الجمهورية الجزائرية الشعبية الديمقراطية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd Tlemcen

Faculté de TECHNOLOGIE

MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de MASTER

En : Electrotechnique

Spécialité : Commande électrique
Dans le cadre de l'arrêté 1275

Par : Houti Mohamed El Amine et Yahiaoui Ibrahim El Khalil

Sujet

Étude et conception d'un convertisseur Flyback appliqué aux systèmes photovoltaïques

Soutenu publiquement le **24/06/2026**, devant le jury composé de :

Nom et Prénoms	Grade	Université	Rôle
MELIANI SIDI MAHAMMED	Professeur	Université de Tlemcen	Président
LAZREG Mohamed Haithèm	MCA	Université de Tlemcen	Examinateur
HANDOUZI Wahida	MCA Membre I2E	Université de Tlemcen	Examinateur
kHOBZAOUI Hichem	Partenaire socio-économique	SOGERHWIT	Examinateur
DRIS Younes	MCB	Université de Tlemcen	Encadreur

Année Universitaire : 2025 / 2026

Dédicaces

En premier lieu, Je dédie ce modeste travail à mes très chers parents.

À toute ma famille, pour son affection, son soutien moral, sa confiance et ses précieux encouragements.

À mes confrères et à ma grande famille, dont la bienveillance et les vœux de réussite m'ont toujours accompagné.

À mon binôme et précieux collaborateur, avec qui j'ai partagé les défis techniques et les satisfactions de ce projet. Ce succès est le fruit de notre synergie et de notre volonté commune d'atteindre l'excellence.

À mes amis, rencontrés au détour des amphithéâtres et des laboratoires.

Mohammed

Je dédie ce modeste travail,

À mes très chers parents, , leurs sacrifices, leurs encouragements constants et leurs prières qui ont toujours illuminé mon chemin.

À toute ma famille, pour son soutien moral et sa confiance.

À mes enseignants, qui m'ont transmis le savoir et guidé tout au long de mon parcours universitaire.

À mes amis et à toutes les personnes qui m'ont soutenu de près ou de loin dans la réalisation de ce mémoire.

Ibrahim

Remerciements

En préambule à ce travail, nous exprimons notre profonde gratitude envers le Tout-Puissant Allah, dont la grâce nous a insufflé la résilience, la force d'âme et la clarté d'esprit nécessaires pour mener à bien cette œuvre. Ce mémoire constitue l'aboutissement de notre cycle de Master, dont les travaux de recherche ont été conduits avec rigueur au sein du Département de Génie Électrique et Électronique de la Faculté de Technologie de l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen. Ces recherches ont trouvé un terrain fertile au sein du Laboratoire d'Automatique de Tlemcen (LAT), plus précisément au cœur de l'illustre équipe « Commande des Systèmes Électriques ».

Nous adressons nos remerciements les plus sincères à Professeur Amine Hadj Abdelkader, directeur du Laboratoire d'Automatique de Tlemcen, pour son accueil eureux, son précieux soutien et ses grandes qualités humaines.

Nous tenons à témoigner notre reconnaissance la plus sincère à notre éminent encadrant, Monsieur Younes Dris, Maître de conférences à l'Université de Tlemcen. Qu'il trouve ici l'expression de notre profond respect pour la pertinence de ses orientations, sa disponibilité exemplaire et la rigueur scientifique dont il a fait preuve. Son accompagnement empreint d'une bienveillance exigeante fut le catalyseur essentiel de notre réflexion et de notre motivation.

Nous exprimons également notre vive gratitude et notre reconnaissance à Monsieur le Docteur Abdelkader Mechernane, Maître de conférences à l'Université de Tlemcen et responsable de l'équipe « Commande des Systèmes Électriques », pour sa disponibilité constante, ses conseils constructifs, sa collaboration et pour avoir mis à notre disposition l'ensemble des infrastructures et du matériel requis, nous offrant ainsi des conditions de recherche optimales.

Nous tenons à remercier chaleureusement Monsieur kHOBZAOUI Hichem le Directeur de la Société Générale de Travaux Hydrauliques pour avoir bien voulu accepter notre invitation, nous accordant ainsi l'opportunité d'enrichir notre projet d'une précieuse dimension industrielle.

Nous adressons nos remerciements respectueux aux distingués membres du jury qui nous font l'honneur d'évaluer ce travail. Nous exprimons notre haute considération à Monsieur le Professeur Sidi Mohammed Meliani, qui a bien voulu accepter la présidence de ce jury, ainsi qu'à Monsieur Lazreg Mohamed Haithem pour l'intérêt qu'il a porté à ce mémoire en acceptant d'en être l'examinateur. Nos remerciements respectueux s'adressent tout autant à Madame Handouzi Wahida pour sa participation bienveillante à ce jury au titre de la partie I2E.

Nos remerciements s'adressent également à l'ensemble du corps professoral et du personnel administratif du Département. Nous saluons la noblesse de leur mission ainsi que la richesse de l'enseignement dispensé, qui nous ont permis d'appréhender avec

finesse les subtilités de l'électrotechnique et de la commande électrique.

Enfin, nous ne saurions clore ce propos sans exprimer notre tendre gratitude envers toutes les personnes qui, par un soutien moral, scientifique ou humain, ont jalonné notre parcours. Que tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à l'éclosion de ce projet trouvent ici l'expression de notre vive reconnaissance.

Résumé

Ce projet porte sur l'étude et la conception d'un convertisseur Flyback multi-sorties, délivrant trois tensions : 5 V, 3,3 V et une sortie auxiliaire de 12 V, pour des applications photovoltaïques. À l'issue d'une analyse théorique approfondie, le mode de conduction discontinue (DCM) a été retenu, afin de simplifier la commande et d'éviter la saturation du noyau magnétique. Le dimensionnement théorique a été validé par simulation sous Matlab/Simulink, avant la réalisation d'un prototype expérimental. Le transformateur haute fréquence a été bobiné avec soin, ce qui a permis d'obtenir correctement les trois niveaux de tension souhaités. La régulation est assurée sur la sortie principale (5 V) à l'aide du circuit intégré UC3843. Un circuit snubber a par ailleurs été ajouté pour protéger le MOSFET contre les surtensions, réduisant ainsi les contraintes sur l'interrupteur. Les résultats expérimentaux, notamment ceux issus du raccordement avec un panneau photovoltaïque, confirment la stabilité et les performances attendues du système.

Mots-clés : Convertisseur Flyback, mode DCM, régulation croisée, transformateur multi-sorties, UC3843, validation expérimentale, photovoltaïque.

الملخص

يركز هذا المشروع على دراسة وتصميم محول Flyback متعدد المخارج، يوفر ثلاث قيم للجهد هي: 5 فولت، 3.3 فولت، وخرج مساعد بجهد 12 فولت، والمخصص للتطبيقات الكهروضوئية. وبعد إجراء دراسة نظرية معمقة، تم اعتماد نمط التوصيل المتقطع (DCM) لما يوفره من تبسيط لدائرة التحكم وتجنب تشبع القلب المغناطيسي للمحول. وقد تم التحقق من صحة التصميم النظري عن طريق المحاكاة باستخدام برنامج MATLAB/Simulink، قبل إنجاز نموذج أولي عملي. وتم لف المحول عالي التردد بعناية، مما مكّن من الحصول على مستويات الجهد الثلاثة المطلوبة بشكل صحيح. وتتم عملية تنظيم الجهد على الخرج الرئيسي (5 فولت) باستعمال الدارة المتكاملة UC3843. كما تمت إضافة دائرة Snubber لحماية ترانزستور MOSFET من ارتفاعات الجهد المفاجئة. وقد أكدت النتائج التجريبية، خاصة تلك الناتجة عن ربط النظام بلوح شمسي، استقرار المنظومة وتحقيقها للأداء المتوقع.

