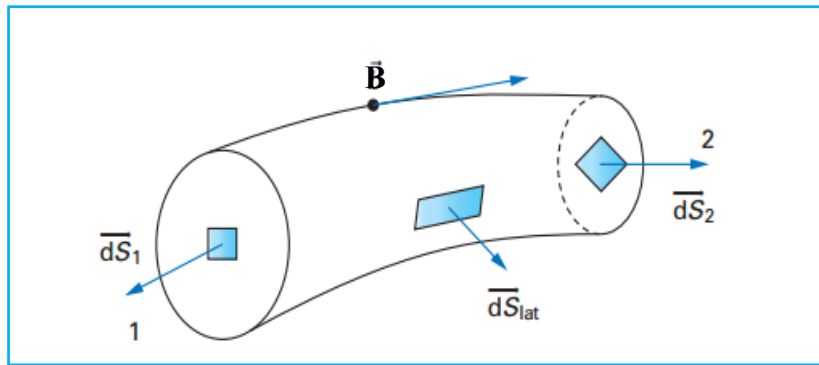


Figure III-2 Tube d'induction magnétique.

III.2.2.3 Flux magnétique

Le flux magnétique induit ou le flux φ est défini comme une grandeur :

$$\varphi = \iint_{S_t} \vec{B} \cdot \vec{ds} \quad \text{III-12}$$

Avec de section S_t associée à de tube à induction.

Étant donné l'orientation du vecteur de surface \vec{ds}_1 et \vec{ds}_2 ,

Et d'après (III-11) et (III-12) on a :

$$-\varphi_1 + \varphi_2 = 0 \text{ Ou } \varphi_1 = \varphi_2 \quad \text{III-13}$$

Le flux magnétique inductif associé au tube est conservateur.

III.2.2.4 Potentiel magnétique

Selon la relation (III-5), le mouvement du champ le long d'un contour fermé C , en utilisant le théorème de Stokes, s'écrit de la manière suivante :

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_{S_h} \text{rot} \vec{H} \cdot d\vec{s} = \iint_{S_h} \vec{J} \cdot d\vec{s} \quad \text{III-14}$$

S_h est la zone limitée par le contour C .

La définition de la force magnétique scalaire U_M (ou force magnétomotrice fmm) est la suivante :

$$U_M = \iint_{S_h} \vec{J} \cdot d\vec{s} \quad \text{III-15}$$

Si ce potentiel est lié à l'enroulement N -turn comme indiqué sur la figure (III-3) :

$$U_M = \iint_{S_h} \vec{J} \cdot d\vec{s} = N \cdot i \quad \text{III-16}$$

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = U_M \quad \text{III-17}$$

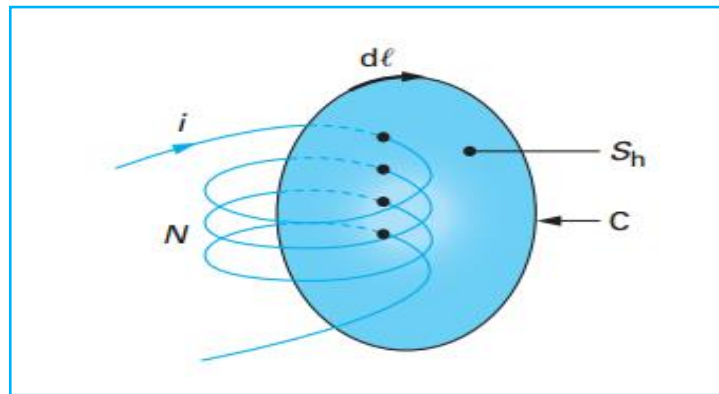


Figure III-3 bobinage à N spires.

La définition de la différence de potentiel U_{M12} entre deux points d'une ligne de champ magnétique est la suivante :

$$U_M = \int_1^2 \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad \text{III-18}$$

III.2.2.5 Loi d'ohm magnétique

Si l'on considère le tube à induction magnétique de la figure III-2, d'après les relations (III-18) et (III-2), on peut l'écrire comme suit [37,46] :

$$u_{M12} = \int_1^2 \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_1^2 \frac{\vec{B}}{\mu} \cdot d\vec{l}$$

Vecteurs et vecteurs sont congruents (colinéaires). Avec équation III-12 on peut écrire :

$$u_{M12} = \int_1^2 \frac{B \cdot dl}{\mu} = \int_1^2 \frac{B \cdot S_T \cdot dl}{(\mu \cdot S_T)} = \int_1^2 \varphi \cdot \frac{dl}{(\mu \cdot S_T)}$$

Avec S_T section de tube verticale.

Comme le flux φ est conservatif (relation (III-13)), peut être écrite comme suit :

$$U_{M12} = \varphi \oint_1^2 dl / (\mu \cdot S_t) = R_{M12} \cdot \varphi \tag{III-19}$$

$$R_{M12} = \oint_1^2 dl / (\mu \cdot S_t) \tag{III-20}$$

L'équation (III-19) est la loi d'ohm magnétique et exprime la proportionnalité entre le flux magnétique φ et la différence de potentiel U_M de la ligne de champ magnétique. La réluctance (résistance magnétique) R_M est caractérisée par le matériau du tube et leur géométrie.

III.2.2.6 Analogie

Il existe des similitudes entre les circuits magnétiques et électriques, les équivalences suivantes étant présentées dans le tableau III-1 et la figure III-4.

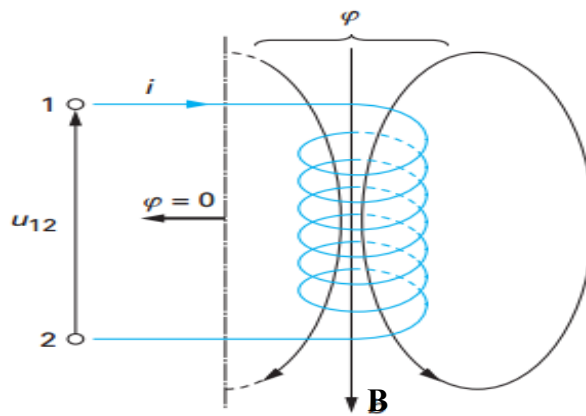


Figure III-4 Tension induite dans un bobinage.

III.2.2.7 Équation de la tension induite

La relation (III-6) devient par l'application du théorème de Stokes, comme suite

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = \iint_{S_e} \text{rot} \vec{E} \cdot d\vec{s} = \iint -\partial \vec{B} / \partial t \cdot d\vec{s} \tag{III-21}$$

Si l'on applique cette relation à l'enroulement illustré à la figure III-5, on constate les particularités suivantes

- Les intégrales de courbes peuvent être décomposées en deux termes :
- $\oint \vec{E} d\vec{l} = \int_1^2 \vec{E} d\vec{l} + \int_2^1 \vec{E} d\vec{l}$.

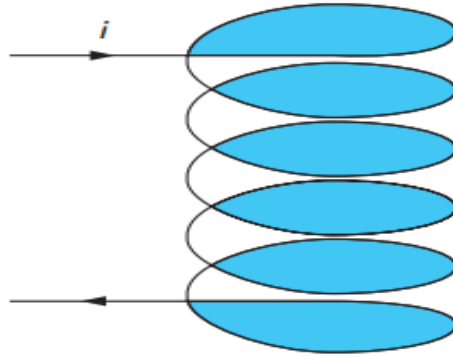


Figure III-5 Surface délimitée par le conducteur d'un enroulement.

Le tableau III-1 montre l'Analogie entre le circuit électrique et le circuit magnétique

Tableau III-1 Analogie circuit électrique-circuit magnétique

	Circuit électrique	Circuit magnétique
Relation de base	Densité de courant : $\text{div} \vec{j} = 0$ Courant : $i = \iint \vec{j} \cdot d\vec{S}$	Induction : $\text{div} \vec{B} = 0$ Flux : $\varphi = \iint \vec{B} \cdot d\vec{S}$
Tube	Conservatif de courant Différence de potentiel électrique $U_{12} = \int_1^2 \vec{E} \cdot d\vec{l}$	Conservatif de flux différence de potentiel magnétique : $U_{M12} = \int_1^2 \vec{H} \cdot d\vec{l}$
Loi d'ohm	Résistance : $U_{12} = R_{12} \cdot i$ $R_{12} = \int_1^2 \frac{dl}{\sigma S}$	Réductance : $U_{M12} = R_{M12} \cdot \varphi$ $R_{M12} = \int_1^2 \frac{dl}{\mu S}$

Le terme premier correspond à l'intégrale dans le conducteur et peut être écrit comme suit (d'après (III-8) et le tableau III-1) :

$$\int_1^2 \vec{E} \cdot d\vec{l} = \int_1^2 \rho \vec{j} \cdot d\vec{l} = R_{12} i, \text{ chute de tension ohmique.}$$

Et le secondaire correspond à l'intégration directe entre les deux bornes :

■ L'intégrale de surface est appliquée à la zone soustraite au contour de l'intégrale de surface, c'est-à-dire à la partie conductrice de l'enroulement. La figure III-5 montre la forme de cette surface S_e . Le flux total ψ est défini comme suit.

$$\psi = \iint_{S_e} \vec{B} \cdot d\vec{s}$$

III-22

Pour un enroulement à N tours autour d'un tube d'induction de section S_T , on a

$$\iint_{S_e} \vec{B} \cdot d\vec{S} = N \iint_{S_1} B \cdot d\vec{S}$$

Soit, d'après les équations III-12 et III-22 :

$$\Psi = N\varphi \int_1^2 \vec{E} \cdot d\vec{l} = -U_{12} \quad \text{III-23}$$

Ψ Est Opposé de la différence de potentiel.

Les quantités spatiales et temporelles étant indépendantes, les opérateurs correspondants peuvent être échangés :

$$\iint_{S_e} -\partial \vec{B} / \partial t \cdot d\vec{S} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_{S_e} \vec{B} \cdot d\vec{S} = -\partial \Psi / \partial t$$

■ L'équation III-21 devient :

$$U_{12} = R_{12}i + \partial \Psi / \partial t \quad \text{III-24}$$

Le terme $\partial \Psi / \partial t$ est la tension induite et l'équation III-24 lie les phénomènes électriques et magnétiques.

III.3 Circuits électriques et magnétiques

III.3.1 Inductances propres et mutuelles :

III.3.1.1 Réductance et perméance

Un enroulement isolé, le flux et le potentiel sont liés par la loi d'ohm magnétique équation III-19 :

$$u_M = R_M \varphi$$

R_M est la réductance du tube de flux fermé associé à l'enroulement [37-46].

La perméance Λ est définie comme l'inverse de la réductance :

$$\Lambda = 1/R_M \quad \text{III-25}$$

III.3.1.2 Inductance propre (self inductor)

Pour les enroulements à N tours, selon les équations III-16, III-19, III-25 [48,49] :

$$\varphi = \Lambda u_M = \Lambda \cdot N \cdot i \quad \text{III-26}$$

Et avec équation III-23 $\Psi = N \cdot \varphi = N^2 \cdot \Lambda \cdot i$

L'inductance propre L est définie comme le coefficient de proportionnalité entre le flux total associé à l'enroulement et le courant i [48,49] :

$$L = \Psi / i = N^2 \cdot \Lambda \quad \text{III-27}$$

L'expression de la tension induite (III-24) peut être exprimée en fonction du courant uniquement [48,49] :

$$u = Ri + \partial(Li) / \partial t \quad \text{III-28}$$

Soit, pour une inductance constante $u = Ri + \partial(Li)/\partial t$

III.3.1.3 Perméances de champ principal et de fuite

Lorsque plusieurs enroulements ont une ligne d'induction commune [48,49], les flux peuvent être distingués comme le montre la figure (III-6) :

- Flux de champ principal ou flux magnétique commun φ_h .
- Flux exclusif (flux de fuite) $\varphi_{\sigma 1}$ et $\varphi_{\sigma 2}$ sont liés à un enroulement.

Pour deux enroulements couplés, les perméances Λ_h , $\Lambda_{\sigma 1}$ et $\Lambda_{\sigma 2}$ peuvent être définies par la relation suivante (d'après (III-26)).

$$\begin{aligned}\varphi_{\sigma 1} &= \Lambda_{\sigma 1} u_{M1} = \Lambda_{\sigma 1} N_1 i_1 \\ \varphi_{\sigma 2} &= \Lambda_{\sigma 2} u_{M2} = \Lambda_{\sigma 2} N_2 i_2 \\ \varphi_h &= \Lambda_h u_{Mtot} = \Lambda_h (N_1 i_1 + N_2 i_2)\end{aligned}$$

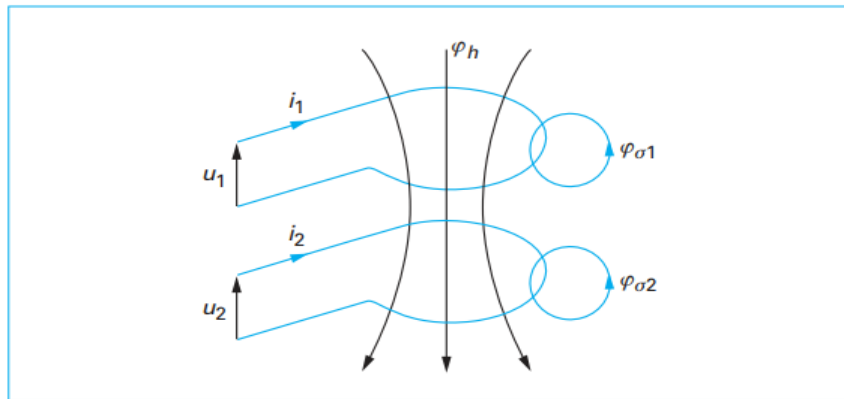


Figure III-6 Bobinages couplés.

III.3.1.4 Inductances mutuelles

D'après (III-24) la loi de tension induite pour l'enroulement 1 de la figure III-6 est [48,49]

$$u_1 = R_1 i_1 + \partial \psi_1 / \partial t. \text{ Avec}$$

$$\psi_1 = N_1 (\varphi_h + \varphi_{\sigma 1}) = N_1^2 (\Lambda_h + \Lambda_{\sigma 1}) i_1 + N_1 N_2 \Lambda_h i_2$$

La perméance propre de la bobine 1 : $\Lambda_1 = \Lambda_h + \Lambda_{\sigma 1}$

D'après (III-27), la relation avec l'inductance propre L_1 est la suivante : $N_1^2 \Lambda_1 = L_1$

On en déduit : $\psi_1 = \psi_{11} + \psi_{12} = L_1 i_1 + N_1 N_2 \Lambda_h i_2$

Définir l'inductance mutuelle L_{12} comme suit :

$$L_{12} = \psi_{12} / i_2 = N_1 N_2 \Lambda_h \tag{III-29}$$

Il vient :

$$\psi_1 = L_1 i_1 + L_{12} i_2 \tag{III-30}$$

Ceci s'applique également au deuxième enroulement ; on a : $u_2 = R_2 i_2 + \partial \psi_2 / \partial t$

Et $\psi_2 = \psi_{22} + \psi_{21} = L_2 i_2 + N_1 N_2 \Lambda_h i_1$

L'inductance mutuelle est définie comme suit : $L_{21} = \frac{\psi_{21}}{i_1} = N_1 N_2 \Lambda_h$ et

$$\Psi_2 = L_2 i_2 + L_{21} i_1 \quad \text{III-31}$$

L'inductance mutuelle est réciproque :

$$L_{12} = L_{21} = N_1 N_2 \Lambda_h = M \quad \text{III-32}$$

III.3.1.5 Coefficients de couplage et de dispersion

Dans le cas d'un système avec un flux de fuite égal à zéro, il est possible d'écrire [48,49] :

$$\Lambda_{\sigma 1} = \Lambda_{\sigma 2} = 0 \quad L_{22} = N_2^2 \Lambda_h = L_2 \quad L_{11} = N_1^2 \Lambda_h = L_1$$

D'où : $L_{12} = \sqrt{L_{11} L_{22}}$

En général : $L_{12} \leq \sqrt{L_{11} L_{22}}$

Le coefficient de couplage k représente le rapport entre l'inductance mutuelle et l'inductance correspondante parfaitement couplée :

$$k = L_{12} / \sqrt{L_{11} L_{22}} \quad \text{III-33}$$

Le facteur de dispersion σ est déterminé par la relation suivante :

$$\sigma = 1 - k^2 = 1 - L_{12}^2 / L_{11} L_{22} \quad \text{III-34}$$

III.3.2 Énergie magnétique

La densité d'énergie magnétique (en J/m³) est définie au milieu linéaire, on a $\mathbf{B} = \mu \cdot \mathbf{H}$. [48,49] d'où :

$$w_M = 1/\mu \int_0^{\mathbf{B}} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{b} = B^2 / (2\mu) = \mathbf{B} \cdot \mathbf{H} / 2 \quad \text{III-35}$$

III.3.3 Description physique

On considère deux bobines couplées, $b1$ et $b2$. Lorsque le courant i_1 traverse la bobine $b1$, cela génère un flux auto-induit $\boldsymbol{\varphi}_{11}$ et un flux mutuel inductif $\boldsymbol{\varphi}_{21}$ via chaque tour de $b1$ et de $b2$ respectivement. De manière similaire [37], lorsque le courant i_2 parcourt la bobine $b2$, cela génère un flux auto-induit $\boldsymbol{\varphi}_{22}$ et un flux mutuel inductif $\boldsymbol{\varphi}_{12}$ via chaque tour de $b2$ et de $b1$ respectivement. Il existe deux scénarios potentiels : les flux magnétiques ($\boldsymbol{\varphi}_{11}$ et $\boldsymbol{\varphi}_{12}$ d'un côté, $\boldsymbol{\varphi}_{22}$ et $\boldsymbol{\varphi}_{21}$ de l'autre) peuvent être additionnés (comme illustré dans la figure III-7) ou soustraits

(comme montré dans la figure III-8). Cela dépend du sens positif du courant arbitrairement choisi et de la direction d'enroulement des fils de la bobine.

Remarque :

Les points représentent la direction de sortie du flux magnétique, en prenant en considération la direction d'enroulement du fil de l'inductance et la direction positive (aléatoire) du courant.

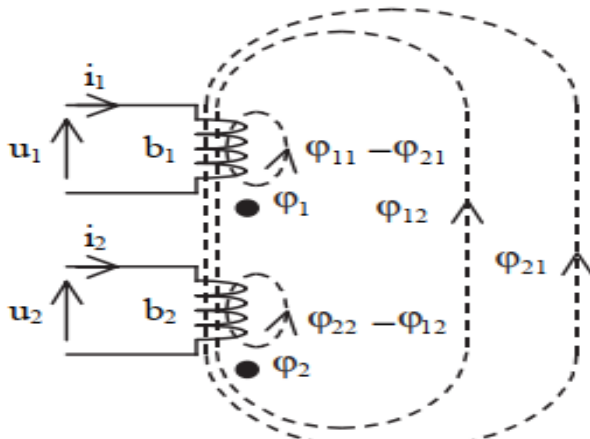


Figure III-7 Flux additifs [37,61].

$$\begin{cases} \varphi_1 = \varphi_{11} + \varphi_{12} \\ \varphi_2 = \varphi_{21} + \varphi_{22} \end{cases}$$

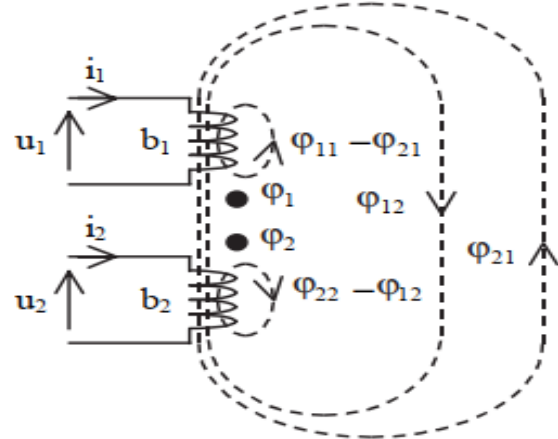


Figure III-8 Flux soustractifs [37,61].

$$\begin{cases} \varphi_1 = \varphi_{11} - \varphi_{12} \\ \varphi_2 = -\varphi_{21} + \varphi_{22} \end{cases}$$

III.4 Les Circuits et les matériaux ferromagnétiques

Tous les matériaux présentent une perméabilité extrêmement similaire à celle du vide, sauf pour les matériaux ferromagnétiques. La composition de ces matériaux est basée sur le nickel, le fer, le cobalt et leurs alliages. Ils se caractérisent par une perméabilité magnétique μ Beaucoup plus élevé que le vide : $\mu \gg \mu_0$

La perméabilité relative $\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$ varie de 10 à 10 000, Cela dépend du matériau et du niveau de saturation. Les matériaux ferromagnétiques sont caractérisés par d'hystérésis et les propriétés de saturation (la perméabilité diminue avec la baisse des niveaux d'induction). Ils sont illustrés dans le diagramme de la figure III-9. Les matériaux ferromagnétiques sont utilisés dans la fabrication et la conception des transformateurs et des inductances de puissance pour exploiter leurs propriétés.

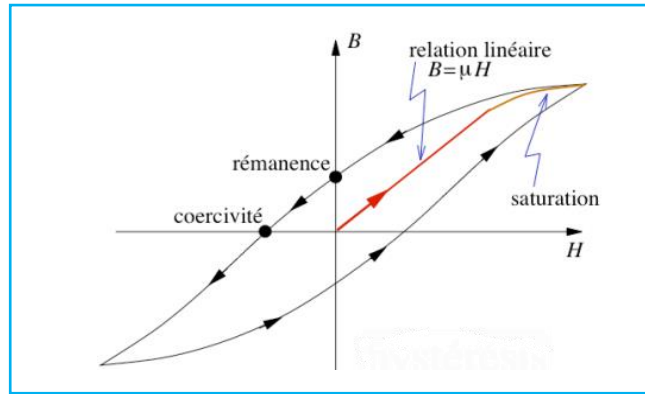


Figure III-9 Cycle d'hystérésis d'un matériau ferromagnétique.

III.4.1 Perméance

Le circuit magnétique de la figure III-10 est constitué d'une partie ferromagnétique et d'air.

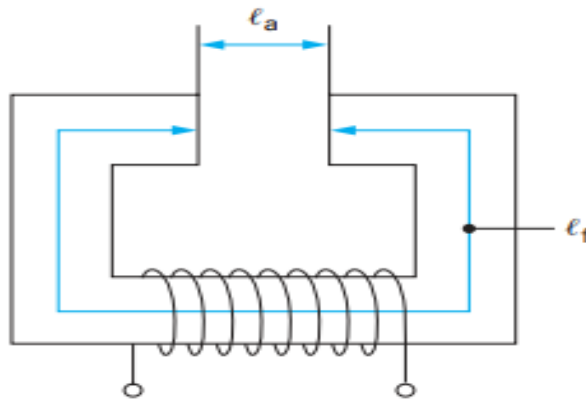


Figure III-10 Diagramme d'un circuit ferromagnétique.

Le schéma équivalent de la figure III-11 peut être utilisé pour le représenter. Pour une même section S et des longueurs respectives de fer et d'air, la perméabilité magnétique peut être définie [48,49,61] :

$$\Lambda_a = \mu_0 \cdot S / l_a \text{ et } \Lambda = \mu \cdot S / l$$

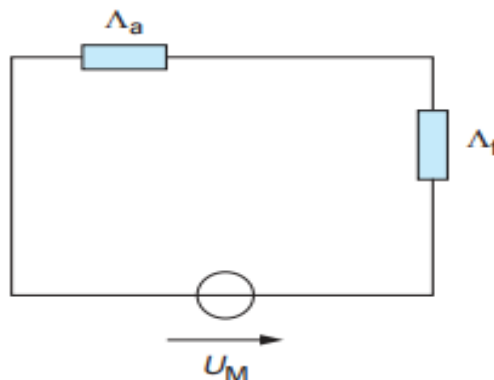


Figure III-11 Schéma équivalent d'un circuit ferromagnétique.

La perméabilité totale de deux circuits connectés en série est :

$$\Lambda_{tot} = \mu_0 \cdot S / (l_a + l / \mu_r) \quad \text{III-36}$$

Avec $\mu_r = \mu / \mu_0$ perméance relative du matériau ferromagnétique.

L'équation (III-36) indique que la longueur équivalente d'un matériau ferromagnétique est utilisée pour déterminer sa perméance, qui est équivalente à la longueur du matériau en fer divisée par sa perméabilité relative. Pour simplifier, autrement dit, la perméabilité ferromagnétique produit une diminution plus faible du potentiel magnétique (rapport μ_r) par rapport à la perméabilité de l'air pour la même longueur. Par conséquent, il est préférable d'utiliser ces matériaux autant que possible lors de la conception de circuits magnétiques.

III.4.2 Expression de l'inductance L_1 dans l'inductance mutuelle

En suivant la solution proposée au chapitre 2 [47], nous allons essayer de trouver une relation entre l'inducteur L_1 et le courant I_2 qui traverse l'inducteur L_2 . Pour ce faire, nous devons suivre les étapes suivantes : D'après (III-30) et (III-31) on peut construire un système d'équations suivant

$$\begin{aligned} \begin{cases} \phi_1 = L_1 i_1 + M \cdot i_2 \\ \phi_2 = L_2 i_2 + M \cdot i_1 \end{cases} &\Rightarrow \begin{cases} M = \frac{\phi_1 - L_1 i_1}{i_2} \\ M = \frac{\phi_2 - L_2 i_2}{i_1} \end{cases} \quad \text{Puisque la mutuelle est identique, } M=M \text{ [47] donc} \\ \Rightarrow \frac{\phi_1 - L_1 i_1}{i_2} &= \frac{\phi_2 - L_2 i_2}{i_1} \\ \Rightarrow \phi_1 i_1 - L_1 i_1^2 &= \phi_2 i_2 - L_2 i_2^2 \Rightarrow \\ L_1 &= \frac{\phi_1}{i_1} - \phi_2 \frac{i_2}{i_1^2} + L_2 \left(\frac{i_2}{i_1}\right)^2 \end{aligned} \quad \text{III-37}$$

D'après l'équations (III-2), (III-12), (III-13) et (III-23) on a pour L_1 [47] :

$$\begin{aligned} \phi_1 = N_1 \varphi_1 = N_1 B_1 S_1 = N_1 \mu_1 H_1 S_1 = N_1 \mu_1 \frac{N_1 i_1}{l_1} \cdot S_1 &= \frac{N_1^2 i_1}{(\mu_1 \cdot S_1)} \\ \phi_1 &= \frac{N_1^2 i_1}{\mathfrak{R}_1} \end{aligned} \quad \text{III-38}$$

Avec $\mathfrak{R}_1 = \frac{l_1}{(\mu_1 \cdot S_1)}$ Reluctance de L_1

De même pour L_2 :

$$\begin{aligned} \phi_2 = N_2 \varphi_2 = N_2 B_2 S_2 = N_2 \mu_2 H_2 S_2 = N_2 \mu_2 \frac{N_2 i_2}{l_2} \cdot S_2 &= \frac{N_2^2 i_2}{(\mu_2 \cdot S_2)} \\ \phi_2 &= \frac{N_2^2 i_2}{\mathfrak{R}_2} \end{aligned} \quad \text{III-39}$$

Avec $\mathfrak{R}_2 = \frac{l_2}{(\mu_2.S_2)}$ Reluctance de L_2

On substitue les équations des flux (III-02) et (III-03) dans l'équation (III-01) on obtient $L_1 = \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}_1} - \frac{N_2^2}{\mathfrak{R}_2} \left(\frac{i_2}{i_1}\right)^2 + L_2 \left(\frac{i_2}{i_1}\right)^2$, et par suite on obtient l'expression suivante [47] :

$$L_1 = \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}_1} - \left[\frac{N_2^2}{\mathfrak{R}_2 i_1^2} - \frac{L_2}{i_1^2} \right] \cdot i_2^2 \quad \text{III-40}$$

Le même circuit magnétique est utilisé pour enrouler les bobines L_1 et L_2 , (similaire) donc nous avons ($S_1=S_2$, $l_1=l_2$ et $\mu_1=\mu_2$ et par suit $\mathfrak{R}_1 = \mathfrak{R}_2 = \mathfrak{R}$) [47].

Ainsi, nous pouvons écrire l'équation (III-40) comme suit [47]

$$L_1 = \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}} - \left[\frac{N_2^2}{\mathfrak{R} \cdot i_1^2} - \frac{L_2}{i_1^2} \right] \cdot i_2^2 \quad \text{III-41}$$

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons réalisé une étude théorique du circuit magnétique et des inductances, en abordant également le concept de couplage mutuel entre deux bobinages situés dans la même structure. Cette étude a jeté les bases de notre concept visant à améliorer l'efficacité d'un convertisseur DC/DC dans le contexte des applications photovoltaïques, quelle que soit la variation du courant fourni par le générateur photovoltaïque (GPV).

Comme le montre l'équation (III-41), nous avons observé que la valeur de L_1 , qui est l'inductance principale du convertisseur, varie en fonction du courant du convertisseur (i_1) et du courant du circuit supplémentaire (i_2). Ces variations sont cruciales pour notre approche.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter des simulations obtenues à l'aide du logiciel COMSOL afin de valider notre théorie. De plus, nous allons partager les résultats pratiques que nous avons obtenus après avoir réalisé des tests sur un banc d'essai. Cette combinaison d'approches théoriques et expérimentales renforce notre compréhension et notre capacité à améliorer l'efficacité des convertisseurs DC/DC dans les systèmes photovoltaïques.

IV. Dimensionnement de l'inductance mutuelle par simulation et vérification expérimentale

IV.1 Introduction :

Nous introduirons le dimensionnement de l'inductance mutuelle dans ce chapitre en utilisant des simulations et diverses opérations pratiques que nous avons accomplies dans le cadre de notre travail comme suit :

Simulation par le logiciel COMSOL d'une inductance simple et deux inductances bobinées dans le même corps magnétique, ce corps est bien choisi (ETD 49) après dimensionnement d'après son datasheet ces deux inductances travaillant en mutuel afin de valider la relation trouver dans le chapitre précédent (équation III-41).

Le chapitre II a décrit le problème de couplage d'un convertisseur DC/DC avec un GPV. Pour résoudre ce problème, nous avons utilisé l'idée suggérée d'utiliser deux inductances par mutuel en prenant en compte que le panneau fonctionnera à son point de puissance maximale.

IV.2 L'interface utilisateur de COMSOL :

COMSOL (4.3a) est un logiciel de simulation par éléments finis (**FEM**) permettant de résoudre divers types de problème pouvant être décrit par des équations aux dérivées partielles [50]. Dans de tels logiciels, les équations différentielles sont discrétisées en de petits volumes, ce qui les rend formulables sous forme de simples différences. Cette transformation convertit le problème continu en un ensemble d'équations et d'inconnues finies, qui peuvent être résolus en utilisant des méthodes d'algèbre linéaire. Il est facilement compréhensible que lorsque la taille de la discrétisation diminue, le modèle discret se rapprochera davantage du modèle continu. L'interface de **COMSOL** peut être divisée en quatre parties. À gauche, on retrouve le model builder où il est envisageable de spécifier des variables. Et autres paramètres du problème (**Parameters**), le modèle (**Model**) où se retrouvent la géométrie (**Geometry**), les propriétés des matériaux formant la géométrie, le ou les modèles de physique s'appliquant au problème étudié et les paramètres de maillage (**Mesh**). Le model builder comporte aussi le type de problèmes et les paramètres de solveur (**Study**) et les options d'affichage et de post traitement des données (**Results**). La colonne située à droite contient les options correspondant à ce qui est choisi dans le model builder. Par exemple, dans le geometry on crée les dimensions d'un objet à étudier. C'est également ici que l'on sélectionne les paramètres de départ de la simulation ainsi que les modèles physiques requis. En haut à droite, la fenêtre d'affichage graphique (graphics) offre la possibilité de visualiser la géométrie, le maillage ou les résultats. En haut de cette fenêtre, on trouve différentes options qui permette de modifier le niveau de zoom de l'affichage ainsi que l'orientation d'un objet en trois dimensions [50].

Les options permettant de sélectionner des objets, des domaines, des frontières ou des points se retrouvent aussi au haut de cette fenêtre. Finalement, juste en dessous de la fenêtre d'affichage graphique, il existe une fenêtre dédiée pour visualiser les messages d'erreur. L'évolution ou l'avancement des simulations, l'enregistrement des étapes effectuées pendant le calcul de la solution ainsi que les résultats numériques obtenues une fois que la simulation est terminée.

Les divers composants de l'interface utilisateur de COMSOL 4.3a sont présentés au figure IV-1 suivante [50].

IV.3 Simulation sous COMSOL4.3

Pour effectuer cette simulation, il est nécessaire de suivre les étapes suivantes [50] :

- Création du modèle de simulation
- Définition des paramètres globaux et création de la géométrie
- Ajout des propriétés du matériel composant du système
- Ajout des conditions frontières
- Maillage
- Simulation et traitement des résultats (choix des équations et de l'algorithme)

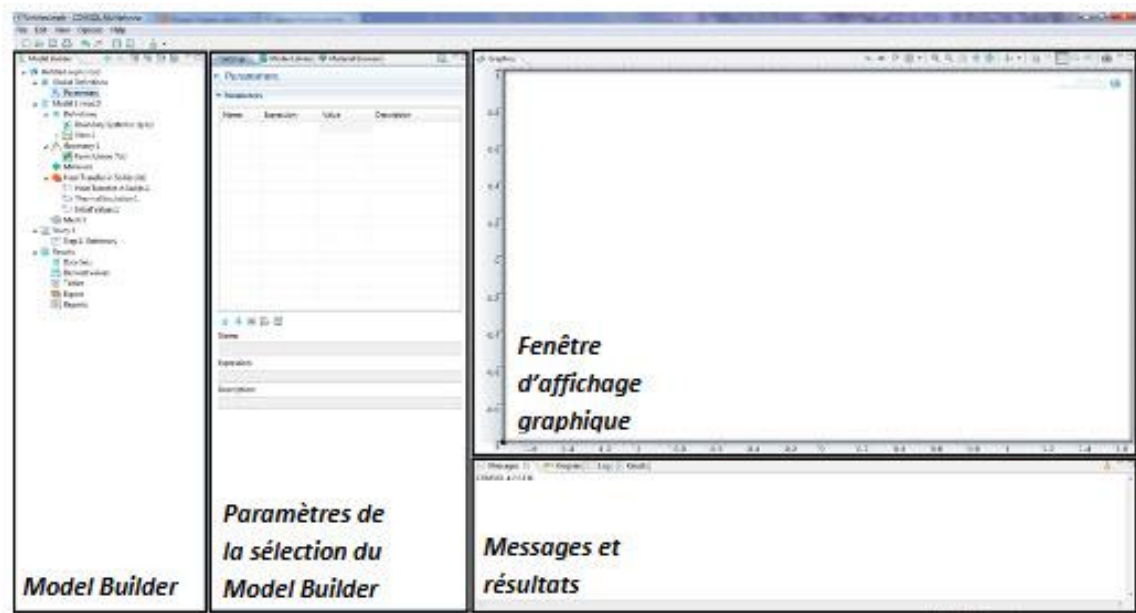


Figure IV-1 Interface utilisateur de COMSOL 4.3a.

IV.3.1 Géométrie et dimension de l'inductance a deux bobines au logiciel COMSOL

La figure IV-2 présente le schéma proposé dans chapitre II qui illustre notre idée pour résoudre Le problème de couplage d'un convertisseur DC/DC couplé avec un GPV.

Par le logiciel COMSOL on va essayer de simuler l'inductance à deux bobinages (L_1 et L_2) pour différentes valeurs des courants. Cette simulation est faite pour valider l'équation III-41 chapitre III notez que nous allons utiliser dans tous ce qui suit les abréviations fréquentes suivantes :

- L_1 : l'inductance principale du convertisseur DC/DC.
- L_2 : l'inductance de circuit supplémentaire.
- I_1 : Le courant qui parcourt dans l'inductance L_1 .
- I_2 : Le courant qui parcourt dans l'inductance L_2 .

Maintenant nous allons présenter les étapes de simulation par COMSOL cités auparavant La figure IV-3 présente l'inductance à deux bobines montées en mutuelle L_1, L_2 .

(A) Vu global de l'inductance L_1 et L_2 , (B) coupe latérale de l'inductance et leurs dimensions qui sont utilisées pour la phase définition des paramètres globaux et création de la géométrie dans la simulation par COMSOL

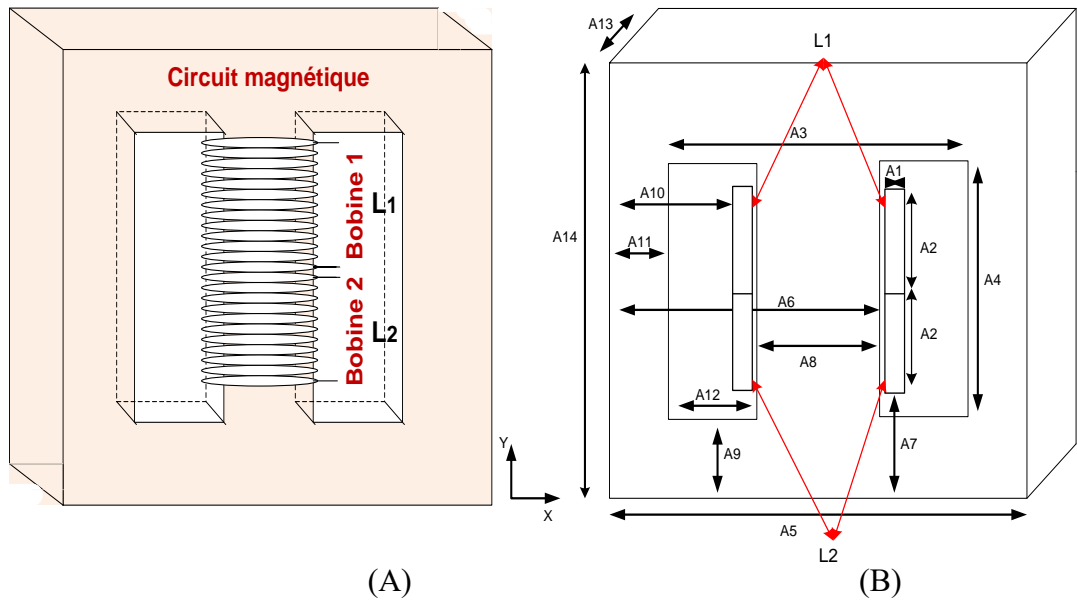


Figure IV-2 (A) vue globale de l'inductances mutuelle. (B) leur coupe latérale.

Les dimensions du l'inductance a deux bobinages sont présentées dans le tableau suivant :

Tableau IV-1 Dimensions des inducteurs mutuels (paramètres de A1 : A14).

Indice	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7
Valeur (mm)	2.5	16.33	36.1	5.4	49.8	33.25	8.35
Indice	A8	A9	A10	A11	A12	A13	A14
Valeur (mm)	16.7	7	15.25	6.85	9.7	16.7	45.4

IV.3.2 Etapes de simulation par le logiciel COMSOL

IV.3.2.1.1 Création du modèle de simulation

Nous avons ouvert une nouvelle simulation COMSOL, nous avons choisi le modèle spatial en 2D, on clique sur next (→). Nous devons par la suite choisir le modèle physique approprié. Nous choisissons le modèle **magnetic field** dans la catégorie **AC/DC**. Une fois la sélection du modèle effectué, nous devons sélectionner le type d'étude désiré. Sous preset studies, on choisit le cas d'étude en régime permanent (stationary), puis on clique sur finish (⌘). Puis on sauvegarde la simulation dans notre répertoire personnel [47].

IV.3.2.2 Définition des paramètres globaux et création de la géométrie

Dans le model builder, on fait apparaître le menu contextuel

(clic droit de la souris) de global definitions et on clique sur parameters. Lorsque nous définissons une nouvelle variable, il est possible d'associer des unités à cette dernière (par exemple mm). Les unités doivent être mises entre crochets. Par exemple, 2 [A] entré dans expression associe 2A à une variable dont le nom a été défini sous name. Nous pouvons maintenant entrer les différentes variables relatives au problème : comme la forme de géométrie et leurs dimensions puis on clique sur build all [47].

IV.3.2.3 Ajout des propriétés du matériel composant du système

On fait apparaître le menu materials dans le model builder puis on sélectionne open material browser. Pour choisir les propriétés de chaque domaine [47].

- Comme domaine l'air et leur propriétés physique (mue μ , sigma σ , Epsilon ϵ ...)
- Domaine conducteur (copper) et leur propriétés physique (mue μ , sigma σ , Epsilon ϵ ...)
- Domaine circuit magnétique (copper) et leur propriété physique (mue μ , sigma σ , epsilon)

IV.3.2.4 Ajout des conditions frontières

D'après (chapitre III) la conservation du flux d'induction magnétique donc, $div \vec{b} = 0$, La figure IV-3 représente la géométrie d'inductance à deux bobinages sous COMSOL et définition de leur domain.

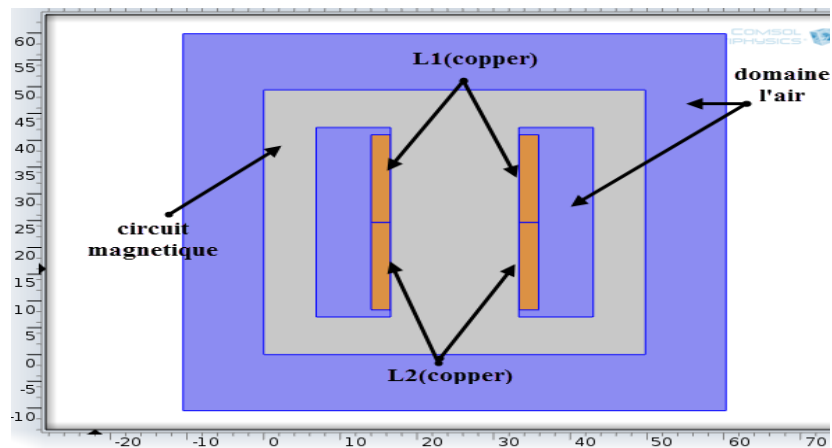


Figure IV-3 Géométrie du de L1 et L2 sous COMSOL.

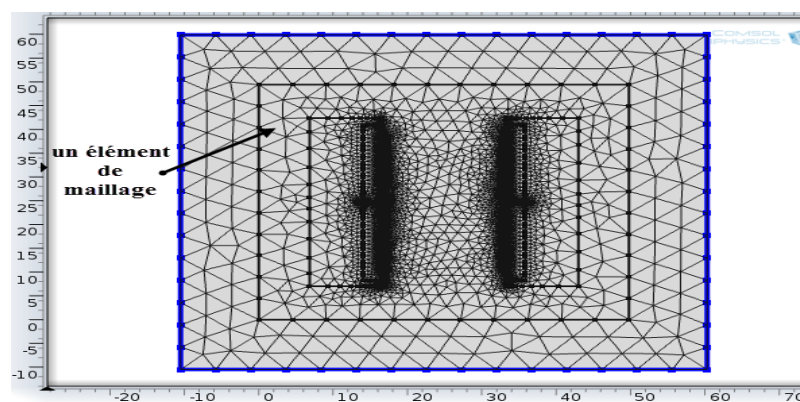



Figure IV-4 maillages du système.

IV.3.2.5 Maillage (Mesh)

On Clique sur Mesh et on choisisse comme taille de maillage Coarse, et on laisse le Maillage défini en tant que Physics-controlled mesh comme indique la figure IV-4 [47].

IV.3.2.6 Simulation et traitement des résultats :

Pour effectuer la simulation, on clique sur study dans le model builder puis sur compute (). COMSOL se chargera de choisir les paramètres du solveur en fonction des modèles physiques choisis pour notre étude nous avons choisi le domaine (régimes) suivant :

- Stationary
- Frequency-Domain : Fréquences : 50KHz

Après choix d'équations et des algorithmes les résultats de simulations sont les suivantes :

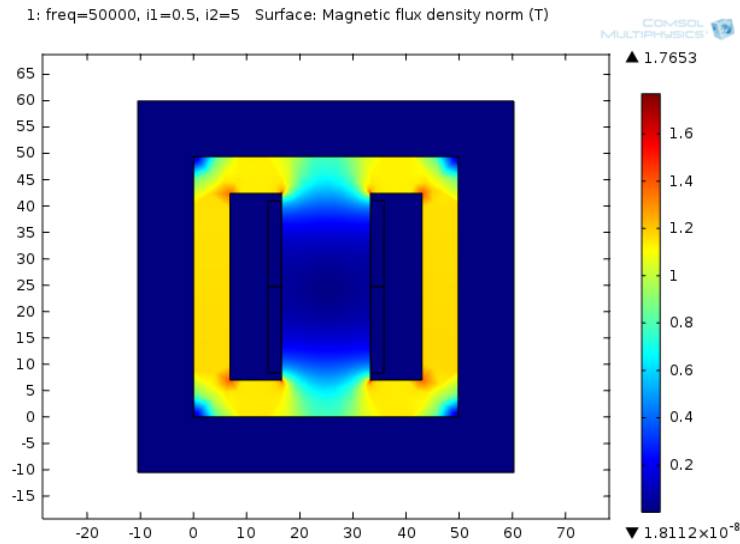


Figure IV-5 Densité de flux avec $i_1=5A$, $i_2=0.5A$.

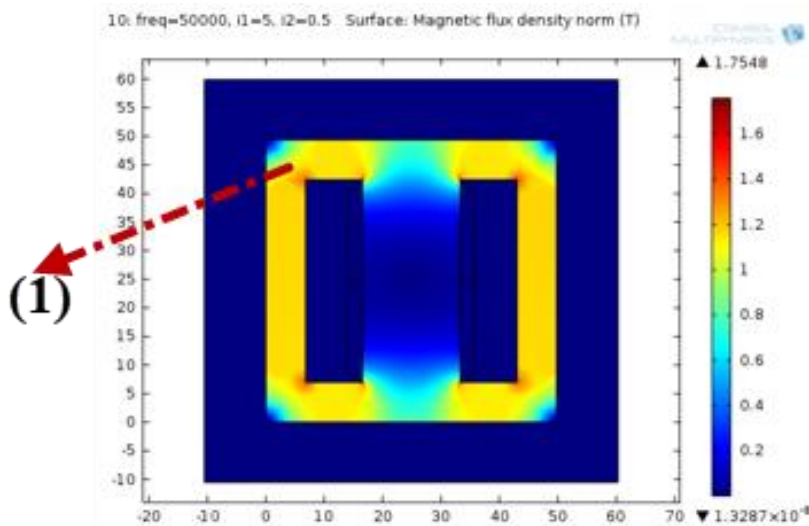


Figure IV-6 Densité de flux avec $i_1=0.5A$, $i_2=5A$.

Les figure. IV-5 et IV-6 présentent la densité de flux magnétique générée par les deux bobinages des inductances (L_1 , L_2) qui sont parcourus par les courants i_1 et i_2 respectivement, le changement de densité de flux magnétique est remarquable d'après les legends couleur entre les cas (deux figures). Si on zoomer zone (1) da la figure IV-6. on remarque que le circuit magnétique est saturé de peu à fort suivant le courant d'excitation, le matériau magnétique a un point de fonctionnement magnétique dans la zone linéaire de la caractéristique B(H), on constate aussi que les lignes de champ sont parfaitement canalisées et suivent assez bien les contours du noyau, si l'on fait abstraction des coins carrés de la bobine, on remarque les effets des coins , que l'induction est forte aux coins internes ,en effet la ligne de champ passant en ces coins est courte il en résultera un champ d'induction élevé d'après le théorème d'ampère comme indique les figure . IV-7 et IV-8. La direction de l'induction magnétique à le même sens des flèches rouge dans la figure IV-8 et Les lignes de champs magnétique se propage dans le circuit magnétique sont aussi indiquées.