الكلمات المفتاحية: محول فلاياك، التوصيل المتقطع، التنظيم المتقاطع، محول متعدد المخارج، UC3843، التحقق التجريبي، الخلايا الكهروضوئية.

Abstract

This project deals with the design of a multi-output Flyback converter (5 V, 3.3 V, and 12 V) for photovoltaic applications. Discontinuous conduction mode (DCM) was selected to simplify control and avoid saturation. The design, validated by Matlab/Simulink simulation, was followed by the construction of a prototype. The high-frequency transformer was carefully wound, enabling the three output voltages to be obtained. Regulation of the 5 V output is ensured by a UC3843, and a snubber circuit protects the MOSFET against overvoltage. Tests, particularly with a photovoltaic panel, confirm the stability and expected performance.

Keywords : Flyback converter, DCM, cross-regulation, multi-output transformer, UC3843, experimental validation, photovoltaic.

Table des matières

Dédicaces **I**

Remerciements **II**

Liste des figures **XI**

Liste des tableaux **XII**

Liste des abréviations **XIII**

Liste des symboles et paramètres **XIV**

Introduction Générale **1**

Chapitre 1 : Alimentations à découpage DC-DC **3**
2.1 Introduction 4
2.2 Convertisseurs DC/DC 4
2.3 Types Convertisseurs DC/DC 4
2.3.1 Alimentations non isolées galvaniquement 4
2.3.1.1 Convertisseur abaisseur (Buck) 5
2.3.1.2 Convertisseur élévateur (Boost) 5
2.3.1.3 Convertisseur Buck-Boost 6
2.3.2 Alimentations isolées galvaniquement 6
2.3.2.1 Alimentation Forward 6
2.3.2.2 Alimentation de type Flyback 7
2.3.2.3 convertisseur Push-Pull 7
2.4 Choix du Type de Convertisseur 8
2.5 Conclusion 8

Chapitre 2 : Conception d'un Convertisseur Flyback **10**
3.1 Introduction 11
3.2 Généralités sur le convertisseur Flyback 11
3.2.1 Définition et principe de base 11
3.2.2 Structure et composants principaux 12
3.2.2.1 Transformateur Flyback 12
3.2.2.2 Interrupteur de puissance (S_1) 12
3.2.2.3 Diode de redressement (D1) 12
3.2.2.4 Filtre de sortie (C) 13
3.2.2.5 Circuit de commande et de régulation 13
3.3 Analyse du fonctionnement 13

3.3.1 Phase de magnétisation (Interrupteur fermé - T_{on}) 13
3.3.1.1 Analyse mathématique de la phase T_{on} $(0 < t \leq \alpha 1 \cdot T)$ 14
3.3.2 Phase de transfert de l'énergie (Interrupteur ouvert - T_{off}) . . . 14
3.3.2.1 Analyse mathématique de la phase T_{off} $(\alpha 1 \cdot T < t \leq (\alpha 1 + \alpha 2)T)$ 15
3.3.3 Phase discontinue "Temps Mort" (Uniquement en mode DCM) 15
3.4 Modes de fonctionnement 17
3.4.1 Mode de Conduction Continue (CCM) 17
3.4.1.1 Interprétation physique 17
3.4.2 Mode de Conduction Discontinue (DCM) 18
3.4.2.1 Analyse du transfert de puissance en mode DCM . . . 19
3.4.2.2 Expression de la tension de sortie en fonction des paramètres de charge 19
3.5 Topologies du convertisseur Flyback 20
3.5.1 Flyback à sortie unique 20
3.5.2 Topologie à sorties multiples 21
3.5.2.1 Défis de conception et optimisation 22
3.6 Analyse et Modélisation de la Régulation Croisée (Cross-Regulation) . 22
3.6.1 Problématique de la régulation croisée 22
3.6.2 Origines Physiques de l'Erreur de Régulation 23
3.6.3 Modélisation du Comportement en DCM 23
3.7 Optimisation de la Régulation Croisée en Mode DCM 23
3.7.1 Optimisation Magnétique et Construction du Transformateur . 24
3.7.1.1 Stratégies de bobinage pour la minimisation de l'inductance de fuite 24
3.7.1.2 Configuration des enroulements empilés (Stacked Windings) 24
3.7.1.3 Redressement Synchrone (SR) 25
3.8 Conclusion 25

Chapitre 3 : Dimensionnement d'un Convertisseur Flyback **26**
4.1 Introduction 27
4.2 Méthodologie de Dimensionnement et diagramme de Conception 27
4.3 Spécifications du système 28
4.4 Paramètres de puissance et cycle de travail 29
4.4.1 Calcul de la puissance d'entrée 29
4.4.2 Tension réfléchie (V_{RO}) et choix du cycle de travail 29
4.5 Calcul de l'inductance primaire et analyse des courants 29
4.5.1 Démonstration de l'équation de L_m en mode DCM 29
4.5.1.1 Application numérique et relation avec L_p 30
4.5.2 Calcul des courants de contrainte 30
4.6 Sélection du MOSFET de puissance 31
4.6.1 Calcul des contraintes de conception 31
4.6.2 Choix du composant et synthèse des caractéristiques 31
4.7 Dimensionnement magnétique : noyau et entrefer 31
4.7.1 Choix et caractéristiques du noyau ferrite EI33 32
4.7.2 Analyse quantitative du circuit magnétique 33
4.7.3 Calcul des enroulements 33

4.7.4 Détermination du nombre de spires des enroulements secondaires et auxiliaire . . . 34
4.8 Dimensionnement des conducteurs . . . 34
4.8.1 Détermination de la section unitaire . . . 34
4.8.2 Calcul des courants de crête secondaires ($I_{sec,pk}$) . . . 35
4.8.3 Calcul des courants efficaces (I_{rms}) et densités de courant (J) . 35
4.9 Techniques de réduction de l'inductance de fuite . . . 35
4.9.1 Méthode Zéro (bobinage concentrique simple) . . . 36
4.9.2 La technique du bobinage en sandwich (interleaving) . . . 36
4.9.3 Méthode des marges (margin winding) . . . 37
4.9.4 Réalisation pratique adoptée . . . 37
4.10 Sélection des diodes de redressement . . . 38
4.10.1 Méthodologie de dimensionnement . . . 38
4.10.2 Marge de sécurité et tenue en tension requise . . . 39
4.10.3 Calcul des courants . . . 40
4.11 Synthèse du circuit de protection (RCD Snubber) . . . 40
4.11.1 Détermination de la tension d'écrêtage (V_{sn}) . . . 41
4.11.2 Vérification de la diode choisie : S15D40L . . . 41
4.11.3 Calcul de la résistance du snubber (R_{sn}) . . . 41
4.11.4 Calcul de la capacité du snubber (C_{sn}) . . . 42
4.12 Sélection des condensateurs de sortie . . . 43
4.12.1 Calcul de la capacité minimale (C_{out}) . . . 43
4.13 Conclusion . . . 43