On constate que des lignes de champs sortent du circuit magnétique, notamment au voisinage des bobines qui sont des lignes de fuites.

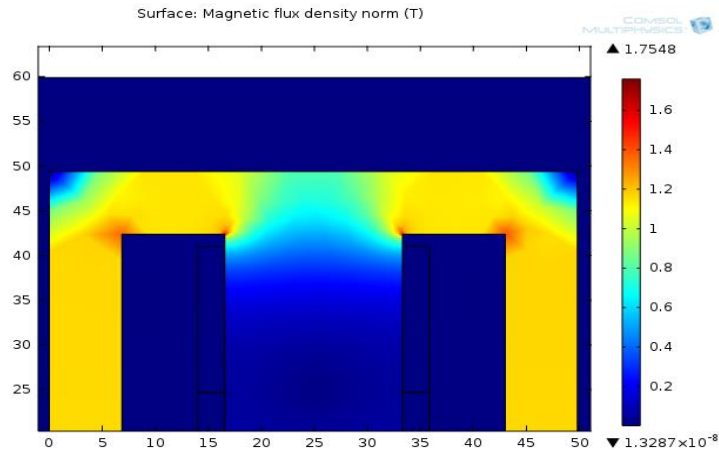


Figure IV-7 Zoom dans zone 1.

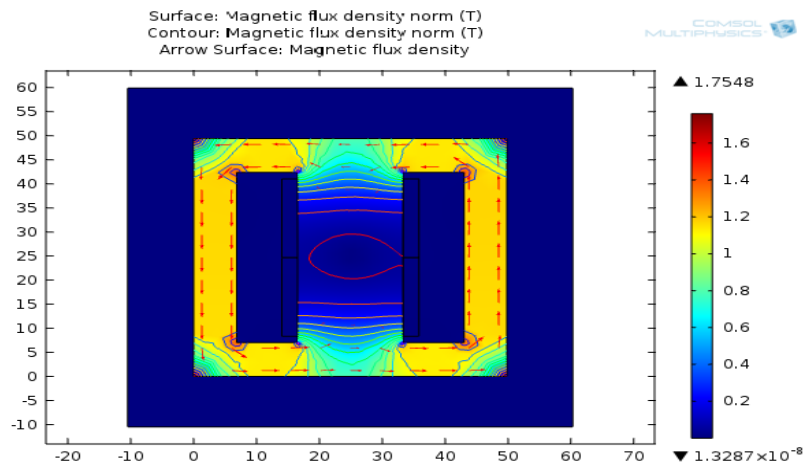


Figure IV-8. propagations les Lignes de champ magnétique.

IV.4 Validations de la théorie par la simulation :

D'après l'équation (III-41) du chapitre III l'expression de L_1 en fonction de i_2 et des paramètres du circuit magnétique (N_1 , N_2 et \mathfrak{R}) est comme suite :

$$L_1 = \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}} - \left[\frac{N_2^2}{\mathfrak{R}i_1^2} - \frac{L_2}{i_1^2} \right] \cdot i_2^2$$

IV.4.1 Calcule le nombre de spire N_1 de L_1 :

A l'aide de l'équation (III-27) on a $L_1 = \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}} \Rightarrow N_1 = \sqrt{L_1 \cdot \mathfrak{R}}$

Avec \mathfrak{R} est la reluctance et d'après (équation III-20), $\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu_0 \mu_r S}$

D'après la datasheet nous avons :

$$l=213.1 \cdot 10^{-3} \text{ m}, S=16.7^2=278.89 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2, \mu_0 = 4 \cdot 3,14 \cdot 10^{-7}, \mu_r = 1810$$

$$A.N \Rightarrow N_1=7.53 \approx 8 \text{ spires de l'inductance } L_1, \mathfrak{R} = 336.11 \cdot 10^3$$

Tableau IV-2 relever des mesures et des calculs d'inductance.

$I_E(\text{A})$	$L_1^{*1} (\mu\text{H})$	$I_2(\text{A})$	$L_2 (\mu\text{H})$	$L_1^{*2} (\mu\text{H})$	$L_1^{*3} (\mu\text{H})$
0.5	2400	4.64	323.309	2400	2400
1	1200	4.25	353.677	1200	1200
1.5	800	3.8395	390.676	800.024	799.86
2	600	3.44	436.089	600.085	600
2.5	480	3.04	493.469	480.074	480.03
3	400	2.64	568.237	400.067	400.04
3.5	342.86	2.24	669.707	342.919	342.90
4	300	1.84	815.295	300.057	300.04
4.5	266.67	1.44	1040	266.721	266.52
5	240	1.04	1440	240.052	239.93

On choisit arbitrairement $N_2=10$ spires de l'inductance L_2

Le tableau IV-2 est construit pour objet de valider et comparer les résultats obtenus par la simulation et la valeur dimensionnées et calculée d'après la théorie tel que :

I_E : le courant d'entrée de convertisseur (choix avec probabilité de diminué de 5A $\approx 0.5\text{A}$)

L_1^{*1} : dimensionnement de L_1 suivant I_E à l'aide de l'équation $L = \frac{V_{Gpv}\alpha}{\Delta I_L f}$

I_2 : le courant trouvé par la simulation pour atteindre la valeur de L_1^{*1}

L_2 : l'inductance trouvé par la simulation si on a atteint la valeur de L_1^{*1}

L_1^{*2} : l'inductance L_1 trouvé par la simulation qui doit être proche de la valeur de L_1^{*1}

L_1^{*3} : l'inductance L_1 calculée à l'aide de l'équation (III-41) $L_1 = \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}} - \left[\frac{N_2^2}{\mathfrak{R} \cdot i_1^2} - \frac{L_2}{i_1^2} \right] \cdot i_2^2$.

D'après le tableau IV-2, on remarque que les mesures de lecture et les calculs d'inductance montrent que les valeurs sont approximativement égales.

IV.4.2 Traçage des courbes de l'inductance :

La variation de la valeur de l'inductance L_1 en fonction des courant i_1 et i_2 sont présentées dans la figure IV-9 :

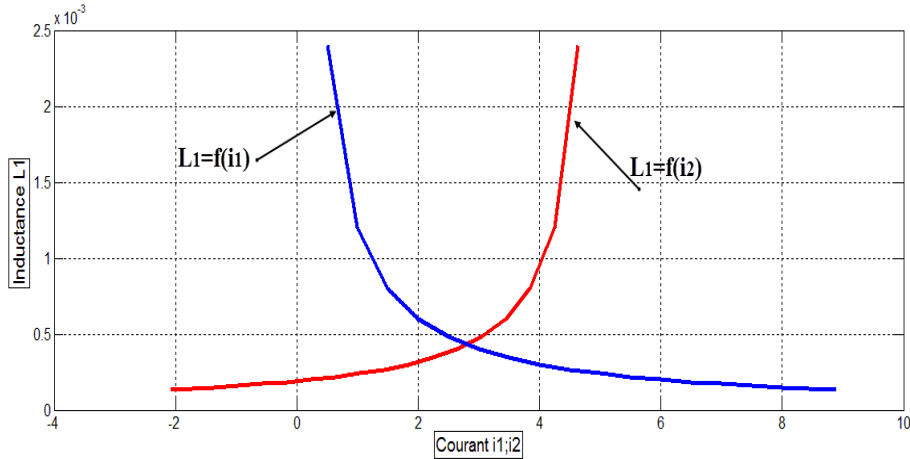


Figure IV-9 Courbes L_1 en fonction de i_1 et i_2 (sous matlab).

On remarque que si le courant i_2 augmente l'inductance L_1 augmente aussi cette augmentation est proportionnelle et non linéaire (courbe rouge) par contre si le courant i_1 augmente l'inductance L_1 diminuée cette variation est inversement proportionnelle et non linéaire (courbe bleu)

IV.5 Réalisations pratique :

Après avoir réalisé le système global d'alimentation de puissance, on a placé deux multimètres en amont et deux multimètres en aval du convertisseur qui sont utilisés comme ampèremètre et voltmètre respectivement pour mesurer le courant et la tension d'entrée et de sortie a fin les calculer de la puissance du générateur photovoltaïque et la puissance transmise à la charge (figure IV-10)

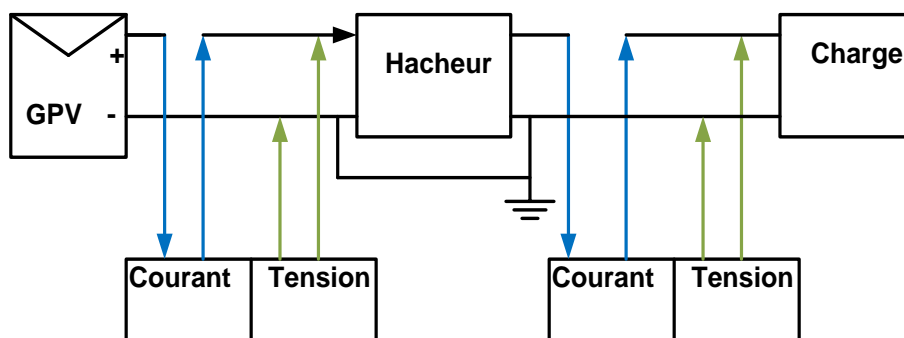


Figure IV-10 Diagramme expérimental pour la prise de mesures.

IV.5.1 Caractéristique du panneau utilisé

Panneau solaire type **SW 85 poly R 5A/D** son caractéristique indiquée dans tableau IV-3, STC : 1000W/m², 25°C, AM 1.5. [51] (pour plus de détails voir annexe 2)

Tableau IV-3 Caractéristique de Panneau solaire SW 85 poly R 5A/D.

COMPORTEMENT LORS DE CONDITIONS DE TEST STANDARD (STC*)

		SW 85
<i>Puissance au point de puissance maximale</i>	P_{max}	85 Wc
<i>Tension à vide</i>	U_{oc}	22,0 V
<i>Tension au point de puissance maximale</i>	U_{mpp}	17,9 V
<i>Courant de court-circuit</i>	I_{sc}	5,20 A
<i>Courant au point de puissance maximale</i>	I_{mpp}	4,77 A

Tolérance sur la mesure de puissance (P_{max}) attribuée par TÜV Rheinland : +/- 2% (TÜV Power controlled)

IV.6 Traçage de Cycle hystérésis

A cause de non-disponibilité des corps magnétique comme le ETD 49 dans le marché on est obligé d'utiliser des corps quelconques pour cela nous allons tracer le cycle d'hystérésis de chaque un pour choisir le meilleur.

IV.6.1 Mesure de la courbe d'hystérésis à l'oscilloscope :

A l'aide de circuit de la figure IV-11 [52], on a tracé la courbe d'hystérésis des corps magnétique on prend comme valeur $R=50w$, $C1=47\mu F$, et à l'aide de l'équation suivant :

$$U_e(t) = U_0 \cdot \sin(\omega t), U_0 = (0 : 220) \text{ V}, f = (5 : 50) \text{ kHz.}$$

Le montage de la figure IV-12 se divise en 4 parties :

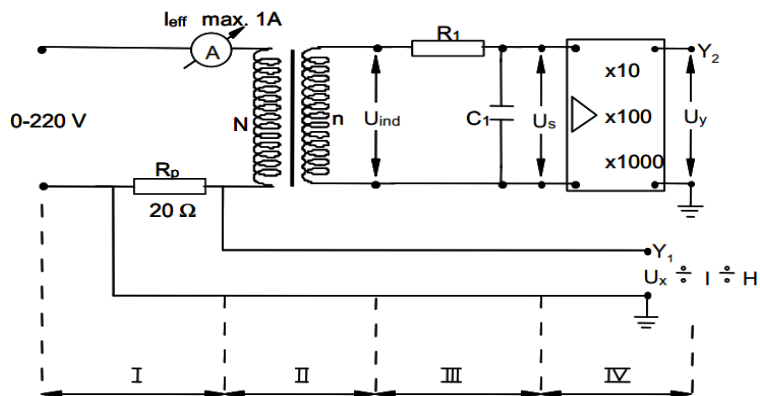


Figure IV-11 Circuit proposé pour traçage le cycle hystérésis.

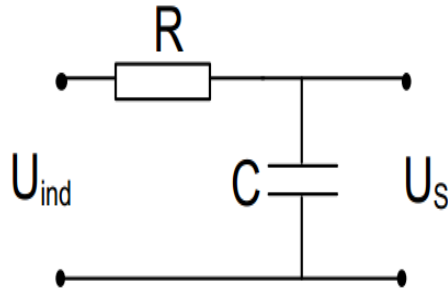


Figure IV-12 circuits RC Intégration de la tension.

Le bobinage primaire génère un champ magnétique $H(t)=H_0.\sin(\omega t)$ l'ampèremètre surveille le courant afin de rester en dessous du courant maximal admissible, fixé à 1A. La résistance de R_p de 20Ω produit une tension $U_x(t)$ proportionnelle au courant $I(t)=I_0 \sin(\omega t)$. C'est ainsi que le champ magnétique est déterminé par [52] :

$$H(t) = \frac{N.I(t)}{L} = \frac{N.U_x(t)}{L.R} \text{ et } H_{max}(t) = \frac{N}{L.R} u_{x \max}$$

Oui, exactement ! en multipliant la tension U_x mesurée sur l'oscilloscope par le coefficient $N/(LR)$, on peut déterminer la valeur du champ magnétique H de la bobine. Cette relation permet de relier la tension mesurée à la valeur du champ magnétique selon les paramètres du système (N = nombre de spires, L = inductance, R = résistance).

IV.6.1.1 Inductance de mesure

Le circuit intégrateur RC est utilisé pour effectuer l'intégration de la tension induite U_{induit} :

On a $U_s = \frac{1}{C} \int I. dt \cong \frac{1}{R.C} \int U_{ind} dt$. Estimation précise si $RC \gg T$ où T est la période du signal [52]. C'est le cas de la figure IV-12, [52], on obtient :

$$U_s(t) = \frac{1}{R_1.C_1} \int U_{ind}(t)dt. \text{ D'ou } B(t) = -\frac{R_1.C_1}{n.S} . U_s(t).$$

La tension U_s est amplifiée par un coefficient, $A = 10, 100$ ou 1000 : $U_y = A U_s$ et on atteint :

$B(t) = -\frac{R_1.C_1}{n.S.A} . U_y(t)$ Donc en multipliant l'échelle verticale de l'oscilloscope par le facteur $(\frac{R_1.C_1}{n.S.A})$ on obtient l'induction B [52].

IV.6.2 Type des corps magnétique de notre expérience

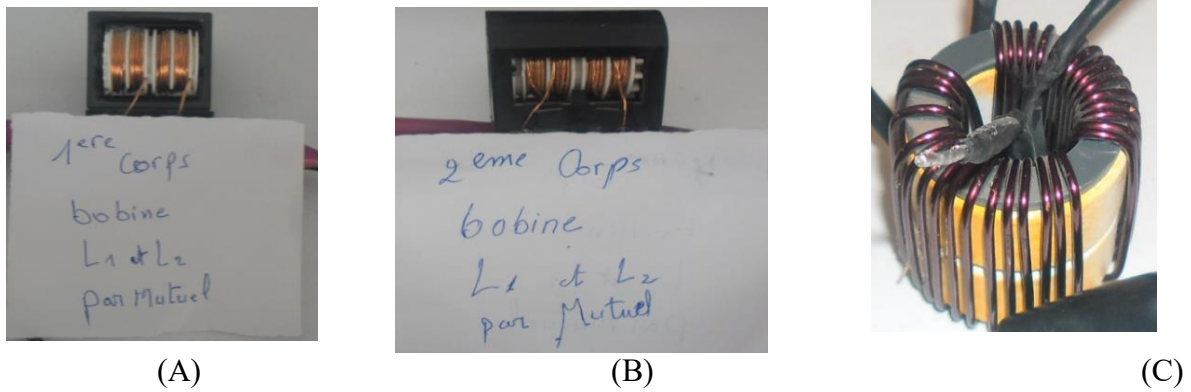


Figure IV-13 Inductance mutuelle. (A).1er corps magnétique. (B).2em corps magnétique. (C).3eme corps magnétique

IV.6.3 Test sur 1^{er} Corps Magnétique

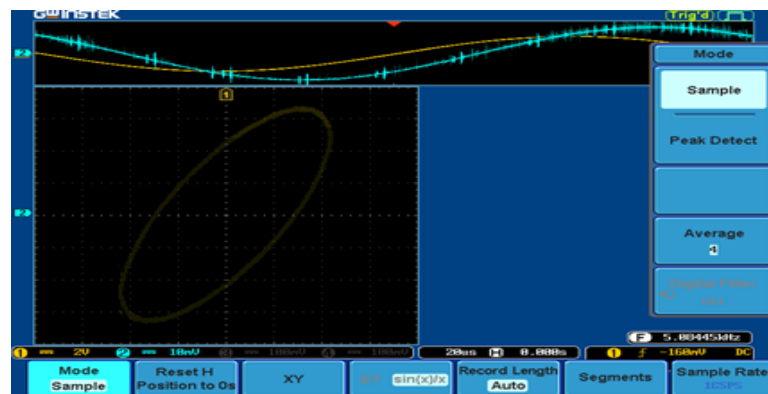


Figure IV-14 cycle d'hystérésis a $f=5KHz$.

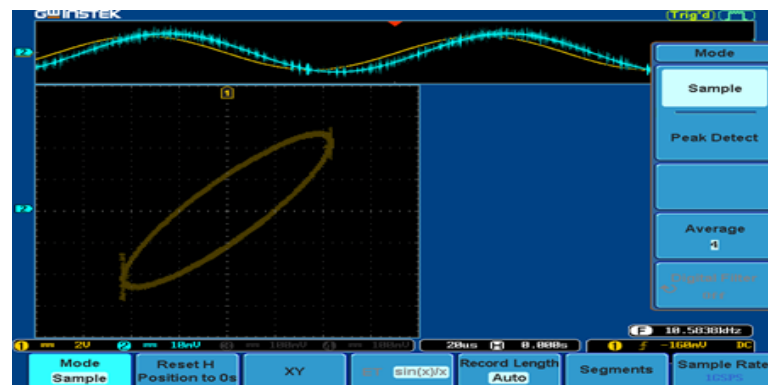
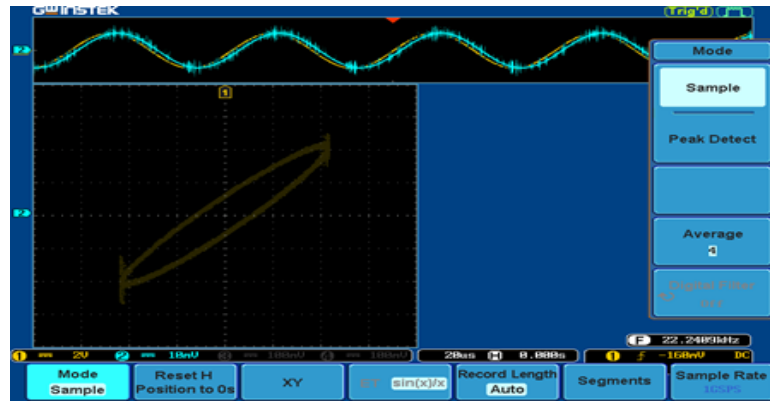


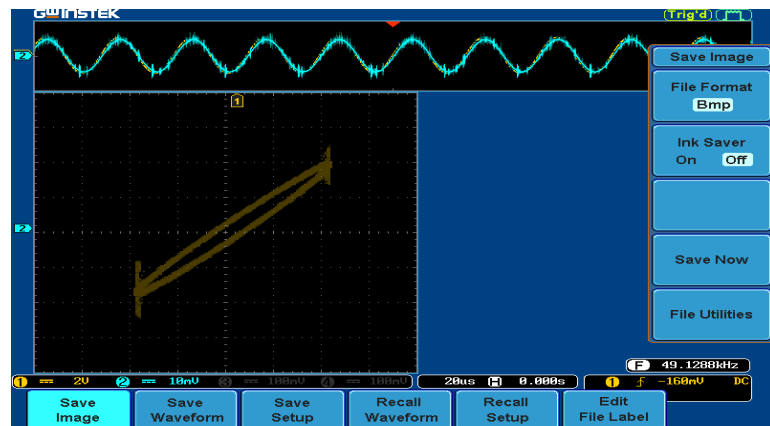
Figure IV-15 cycle d'hystérésis a $f=10.58KHz$.

Figure IV-16 cycle d'hystérésis
 $f=22.24\text{KHz}$.



a

Figure IV-17 cycle d'hystérésis
 $f=49.12\text{KHz}$.

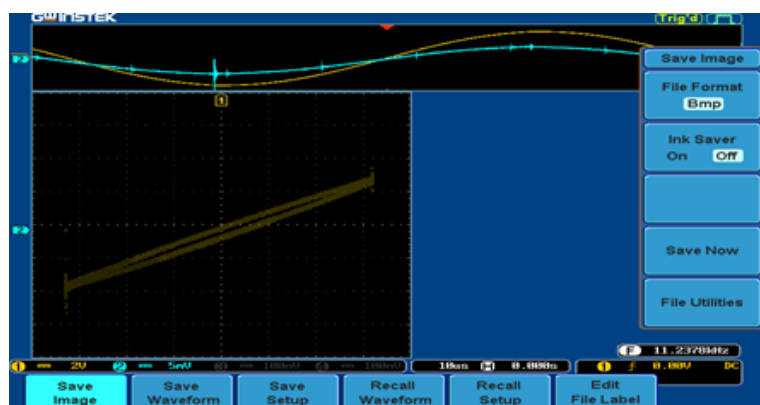


a

La surface du cycle d'hystérésis de 1^{er} et 2^{eme} corps magnétique (\approx même caractéristiques) pour des fréquences près de 50 khz est inférieure à celle de 5,10 et 20 khz donc ce corps est acceptable pour nos des essais on remarque aussi que pour le champ et l'induction magnétique ont des valeurs favorables d'après les figures (IV-14 : IV-17).

IV.6.4 Test sur 3^{eme} corps magnétique

Figure IV-18 cycle d'hystérésis a
 $f=11.24\text{KHz}$.



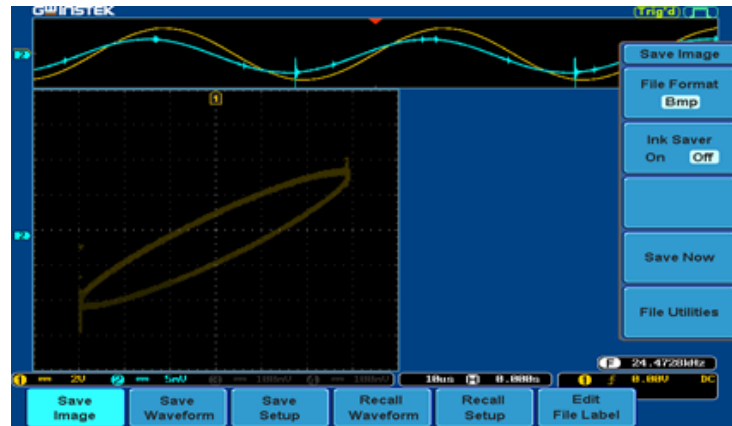


Figure IV-19 cycle d'hystérésis a $f=24.47\text{KHz}$.

Le cycle de d'hystérésis de 3^{ème} corps magnétique est fonctionné dans une plage de fréquence de (11.24 : 24.4) KHz cette plage de fréquence n'est pas large et insuffisamment acceptable pour nos essais, figures IV-18 et IV-19.