Chapitre 4 : Simulation et Validation Expérimentale 44
4.1 Introduction . . . 45
4.1.1 Simulation préliminaire sous MATLAB/Simulink . . . 45
4.1.1.1 Résultats de simulation : tensions de sortie . . . 45
4.1.1.2 Résultats de simulation : courants de sortie . . . 46
4.1.1.3 Résultats de simulation : courant primaire . . . 46
4.1.1.4 Analyse comparative simulation / dimensionnement théorique . . . 46
4.2 Validation du circuit de puissance par commande manuelle . . . 47
4.2.1 Choix et caractérisation du driver d'isolation HCPL-3120 . . . 47
4.2.2 Protocole expérimental du premier test à vide . . . 47
4.2.2.1 Génération du signal de commande par Arduino Uno . 47
4.2.3 Essai en charge avec circuit snubber . . . 49
4.2.4 Visualisation des signaux de sortie . . . 49
4.2.4.1 Qualité des signaux de sortie . . . 50
4.2.4.2 Visualisation détaillée de la tension de sortie 5V . . . 51
4.2.4.3 Visualisation de la tension drain-source V_{DS} . . . 51
4.2.4.4 Visualisation du signal I_{sense} (courant primaire) . . . 52
4.2.5 Vérification des performances avec boucle de régulation (TL431 et PC817) . . . 53
4.2.5.1 Présentation du régulateur shunt TL431A . . . 53
4.2.5.2 Présentation de l'optocoupleur PC817 . . . 54
4.2.5.3 Dimensionnement du pont diviseur . . . 54
4.2.6 Étude et caractérisation du contrôleur PWM UC3843 . . . 54

4.2.6.1 Principe de fonctionnement du UC3843 55
4.2.6.2 Dimensionnement de l'oscillateur : calcul de R_t et C_t . 55
4.2.6.3 Validation du fonctionnement et transition vers la régulation en boucle fermée 56
4.2.7 Réalisation de la boucle de régulation complète en mode fermé . 57
4.2.7.1 Alimentation autonome du UC3843 57
4.2.7.2 Choix de la méthode de régulation : commande par la broche 1 (COMP) 58
4.2.7.3 Difficultés rencontrées et résolution 59
4.2.7.4 Visualisation des signaux de sortie en boucle fermée . 60
4.2.7.5 Visualisation des signaux Isense et pour différentes tensions d'entrée 62
4.2.7.6 Synthèse des mesures en boucle fermée 64
4.3 Conclusion 65

Chapitre 5 : Petite et Moyenne Entreprise **66**
5.1 Présentation du Projet 67
5.2 Description de l'Idée du Projet 67
5.2.1 Produits et Services 67
5.2.2 Clients Cibles 68
5.2.3 Localisation et Distribution 68
5.2.4 Justifications du Choix du Projet 68
5.3 Étude de Marché 69
5.3.1 Analyse de la Concurrence 69
5.3.2 Taille du Marché 69
5.3.3 Analyse SWOT 70
5.3.4 Modèle Économique (BMC) 70
5.4 Étude Technique 71
5.4.1 Besoins en Ressources Humaines 71
5.4.2 Lieu d'Implantation 71
5.5 Estimation des Coûts et des Revenus 71
5.5.1 Investissement Initial 72
5.5.2 Achats de Matières Premières 72
5.5.3 Coûts de Main-d'œuvre 73
5.5.4 Amortissements 73
5.5.5 Estimation des Revenus et Résultat Annuel 73
Conclusion 74

Conclusion Générale **75**

Bibliographie **77**

Table des figures

2.1 Schéma électrique du convertisseur buck 5
2.2 Schéma électrique du convertisseur Boost 5
2.3 Schéma de principe d'un convertisseur Buck-Boost. 6
2.4 Schéma de principe d'un convertisseur de type Forward[4] 7
2.5 Schéma de principe d'un convertisseur Flyback[4] 7
2.6 Circuit équivalent du convertisseur Push-Pull à deux interrupteurs[6] . 8
3.1 Transformateur Flyback : (a) photo du composant, (b) lignes de flux dans le noyau ferrite avec entrefer 12
3.2 Schéma équivalent du convertisseur Flyback durant démagnétisation T_{on} 14
3.3 Schéma équivalent du convertisseur Flyback durant la phase d'aimantation T_{off} 15
3.4 Les trois phases du cycle de commutation en mode DCM 16
3.5 Schéma équivalent du convertisseur Flyback durant la phase du temps mort 16
3.6 Caractéristique du fonctionnement en CCM [12] 17
3.7 a) Tension drain-source du MOSFET et tension aux bornes de la diode ; b) Courant primaire I_p et courant secondaire I_s 18
3.8 Caractéristique du fonctionnement en DCM [12] 19
3.9 Analyse des chronogrammes de commutation en mode discontinu (DCM) : grandeurs fondamentales pour le dimensionnement du Flyback [14] . . 20
3.10 Schéma d'un convertisseur Flyback à sorties unique 21
3.11 Sortie unique isolée avec convertisseur POL pour la deuxième sortie [18] 21
3.12 Schéma d'un convertisseur Flyback à sorties multiples [16] 22
3.13 Configuration des enroulements empilés [16] 24
4.1 Organigramme décisionnel pour la conception du convertisseur Flyback. 27
4.2 Mesure de l'inductance primaire L_p à l'aide d'un LC-mètre. 30
4.3 Circuit équivalent d'un transformateur multi-sorties. 31
4.4 Sélection du noyau magnétique : (a) tableau de sélection des noyaux et caractéristiques associées, (b) noyau ferrite EI33 32
4.5 Architecture de bobinage de type Sandwich. 36
4.6 Architecture de bobinage de type marges. 37
4.7 Le transformateur final 38
4.8 Circuit snubber RCD 40
4.9 Diode Schottky S15D40L 41
4.1 Modèle Simulink du convertisseur Flyback multi-sorties 45
4.2 Tensions de sortie issues de la simulation 45
4.3 Courants de sortie simulés : (a) I_{out1} (voie 5 V), (b) I_{out2} (voie 3.3 V) . 46
4.4 Courant primaire I_p simulé (forme triangulaire caractéristique du DCM) : (a) courant dans le FET, (b) courant dans le MOSFET 46
4.5 Brochage et symbole graphique du driver HCPL3120 [25] 47

4.6 Circuit du test de transformateur à vide 48
4.7 Signal PWM avec différents rapports cycliques généré par l'Arduino . . 48
4.8 Montage du circuit en charge 49
4.9 Visualisation des trois tensions de sortie à l'oscilloscope : (a) vue partielle gauche, (b) vue partielle droite, (c) vue d'ensemble 50
4.10 Signal de tension pour la sortie master 5V 51
4.11 Tension drain-source V_{DS} aux bornes du MOSFET 51
4.12 Mesure du courant primaire aux bornes de la résistance de shunt R_{sense} : (a) signal I_{sense} à $R_{sense} = 0.1\,\Omega$, (b) signal I_{sense} (zoom) 52
4.13 TL431 53
4.14 Montage de test en boucle ouverte du UC3843 56
4.15 Schéma du circuit de régulation en boucle fermée à base du contrôleur UC3843AN, avec rétroaction par l'intermédiaire du régulateur shunt TL431 et du photocoupleur PC817 57
4.16 Signaux caractéristiques du UC3843 en boucle fermée : (a) signal sur la broche 4 (RT/CT) — Oscillateur, (b) tension d'alimentation sur la broche 7 (VCC), (c) tension de référence sur la broche 8 (Vref) 58
4.17 Prototype final du convertisseur Flyback multi-sorties sur plaque d'essai 60
4.18 Signaux de sortie et PWM du UC3843 à $V_{in} = 12$ V : (a) tension de sortie 5 V, (b) tension de sortie 3.3 V, (c) tension auxiliaire 12 V, (d) signal PWM sur la broche 6 61
4.19 Signaux de sortie et PWM du UC3843 à $V_{in} = 15$ V : (a) tension de sortie 5 V, (b) tension de sortie 3.3 V, (c) tension auxiliaire 12 V, (d) signal PWM sur la broche 6 61
4.20 Signaux de sortie et PWM du UC3843 à $V_{in} = 17$ V : (a) tension de sortie 5 V, (b) tension de sortie 3.3 V, (c) tension auxiliaire 13 V, (d) signal PWM sur la broche 6 62
4.21 Signaux Isense aux bornes de $R_{sense} = 0.5\ \Omega$ pour différentes tensions d'entrée : (a) $V_{in} = 12$ V, (b) $V_{in} = 15$ V, (c) $V_{in} = 17$ V 63
4.22 Tension drain-source V_{DS} aux bornes du MOSFET en boucle fermée pour différentes tensions d'entrée : (a) $V_{in} = 12$ V, (b) $V_{in} = 15$ V, (c) $V_{in} = 17$ V 64
4.23 prototype du convertisseur Flyback 65

Liste des tableaux

3.1 Phases de fonctionnement du convertisseur Flyback 13
4.1 Spécifications techniques et paramètres de conception du convertisseur Flyback 28
4.2 Paramètres techniques du noyau ferrite EI33 33
4.3 Comparaison des exigences du circuit Flyback DCM avec la diode S15D40L 41
4.1 Mesures des tensions de sortie et du rapport cyclique en boucle fermée 64
5.1 Identification de l'activité 67
5.2 Nature et intensité de la concurrence 69
5.3 Matrice SWOT — FlyCharge Technologies 70
5.4 Plan de recrutement progressif Ressources humaines 71
5.5 Budget prévisionnel d'investissement 72
5.6 Estimation des achats de composants sur 3 ans 72
5.7 Plan d'amortissement linéaire 73
5.8 Prévisions de chiffre d'affaires sur 3 ans 73
5.9 Compte de résultat prévisionnel sur 3 ans 73

Liste des abréviations

Abréviations	
CCM	Continuous Conduction Mode (Mode de Conduction Continue)
DCM	Discontinuous Conduction Mode (Mode de Conduction Discontinue)
EMI	Electromagnetic Interference (Interférences électromagnétiques)
ESR	Equivalent Series Resistance (Résistance série équivalente)
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
VRRM	Tension inverse de crête répétitive
POL	Point-Of-Load (Point de charge)
PWM	Pulse Width Modulation (Modulation de largeur d'impulsion)
QR	Quasi-Résonant
RCD	Résistance-Condensateur-Diode
RMS	Root Mean Square (Valeur efficace)
SMPS	Switched Mode Power Supply (Alimentation à découpage)
SR	Synchronous Rectification (Redressement synchrone)
UVLO	Under Voltage Lock Out (Blocage en sous-tension)

Nomenclature

Symboles et paramètres	
A_e	Section efficace du noyau magnétique
A_L	Inductance spécifique du noyau (nH/spire²)
B_{max}	Induction magnétique maximale
B_{sat}	Induction magnétique de saturation
C_{out}	Condensateur de sortie
C_{sn}	Condensateur du snubber RCD
α	Rapport cyclique (Duty cycle)
α_{max}	Rapport cyclique maximal
f_{sw}	Fréquence de découpage
I_{peak} / I_{pk}	Courant de crête primaire
I_{rms}	Courant efficace
K_{RF}	Facteur d'ondulation du courant (Ripple Factor)
L_{leak}	Inductance de fuite
L_m	Inductance magnétisante primaire
L_p	Inductance primaire totale mesurée
N_p	Nombre de spires au primaire
N_s1	Nombre de spires au secondaire de 5v
N_s2	Nombre de spires au secondaire de 3.3 V
N_aux	Nombre de spires au secondaire de 12 V
P_{in}	Puissance d'entrée
P_{out}	Puissance de sortie
$R_{DS(on)}$	Résistance à l'état passant du MOSFET
R_{sn}	Résistance du snubber RCD
V_{in}	Tension d'entrée
V_{out}	Tension de sortie
V_{OR} / V_{RO}	Tension réfléchie (Reflected voltage)
ΔV_{out}	Ondulation de tension de sortie
η	Rendement du convertisseur

Introduction Générale

L'énergie solaire photovoltaïque s'impose aujourd'hui comme l'une des solutions les plus prometteuses pour répondre aux défis croissants de la transition énergétique mondiale. En Algérie, le Programme National des Énergies Renouvelables (PNER 2030) ambitionne d'installer une capacité de plus de 4 000 MW d'énergie solaire, conférant ainsi à ce secteur une dimension stratégique nationale. Toutefois, l'exploitation optimale des systèmes photovoltaïques autonomes ne se limite pas à la conversion du rayonnement solaire en électricité : elle nécessite également une gestion précise et fiable de l'énergie électrique produite, notamment à travers des étages de conversion DC-DC efficaces et sûrs.

Dans ce contexte, les alimentations à découpage occupent une place centrale. Parmi l'ensemble des topologies de conversion DC-DC, le **convertisseur Flyback** se distingue par ses atouts majeurs : une **isolation galvanique** intrinsèque entre l'entrée et la sortie, la capacité à générer **plusieurs tensions de sortie simultanées** à partir d'un unique commutateur, et une plage de puissance parfaitement adaptée aux systèmes PV de petite et moyenne puissance (typiquement inférieure à 150 W). Ces caractéristiques en font un candidat idéal pour alimenter les circuits de commande, les capteurs, les microcontrôleurs et les modules de communication embarqués dans les installations solaires autonomes.

Malgré la relative simplicité apparente de sa structure, la conception rigoureuse d'un convertisseur Flyback soulève des problématiques techniques complexes. La maîtrise du **mode de conduction discontinue** (DCM), le **dimensionnement du transformateur à inductances couplées**, la gestion des **surtensions de commutation** induites par les inductances de fuite, ainsi que la mise en œuvre d'une **boucle de régulation en mode courant** stable et réactive, constituent autant de défis que ce travail se propose de relever.

Le présent mémoire de fin d'études, réalisé dans le cadre du Master Électrotechnique spécialité Commande Électrique à l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen, et mené au sein du Laboratoire d'Automatique de Tlemcen (LAT), se fixe comme objectif principal l'étude complète et la conception d'un convertisseur Flyback DC-DC multi-sorties (5 V / 3,3 V) appliqué aux systèmes photovoltaïques, couvrant les phases de modélisation théorique, de dimensionnement analytique, de simulation numérique sous MATLAB/Simulink et de réalisation expérimentale sur prototype.

Afin d'atteindre cet objectif :

Le Chapitre 1 pose les fondements théoriques des alimentations à découpage DC-DC. Il présente un panorama comparatif des principales topologies Buck, Boost, Buck-Boost, Forward, Flyback et Push-Pull en analysant leurs principes de fonctionnement, leurs avantages respectifs et leurs domaines d'application. Cette étude comparative aboutit à la justification rigoureuse du choix du convertisseur Flyback pour notre application photovoltaïque.

Le Chapitre 2 est consacré à l'analyse approfondie du convertisseur Flyback. Il étudie le principe de fonctionnement en modes DCM et CCM, les phases de magnétisation et de transfert d'énergie, les phénomènes de régulation croisée dans les topologies multi-sorties, ainsi que les stratégies d'optimisation magnétique et de rétroaction permettant d'assurer la stabilité des tensions de sortie face aux variations de charge.

Le Chapitre 3 détaille la méthodologie de dimensionnement analytique du convertisseur. À partir d'un cahier des charges précis , il couvre le calcul de l'inductance primaire L_m, le dimensionnement du noyau ferrite , le choix du MOSFET PSMN012-80PS, des diodes Schottky , du circuit snubber RCD et des condensateurs de sortie, en s'appuyant sur des démonstrations analytiques rigoureuses.

Le Chapitre 4 présente les travaux expérimentaux menés pour valider la conception. La démarche progressive simulation préliminaire sous MATLAB/Simulink, puis intégration de la boucle de régulation complète TL431 + PC817 + UC3843 permet de confronter les résultats théoriques aux mesures oscilloscopiques et de valider le fonctionnement en mode DCM sur toute la plage de tension d'entrée.