IV.6.5 Influence de courant continu d'une cellule PV sur le cycle de d'hystérésis

Si on ajoute un 3^{ème} bobinage sur 3^{ème} corps magnétique on obtient l'inductance L_1, L_2, L_3 montée en mutuelle. L_1, L_2 montée comme montré la figure IV-20 et L_3 alimentée par la cellule PV à travers interrupteur K .

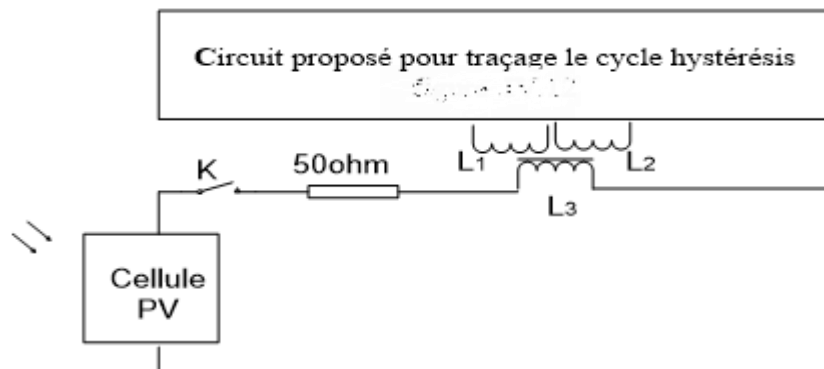


Figure IV-20 Influence de courant continu sur cycle de d'hystérésis.

1) K ouvert on obtient la figure IV-21 qui représente le cycle de d'hystérésis de corps magnétique sans excitation de la troisième bobine

2) K fermé on obtient la figure IV-22, qui représente le cycle de d'hystérésis décliné de circuit magnétique avec excitation de courant contenue qui parcourt dans la troisième bobine qui va influencer directement sur le cycle de d'hystérésis c.à.d. il a changé le point de saturation de circuit magnétique mais on remarque que le pont de saturation est démunie car le courant est de sens opposé du celle de l'inductance L_1 , et pour augmenter le point de saturation il soufie d'inversé le sens de courant d'excitation de la bobine L_3 .

Figure IV-21 Cycle d'hystérésis du corps magnétique.

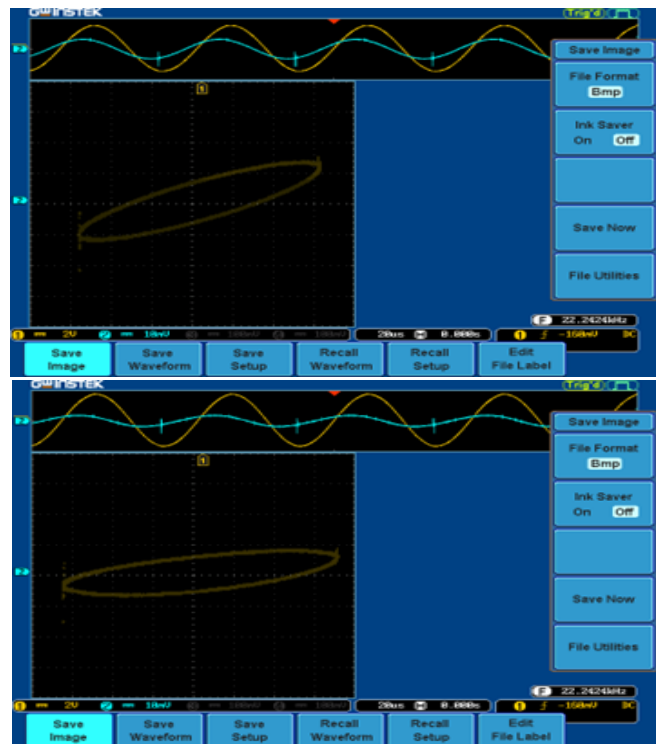


Figure IV-22 Cycle d'hystérésis Influencé par courant continue.

IV.6.6 Tests et résultats des mesures

IV.6.6.1 Utilisation d'une inductance mutuelle dans le convertisseur boost

On a utilisé pratiquement le circuit du convertisseur boost comme étage d'adaptation entre panneau PV avec utilisation d'une inductance mutuelle et une charge résistive comme la montre dans la figure II-24 (chapitre II), on peut l'appeler **un convertisseur boost Amélioré**.

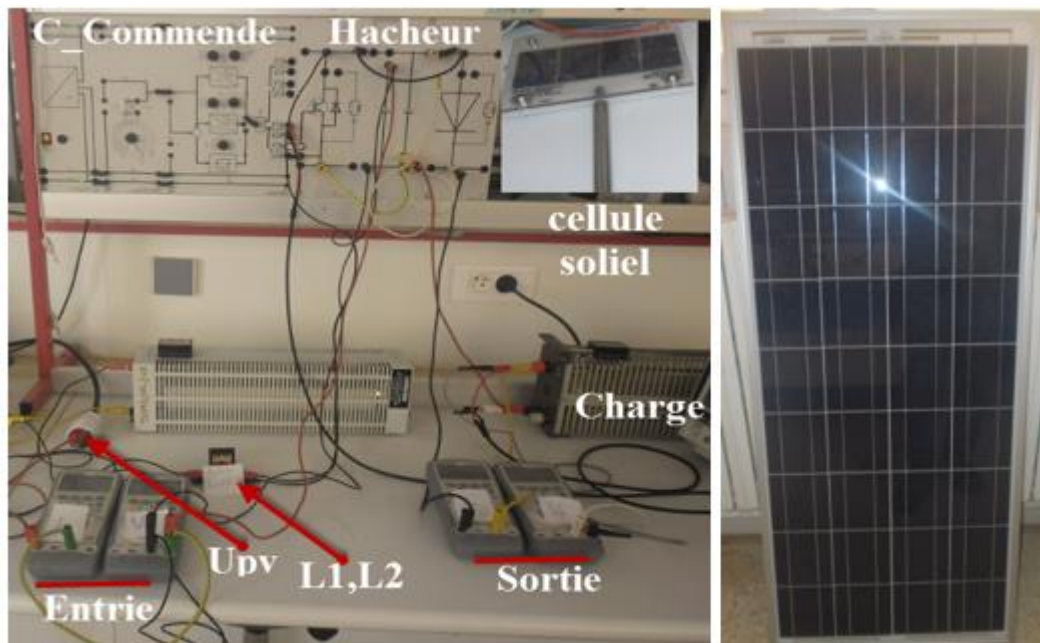


Figure IV-23 Point de vue globale de l'installation de banc d'essai.

IV.6.6.2 Utilisation de l'inductance du 2^{ème} corps magnétique :

On a utilisé l'inductance du 2^{ème} corps magnétique dans le circuit de la figure II-24

IV.6.6.2.1 Circuit boost standard utilisant une simple inductance figure II-24

À l'absence d'alimentation pour L_2 on obtient les résultats des figures IV-24. (A), (B).

D'après les figures IV-24 (A) et (B) on a obtenu les résultats suivant $V_E=12.39V$, $I_E=3.308A$, $V_S=15.99V$, $I_S=1.322A$.

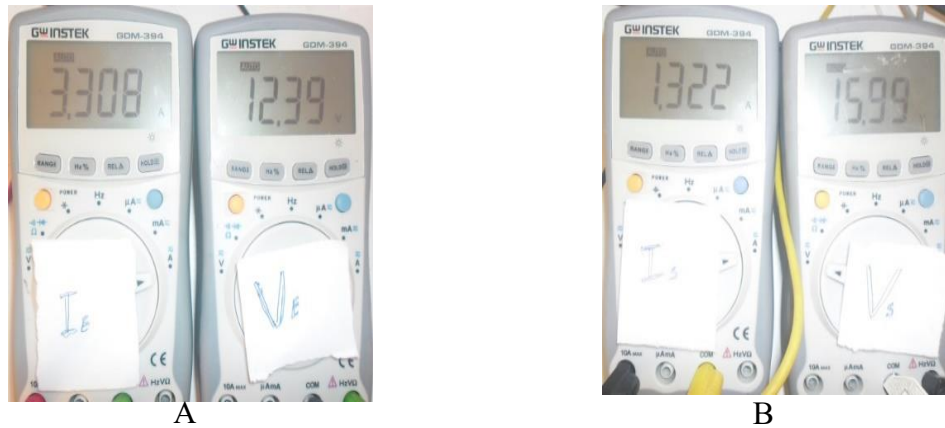


Figure IV-24 Relevés du courant et tension San alimenté L_2 , du C/ Boost A) entrée, B) sortie.

❖ Calcule de rendement

$$P_E = V_E \cdot I_E = 40.98W, P_S = V_S \cdot I_S = 21.14W, \text{ donc le rendement est } \eta_1 = P_S / P_E = 51.58\%$$

IV.6.6.2.2 Convertisseur boost amélioré utilisant une inductance mutuelle figure II-24

L'inductance L_2 parcourt par un courant I_2 on obtient les résultats des figures IV-25. (A), (B).

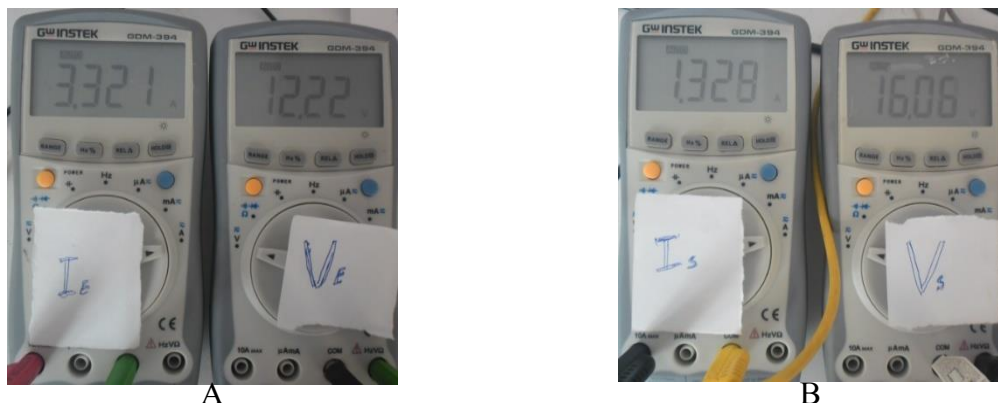


Figure IV-25 Relevés du courant et tension Avec L_2 alimenté, du C/ Boost A) entrée, B) sortie.

D'après les figures IV-25. (A) et (B) on a obtenu les résultats suivant $V_E=12.22V$, $I_E=3.321A$, $V_S=16.06V$, $I_S=1.328A$ la tension d'excitation de L_2 ,

❖ Calcul de Rendement

$$P_E = V_E \cdot I_E = 40.58w, P_S = V_S \cdot I_S = 21.33w.$$

Donc le rendement est $\eta_2 = P_S / P_E = 52.56\% >$ rendement $\eta_1 = 51.58\%$

➤ Remarque :

Le rendement est augmenté de **51.58%** jusqu'à **52.56%** après l'excitation de L_2

IV.6.6.3 Utilisation de l'inductance du 1^{er} corps magnétique :

On a utilisé l'inductance du 1^{er} corps magnétique dans le circuit de la figure II-24.

IV.6.6.3.1 Circuit boost standard utilisant une simple inductance figure II-24

San alimentation pour L_2 On obtient les résultats des figures IV-26. (A), (B).

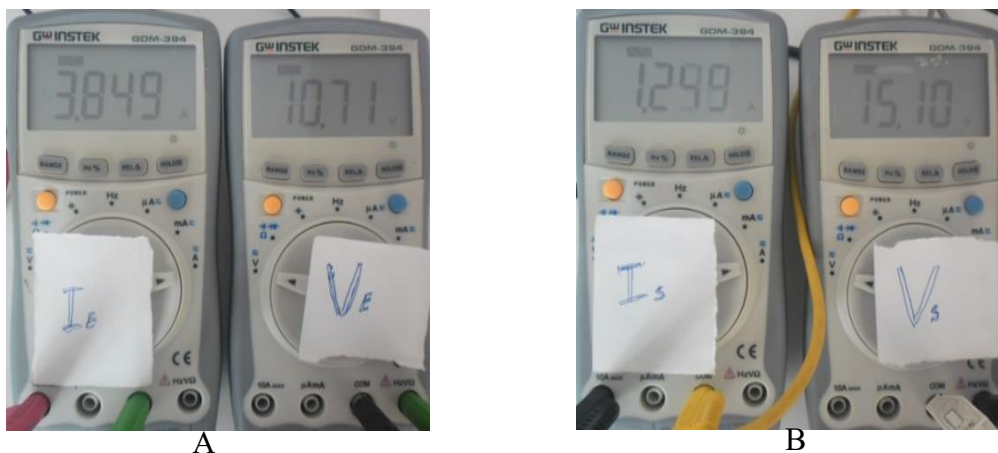


Figure IV-26 Relevés du courant et tension San alimenté L_2 , du C/ Boost A) entrée, B) sortie.

D'après les figures IV-26 (A) et (B) on a obtenu les résultats suivant $V_E=10.71V$, $I_E=3.849A$, $V_S=15.10V$, $I_S=1.249A$.

❖ Calcul de rendement

$$P_E = V_E \cdot I_E = 41.22w, P_S = V_S \cdot I_S = 18.86w$$

Donc rendement est $\eta_1 = P_S / P_E = 45.75\%$

✚ Convertisseur boost amélioré utilisant une inductance mutuelle figure II-24

L'inductance L_2 parcouru par un courant I_2 on obtient les résultats des figures IV-27. (A), (B).

D'après les figures IV-27. (A) et (B) on a obtenu les résultats suivant $V_E=12.9V$, $I_E=3.172A$, $V_S=17.13V$, $I_S=1.417A$ la tension d'excitation de L_2 .

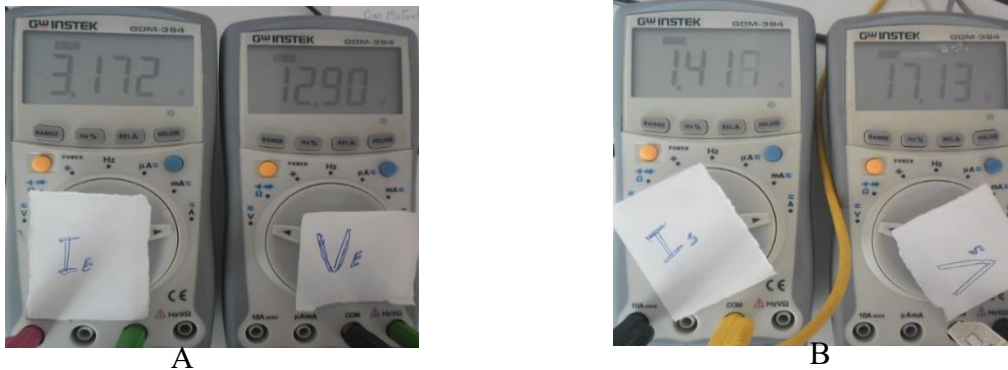


Figure IV-27 Relevés du courant et tension Avec L_2 alimenté, du C/ Boost A) entrée, B) sortie.

❖ Calcule de rendement

$$P_E = V_E \cdot I_E = 40.91 \text{ W}, P_S = V_S \cdot I_S = 24.27 \text{ W}$$

Donc le rendement est $\eta_2 = P_S / P_E = 59.32\% >$ rendement $\eta_1 = 45.75\%$

➤ Remarque :

Le rendement est augmenté de **45.75%** jusqu'à **59.32%** après l'excitation de L_2

IV.6.6.4 Utilisation de l'inductance du 3^{ème} corps magnétique :

On a utilisé l'inductance du 3^{ème} corps magnétique dans le circuit de la figure II-24.

✚ Circuit boost standard utilisant une simple inductance figure II-24.

À absence d'alimentation pour L_2 on obtient les résultats des figures IV-28. (A), (B).

D'après les figures IV-28. (A) et (B) on a obtenu les résultats suivant $V_E=12.97V$, $I_E=3.146A$, $V_S=17.14V$, $I_S=1.418A$.

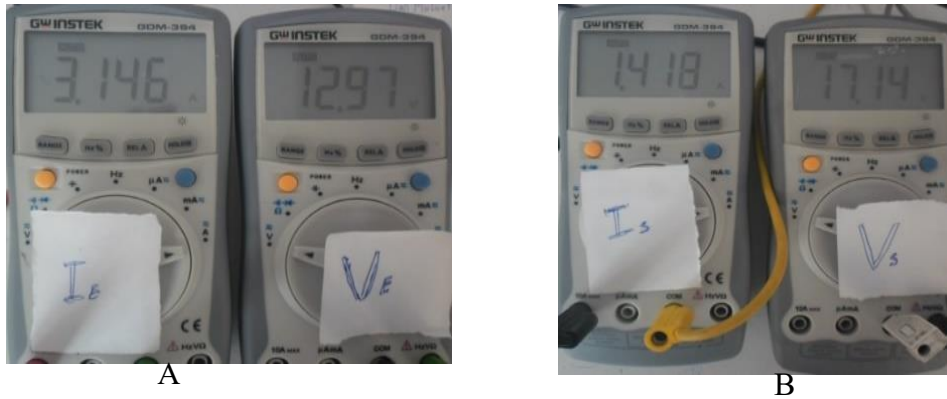


Figure IV-28 Relevés du courant et tension sans alimenté L_2 , du C/ Boost A) entrée, B) sortie.

❖ Calcule de rendement

$$P_E = V_E \cdot I_E = 40.8 \text{ W}, P_S = V_S \cdot I_S = 24.30 \text{ W}$$

Donc le rendement est $\eta_I = P_S / P_E = 59.55\%$

✚ Convertisseur boost amélioré utilisant une inductance mutuelle figure II-24

L'inductance L_2 parcouru par un courant I_2 on a obtenu les résultats des figures IV-29. (A), (B).

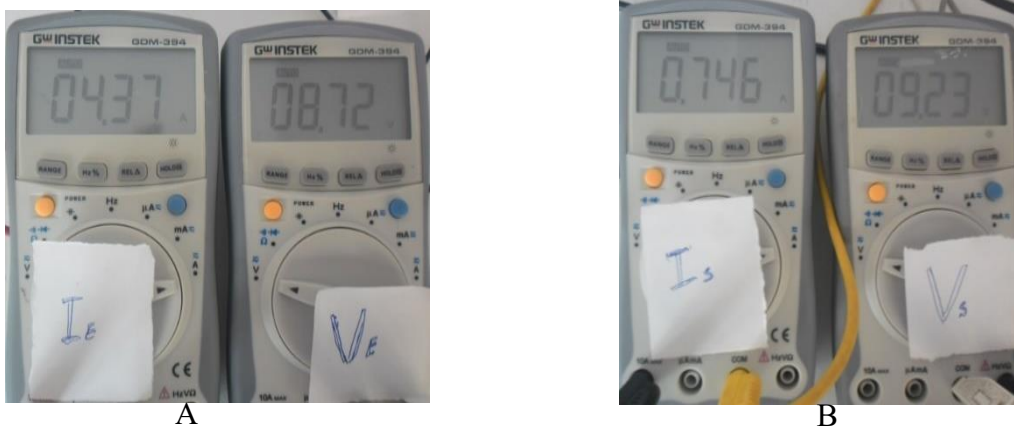


Figure IV-29 Relevés du courant et tension Avec L_2 alimenté, du C/ Boost A) entrée, B) sortie

D'après Les Figures IV-29. (A) et (B) on a obtenu les résultats suivant $V_E = 8.72 \text{ V}$, $I_E = 0.437 \text{ A}$, $V_S = 9.23 \text{ V}$, $I_S = 0.746 \text{ A}$ la tension d'excitation de L_2 ,

❖ Calcule de rendement

$$P_E = V_E \cdot I_E = 3.810 \text{ W}, P_S = V_S \cdot I_S = 6.88 \text{ W}$$

Donc le rendement est $\eta_2 = P_S / P_E = 18\% < \text{rendement } \eta_1 = 59.21\%$

➤ Remarque

On remarque que la puissance de sortie P_S est faible et par conséquent le rendement est aussi faible, le courant d'excitation est négatif qui causée cette diminution de puissance pour ça on inverse la polarisation d'excitation de L_2 , on a obtenu les résultats des Figures IV-30. (A) et (B)

D'après les figures IV-30. (A) et (B) on a obtenu les résultats suivant $V_E = 12.25V$, $I_E = 3.457A$, $V_S = 16.59V$, $I_S = 1.372A$ la tension d'excitation de L_2 , $V_C = -0.5$, $i_2 = -1.5mA$.

❖ Calcule de rendement

$$P_E = V_E \cdot I_E = 42.35w, P_S = V_S \cdot I_S = 22.76w$$

Rendement $\eta_2 = P_S / P_E = 53.74\% > \text{rendement } \eta_2 = 18\%$ et quand même $\eta_2 = 53.74 < \eta_1 = 59.21$

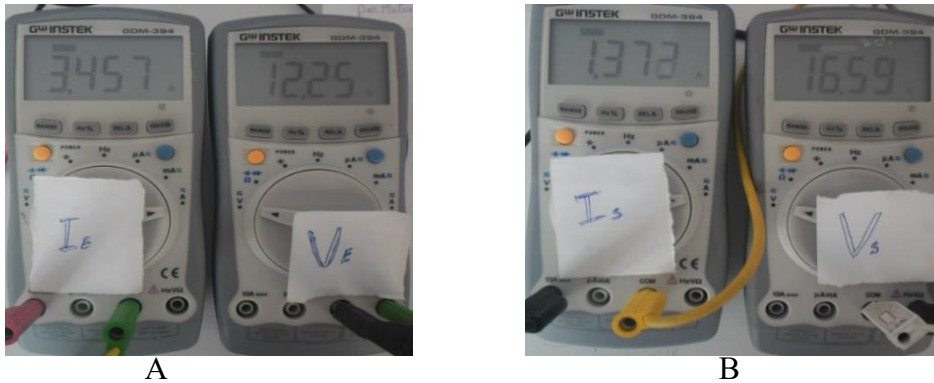


Figure IV-30 Relevés du courant et tension Avec L_2 alimenté, du C/ Boost A) entrée, B) sortie.

➤ Remarque :

Le rendement a été augmentée de **18 %** jusqu'à **53.74%** après inversement de courant, et diminuée de **53.74%** jusqu'à **59.21%** après l'excitation de L_2 donc ici on résulte que le corps 3 est un mauvais choix dans ces conditions, donc mauvais dimensionnement de l'inductance perturbe le système.

IV.6.7 Résumé des résultats obtenue convertisseur boost

On résume les résultats obtenus multi tests pour différents inducteurs mutuels sur convertisseur boost amélioré figure II-24 sur tableau IV-4 suivant.

Tableau IV-4 résumés des résultats boost.

N° de corps	Avant excité L_2	Après excité L_2	Remarque
1 ^{er}	$\eta_1 = 45.75\%$	$\eta_2 = 59.32\%$	Le rendement est augmenté de 13.57%
2 ^{eme}	$\eta_1 = 51.58\%$	$\eta_2 = 52.56\%$	Le rendement est augmenté de 00.98%
3 ^{eme}	$\eta_1 = 59.55\%$	$\eta_2 = 18.00\%$	Le rendement est diminué de 41.55%
Ont inversée le sens de courant		$\eta_2 = 53.74\%$	Le rendement est diminué de 05.81%

➤ Remarque :

D'après les résultats obtenus du tableau IV-4, on remarque Le choix de corps magnétique indispensable lors du dimensionnement du convertisseur. Mauvais choix d'un corps magnétique va perturber le système de conversion et par suite augmente les pertes.