Le Chapitre 5 propose une ouverture entrepreneuriale à ce travail, dans le cadre du certificat d'entreprise économique (mini-entreprise) institué par la décision ministérielle 1275. Il présente le projet **FlyCharge Technologies**, visant à valoriser commercialement les compétences acquises, à travers une étude de marché, une analyse technique des ressources nécessaires et une estimation financière prévisionnelle sur les trois premières années d'activité.

Chapitre 1 :

Alimentations à découpage DC-DC

2.1 Introduction

Les alimentations à découpage sont des convertisseurs d'énergie électrique permettant de fournir une tension continue régulée à partir d'une source d'énergie électrique. Dans la majorité des applications, cette énergie est obtenue à partir d'une tension alternative redressée et filtrée, ou directement à partir de sources continues telles que les panneaux photovoltaïques. Grâce à leur principe de fonctionnement basé sur la commutation haute fréquence, ces alimentations offrent un rendement élevé et une grande efficacité énergétique.

Dans les systèmes isolés, les alimentations à découpage peuvent intégrer un transformateur haute fréquence assurant une isolation galvanique entre l'entrée et la sortie. Ce transformateur permet également d'adapter le niveau de tension en fonction du rapport de transformation, ce qui est particulièrement utile dans les systèmes photovoltaïques où la tension des panneaux varie en fonction de l'ensoleillement.

La technologie des alimentations à découpage repose sur la commande rapide de la tension et du courant à l'aide de composants d'électronique de puissance tels que les transistors MOSFET ou IGBT fonctionnant en mode de commutation. Cette technique permet de réduire les pertes énergétiques et d'améliorer la compacité des systèmes, ce qui est essentiel dans les applications modernes.

2.2 Convertisseurs DC/DC

Un convertisseur DC-DC est un dispositif électronique de puissance permettant de transformer une tension continue DC en une autre tension DC, tout en contrôlant la valeur de la tension, du courant ou de la puissance.

Il est largement utilisé dans les alimentations à découpage, les systèmes photovoltaïques, et les équipements électroniques.

Les convertisseurs DC–DC opèrent sur le principe de la régulation à découpage, en exploitant des interrupteurs électroniques de puissance transistors de puissance, MOSFETs ou IGBTs qui commutent périodiquement entre l'état de conduction et l'état de blocage. Cette alternance contrôlée minimise les pertes énergétiques dans les composants actifs et contribue ainsi à l'amélioration du rendement global du système de conversion[1].

2.3 Types Convertisseurs DC/DC

2.3.1 Alimentations non isolées galvaniquement

Les topologies non isolées ne comportent pas de transformateur d'isolation entre l'entrée et la sortie. Elles sont principalement utilisées dans les convertisseurs DC-DC embarqués. Les plus courantes sont :

- convertisseur Buck ;
- convertisseur Boost ;
- convertisseur Buck-Boost ;

2.3.1.1 Convertisseur abaisseur (Buck)

Le hacheur abaisseur (*Buck Converter*) est un convertisseur DC–DC permettant d'obtenir une tension de sortie moyenne V_{out} inférieure à la tension d'entrée V_{in}. La Figure 2.1 illustre le schéma électrique de ce convertisseur.

La relation entre la tension d'entrée et la tension de sortie est donnée par :

$$V_{out} = \alpha V_{in} \tag{2.1}$$

où α représente le rapport cyclique de commande, avec $0 < \alpha < 1$.

Ainsi, la tension de sortie reste toujours inférieure à la tension d'entrée : $V_{out} < V_{in}$.

Ce convertisseur est donc appelé **hacheur abaisseur**, car il réduit le niveau de la tension continue appliquée à l'entrée[2].

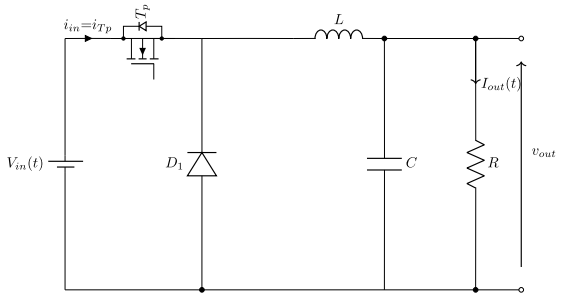


Fig. 2.1 : Schéma électrique du convertisseur buck

2.3.1.2 Convertisseur élévateur (Boost)

Le convertisseur Boost, également appelé *hacheur survolteur*, est un convertisseur DC–DC permettant d'obtenir une tension de sortie moyenne V_{out} supérieure à la tension d'entrée V_{in}. La Figure 2.2 présente son schéma électrique.

La relation fondamentale entre la tension d'entrée et la tension de sortie est donnée par :

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{1 - \alpha} \tag{2.2}$$

Ainsi, la tension de sortie est toujours supérieure à la tension d'entrée : $V_{out} > V_{in}$.

Ce convertisseur est donc appelé **hacheur survolteur**, car il permet d'augmenter le niveau de la tension continue appliquée à l'entrée[2].

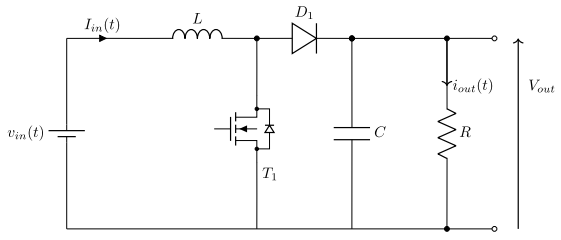


Fig. 2.2 : Schéma électrique du convertisseur Boost

2.3.1.3 Convertisseur Buck-Boost

Le convertisseur Buck–Boost présenté dans la figure 2.3 est un convertisseur DC–DC permettant d'obtenir une tension de sortie dont la valeur peut être inférieure ou supérieure à la tension d'entrée en valeur absolue. Il présente également une inversion de polarité entre l'entrée et la sortie.

Dans le cas idéal, la relation entre la tension d'entrée et la tension de sortie est donnée par :

$$V_{out} = -\frac{\alpha}{1-\alpha} V_{in} \tag{2.3}$$

Le signe négatif indique que la polarité de la tension de sortie est inversée par rapport à celle de la tension d'entrée [2].

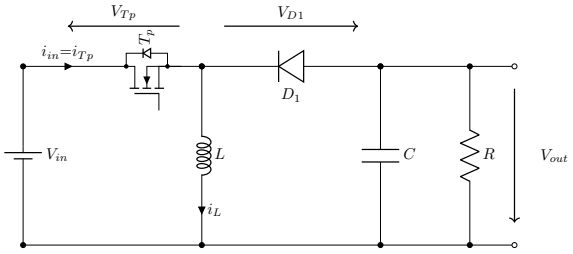


Fig. 2.3 : Schéma de principe d'un convertisseur Buck-Boost.

2.3.2 Alimentations isolées galvaniquement

Une alimentation à isolation galvanique est une alimentation où il n'existe aucune liaison électrique directe entre l'entrée et la sortie. L'énergie est transférée à travers un transformateur, ce qui assure une isolation électrique.Parmi les exemples les plus courants de ce type d'alimentation, on trouve :

- le convertisseur Forward ;
- le convertisseur Flyback ;
- le convertisseur Push-Pull ;

2.3.2.1 Alimentation Forward

Le convertisseur Forward présenté dans la figure 2.4 est un convertisseur DC-DC isolé appartenant à la famille des convertisseurs dérivés du Buck. Il transfère l'énergie directement du primaire vers le secondaire via un transformateur qui assure uniquement l'isolation galvanique, sans stockage d'énergie. Ce type de convertisseur nécessite un circuit de réinitialisation du flux magnétique afin d'éviter la saturation du noyau. La relation de conversion est :

$$V_{out} = \frac{n_s}{n_p} \cdot \alpha \cdot V_{in} \tag{2.4}$$

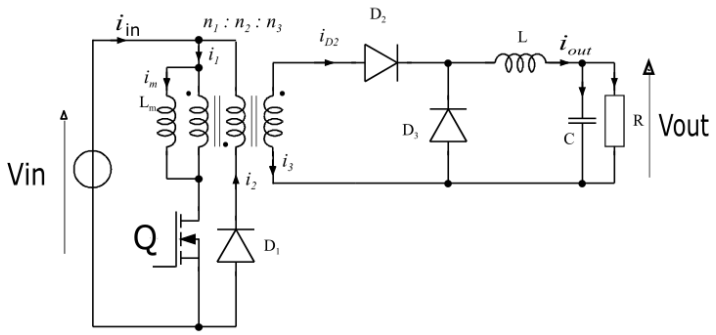


Fig. 2.4 : Schéma de principe d'un convertisseur de type Forward[4]

.

2.3.2.2 Alimentation de type Flyback

Le convertisseur Flyback présenté dans la figure 2.5 est dérivé du Buck-Boost. Son composant magnétique assure à la fois le stockage de l'énergie et l'isolation galvanique entre l'entrée et la sortie. L'énergie est emmagasinée dans le circuit magnétique pendant la phase de conduction de l'interrupteur, puis transférée au secondaire lors du blocage. Cette topologie est particulièrement adaptée aux applications de faible et moyenne puissance (typiquement inférieure à 150 W) ainsi qu'aux alimentations multi-sorties[5].

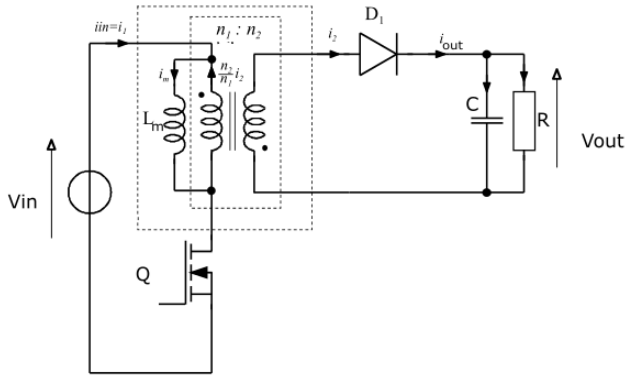


Fig. 2.5 : Schéma de principe d'un convertisseur Flyback[4]

.

2.3.2.3 convertisseur Push-Pull

Le convertisseur Push-Pull présenté dans la figure 2.6 est une topologie isolée à deux interrupteurs, permettant d'atteindre des niveaux de puissance plus élevés que les topologies mono-interrupteur présentées précédemment. Il exploite les deux alternances du cycle de commutation pour transférer l'énergie vers la charge, améliorant ainsi l'utilisation du transformateur [6, 7].

$$V_{out} = 2 \cdot V_{in} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \alpha \tag{2.5}$$

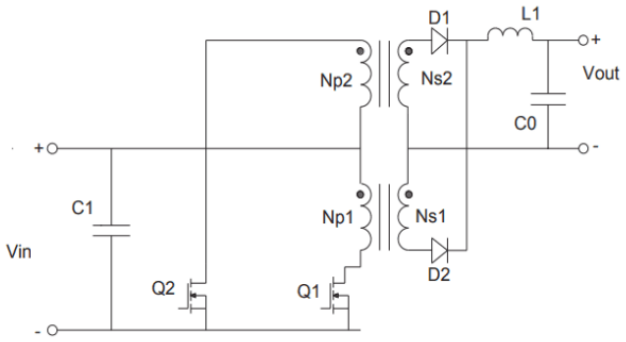


Fig. 2.6 : Circuit équivalent du convertisseur Push-Pull à deux interrupteurs[6]

.

2.4 Choix du Type de Convertisseur

Dans le cadre de cette étude appliquée aux systèmes photovoltaïques, le convertisseur Flyback a été retenu pour les raisons suivantes :

1. **Isolation galvanique :** indispensable dans les systèmes PV raccordés au réseau ou alimentant des charges sensibles, pour la sécurité et la conformité aux normes ;
2. **Adaptation à la plage de tension PV :** la tension de sortie des panneaux photovoltaïques varie avec l'ensoleillement pour les modules standards). La relation 2.5 permet d'adapter la tension de sortie par action sur α et sur le rapport n_s/n_p ;
3. **Faible nombre de composants :** l'inductance couplée joue simultanément le rôle de stockage d'énergie et de transformateur, réduisant le coût et l'encombrement ;
4. **Sorties multiples :** un seul transformateur peut alimenter plusieurs charges à des tensions différentes ;
5. **Puissance adaptée :** les systèmes PV de petite et moyenne puissance (jusqu'à 150 W) correspondent exactement à la plage d'utilisation optimale du Flyback.

De plus, le convertisseur Flyback présente un bon compromis entre coût, rendement et facilité de commande, ce qui explique son utilisation fréquente dans les alimentations à découpage embarquées, les chargeurs et les systèmes électroniques industriels. Pour ces raisons, cette topologie a été choisie pour la conception et la réalisation pratique du convertisseur étudié dans ce mémoire.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les principes fondamentaux des alimentations à découpage DC–DC ainsi que les différentes topologies utilisées en électronique de puissance, notamment les convertisseurs Buck, Boost, Buck–Boost, Forward, Flyback et Push-Pull. Une attention particulière a été portée au convertisseur Flyback, choisi dans cette étude en raison , de son isolation galvanique et de son adaptation aux applications de faible et moyenne puissance.

Les alimentations à découpage se caractérisent par un rendement élevé, un faible encombrement et une réduction des pertes de puissance, ce qui les rend largement utilisées

dans les systèmes électroniques modernes et les applications embarquées. La conception pratique d'un convertisseur nécessite toutefois un dimensionnement précis des différents composants, tels que le transformateur haute fréquence, les condensateurs, les diodes de puissance ainsi que les interrupteurs électroniques commandés.

Cette étude théorique constitue une base essentielle pour la phase de conception du convertisseur Flyback qui sera développée dans les chapitres suivants.

Chapitre 2 :

Conception d'un Convertisseur Flyback

3.1 Introduction

L'évolution constante des exigences en matière de densité de puissance et d'efficacité énergétique impose une compréhension rigoureuse des topologies de conversion statique. Le convertisseur Flyback, grâce à son isolation galvanique intrinsèque, s'est imposé comme une solution prépondérante pour les applications de faible et moyenne puissance.

Ce chapitre est dédié à l'étude approfondie du convertisseur Flyback opérant en mode de conduction discontinue (DCM). Nous débuterons par une analyse phénoménologique des cycles de commutation, en mettant l'accent sur les mécanismes de transfert d'énergie entre les enroulements couplés.

Enfin, nous aborderons la problématique complexe des architectures multi-sorties. Nous analyserons les causes physiques de la régulation croisée et proposerons des stratégies d'optimisation, agissant à la fois sur la conception du transformateur (optimisation magnétique) et sur l'architecture de la boucle de régulation (optimisation structurelle), afin d'assurer la stabilité des tensions de sortie face aux variations de charge dynamiques.

3.2 Généralités sur le convertisseur Flyback

3.2.1 Définition et principe de base

Le convertisseur Flyback appartient à la famille des convertisseurs isolés, se distinguant des topologies non isolées par la présence d'un transformateur de couplage assurant l'isolation galvanique entre l'entrée et la sortie[9].