IV.7 Proposition et choix pour le sens de courant dans l'inductance L_2

Si le courant parcouru dans le convertisseur I_1 est diminuée, on a besoin d'excitée l'inductance L_2 par un courant I_2 de sens positive comme indiqué la flèche de circuit figure. IV-31,

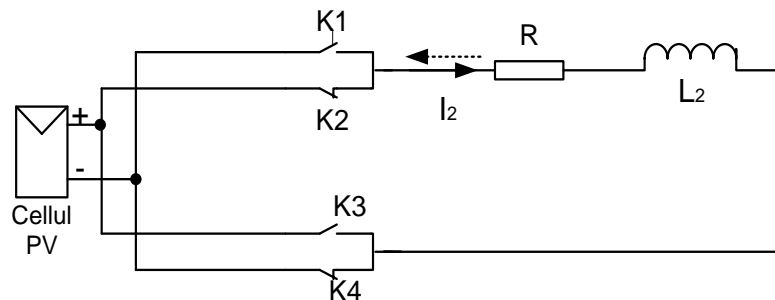


Figure IV-31 excitations de l'inductance L_2 .

S'il y a l'excès de courant I_1 qui parcourt dans le convertisseur buck / boost on a besoin d'excitée l'inductance L_2 par un courant I_2 de sens négative comme indiqué la flèche linge discontinue de circuit figure IV-31.

IV.7.1 Organigramme proposée pour les valeurs souhaité de l'inductance

Il est intuitivement possible d'écrire une procédure itérative pour cela on peut faire un organigramme comme proposition pour résoudre ce type de problème capable commandé automatiquement la valeur de l'inductance du convertisseur tous dépendent au besoin de charge comme suivant (figure IV-32)

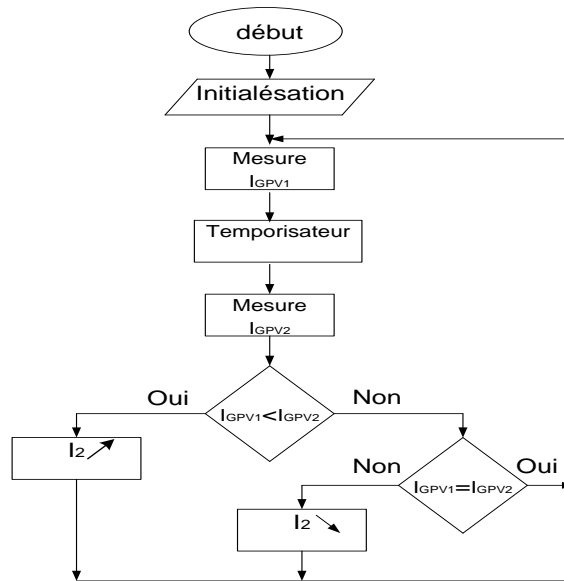


Figure IV-32 Organigramme proposée pour les valeurs souhaité de l'inductance.

IV.8 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons pu confirmer la faisabilité de notre concept, qui repose sur la régulation de la valeur de l'inductance du convertisseur en utilisant le courant circulant dans une autre inductance couplée magnétiquement. Cette confirmation a été obtenue grâce à une démonstration analytique ainsi qu'à des simulations réalisées à l'aide du logiciel COMSOL.

Il est important de noter que la mise en œuvre pratique de cette idée est réalisable, à condition de prendre des décisions judicieuses concernant la valeur de l'inductance et le matériau magnétique utilisé pour construire cette inductance. Ces paramètres jouent un rôle crucial dans le dimensionnement approprié du convertisseur, en particulier dans le contexte des applications photovoltaïques.

**V. Convertisseur boost quadratique
pleinement exploité modifié M-FTQBC**

V.1 Introduction

La nécessité d'augmenter le niveau de tension produit par les systèmes PV devient une tâche urgente pour être compatible avec les exigences de la charge AC ou pour alimenter le micro-onduleur d'une part, et d'autre part l'augmentation de la demande d'énergie des systèmes de conditionnement fiable et l'efficacité dans l'automobile électrique, et certains équipements médicaux, etc. dans [53,54,59], de nombreuses topologies ont été proposées par des chercheurs pour les applications à gain de tension élevé et pour éviter un fonctionnement à rapport cyclique extrêmement élevé. L'énergie fournie par le panneau photovoltaïque est traitée par le micro-onduleur comme indiqué sur la figure V-1. nous avons proposé un convertisseur intégrant trois inductances à point milieu dans la nouvelle topologie, qui combinait le convertisseur boost quadratique et le convertisseur boost à inductances couplé figure V-2. Comparé au gain de tension et les résultats d'efficacité de ces convertisseurs mentionnés précédemment, le convertisseur proposé réalise un gain de tension plus élevé avec un faible rapport cyclique et améliore l'efficacité, il s'appelle le convertisseur boost quadratique pleinement exploité modifié (M-FTQBC) [59].

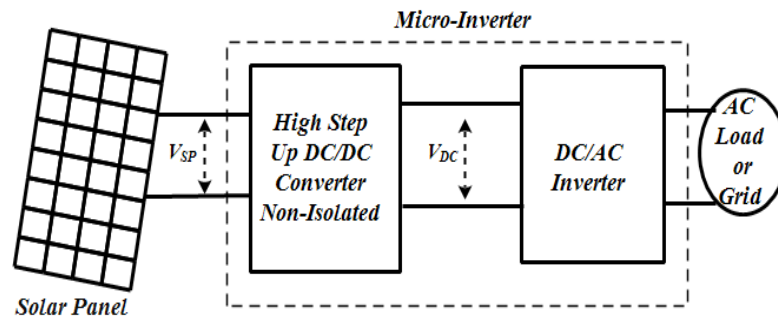


Figure-V-1 Schéma fonctionnel du micro-onduleur connecté à une charge AC ou à un réseau

V.2 Analyse sur le convertisseur proposé

V.2.1 Principe de fonctionnement et analyse en régime permanent

Les hypothèses suivantes sont faites pour simplifier l'analyse :

(1) Les valeurs des condensateurs sont grandes, donc, la tension est considérée comme constante pendant chaque période de commutation, (2) les composants du convertisseur sont supposés être idéaux, (3) le coefficient de couplage (k) est égal à un, et (4) le fonctionnement du convertisseur est considéré en mode de conduction continue (CCM).

Figure V-2 (a). Montre le convertisseur boost quadratique pleinement exploité modifié (M-FTQBC) proposé, avec trois inductances à point milieu.

Chaque inductance L_1 , L_2 ou L_3 est divisée en deux parties (L_{11} , L_{12}), (L_{21} , L_{22}) et (L_{31} , L_{33}) respectivement et a un nombre de tours (N_{11} , N_{12}), (N_{21} , N_{22}) et (N_{31} , N_{33}) respectivement. Lorsque le commutateur S est sur ON, les diodes D_1 , D_3 et D_5 sont polarisées en inverse et les diodes D_2 et D_4 sont en état de conduction. Les schémas de circuits équivalents du convertisseur proposé lorsque le commutateur S est sur ON et OFF sont illustrés sur la figure V-2 (b) et figure V-2 (c) respectivement [59].

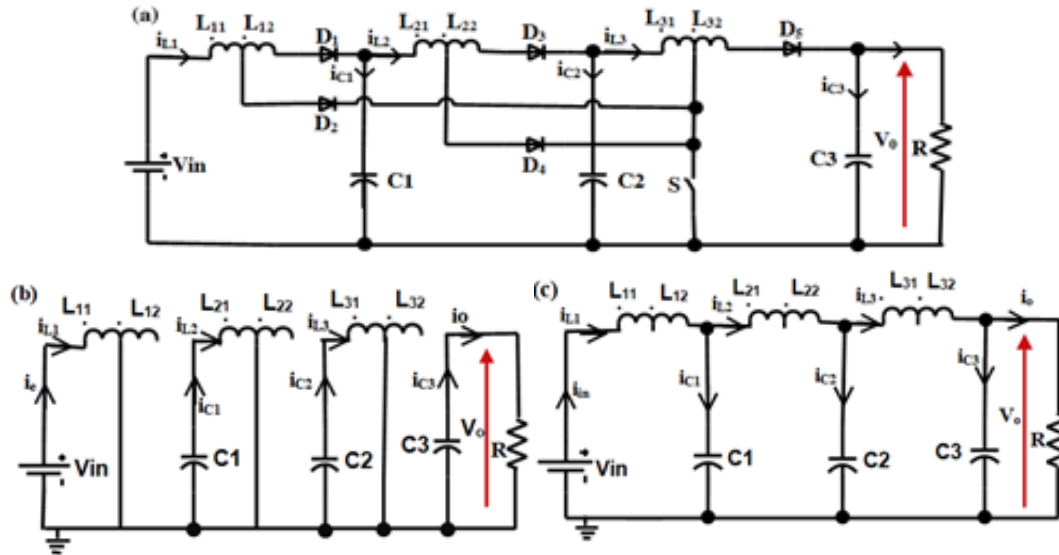


Figure-V-2 (a). Convertisseur boost quadratique entièrement exploité modifié, (b). ON et (c) OFF.

Le fonctionnement en régime permanent du convertisseur proposé lorsque le commutateur S est sur ON peut être écrit dans la matrice, où sont la valeur moyenne du vecteur d'état ; $A1$ est une matrice et $B1$ est un vecteur. La représentation ci-dessus est non linéaire car $A1$ et $B1$ dépendent du rapport cyclique D , [55-59] se présentent comme suit :

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} \frac{d\phi_1}{dt} \\ \frac{d\phi_2}{dt} \\ \frac{d\phi_3}{dt} \\ \frac{dv_1}{dt} \\ \frac{dv_2}{dt} \\ \frac{dv_3}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{N_{21}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{N_{31}} & 0 \\ 0 & \frac{-N_{21}}{C_1 L_{21}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-N_{31}}{C_2 L_{31}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_3 R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \\ v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{N_{11}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \cdot v_{in} \quad \text{V-1}$$

Sous la forme

$$\dot{x} = A_1 \cdot x + b_1 \cdot v_{in} \quad \text{V-2}$$

Lorsque l'interrupteur S est sur OFF, les diodes D_1 , D_3 et D_5 conduisent et les diodes D_2 et D_4 sont polarisées en inverse. Pendant cette durée, l'énergie stockée dans l'inductance est transférée à la charge et aux condensateurs. Où $x = [\phi_1, \phi_2, \phi_3, v_{c1}, v_{c2}, v_{c3}]^T \in R^6$, sont la valeur moyenne du vecteur d'état ; A_2 est une matrice dans $R^{6 \times 6}$ et B_2 est un vecteur dans $R^{6 \times 1}$. La représentation ci-dessus est non linéaire car A_2 et B_2 dépendent du rapport cyclique D . L'état stationnaire peut être représenté comme suit [59] :

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} \frac{d\varphi_1}{dt} \\ \frac{d\varphi_2}{dt} \\ \frac{d\varphi_3}{dt} \\ \frac{dv_1}{dt} \\ \frac{dv_2}{dt} \\ \frac{dv_3}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{N_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{N_2} & \frac{-1}{N_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{N_3} & \frac{-1}{N_3} \\ \frac{N_1}{C_1 L_1} & \frac{-N_2}{C_1 L_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{N_2}{C_2 L_2} & \frac{-N_3}{C_2 L_3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{N_3}{C_3 L_3} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_3 R} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \varphi_3 \\ v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{N_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \cdot v_{in} \quad \text{V-3}$$

Sous la forme :

$$\dot{x} = A_2 \cdot x + b_2 \cdot v_{in} \quad \text{V-4}$$

En résolvant les équations V-1 et V-3, les expressions en régime permanent [59] pour le flux à travers les noyaux de chaque inductance à point milieu L_1 , L_2 et L_3 et les tensions des condensateurs V_{C1} , V_{C2} et V_{C3} peuvent être obtenues. Ceux-ci sont donnés comme suit :

$$\varphi_1 = \frac{(1+n_2 D)(1+n_3 D)(1+n_1) L_{11}}{(1-D)^3 N_{11}} I_0 \quad \text{V-5}$$

$$\varphi_2 = \frac{(1+n_3 D)(1+n_2) L_{21}}{(1-D)^2 N_{21}} I_0 \quad \text{V-6}$$

$$\varphi_3 = \frac{(1+n_3) L_{31}}{(1-D) N_{31}} I_0 \quad \text{V-7}$$

$$V_{C1} = \frac{(1+n_1 D)}{(1-D)} V_{in} \quad \text{V-8}$$

$$V_{C2} = \frac{(1+n_1 D)(1+n_2 D)}{(1-D)^2} V_{in} \quad \text{V-9}$$

$$V_{C3} = V_0 = \frac{(1+n_1 D)(1+n_2 D)(1+n_3 D)}{(1-D)^3} V_{in} \quad \text{V-10}$$

Avec $I_{L11ON} = \frac{\Phi_1 N_{11}}{L_{11}}$, $I_{L1OFF} = \frac{\Phi_1 N_1}{L_1}$, $I_{L21ON} = \frac{\Phi_2 N_{21}}{L_{21}}$, $I_{L2OFF} = \frac{\Phi_2 N_2}{L_2}$ et $I_{L3OFF} = \frac{\Phi_3 N_3}{L_3}$ et $I_{L31ON} = \frac{\Phi_3 N_{31}}{L_{31}}$

Avec $n_1 = N_{12}/N_{11}$, $n_2 = N_{22}/N_{21}$ et $n_3 = N_{32}/N_{31}$ sont les rapports de spires des inductances à point milieu L_1 , L_2 et L_3 respectivement avec $N_1 = N_{11} + N_{12}$, $N_2 = N_{21} + N_{22}$ et $N_3 = N_{31} + N_{32}$. Les rapports de spires aident à obtenir un nouveau haut gain de tension.

V.2.2 Analyse des performances du convertisseur proposé

Prise en compte des non-idéalités de divers composants pour évaluer les paramètres de performance exacts tels que le gain de tension et l'efficacité, il faut considérer les non-idéalités de divers composants. Les effets des non-idéalités sur le gain de tension et l'efficacité sont étudiés dans cette section. Les inductances et les condensateurs sont modélisés avec une résistance série et le MOSFET de puissance pendant l'état ON est modélisé comme un commutateur idéal avec une résistance série pour inclure les non-idéalités. De plus, les diodes à l'état de conduction peuvent être modélisées comme source de tension directe en série avec résistance [55,58,59]. Le circuit équivalent du M-FTQBC proposé est illustré sous approximation de non-idéalité sur la figure V-3. Sur cette figure, r_{L11} , r_{L12} , r_{L21} , r_{L22} , r_{L31} et r_{L33} sont les résistances série équivalentes (ESR) des inductances à point milieu, L_{11} , L_{12} , L_{21} , L_{22} , L_{31} et L_{33} .

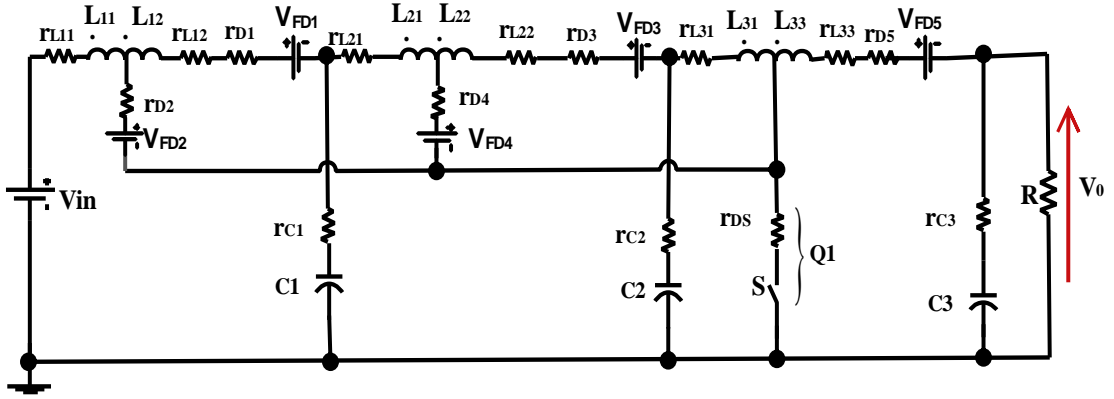


Figure V-3. M-FTQBC avec paramètres parasites

Le modèle moyenné de l'espace d'état de ce convertisseur est donné par les équations (A1) - (A6) (annexes 4). En régime permanent, le gain de tension du M-FTQBC peut être dérivé en résolvant les équations (A1) - (A6) et il est donné par les équations suivantes :

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \left\{ \frac{[D'v_{FD3}/N_2V_{in} + Dv_{FD4}/N_{21}V_{in}] \cdot c \cdot l - [D'v_{FD5}/N_3v_{in}] \cdot c \cdot i}{-[D/N_{11} + D'/N_1 - D'v_{FD1}/N_1V_{in} - Dv_{FD2}/N_{11}V_{in}] \cdot h \cdot l} \right\} \cdot n \cdot q \cdot s \quad V-11$$

L'efficacité du convertisseur peut être exprimée comme

$$\eta = \frac{V_o^2}{(RV_{in}I_{in})} \quad V-12$$

A partir de (A1 : A6), la valeur en régime permanent du flux à travers le noyau de l'inductance L_1 est donnée par :

$$\varphi_1 = \left\{ \frac{[v_{in}(D/N_{11} + D'/N_1) - DV_{FD2}/N_{11} - D'V_{FD1}/N_1]h \cdot l - [D'V_{FD3}/N_2 + DV_{FD4}/N_{21}]c \cdot l + [D'V_{FD5}/N_3] \cdot c \cdot i}{Y} \right\} \cdot p \cdot r \cdot t \quad V-13$$

Où les détails Y et autres coefficients sont donnés en annexes 4.

Le courant passant par l'inductance L_l est le courant d'entrée et est dérivé comme suit :

$$I_{L1} = I_{in} = \left(D \frac{N_{11}}{L_{11}} + D' \frac{N_1}{L_1} \right) \cdot \phi_1 \quad \text{V-14}$$

V.3 Gain de tension et efficacité du M-FTQBC proposé

Les paramètres du circuit utilisés pour les performances d'évaluation sont répertoriés dans le tableau V-1. En utilisant l'équation V-11, le gain de tension du convertisseur proposé en fonction du rapport cyclique a été tracé pour les différentes charges, comme illustré à la figure V-4. Les courbes d'efficacité en fonction du rapport cyclique à diverses charges sont tracées en utilisant les équations V-11, V-12, V-13 et V-14 comme illustré sur la figure V-5. On peut observer qu'un gain de tension élevé peut être atteint même avec une résistance de charge inférieure. De plus, un gain de tension élevé et un rendement élevé sont obtenus à un rapport cyclique inférieur [59].

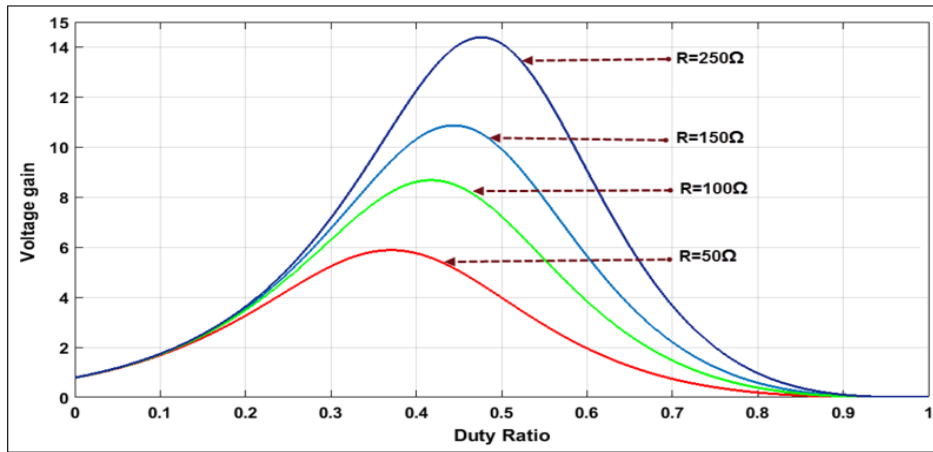


Figure V-4. Gain de tension du M-FTQBC pour différentes résistances de charge.

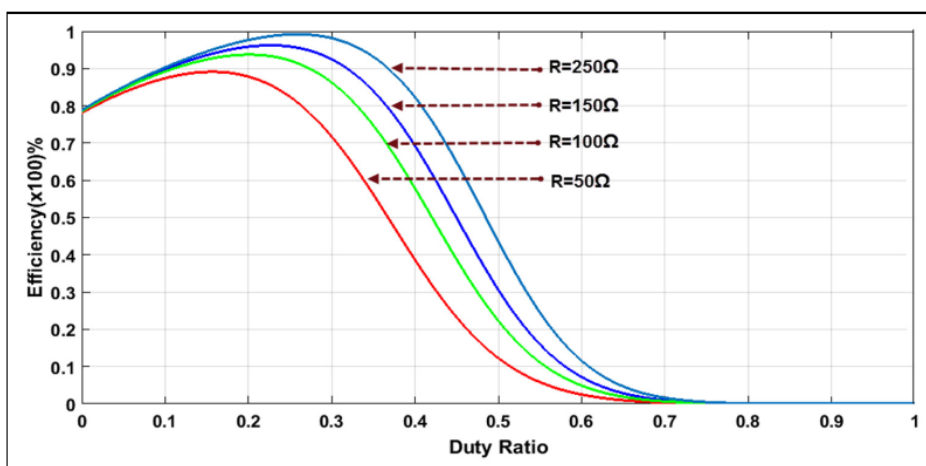


Figure V-5. Efficacité du M-FTQBC pour différentes résistances de charge.

Tableau V-1 Paramètres des convertisseurs.

N	Paramètre	Valeur
1	Tension d'entrée	15V
2	Inducteur L ₁ , L ₂ , L ₃	1.1 mH; 2.6 mH; 3.6 mH.
3	Inducteur L ₁₁ , L ₁₂ , L ₂₁ , L ₂₂ L ₃₁ , L ₃₃	180 μH, 408.6 μH, 426 μH, 702 μH, 820 μH, 1.8mH.
4	Condensateur C ₁ , C ₂ et C ₃	88.6 μF, 180 μF, 220μF.
5	Fréquence	20kHz
6	r _{L1} , r _{L2} , r _{L3}	0.114 Ω, 0.196 Ω, 0.228 Ω
7	r _{L11} , r _{L12} , r _{L21} , r _{L22} , r _{L31} , r _{L33}	0.0456 Ω, 0.0684 Ω, 0.0784 Ω, 0.1176 Ω, 0.0912Ω, 0.1368Ω.
8	r _{C1} , r _{C2} , r _{C3}	0.152 Ω, 0.076 Ω, 0.062Ω
9	V _{FD1} , V _{FD2} , V _{FD3} , V _{FD4} , V _{FD5} (max)	1.05V chacun
10	Résistance de la charge	50 Ω, 100 Ω, 150 Ω, 250 Ω
11	Résistance de l'interrupteur r _s	0.18 Ω (max)

V.3.1 Etude la stabilité du système

Lorsque l'on étudie la stabilité de notre système non linéaire, les concepts de pôles et de zéros, ou de fonction de transfert ne peuvent pas être définis. Évidemment, il est toujours possible de linéariser le système aux points de fonctionnement afin de calculer la fonction de transfert et les pôles et zéros. Cependant, dans ce cas, les pôles et les zéros du système sont variables et dépendent du point de fonctionnement du système [59].

Nous avons établi comme exemple le convertisseur linéarisé autour du point de fonctionnement défini par ($\hat{d} = 0.5$) et ses états d'équilibre sont donnés comme suit [59] :

$$\hat{\Phi}_1 = 12 \times 10^{-3}, \hat{\Phi}_2 = 6.506 \times 10^{-4}, \hat{\Phi}_3 = 6.163 \times 10^{-7}, \hat{v}_{C1} = 45.68 \text{ V}, \hat{v}_{C2} = 139.12 \text{ V}, \hat{v}_{C3} = 423.68 \text{ V}.$$

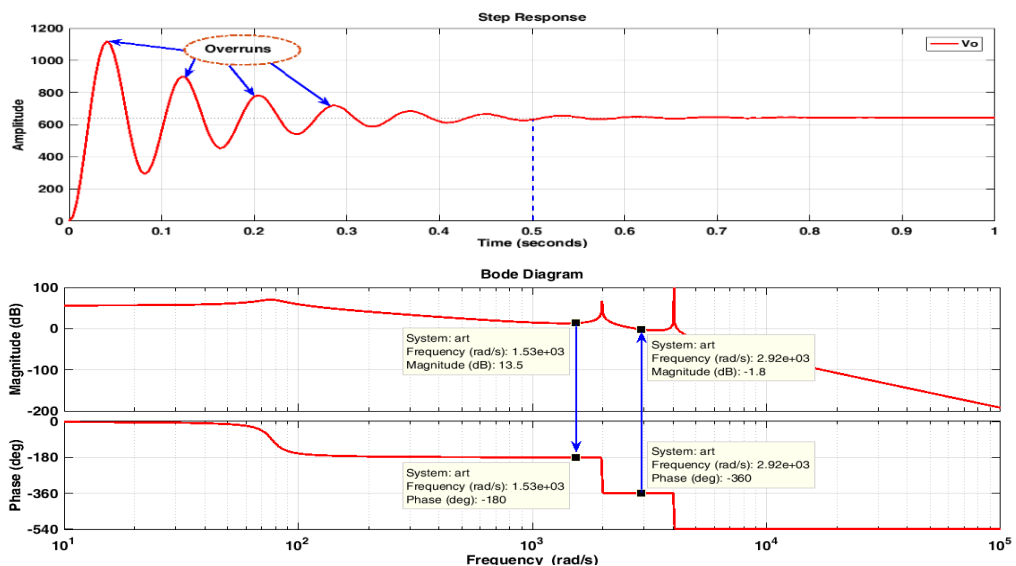


Figure V-6. Le diagramme de bode et les caractéristiques de réponse fréquentielle.

La linéarisation est donnée par équation suivant :

$$\dot{x} = A_1(x - \hat{x}) + B_1(d - \hat{d})$$

Où A_1 et B_1 sont respectivement la matrice d'état et la matrice de contrôle du système linéarisé, respectivement. Ainsi, le diagramme de bode et les caractéristiques de réponse fréquentielle sont tracés comme la montre dans la figure V-6. Les parties réelles des valeurs propres de notre système sont négatives, donc notre système est stable. Nous pouvons analyser les critères de stabilité de notre système en utilisant un diagramme de bode qui fournit les conditions de stabilité : marge de gain MG et marge de phase MF, selon les résultats de la figure V-6 : MG= -13.5, et MF=-180 [59].

V.4 Comparaison entre F-TQBC (référence) et M-FTQBC (proposé)

V.4.1 Comparaison le gain de tension et le rendement

Dans cette section, les comparaisons entre les convertisseurs proposés (MFTQBC) et les convertisseurs (F-TQBC) présentés par [55] dans la littérature (leur topologie est présentée en annexe) ont été effectuées. Les équations de performance en régime permanent du F-TQBC sont données dans [55]. De même, les équations V-11, V-12, et V-13 sont utilisées pour évaluer les performances du convertisseur proposé [59]. La figure V-7 montre la comparaison du gain de tension et du rendement à différents rapport cycles. On peut observer que le gain de tension et l'efficacité du M-FTQBC proposé sont plus élevés que ceux du F-TQBC. Le gain de tension élevé et le rendement maximale sont obtenus avec un rapport cyclique plus faible dans le convertisseur proposé. Le rendement du convertisseur proposé est plus élevé pour la même valeur de gain de tension. Les performances des convertisseurs proposés et celles présentées dans la littérature sont résumées dans le tableau V-2 [59]. La figure V-7 montre la comparaison des résultats obtenus par les deux schémas. Le gain de tension maximal et le rendement pour le schéma proposé M-FTQBC atteignent des valeurs plus élevées par rapport à ceux obtenus par F-TQBC dans [55] ; le $G_{max} = 14,32$ avec rapport cyclique $D = 0,47$ dans le schéma proposé (voir la courbe bleue pleine dans la Figure V-7), où $G_{max} = 14,07$ avec rapport cyclique $D = 0,64$ dans la référence (voir la courbe rouge pleine dans la Figure V-7), également le rendement est 57% pour le schéma proposé, qui est plus élevé que les 47% trouvés dans la référence, et pour obtenir le même gain de tension, $G=12$ pour le schéma proposé M-FTQBC devrait atteindre cette valeur avec un rapport cyclique $D=0,4$ et un rendement $E=78\%$ (voir la courbe en pointillés bleus de la figure V-7).

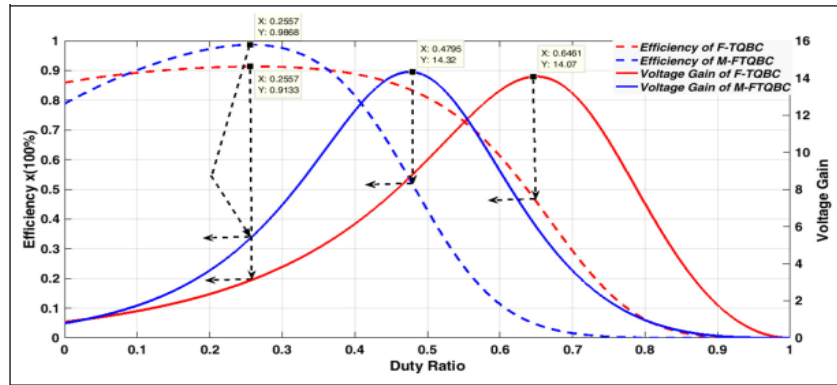


Figure V-7- Comparaison du gain de tension et du rendement de M-FTQBC et F-TQBC.

D'autre part, le schéma F-TQBC de [55] devrait atteindre $G=12$ avec $D=0,56$ et un rendement de $E=70,5\%$. (Voir la courbe en pointillés rouges de la Figure V-7). Sauf pour un rapport cyclique $D < 0.1$, les résultats obtenus par notre schéma sont inférieurs aux résultats obtenus par le schéma de référence, mais comme cette zone pose des problèmes sur le commutateur électronique pour cela, elle ne nous intéresse pas, ces discussions sont bien détaillées dans la figure V-8 [59].

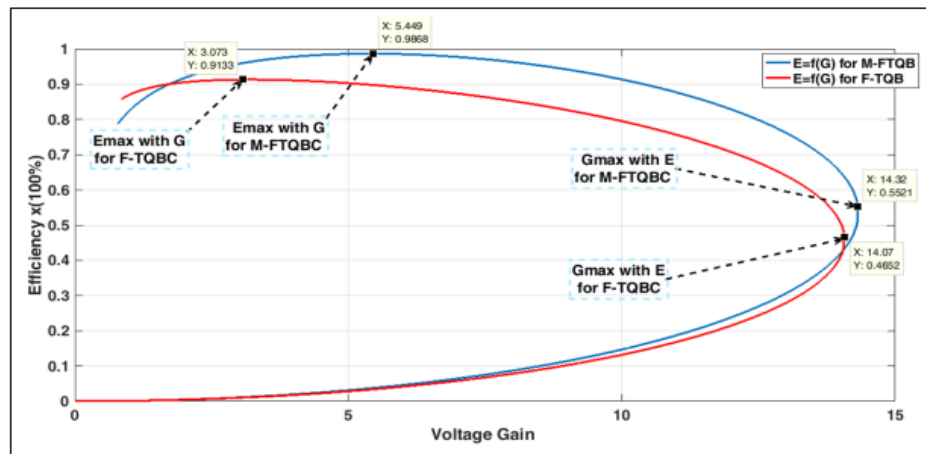


Figure V-8- Relations entre le rendement et le gain de tension de M-FTQBC et F-TQBC.

La Figure V-8 montre les avantages [59] de notre schéma proposé M-FTQBC par rapport au schéma de référence F-TQBC, l'efficacité maximale pour le schéma proposé M-FTQBC, $E_{max}=98\%$ avec un gain de tension $G=5,44$ (voir courbe bleue pleine dans la figure V-8), et l'efficacité maximale pour le schéma F-TQBC de [55], $E_{max}=91\%$ avec un gain de tension $G=3$ (voir courbe rouge pleine dans la figure V-8), et la même chose pour le schéma F-TQBC de [55]. $G=3$ (voir la courbe rouge pleine du Figure V-8), et la même chose pour le gain de tension maximal du schéma proposé M-FTQBC [59], $G_{max}=14.32$ avec un rendement de $E=55\%$, (voir courbe bleue pleine dans la figure V-8). Cependant, le gain de tension maximal pour le schéma F-TQBC de [55], $G_{max}=14,06$ avec un rendement $E=48\%$, (voir la courbe rouge pleine de la figure V-8), pour toute valeur de gain de tension avec un rendement élevé, nous remarquons que les résultats obtenus par le schéma proposé M-FTQBC sont meilleurs que les résultats obtenus par le schéma référence [55]. Cette discussion est présentée dans le Tableau V- 2.

Tableau V-2 Performances du convertisseur proposé et référence convertisseur.

Gain	$D_{référence}$	$E_{référence}$	$D_{proposé}$	$E_{Propposé}$
1	0.03	87.08%	0.029	82.66%
2	0.166	90.53%	0.116	91.72%
3	0.252	91.29%	0.173	95.99%
4	0.31	91.05%	0.213	98.01%
5	0.358	90.22%	0.245	98.82%
6	0.395	89.00%	0.272	98.78%
7	0.429	87.28%	0.295	98.05%
8	0.46	85.03%	0.316	96.68%
9	0.483	82.83%	0.336	94.63%
10	0.51	79.53%	0.356	91.72%
11	0.534	75.83%	0.375	88.05%
12	0.559	71.09%	0.394	83.41%
13	0.589	64.10%	0.416	76.81%
14	0.636	50.44%	0.448	65.07%
G_{max}	14.07(D=0.648)	46.55%	14.35(D=0.475)	53.38%

Le gain de tension maximal de convertisseur référence est $G_{max} = 14.07$ avec rapport cyclique $D_{référence} = 0.658$ à un rendement $E_{référence} = 46.55\%$ par contre le gain de tension maximal de convertisseur proposé [59] est $G_{max} = 14.35$ avec rapport cyclique $D_{proposé} = 0,475$ à un rendement $E_{Propposé} = 53.38\%$ on remarque qu'avec le convertisseur proposé on a obtenu un G_{max} supérieur à celle de convertisseur référence à un rapport cyclique inférieur et rendement élevé tableau V-2.

V.4.2 Comparaison de contrainte de tension sur les commutateurs actifs et passifs

La comparaison de la contrainte de tension sur le commutateur et les diodes est donnée dans le tableau V- 3 qui permet de conclure que la contrainte sur le commutateur S est la même dans le cas du M-FTQBC et du F-TQBC pour la même tension de sortie. Elle est réduite davantage lorsque le rapport cyclique augmente pour la même tension de sortie dans le cas du M-FTQBC par rapport au F-TQBC. De même, les tensions de contrainte aux bornes des diodes D_1 , D_2 et D_3 sont les mêmes dans les deux convertisseurs [59].

Tableau V-3 Contrainte de tension sur les interrupteurs actifs et passifs des deux convertisseurs.

Compos	Pour F-TQBC (référence)	Pour M-FTQBC (proposé)
Switch S	$V_o(1 - Dn_2/(1 + Dn_2))$	$V_o(1 - Dn_3/(1 + Dn_3))$
Diode D_1	$V_{in}(1 + 2Dn_1)/(1 - D)$	$V_{in}(1 + 2Dn_1)/(1 - D)$
Diode D_2	$V_o(1 - Dn_2/(1 + Dn_2)) - V_{C1}$ $- (V_{in} \cdot Dn_1/(1 - D))$	$V_o(1 - Dn_2/(1 + Dn_2)) - V_{C1}$ $- (V_{in} \cdot Dn_1/(1 - D))$
Diode D_3	$V_o(1 + Dn_2/(1 + Dn_2))$	$V_o(1 + Dn_2/(1 + Dn_2))$
Diode D_4	/	$V_o(1 - Dn_3/(1 + Dn_3)) - V_{C2}$ $- V_{in} \cdot Dn_2/(1 - D)$
Diode D_5	/	$V_o(1 + (Dn_3/(1 + Dn_3)))$

Nous avons fait une comparaison entre les convertisseurs mentionnés ci-dessus et le convertisseur proposé comme indiqué dans le tableau V- 4 qui présente une comparaison détaillée du convertisseur proposé avec les topologies de convertisseurs boost existants dans la littérature en termes de composants, d'efficacité et de gain de tension. Parmi ces comparaisons, nous remarquons que le convertisseur proposé à une efficacité supérieure à celle des convertisseurs indiqués précédemment, ceci est dû à l'utilisation de l'inducteur à point milieu (tapped inductor) qui présente des avantages significatifs dans les applications de convertisseurs boost [59].

Tableau V-4 Comparaison de la topologie proposée avec les topologies existantes.

Convertisseur de	Mosfet	Diodes	Inductance à point milieu	Gain de tension	Rendement
[27]	1	4	-	$1 + (1 + 2n)D/(1 - D)$	90%
[28]	1	Plus	-	$(n(1 - D) + 2 - D)/(1 - D)$	95.52%
[19]	2	2	-	$(1 + D)/(1 - D)^2$	96%
[24]	1	5	1	$(1 + n - D)/(1 - D)^2$	94.7%
[23]	1	4	1	$(1 + nD)/(1 - D)^2$	95.23%
[22]	1	7	1	$(1 + 2N)/(1 - D)^2$	92.9%
[55]	1	3	2	$(1 + n_1D)(1 + n_2D)/(1 - D)^2$	91.33%
[20]	1	3	-	$1/(1 - D)^2$	93.16%
[18]	1	5	-	$2/(1 - D)^2$	90%
[17]	1	4	-	$2/(1 - D)^2$	95.39%
[15]	2	1	2	$(1 + (1 + 2n)D)/(1 - D)$	93.9%
[13]	2	7	2	$(1 + 3n)/(1 - D)$	95.8%
[4]	1	4	1	$(1 + n(1 + D))/(1 - D)$	96%
[5]	5	-	1	$(1 + n)/(1 - D) + n$	96.23%
[3]	2	2	1	$2N_S/(N_P(1 - D))$	90%
Convertisseur proposer	1	5	3	$\frac{1 + n_1D)(1 + n_2D)(1 + n_3D)}{(1 - D)^3}$	98.68%

V.5 Résultats expérimentaux

Afin de valider expérimentalement les analyses théoriques et de simulation, un prototype de convertisseur proposé M-FTQBC et convertisseur référence F-TQBC a été réalisé [59]. Les spécifications du convertisseur conçu sont indiquées dans le tableau V- 1. La configuration de test développée est illustrée à la figure V-9. Un simulateur numérique en temps réel (OP-5600) a été utilisé pour générer les impulsions de commande du commutateur (MOSFET IRF 540 N). Une alimentation DC programmable (chroma 62000 H-S) a été utilisée, qui a fourni 15 V à l'entrée du convertisseur. Un rhéostat a été utilisé comme charge résistive. La faisabilité du convertisseur a été testée à différentes valeurs du rapport cyclique. Les formes d'onde de tension de sortie de convertisseur proposé M-FTQBC et convertisseur référence F-TQBC aux rapports cycliques 0,4, 0,35, 0,3 et 0,28 sont illustrées aux figures V-10 a–d et V-11a–d, respectivement. On peut observer que les tensions de sortie du convertisseur proposé sont très élevées à 12, 9,4, 8 et 5 fois l'entrée

aux rapports cycliques 0,4, 0,35, 0,3 et 0,28, respectivement. Cependant, le convertisseur F-TQBC génère des tensions de sortie 6, 4,5, 4 et 3,8 fois la tension d'entrée au même rapport cyclique [59].



Figure V-9 Configuration de test expérimentale.

Pratiquement, cela prouve que le convertisseur proposé produit un gain de tension élevé à une faible valeur de rapport cyclique. Par conséquent, le convertisseur convient aux applications de micro-onduleur au niveau du module connecté au réseau [59].

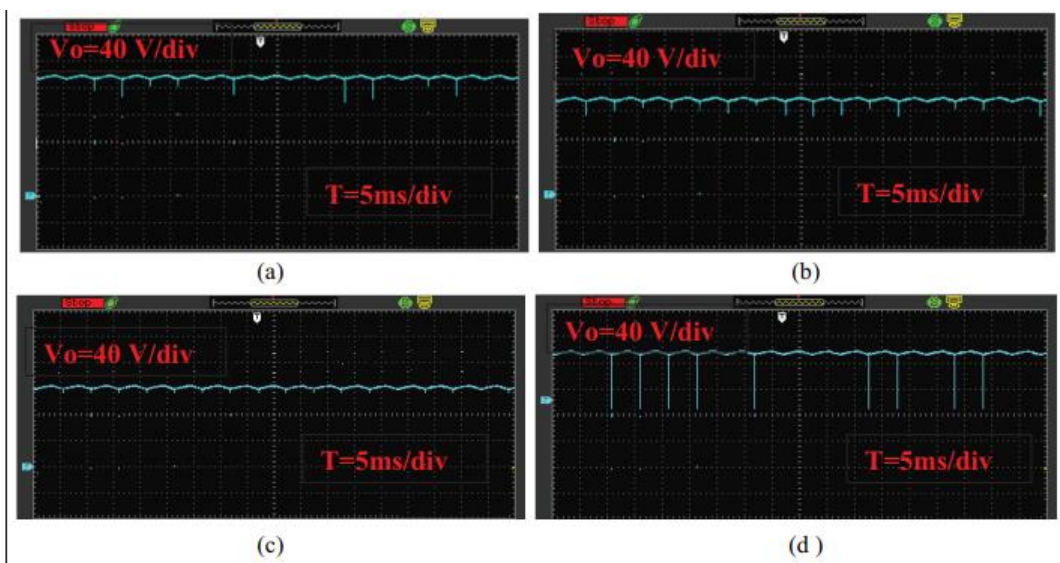


Figure V-10 Les tensions de sortie du convertisseur proposées (40 V/Div) à divers rapports cycliques (a) $d=0,4$, (b) $d=0,38$, (c) 0,3 et (d) 0,28.

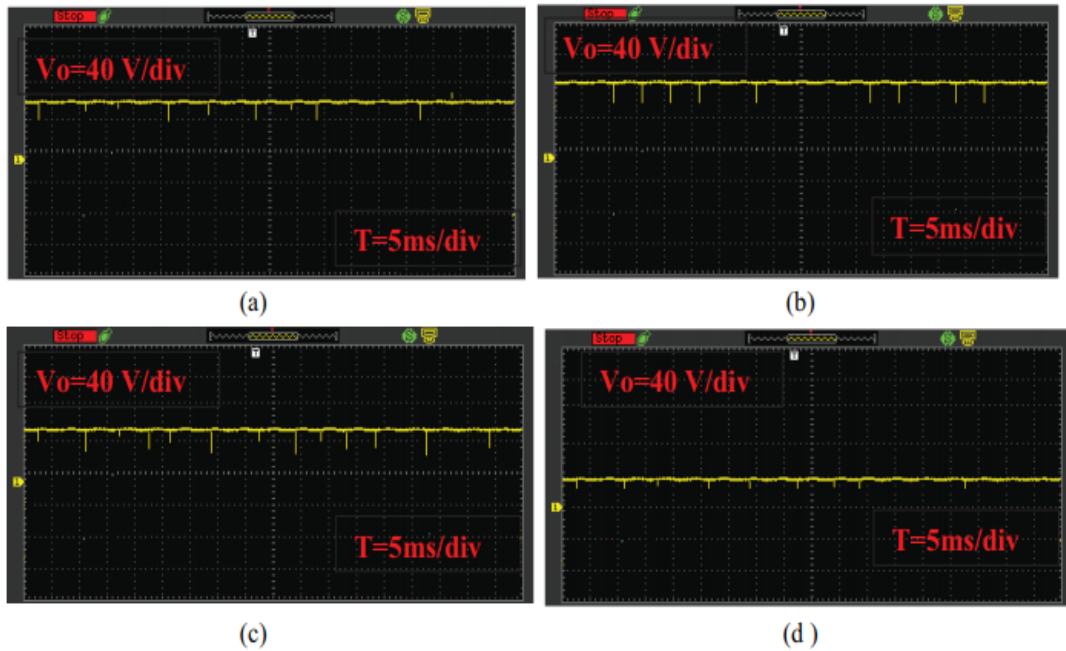


Figure V-11 Tensions de sortie du convertisseur F-TQBC (40 V/Div) à divers rapports cycliques (a) $d=0,4$, (b) $d=0,38$, (c) $0,3$ et, (d) $0,28$.

V.6 Conclusion

Le convertisseur proposé offre des avantages distincts par rapport aux convertisseurs de référence mentionnés dans la littérature. Il s'agit d'un nouveau type de convertisseur boost quadratique modifié entièrement exploité, capable de produire une augmentation de tension plus importante à des rapports cycliques inférieurs. L'analyse en régime établi réalisée montre que, pour un même rapport cyclique, le gain en tension du convertisseur proposé est supérieur à celui du convertisseur de référence. Le gain de tension et la contrainte de tension aux bornes du commutateur du convertisseur proposé sont fonction à la fois du rapport cyclique et du nombre de spires de l'inducteur à point milieu. La comparaison des commutateurs actif et passif indique que, pour une même tension de sortie, les contraintes imposées sur le commutateur actif sont similaires à celles du convertisseur de référence. Le rôle principal du convertisseur à base d'inductance à point milieu est de réduire la contrainte de tension sur le commutateur principal, et un commutateur à faible résistance à l'état passant peut être utilisé pour réduire la perte de puissance dans le commutateur.

Les avantages du convertisseur proposé sont décrits comme suit :

1. Son gain de tension est plus élevé que le gain de tension du convertisseur F-TQBC (référence) pour un même rapport cyclique.
2. Son efficacité est plus élevée pour le même gain de tension. Par exemple, à un rapport cyclique de $0,3$, le gain de tension est de 8 et le rendement est de 98% . En revanche, le gain en tension du convertisseur FTQBC est de 4 et le rendement est d'environ 90% au même rapport cyclique.

3. Un gain de tension élevée et un rendement élevé sont obtenus à une faible valeur de rapport cyclique.

4. Le rendement le plus élevé du convertisseur est de 98,86% à un rapport cyclique de 0,245.

5. Les contraintes de tension à travers les commutateurs sont plus faibles à un rapport cyclique élevé (tableau V-3).

6. Le convertisseur proposé a un rendement plus élevé que les convertisseurs indiqués précédemment (tableau V-4). Par conséquent, le convertisseur dérivé est un candidat optimal pour le micro-onduleur PV connecté au réseau au niveau du module.



Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif de cette thèse est d'optimiser la chaîne photovoltaïque afin d'assurer un transfert d'énergie maximal du panneau solaire vers la charge AC. Après avoir présenté les principes de base de la chaîne de conversion photovoltaïque et les enjeux de l'optimisation de l'énergie électrique, nous présentons également les applications de la technologie photovoltaïque. Ce document décrit les différentes architectures et topologies des systèmes photovoltaïques autonomes ou connectés au réseau, ainsi que les rendements associés à la chaîne de conversion, ce qui nous aide à trouver ou à améliorer les principaux éléments de la chaîne de conversion et à minimiser les pertes qui y sont associées.