La particularité fondamentale du Flyback repose sur sa capacité à stocker temporairement l'énergie dans l'inductance magnétisante L_m du transformateur durant la phase de conduction de l'interrupteur de puissance. Cette énergie emmagasinée est régie par la relation fondamentale suivante :

$$E = \frac{1}{2} L_m I_p^2 \tag{3.1}$$

Où I_p représente le courant de crête atteint à la fin de la période de conduction. Cette énergie est ensuite restituée à la charge lorsque l'interrupteur est bloqué.

Contrairement aux structures de type Forward ou Push-Pull, le convertisseur Flyback ne nécessite pas d'inductance de filtrage supplémentaire en sortie. En effet, le transformateur, fonctionnant comme une inductance à enroulements couplés munie d'un entrefer[9], assure simultanément :

- le stockage de l'énergie magnétique ;
- le transfert de puissance vers la charge ;
- et l'isolation galvanique, protégeant les étages aval des perturbations ou des surtensions provenant de l'amont.

Cette architecture confère au convertisseur Flyback une simplicité structurelle et un faible coût de réalisation, puisqu'elle requiert un nombre réduit de composants[9]. Elle est ainsi largement utilisée dans les applications de faible et moyenne puissance, notamment dans l'électronique grand public ou aux systèmes d'énergie renouvelable.

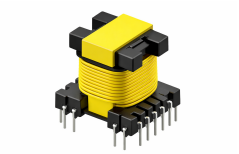
Par ailleurs, le contrôle du convertisseur permet d'obtenir une tension de sortie régulée. Bien que la régulation de tension soit l'objectif principal, l'utilisation d'une commande en mode courant (current mode control) apporte l'avantage supplémentaire de limiter activement le courant de crête[10]. Cette méthode améliore la réponse dynamique du système tout en protégeant l'interrupteur de puissance contre les surintensités.

3.2.2 Structure et composants principaux

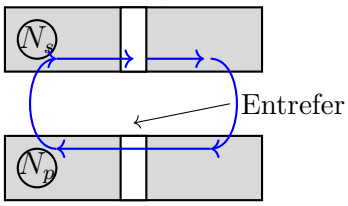
3.2.2.1 Transformateur Flyback

Contrairement à un transformateur conventionnel où le courant circule simultanément au primaire et au secondaire, le transformateur Flyback fonctionne de manière séquentielle. Il agit comme une inductance à enroulements couplés[9] : le courant circule uniquement au primaire pendant la phase de stockage (charge du noyau) et uniquement au secondaire pendant la phase de décharge (restitution de l'énergie).

Sa conception est le facteur déterminant pour le rendement, la régulation. On y introduit généralement un entrefer (gap) afin d'augmenter sa capacité de stockage d'énergie et d'éviter la saturation du noyau. La Figure 3.1 présente le transformateur Flyback ainsi que les lignes de flux magnétique dans le noyau ferrite avec son entrefer.



(a)



Lignes de flux magnétique

(b)

Fig. 3.1 : Transformateur Flyback : (a) photo du composant, (b) lignes de flux dans le noyau ferrite avec entrefer

3.2.2.2 Interrupteur de puissance (S_1)

Le composant de commutation principal est généralement un transistor de type MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor). Contrairement aux transistors bipolaires (types NPN ou PNP) commandés par courant, le MOSFET est un composant commandé en tension.

3.2.2.3 Diode de redressement (D1)

Placée au secondaire, elle permet la circulation du courant uniquement lorsque l'interrupteur primaire est ouvert. Le choix d'une diode à recouvrement rapide ou de type

Schottky est essentiel pour minimiser les pertes par commutation et améliorer l'efficacité.

3.2.2.4 Filtre de sortie (C)

Constitué d'un ou plusieurs condensateurs, son rôle est de lisser la tension pulsée issue du secondaire afin de fournir une tension continue stable à la charge. Sa valeur est dimensionnée pour réduire l'ondulation résiduelle et absorber les bruits de découpage.

3.2.2.5 Circuit de commande et de régulation

Le bloc de commande assure la stabilité de la tension de sortie face aux variations de la charge ou de la source photovoltaïque. Pour un convertisseur Flyback, l'architecture privilégiée est la commande en mode courant , qui repose sur une structure à deux boucles imbriquées.

La boucle externe, dite de tension, compare la tension de sortie à une référence précise. L'information d'erreur est transmise au contrôleur primaire à travers un optocoupleur, garantissant ainsi le maintien de l'isolation galvanique entre les deux étages.

La boucle interne, ou boucle de courant, mesure instantanément l'image du courant traversant le MOSFET via une résistance de mesure (R_{sense}). Le signal d'erreur issu de la boucle de tension sert alors de seuil de référence : dès que le courant primaire atteint cette valeur, le contrôleur commande le blocage du MOSFET.

3.3 Analyse du fonctionnement

Le cycle de fonctionnement du convertisseur Flyback repose sur l'état de ses composants de commutation. On distingue généralement deux phases principales, auxquelles s'ajoute une troisième phase spécifique lorsque le convertisseur fonctionne en mode de conduction discontinue (DCM). Le tableau 3.1 ci-dessous illustre l'intervalle des trois cycles de commutation.

Phase	**État de S1**	**État de D1**	**Durée**
1	ON	OFF	0 à $\alpha 1T$
2	OFF	ON	$\alpha 1T$ à $(\alpha 1 + \alpha 2)T$
3	OFF	OFF	$(\alpha 1 + \alpha 2)T$ à T

Tab. 3.1 : Phases de fonctionnement du convertisseur Flyback

3.3.1 Phase de magnétisation (Interrupteur fermé - T_{on})

Lorsque le MOSFET (S_1) est conducteur, la tension d'entrée est appliquée au primaire du transformateur. Le courant croît linéairement et l'énergie est stockée dans l'entrefer. Durant cet intervalle, la diode secondaire est bloquée, empêchant tout transfert d'énergie vers la sortie. La figure 3.2 montre le trajet du courant : celui-ci circule uniquement dans le primaire, le secondaire étant isolé par la diode bloquée.

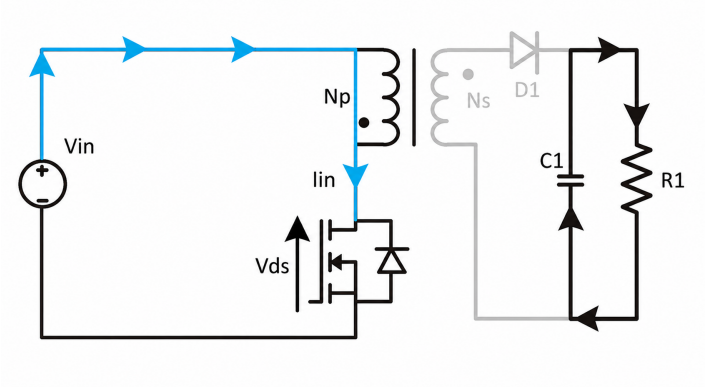


Fig. 3.2 : Schéma équivalent du convertisseur Flyback durant démagnétisation T_{on}

3.3.1.1 Analyse mathématique de la phase T_{on} $(0 < t \leq \alpha 1 \cdot T)$

Durant cet intervalle, le commutateur S_1 (MOSFET) est fermé. L'application de la loi des mailles au circuit primaire et au circuit secondaire permet d'établir les relations suivantes :