La présentation des convertisseurs et leurs dimensionnements montre que l'inducteur est le composant qui a le plus d'impact sur l'efficacité énergétique, Nous avons également vu que les variations du courant d'entrée d'un convertisseur peuvent directement affecter son efficacité. Nous proposons donc une idée pour améliorer l'efficacité des convertisseurs pour les applications photovoltaïques. À ce stade, nous avons présenté l'étude théorique du circuit magnétique et des inductances, en abordant également le phénomène de couplage mutuel entre deux bobinages situés dans le même corps. Cette étude nous permet de proposer notre idée visant à fixer le rendement d'un convertisseur DC/DC pour les applications PV, quel que soit le changement du courant délivré par le GPV. La simulation par le logiciel COMSOL permet de justifier notre théorie sur le dimensionnement de l'inductance. De plus, des résultats pratiques ont été recueillis et sont présentés après réalisation d'un banc d'essai.

On remarque que l'inductance principale du convertisseur varie en fonction des courants qui la traversent et du courant du circuit en couplage mutuel. La démonstration pratique est réalisable, mais sous réserve d'un choix judicieux de la valeur de l'inductance ainsi que du matériau magnétique constituant cette inductance. Cela est essentiel pour le dimensionnement précis des paramètres du convertisseur, notamment dans le cadre des applications photovoltaïques (PV).

D'après l'étude précédente, nous avons proposé un convertisseur qui présente des avantages distincts par rapport aux convertisseurs mentionnés dans la référence bibliographique. Il s'agit d'un nouveau convertisseur boost quadratique modifié entièrement exploité, capable d'atteindre un gain de tension plus élevé à des rapports cycliques inférieurs. L'analyse en régime établi réalisée montre que, pour un même rapport cyclique, le gain en tension du convertisseur proposé est supérieur à celui du convertisseur de référence. Le gain de tension et la contrainte de tension aux bornes du commutateur du convertisseur proposé sont fonction à la fois du rapport cyclique et du nombre de spires de l'inducteur à point milieu. La comparaison des commutateurs actif et passif indique que, pour une même tension de sortie, les contraintes imposées sur le commutateur actif sont les mêmes que celles du convertisseur de référence. Le rôle principal du convertisseur à base d'inductance à point milieu est de réduire la contrainte de tension sur le commutateur principal, et un commutateur à faible résistance à l'état passant peut être utilisé pour réduire la perte de puissance dans le commutateur.

Les avantages du convertisseur proposé sont décrits comme suit :

Conclusion générale

1. Son gain de tension est plus élevé que le gain de tension du convertisseur F-TQBC (référence) avec le même rapport cyclique.

2. Son efficacité est plus élevée pour le même gain de tension. Par exemple, à un rapport cyclique de 0,3, le gain de tension de 8 et un rendement de 98 %. En revanche, le gain de tension du convertisseur FTQBC est de 4 et le rendement est d'environ 90 % au même rapport cyclique.

3. Un gain de tension élevé et un rendement élevé sont obtenus à une faible valeur de rapport cyclique.

4. Le rendement le plus élevé du convertisseur est de 98,86 % à un rapport cyclique de 0,245.

5. Les contraintes de tension à travers les commutateurs sont plus faibles à un rapport cyclique élevé (tableau V-3).

6. Le convertisseur proposé à un rendement plus élevé que les convertisseurs indiqués précédemment (Tableau V-4). Par conséquent, le convertisseur dérivé est un candidat optimal pour le micro-onduleur PV connecté au réseau au niveau du module.



Références

Références

- [1] Petibon, S., 2009. *Nouvelles architectures distribuées de gestion et conversion de l'énergie pour les applications photovoltaïques*. Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier - Toulouse III. Disponible à : <https://tel.archives-ouvertes.fr/>
- [2] Hadji, S., 2018. *Optimisation de la conversion énergétique pour les systèmes à énergie photovoltaïque*. Thèse de doctorat, Université de Sétif 1.
- [3] Becquerel, A., 1839. *Mémoire sur les effets électriques produits sous l'influence des rayons solaires*. Comptes Rendus Séances Hebd., 9, pp. 561-567.
- [4] Jouad, Z., 2016. *Réalisation et caractérisation des cellules photovoltaïques organiques*. Thèse de doctorat, Université d'Angers.
- [5] O. Gergaud, L., 2002. *Modélisation énergétique et optimisation économique d'un système de production éolien et photovoltaïque couplé au réseau et associé à un accumulateur*. Thèse de doctorat, ENS de Cachan.
- [6] Arostegi, A. B., 2013. *New Optimized Electrical Architectures of Photovoltaic Generators with High Conversion Efficiency*. Thèse de doctorat, Université Toulouse 3 Paul Sabatier, pp. 167.
- [7] Miles, R., 2006. *Photovoltaic solar cells: Choice of materials and production methods*. Vacuum, 80(10), pp. 1090-1097. The World Energy Crisis: Some Vacuum-based Solutions.
- [8] Mahammed, A., 2020. *Contribution à la Commande d'un Convertisseur de Puissance aux Topologies Améliorées Associé à un Générateur Photovoltaïque Basée sur les Techniques Avancées*. Thèse de doctorat, Université de Djelfa.
- [9] Astier, S. and Dakyo, B., 1999. *Les systèmes photovoltaïques autonomes non embarqués pour la production d'énergie électrique*. Journée électrotechnique du club EEA, Paris, France, pp. 1-19.
- [11] Abu-Rub, H., Malinowski, M. and Al-Haddad, K., 2014. *Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications*. John Wiley & Sons.
- [10] Belkaid, A., 2015. *Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaîne de conversion photovoltaïque autonome*. Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas Sétif 1.
- [12] Romero-Cadaval, E., Spagnuolo, G., García Franquelo, L., Ramos-Paja, C.A., Suntio, T. and Xiao, W.M., 2013. *Grid Connected Photovoltaic Generation Plants. Components and Operation*. IEEE Industrial Electronics Magazine, 7(3), pp. 6-20.
- [13] Teodorescu, R., Liserre, M. and Rodriguez, P., 2011. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. John Wiley & Sons.

- [14] Malek, H., 2014. Control of grid-connected photovoltaic systems using fractional order operators. PhD thesis, Utah State University.
- [15] Alajmi, B.N., 2013. Design and control of photovoltaic systems in distributed generation. PhD thesis, University of Strathclyde.
- [16] Libo, W., Zheng Ming, Z. and Jianzheng, L., 2007. A single-stage three-phase grid connected photovoltaic system with modified MPPT method and reactive power compensation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22(4), pp. 881-886.
- [17] Shayestehfard, A., Mekhilef, S. and Mokhlis, H., 2017. IZDPWM-based feedforward controller for grid-connected inverters under unbalanced and distorted conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(1), pp. 14-21.
- [18] Selvaraj, J. and Rahim, N.A., 2009. Multilevel inverter for grid-connected PV system employing digital PI controller. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(1), pp. 149-158..
- [19] Hanif, M., Basu, M. and Gaughan, K., 2011. Understanding the operation of a Z source inverter for photovoltaic application with a design example. *IET Power Electronics*, 4(3), pp. 278-287.
- [20] Abdelhakim, A., Mattavelli, P., Boscaino, V. and Lullo, G., 2017. Decoupled control scheme of grid-connected split-source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(8), pp. 6202-6211.
- [21] Xiao, W., Moursi, M.S.E., Khan, O. and Infield, D., 2016. Review of grid-tied converter topologies used in photovoltaic systems. *IET Renewable Power Generation*, 10(10), pp. 1543–1551.
- [22] Picault, D., Raison, B. and Bacha, S., 2009. Guidelines for evaluating grid connected PV system topologies. In: *Industrial Technology: ICIT 2009. IEEE International Conference on*, pp. 1–5.
- [23] Omran, W., 2010. Performance analysis of grid-connected photovoltaic systems. PhD thesis, University of Waterloo.
- [24] International Electrotechnical Commission (IEC), 2002. Characteristics of the utility interface for photovoltaic (PV) systems. Report IEC 61727.
- [25] IEEE Standards Coordinating Committee (I.S.C.), 2009. IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems. *IEEE Std*, pp. 1547–2003.
- [26] Université du Québec, 2019. Étude comparative de structures de convertisseurs pour les systèmes photovoltaïques connectés à un réseau électrique moyenne tension. Mémoire de maîtrise, Université du Québec, août 2019.
- [27] Snaps, T., 2017. Conception et réalisation d'un banc de tests pour micro-onduleurs sur un simulateur temps réel. Mémoire de maîtrise, École polytechnique de Louvain, Université catholique de Louvain. Prom. <http://hdl.handle.net/2078.1/thesis:10613>.

- [28] Karimi, M., Mokhlis, H., Naidu, K., Uddin, S. and Bakar, A.H.A., 2016. Photovoltaic penetration issues and impacts in distribution network—A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 53, pp. 594-605.
- [29] Lee, S.H., Cha, W.J., Kwon, J.M. and Kwon, B.H., 2016. Control strategy of flyback microinverter with hybrid mode for PV AC modules. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(2), pp. 995–1002.
- [30] Park, S.Y., Chen, C.L., Lai, J.S. and Moon, S.R., 2008. Admittance compensation in current loop control for a grid-tie LCL fuel cell inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(4), pp. 1716–1723.
- [31] Swanson, R.M., 2006. A vision for crystalline silicon photovoltaics. *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, 14(5), pp. 443–453.
- [32] Miles, R., Hynes, K. and Forbes, I., 2005. Photovoltaic solar cells: An overview of state-of-the-art cell development and environmental issues. *Progress in Crystal Growth and Characterization of Materials*, 51(1), pp. 1–42.
- [33] Ba, A., 2023. *Contribution à l'étude des méthodes adaptatives pour la commande et la gestion d'énergie d'un micro-réseau multi-sources*. Thèse de doctorat, Université Alioune Diop de Bambey.
- [34] Abouchabana, N., 2008/2009. Étude d'une nouvelle topologie buck-boost appliquée à un MPPT. Mémoire de magistère, ENP Alger.
- [35] Ayache, K., 2014. Modélisation et simulation d'un générateur photovoltaïque couplé à un réseau électrique. Mémoire de magistère, Université de Souk-Ahras.
- [36] International Energy Agency Photovoltaic Power Systems Programme, 2017. Snapshot of global photovoltaic markets 2016. pp. 1–16.
- [37] Chateigner, G., Boës, M., Bouix, D., Vaillant, J. and Verkindère, D., 2006. *Manuel de génie électrique*. Paris: Dunod.
- [38] Rashid, M.H., 2011. *Power Electronics Handbook: Devices, Circuits, and Applications*. 3rd ed. Waltham, MA: Butterworth-Heinemann.
- [39] Ameer, K., 2018. *Contribution to the study of a standalone photovoltaic system with a new tracking control of the global MPP*. Thèse de doctorat, Université de Laghouat.
- [40] Issartel, B., n.d. *Conception d'un convertisseur DC/DC de type boost*. Projet P10AB04.
- [41] Lefrank, P., 2005. *Etude, conception et réalisation de circuits de commande d'IGBT de forte puissance*. Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Novembre.
- [42] McLyman, W.T., 2011. *Transformer and Inductor Design Handbook*. 4th ed. Boca Raton, FL: CRC Press.

- [43] Tofoli, F.L., Schönell, J.C., Gallo, C.A. and Rivera Sanhueza, S.M., 2009. *Low cost single-phase grid-connected PV system with reduced complexity*. In: Power Electronics Conference (COBEP), Brazil. Available at:
- [44] Bouchafaa, F., 2009. *Cours ELECTRONIQUE DE PUISSANCE*. Université des Sciences et de Technologie Houari Boumediene, Faculté d'Electronique.
- [45] Boucherit, A., 2011. *Conception d'un convertisseur de puissance pour véhicules électriques multi-sources*. Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, France.
- [46] <https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/energies-th4/materiaux-magnetiques-en-electrotechnique>
- [47] Bentouati, L., 2015. *Etude d'un convertisseur DC/DC pour application PV*. Mémoire de Master, Université de Laghouat.
- [48] Kaufman, A.A., Alekseev, D. and Oristaglio, M., 2014. *Principles of electromagnetic methods in surface geophysics*. Newnes.
- [49] Tonnelat, M.A., 2012. *The principles of electromagnetic theory and of relativity*. Springer Science & Business Media.
- [50] École Polytechnique de Montréal, *Cours de Modélisation Numérique GCH2535: Tutoriel COMSOL Multiphasics*. École Polytechnique de Montréal.
- [51] www.solarworld.com
- [52] cours et tp hysteresis et loi d'induction E8
(<http://www.unige.ch/sciences/physique/tp/tpe/PDF/E8.pdf>)
- [53] Patidar, K., 2018. Tapped-inductor quasi-Z-source based PWM DC-DC converter. *Proceedings of the 2018 5th IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering (UPCON 2018)*. doi: 10.1109/UPCON.2018.8597111.
- [54] Hu, X. and Gong, C., 2014. A high voltage gain DC–DC converter integrating coupled-inductor and diode–capacitor techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(2), pp.789–800. doi: 10.1109/TPEL.2013.2257870.
- [55] Patidar, K. and Umarikar, A.C., 2015. High step-up converters based on quadratic boost converter for micro-inverter. *Electric Power Systems Research*, 119, pp.168–177.
- [56] Luo, F.L. and Ye, H., 2016. *Advanced dc/dc converters*. CRC Press..
- [57] Erickson, R.W. and Maksimovic, D., 2007. *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media.
- [58] Johansson, B., 2003. *Improved models for DC-DC converters*. University.
- [59] Bentouati, L., Cheknane, A., Benyoucef, B. and Barambones, O., 2021. An improved DC-DC converter with high voltage gain based on fully tapped quadratic boost converter for grid

connected solar PV micro-inverter. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 43(1), pp. 47-58.

[60] Bertin Rivière de la Souchère, T., 2024. Onduleur multi-niveaux à base de modules photovoltaïques commutés / Multi-level inverter based on switched photovoltaic modules. Thèse de doctorat, Université Grenoble Alpes.

[61] Abouchabana, N., 2022. Influence d'un champ EM imposé sur les caractéristiques d'un noyau magnétique. Thèse de doctorat, École Nationale Polytechnique.

|

ANNEXES

ANNEXES 1 :

Programme 1 :

```
clear all
```

```
clc
```

```
%calcul de l'inductance dans un convertisseur BUCK
```

```
f=input('f=');
```

```
Ve=input('Ve=');Vs=input('Vs=');
```

```
Ie=input('Ie=');
```

```
D=Vs/Ve;
```

```
Is=Ie/D;
```

```
dIs=(10/100)*Is;
```

```
L=D*(1-D)*Ve/(dIs*f)
```

Programme 2:

```
clear all
```

```
clc
```

```
%calcul de l'inductance dans un convertisseur boost
```

```
f=input('f=');
```

```
Ve=input('Ve=');Vs=input('Vs=');
```

```
Ie=input('Ie=');
```

```
D=1-Ve/Vs;
```

```
Is=Ie*(1-D);
```

```
dIs=(10/100)*Is;
```

```
L=(Ve*D)/(dIs*f)
```

Programme 3:

```
clear all ;
```

```
clc ;
```

```
N1=8 ; N2=10 ; S=278.89*1e-6 ;
```

```
l=213.1*1e-3 ; mu=4*pi*1e-7*1810 ;
```

```
R=l/(mu*S) ;
```

```
i1=[0.5,1,1.5,2,2.5,3,3.5,4,4.5,5,5.5,6,6.5,7,7.5,8,8.9] ;
```

```
i2=[4.64,4.25,3.8395,3.44,3.04,2.64,2.24,1.84,1.44,1.04,0.64,0.24,-0.16,-0.56,-0.96,-1.36,-2.08] ;
```

$L2=(1e-6)*[323.309,353.677,390.676,436.089,493.469,568.237,669.707,815.295,1040,1440,2340,625.057,-9375.85,-2678.8,-1562.6,-1103.04,-721.22]$;

$L1=(1e-6)*[2400,1200,799.86,600,480.03,400.04,342.9,300.04,266.52,239.93,218.16,200.03,184.65,171.46,160.03,150.03,134.86]$;

plot(i2,L1,'r')

hold on

%plot(i1,L1,'m')

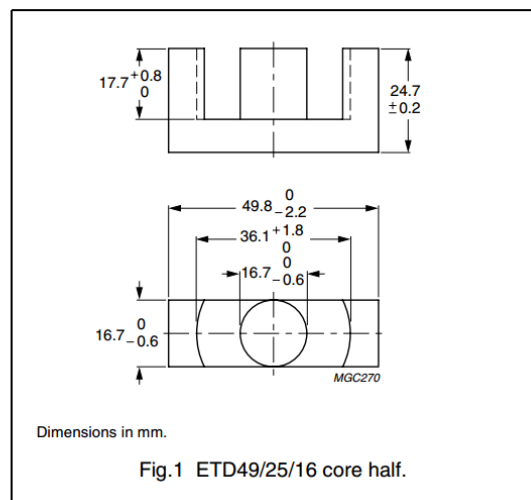
Grid

ANNEXES 2 :

CORE SETS

Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.534	mm ⁻¹
V_e	effective volume	24000	mm ³
l_e	effective length	114	mm
A_e	effective area	211	mm ²
A_{min}	minimum area	209	mm ²
m	mass of core half	≈ 62	g



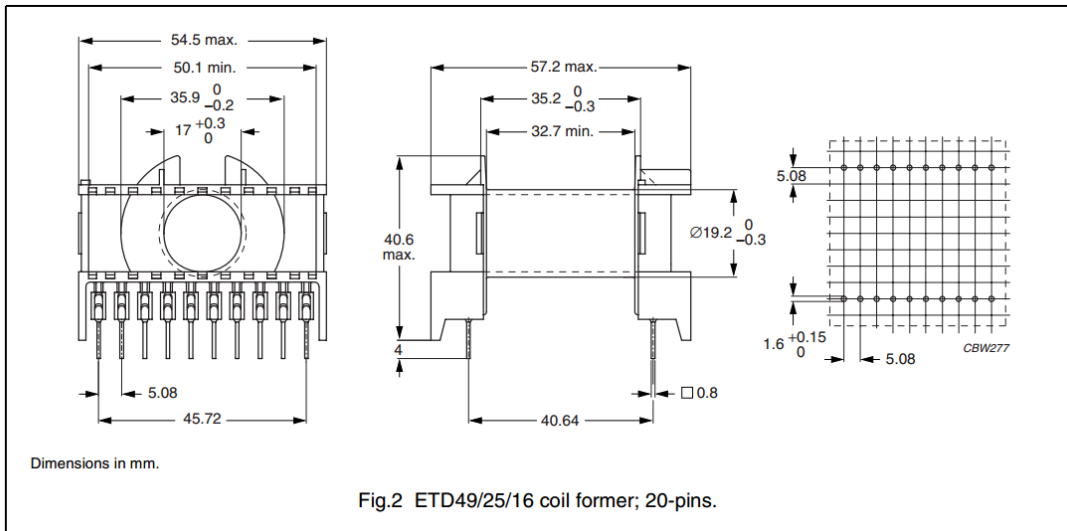
Core halves

Clamping force for A_L measurements, 50 ± 20 N. Gapped cores are available on request.

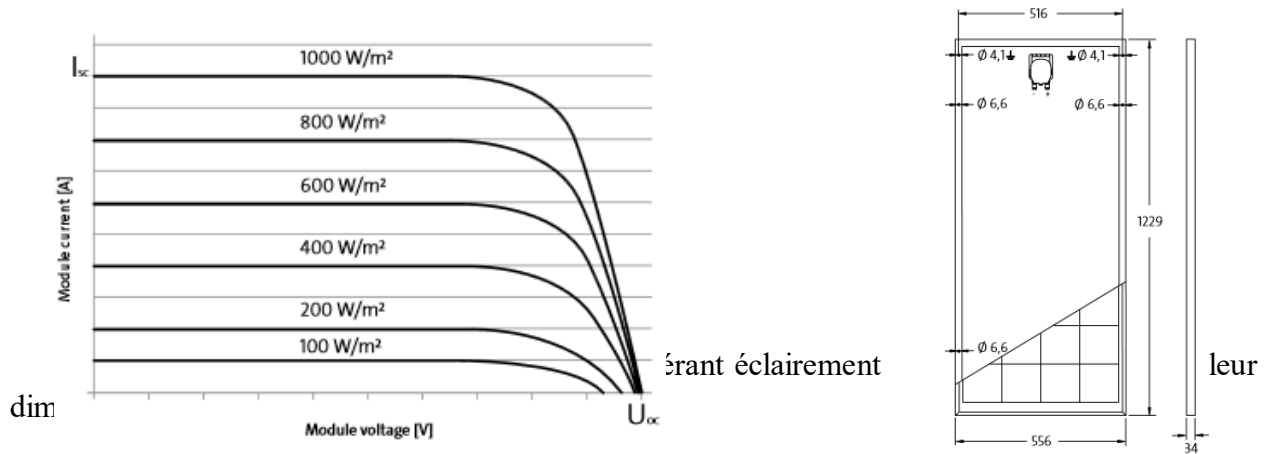
GRADE	A_L (nH)	μ_e	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3C90	4200 $\pm 25\%$	≈ 1810	≈ 0	ETD49/25/16-3C90
3C94	4200 $\pm 25\%$	≈ 1810	≈ 0	ETD49/25/16-3C94
3C95 <small>des</small>	5140 $\pm 25\%$	≈ 2210	≈ 0	ETD49/25/16-3C95
3F3	3900 $\pm 25\%$	≈ 1680	≈ 0	ETD49/25/16-3F3

Properties of core sets under power conditions

GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at				
	H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C	f = 25 kHz; \hat{B} = 200 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; \hat{B} = 100 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; \hat{B} = 200 mT; T = 25 °C	f = 100 kHz; \hat{B} = 200 mT; T = 100 °C	f = 400 kHz; \hat{B} = 50 mT; T = 100 °C
3C90	≥330	≤ 2.9	≤ 3.1	–	–	–
3C94	≥330	–	≤ 2.3	–	≤ 12.4	–
3C95	≥330	–	–	≤ 15.1	≤ 14.4	–
3F3	≥320	–	≤ 3.0	–	–	≤ 5.4



Faible réduction du rendement en conditions de charge partielle à 25 °C: à 200 W/m², la puissance est égale à 95 % (+/- 2 %) de la puissance en condition STC.





COMPORTEMENT À 800W/m², NOCT, AM 1.5

		SW 85
Puissance au point de puissance maximale	P_{max}	60,5 Wc
Tension à vide	U_{oc}	19,5 V
Tension au point de puissance maximale	U_{mpp}	15,8 V
Courant de court-circuit	I_{sc}	4,19 A
Courant au point de puissance maximale	I_{mpp}	3,82 A

COMPORTEMENT LORS DE CONDITIONS DE TEST STANDARD (STC*)

		SW 85
Puissance au point de puissance maximale	P_{max}	85 Wc
Tension à vide	U_{oc}	22,0 V
Tension au point de puissance maximale	U_{mpp}	17,9 V
Courant de court-circuit	I_{sc}	5,20 A
Courant au point de puissance maximale	I_{mpp}	4,77 A

Tolérance sur la mesure de puissance (P_{max}) attribuée par TÜV Rheinland : +/- 2% (TÜV Power controlled)

DIMENSIONS

Longueur	1229 mm
Largeur	556 mm
Hauteur	34 mm
Encadrement	Aluminium
Poids	7,5 kg

MATÉRIAUX UTILISÉS

Cellules par panneau solaire	36
Type de cellules	polycristallin
Dimensions des cellules	125 mm x 125 mm
Vue de face	verre trempé (EN 12150)

GRANDEURS CARACTÉRISTIQUES THERMIQUES

NOCT	46 °C
CT I_{sc}	0,081%/K
CT U_{oc}	-0,37%/K
CT P_{mpp}	-0,45%/K

AUTRES DONNÉES

Classification de puissance	+/- 5 %
Boîte de jonction	IP65

CARACTÉRISTIQUES POUR UNE INTÉGRATION OPTIMALE DANS UNE INSTALLATION

Tension de système maximale classe II	1000 V
Valeurs limites de courant inverse	15 A
Nombre de diode bypass	2

ANNEXES 3 :

Convertisseur de référence :

Convertisseurs boost quadratiques exploité totale (F-TQBC)

Ces convertisseurs sont présentés par [55], dont la topologie est illustrée dans la figure suivante :

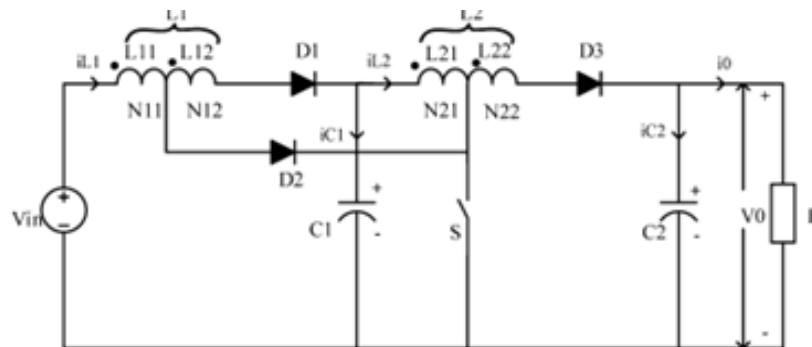


Figure. (Référence), convertisseurs boost quadratiques exploité totale (F-TQBC)

ANNEXES 4 :

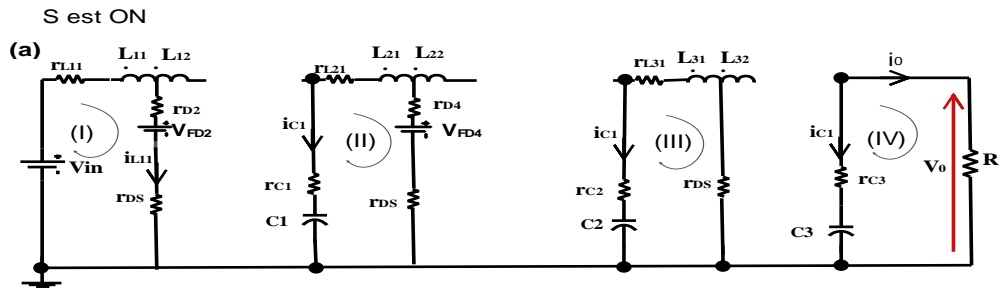


Figure (a) S est fermé.

On a par définition les courants et les tensions des inductances L_1, L_2 et L_3 :

$$i_{L1} = \frac{N_1}{L_1} \varphi_1, \quad i_{L2} = \frac{N_2}{L_2} \varphi_2, \quad i_{L3} = \frac{N_3}{L_3} \varphi_3, \quad V_{L1} = N_1 \cdot \dot{\varphi}_1, \quad V_{L2} = N_2 \cdot \dot{\varphi}_2, \quad V_{L3} = N_3 \cdot \dot{\varphi}_3 .$$

D'après la loi De la maille pour la figure (a)

$$\text{De (I)} \Rightarrow V_{in} - (r_{L11} + r_s + r_{D2}) \cdot i_{L11} - V_{L11} - V_{FD2} = 0$$

$$\Rightarrow V_{L11} = N_1 \cdot \dot{\varphi}_1 = V_{in} - (r_{L11} + r_s + r_{D2}) \cdot \frac{N_1}{L_{11}} \varphi_1 - V_{FD2}$$

$$\Rightarrow \dot{\varphi}_1 = \frac{V_{in}}{N_1} - (r_{L11} + r_s + r_{D2}) \cdot \frac{1}{L_{11}} \varphi_1 - \frac{V_{FD2}}{N_1} \dots \dots \dots 1$$

$$\text{De (II)} \Rightarrow V_{C1} - (r_{L21} + r_{C1} + r_{D4} + r_s) \cdot i_{L21} - V_{L21} - V_{FD4} = 0$$

$$\Rightarrow V_{L21} = N_2 \cdot \dot{\varphi}_2 = V_{C1} - (r_{L21} + r_{C1} + r_{D4} + r_s) \cdot i_{L21} - V_{FD4}$$

$$\Rightarrow \dot{\varphi}_2 = \frac{V_{C1}}{N_{21}} - \frac{(r_{L21} + r_{C1} + r_{D4} + r_s)}{L_{21}} \cdot \varphi_2 - \frac{V_{FD4}}{N_2} \dots \dots \dots 2$$

$$\text{De (III)} \Rightarrow V_{C2} - (r_{L31} + r_{C2} + r_s) \cdot i_{L31} - V_{L31} = 0$$

$$\Rightarrow V_{L31} = N_{31} \cdot \dot{\varphi}_3 = V_{C2} - (r_{L31} + r_{C2} + r_s) \cdot i_{L31}$$

$$\Rightarrow \dot{\varphi}_3 = \frac{V_{C2}}{N_{31}} - \frac{(r_{L31} + r_{C2} + r_s)}{L_{31}} \cdot \varphi_3 \dots \dots \dots 3$$

D'après la loi de nœud pour la figure (a) on a :

$$i_{C1} = -i_{L21} \Rightarrow C_1 \dot{V}_{C1} = -\frac{N_{21}}{L_{21}} \varphi_2 \Rightarrow \dot{V}_{C1} = -\frac{1}{C_1} \frac{N_{21}}{L_{21}} \cdot \varphi_2 \dots \dots \dots 4$$

$$i_{C2} = -i_{L31} \Rightarrow C_2 \dot{V}_{C2} = -\frac{N_{31}}{L_{31}} \varphi_3 \Rightarrow \dot{V}_{C2} = -\frac{1}{C_2} \frac{N_{31}}{L_{31}} \cdot \varphi_3 \dots \dots \dots 5$$

$$i_{C3} = -i_0 \Rightarrow C_3 \dot{V}_{C3} = -\frac{V_{C3}}{r_{C3} + R} \Rightarrow \dot{V}_{C3} = -\frac{1}{C_3} \frac{1}{r_{C3} + R} \cdot V_{C3} \dots \dots \dots 6$$

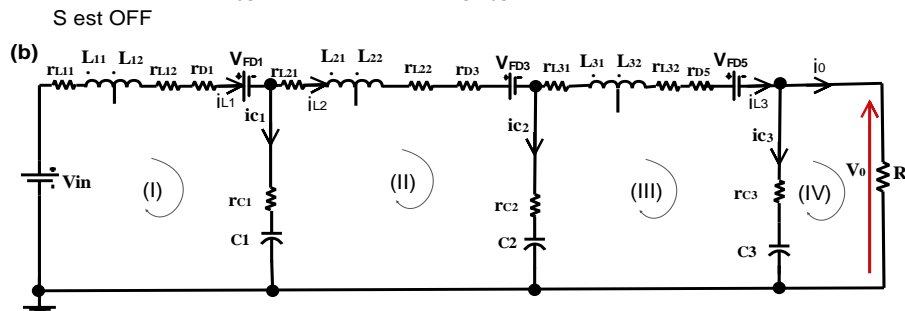


Figure (b) S est ouvert.

D'après la loi De la maille pour la figure (b)

De la maille (I) on a $V_{in} - (r_{L11} + r_{L12} + r_{D1}) \cdot i_{L1} - (i_{L1} - i_{L2})r_{c1} - V_{L1} - V_{FD1} - V_{c1} = 0$

$$\Rightarrow V_{L1} = N_1 \cdot \dot{\varphi}_1 = V_{in} - (r_{L11} + r_{L12} + r_{D1}) \cdot \frac{N_1}{L_1} \varphi_1 - \left(\frac{N_1}{L_1} \varphi_1 - \frac{N_2}{L_2} \varphi_2 \right) r_{c1} - V_{FD1} - V_{c1}$$

$$\dot{\varphi}_1 = \frac{V_{in}}{N_1} - (r_{L11} + r_{L12} + r_{D1}) \cdot \frac{1}{L_1} \varphi_1 - \left(\frac{1}{L_1} \varphi_1 - \frac{1}{L_2} \varphi_2 \right) r_{c1} - \frac{V_{FD1}}{N_1} - \frac{V_{c1}}{N_1} \dots \dots \dots 7$$

De la maille (II) on a $V_{c1} + (i_{L1} - i_{L2})r_{c1} - (r_{L21} + r_{L22} + r_{D2}) \cdot i_{L2} - (i_{L2} - i_{L3})r_{c2} - V_{L2} - V_{FD3} - V_{c2} = 0$

$$\Rightarrow V_{L2} = N_2 \cdot \dot{\varphi}_2 = V_{c1} + \left(\frac{N_1}{L_1} \varphi_1 - \frac{N_2}{L_2} \varphi_2 \right) \cdot r_{c1} - (r_{L21} + r_{L22} + r_{D2}) \cdot \frac{N_2}{L_2} \varphi_2 - \left(\frac{N_2}{L_2} \varphi_2 - \frac{N_3}{L_3} \varphi_3 \right) \cdot r_{c2} - V_{FD3} - V_{c2}$$

$$\dot{\varphi}_2 = \frac{V_{c1}}{N_2} + \left(\frac{N_1}{N_2 L_1} \varphi_1 - \frac{N_2}{L_2} \varphi_2 \right) \cdot r_{c1} - (r_{L21} + r_{L22} + r_{D2}) \cdot \frac{1}{L_2} \varphi_2 - \left(\frac{1}{L_2} \varphi_2 - \frac{N_3}{N_2 L_3} \varphi_3 \right) \cdot r_{c2} - \frac{V_{FD3}}{N_2} - \frac{V_{c2}}{N_2} \dots \dots \dots 8$$

De la maille (III) on a $V_{c2} + (i_{L2} - i_{L3})r_{c2} - (r_{L31} + r_{L33} + r_{D5}) \cdot i_{L3} - (i_{L3} - i_0) \cdot r_{c3} - V_{L3} - V_{FD5} - V_{c3} = 0$

$$V_{L3} = N_3 \cdot \dot{\varphi}_3 = V_{c2} + \left(\frac{N_2}{L_2} \varphi_2 - \frac{N_3}{L_3} \varphi_3 \right) r_{c2} - (r_{L31} + r_{L33} + r_{D5}) \cdot \frac{N_3}{L_3} \varphi_3 - \frac{N_3 \varphi_3}{L_3} \cdot r_{c3} + \frac{V_0}{R} \cdot r_{c3} - V_{FD5} - V_{c3} \dots \dots \dots 9$$

De la maille (IV) on a $V_0 = V_{c3} + (i_{L3} - i_0) \cdot r_{c3} = V_{c3} + \left(\frac{N_3 \varphi_3}{L_3} - \frac{V_0}{R} \right) \cdot r_{c3}$

$\Rightarrow V_0 = \frac{R}{R+r_{c3}} V_{c3} + \frac{N_3 \cdot R \cdot r_{c3}}{L_3(R+r_{c3})} \varphi_3$, on remplace V_0 dans (9), et on obtient :

$$\dot{\varphi}_3 = \frac{V_{c2}}{N_3} + \left(\frac{N_2}{N_3 \cdot L_2} \varphi_2 - \frac{1}{L_3} \varphi_3 \right) r_{c2} - (r_{L31} + r_{L33} + r_{D5}) \cdot \frac{1}{L_3} \varphi_3 - \frac{\varphi_3}{L_3} \cdot r_{c3} + \frac{r_{c3}}{N_3 \cdot (R+r_{c3})} \cdot V_{c3} + \frac{r_{c3}^2}{L_3 \cdot (R+r_{c3})} \cdot \varphi_3 - \frac{V_{FD5}}{N_3} - \frac{V_{c3}}{N_3} \dots \dots \dots 10$$

$$\dot{\varphi}_3 = \frac{N_2 \cdot r_{c2}}{N_3 \cdot L_2} \varphi_2 - \left[\frac{(r_{L31} + r_{L33} + r_{D5} + r_{c2} + r_{c3})}{L_3} - \frac{r_{c3}^2}{L_3 \cdot (R+r_{c3})} \right] \cdot \varphi_3 + \frac{V_{c2}}{N_3} - \frac{R \cdot V_{c3}}{N_3 \cdot (R+r_{c3})} - \frac{V_{FD5}}{N_3} - \frac{V_{c3}}{N_3} \dots \dots 11$$

D'après la loi de nœud pour la figure (b), on a :

$$i_{c1} = i_{L1} - i_{L2} \Rightarrow C_1 \dot{V}_{c1} = \frac{N_1}{L_1} \varphi_1 - \frac{N_2}{L_2} \varphi_2 \Rightarrow \dot{V}_{c1} = \frac{1}{C_1} \left(\frac{N_1}{L_1} \varphi_1 - \frac{N_2}{L_2} \varphi_2 \right) \dots \dots \dots 12$$

$$i_{c2} = i_{L2} - i_{L3} \Rightarrow C_2 \dot{V}_{c2} = \frac{N_2}{L_2} \varphi_2 - \frac{N_3}{L_3} \varphi_3 \Rightarrow \dot{V}_{c2} = \frac{1}{C_2} \left(\frac{N_2}{L_2} \varphi_2 - \frac{N_3}{L_3} \varphi_3 \right) \dots \dots \dots 13$$

$i_{c3} = i_{L3} - i_0 \Rightarrow C_3 \dot{V}_{c3} = \frac{N_3}{L_3} \varphi_3 - \frac{V_0}{R} \Rightarrow$ On remplace V_0 dans l'expression et nous déduisons :

$$\dot{V}_{c3} = -\frac{1}{C_3 \cdot (r_{c3} + R)} \cdot V_{c3} + \frac{1}{C_3} \left[\frac{N_3}{L_3} - \frac{N_3 \cdot R \cdot r_{c3}}{L_3 \cdot (R+r_{c3})} \right] \varphi_3 \dots \dots \dots 14$$

Solution globale du system = 1^{er} solution x D + 2^{em} solution x D_1 avec ($D_1=1-D$, x : multiplier)

D'après l'arrangement des' équations 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 11, 12, 13 et 14, nous déduisons :

$$\bullet \dot{\varphi}_1(t) = \frac{d}{N_{11}} \left[v_{in} - v_{FD2} - (r_{L11} + r_{D2} + r_S) \frac{N_{11}}{L_{11}} \varphi_1 \right] + \frac{1-d}{N_1} \left[v_{in} - v_{C1} - (r_{L11} + r_{D1} + r_{L12}) \frac{N_1}{L_1} \varphi_1 - v_{FD1} - r_{C1} \left(\frac{N_1}{L_1} \varphi_1 - \frac{N_2}{L_2} \varphi_2 \right) \right] \dots \dots \dots (A1)$$

$$\bullet \dot{\varphi}_2(t) = \frac{d}{N_{21}} \left[v_{C1} - v_{FD4} - (r_{L21} + r_{D4} + r_S + r_{C1}) \frac{N_{21}}{L_{21}} \varphi_2 \right] + \frac{1-d}{N_2} \left[v_{C1} - (r_{L21} + r_{D3} + r_{L22}) \frac{N_2}{L_2} \varphi_2 - v_{FD3} - v_{C2} + r_{C1} \left(\frac{N_1}{L_1} \varphi_1 - \frac{N_2}{L_2} \varphi_2 \right) - r_{C2} \left(\frac{N_2}{L_2} \varphi_2 - \frac{N_3}{L_3} \varphi_3 \right) \right] \dots (A2)$$

$$\bullet \dot{\varphi}_3(t) = \frac{d}{N_{31}} \left[v_{C2} - (r_{L31} + r_S + r_{C2}) \frac{N_{31}}{L_{31}} \varphi_3 \right] + \frac{1-d}{N_3} \left[v_{C2} - \frac{R}{R+r_{C3}} v_{C3} - v_{FD5} + r_{C2} \left(\frac{N_2}{L_2} \varphi_2 - \frac{N_3}{L_3} \varphi_3 \right) - \frac{N_3}{L_3} \left((r_{L31} + r_{L33} + r_{D5} + r_{C3}) - \frac{r_{C3}^2}{(R+r_{C3})} \right) \varphi_3 \right] \dots \dots \dots (A3)$$

$$\bullet \dot{v}_{C1}(t) = \frac{1}{C_1} \left[-d \frac{N_{21}}{L_{21}} \varphi_2 + (1-d) \left(\frac{N_1}{L_1} \varphi_1 - \frac{N_2}{L_2} \varphi_2 \right) \right] \dots \dots \dots (A4)$$

$$\bullet \dot{v}_{C2}(t) = \frac{1}{C_2} \left[-d \frac{N_{31}}{L_{31}} \varphi_3 + (1-d) \left(\frac{N_2}{L_2} \varphi_2 - \frac{N_3}{L_3} \varphi_3 \right) \right] \dots \dots \dots (A5)$$

$$\bullet \dot{v}_{C3}(t) = \frac{1}{C_3} \left[\frac{-1}{R+r_{C3}} v_{C3} - (1-d) \frac{N_3 R}{L_3(R+r_{C3})} \varphi_3 \right] \dots \dots \dots (A6)$$

Pour simplifier les équations, nous utilisons les abréviations suivantes :

$$D_1 = (1-D), \quad a = - \left[\frac{D(r_{L11}+r_{D1}+r_S)}{L_{11}} + \frac{D_1(r_{L11}+r_{D1}+r_{L12}+r_{C1})}{L_1} \right], \quad b = \frac{D_1 N_2 r_{C1}}{N_1 L_2}, \quad c = - \frac{D_1}{N_1}, \quad e = \frac{D_1 N_1 r_{C1}}{N_2 L_1},$$

$$f = - \left[\frac{D(r_{L21}+r_{D4}+r_S+r_{C1})}{L_{21}} + \frac{D_1(r_{L21}+r_{L22}+r_{D3}+r_{C1}+r_{C2})}{L_2} \right], \quad g = \frac{D_1 r_{C2} N_3}{N_2 L_3}, \quad h = \left[\frac{D}{N_{21}} + \frac{D_1}{N_2} \right], \quad i = - \frac{D_1}{N_2}, \quad j = \frac{D_1 r_{C2} N_2}{N_3 L_2},$$

$$k = - \left[\frac{D(r_{L31}+r_S+r_{C2})}{L_{31}} + \frac{D_1(r_{L31}+r_{L33}+r_{D5}+r_{C2}+r_{C3})}{L_3} - \frac{r_{C3}^2}{L_3(R+r_{C3})} \right], \quad l = \left[\frac{D}{N_{31}} + \frac{D_1}{N_3} \right], \quad m = - \frac{D_1 R}{N_3(R+r_{C3})}, \quad n = - \frac{D_1 N_1}{C_1 L_1},$$

$$p = - \left[\frac{D_1 N_2}{C_1 L_2} + \frac{D N_{21}}{C_1 L_{21}} \right], \quad q = \frac{D_1 N_2}{C_2 L_2}, \quad r = - \left[\frac{D_1 N_3}{C_2 L_3} + \frac{D N_{31}}{C_2 L_{31}} \right], \quad s = \frac{D_1 N_3 R}{C_3 L_3 (R+r_{C3})}, \quad t = \frac{-1}{C_3 (R+r_{C3})}$$

Donc, on obtient la matrice d'état globale du système comme suit :

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} \frac{d\varphi_1}{dt} \\ \frac{d\varphi_2}{dt} \\ \frac{d\varphi_3}{dt} \\ \frac{dv_1}{dt} \\ \frac{dv_2}{dt} \\ \frac{dv_3}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & b & 0 & c & 0 & 0 \\ e & f & g & h & i & 0 \\ 0 & j & k & 0 & l & m \\ n & p & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q & r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s & 0 & 0 & t \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \varphi_3 \\ v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{D}{N_1} + \frac{D_1}{N_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \cdot v_{in}$$

A l'aide de **MATLAB**, on obtient la solution de notre système et, par suite, on obtient le gain de tensions et le rendement.

Avec $Y = (b.h.l.n.r.t - a.h.l.p.r.t - c.f.l.n.r.t + c.g.l.n.q.t + c.e.l.p.r.t - c.i.k.n.q.t + c.i.m.n.q.s + c.i.j.r.n.t)$

ملخص: تصبح الحاجة إلى زيادة مستوى الجهد الذي تنتجه الأنظمة الكهروضوئية مهمة ملحة لتكون متوافقة مع متطلبات حمل التيار المتردد ، لكننا نواجه مشاكل في تشغيل محول تصعيد (Boost) في دورة عمل عالية وهو أمر غير مفضل بسبب انخفاض في كسب الجهد ، وكذلك عدد أكبر من نسبة اللفات في محاث اللفات المقترنة يوردي أيضا إلى زيادة الخسائر الإجمالية للمحول. تقترح هذه الأطروحة محول DC-DC محسّناً مع دورة تشغيل أقل من خلال دمج ثلاثة محاثات في طوبولوجيا جديدة ، والتي تجمع بين محول التعزيز التريبيعي ومحول تعزيز المحث المستغل. يحقق المحول المقترح كسباً عالياً للجهد ($G_{max} = 14.32$) مع دورة تشغيل بكفاءة قصوى تبلغ 98.68% ، والتي تم تحسينها مقارنةً بكسب الجهد ونتائج الكفاءة لهذه المحولات في العديد من المراجع المنشورة مؤخرًا. يتم إجراء التحليلات نظريًا ودعمها بنتائج المحاكاة. ثم إنشاء نموذج أولي للمحول المقترح للتحقق من صحة النتائج التي تم الحصول عليها تجريبياً.

الكلمات المفتاح: كسب الجهد العالي ، محث المستغل ، محول التعزيز التريبيعي ، العاكس الصغير للطاقة الشمسية الكهروضوئية.

Topological structures designed to study the performance of PV systems driven by DC/AC μ -converters

Abstract

In order to meet the requirements of AC loads, it has become imperative to increase the voltage levels generated by PV systems, However, we encounter issues when operating the step-up converter at a high duty cycle, which is undesirable due to the decrease in voltage gain, Additionally, a higher number of turns in the winding inductance coupling contributes to the overall losses of the converter. This thesis suggests an enhanced DC-DC converter featuring a reduced duty cycle through the incorporation of three tapped inductors in a novel topology. It combines elements of both the quadratic boost converter and the tapped-inductor boost converter. The proposed converter attains a high voltage gain with a reduced duty cycle ($G_{max} = 14.32$), And it attains a high efficiency of 98.68%. When compared to the voltage gain and efficiency results of these converters as stated in several recently published references, it demonstrates an improvement. Theoretical analysis is conducted and supported by the outcomes of simulations. To verify the reported results experimentally, a prototype of the proposed converter has been built.

Keywords : Quadratic boost converter, tapped inductor, high voltage gain, solar PV μ -inverter

Structures Topologiques, conception à l'étude des performances de systèmes PV pilotés par des μ -convertisseurs DC/AC

Résumé

La nécessité d'augmenter le niveau de tension produit par les systèmes PV devient une tâche urgente pour être compatible avec les exigences de la charge alternative, mais nous rencontrons des problèmes dans le fonctionnement du convertisseur boost à un rapport cyclique élevé qui n'est pas préféré en raison de la réduction du gain de tension, et aussi, un nombre de tours plus élevé dans l'inductance des enroulements couplés s'ajoute également aux pertes globales du convertisseur. Cette thèse propose un convertisseur continu-continu amélioré avec un rapport cyclique plus faible en intégrant trois inductances à point milieu dans une nouvelle topologie, qui combinait un convertisseur boost quadratique et un convertisseur boost à inductance à point milieu « tapped-inductor ». Le convertisseur proposé réalise un gain de tension élevé ($G_{max} = 14,32$) avec un rapport cyclique plus faible avec un rendement maximal de 98,68%, ce qui est amélioré par rapport aux résultats de gain de tension et rendement de ces convertisseurs dans plusieurs références publiées récemment. L'analyse théorique est effectuée et appuyée par les résultats des simulations. Afin de vérifier expérimentalement les résultats rapportés, un modèle du convertisseur envisagé a été réalisé.

Mots clés : Gain de tension élevé, inductance à point milieu, convertisseur boost quadratique, μ -onduleur solaire PV.