- **Côté Primaire :** Le MOSFET étant conducteur, nous considérons sa tension de saturation comme négligeable ($V_{DS} \approx 0$). La tension d'entrée V_{in} est alors intégralement appliquée aux bornes de l'inductance primaire L_p :

$$V_{Lp} = V_{in} = L_p \frac{di_p(t)}{dt} \tag{3.2}$$

  Le courant primaire $i_p(t)$ croît donc linéairement depuis sa valeur initiale :

$$\Delta I_p = \frac{V_{in} \cdot \alpha \cdot T}{L_p} \tag{3.3}$$

- **Côté Secondaire :** La polarité du transformateur (indiquée par les points de phase) induit une tension négative au secondaire. La tension aux bornes de l'enroulement secondaire V_s est :

$$V_s = -V_{in} \cdot \frac{N_s}{N_p} \tag{3.4}$$

  Cette tension polarise la diode D1 en inverse ($V_{D1} = V_{out} - V_s$). Par conséquent, le secondaire est en circuit ouvert, et c'est le condensateur de sortie C_1 qui assure seul l'alimentation de la charge R_1 :

$$i_{C1}(t) = -i_{R1}(t) = -\frac{V_{out}}{R_1} \tag{3.5}$$

3.3.2 Phase de transfert de l'énergie (Interrupteur ouvert - T_{off})

Dès que le MOSFET s'ouvre, l'énergie stockée provoque une inversion de polarité aux bornes du transformateur. Cela force la diode secondaire à devenir conductrice. L'énergie accumulée est alors transférée vers la charge et le condensateur de sortie. Comme

l'indique la figure 3.3, le courant de écharge circule exclusivement dans la maille secondaire pendant l'intervalle T_{off}, la diode D1 étant passante.

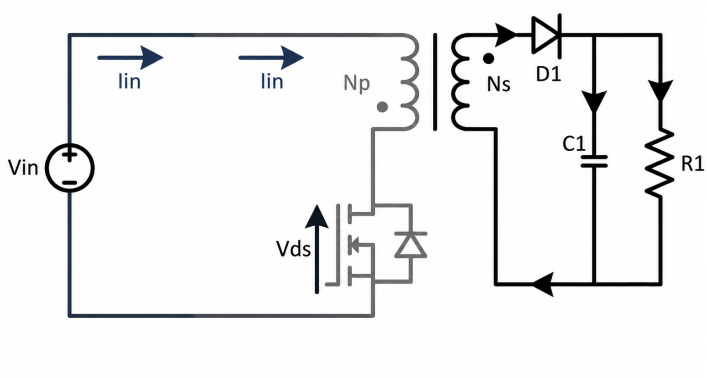


Fig. 3.3 : Schéma équivalent du convertisseur Flyback durant la phase d'aimantation T_{off}

3.3.2.1 Analyse mathématique de la phase T_{off} $(\alpha 1 \cdot T < t \leq (\alpha 1 + \alpha 2)T)$

L'application des lois de Kirchhoff durant cet intervalle permet de définir les relations suivantes :

- **Côté Secondaire :** La diode D1 étant passante, la tension aux bornes de l'enroulement secondaire V_{Ns} est fixée par la tension de sortie (en négligeant la chute de tension de la diode $V_f \approx 0$) :

$$V_{Ns} = -V_{out} \tag{3.6}$$

  Le courant secondaire $i_s(t)$ décroît alors linéairement pendant que l'énergie est transférée :

$$\frac{di_s(t)}{dt} = -\frac{V_{out}}{L_s} \tag{3.7}$$

  Durant cette phase, le courant secondaire alimente simultanément la charge R_1 et recharge le condensateur C_1.
- **Côté Primaire :** Par l'effet transformateur, la tension de sortie est "réfléchie" au primaire. La tension aux bornes de l'inductance primaire V_{Np} devient :

$$V_{Np} = -V_{out} \cdot \frac{N_p}{N_s} = -\frac{V_{out}}{n} \tag{3.8}$$

- **Contrainte sur l'interrupteur :** En appliquant la loi des mailles sur la maille d'entrée, la tension de blocage V_{DS} subie par le MOSFET est la somme de la tension d'entrée et de la tension réfléchie :

$$V_{DS} = V_{in} - V_{Np} = V_{in} + \frac{V_{out}}{n} \tag{3.9}$$

3.3.3 Phase discontinue "Temps Mort" (Uniquement en mode DCM)

Dans le cas particulier du mode de conduction discontinue , toute l'énergie stockée dans le transformateur est entièrement transférée à la sortie avant que le MOSFET ne se referme pour un nouveau cycle.

Il existe alors un court intervalle de temps durant lequel ni le MOSFET ni la diode ne conduisent de courant, noté T_{off}, avec $(\alpha_1 + \alpha_2)T < t < T$. Le courant dans le transformateur est nul et la tension aux bornes du MOSFET subit généralement des oscillations dues aux éléments parasites du circuit. Ce temps mort est caractéristique du mode DCM et garantit que le cycle suivant commence à partir d'un état d'énergie nulle.

La figure 3.4 illustre les trois phases du cycle de commutation en mode DCM. On distingue successivement la phase de magnétisation (croissance linéaire du courant primaire), la phase de transfert (décroissance linéaire) et la phase de temps mort (courant nul). Cette dernière phase est spécifique au mode DCM.

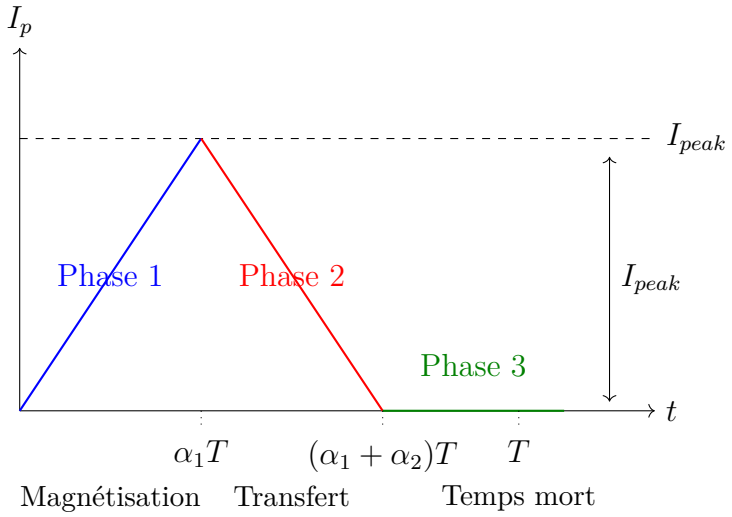


Fig. 3.4 : Les trois phases du cycle de commutation en mode DCM

La figure 3.5 illustre le schéma équivalent du convertisseur durant cette phase spécifique au mode DCM. Pendant cet intervalle, aucun composant semi-conducteur n'est conducteur : le MOSFET est bloqué, la diode est polarisée en inverse, et le courant dans le transformateur est nul. C'est la charge qui est alimentée uniquement par le condensateur de sortie.

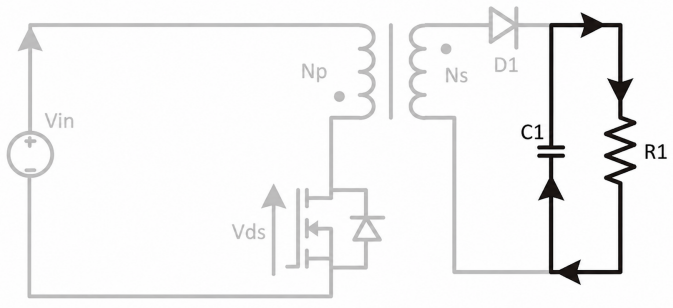


Fig. 3.5 : Schéma équivalent du convertisseur Flyback durant la phase du temps mort

3.4 Modes de fonctionnement

Le convertisseur Flyback peut fonctionner selon deux régimes distincts, déterminés par l'évolution du courant dans le transformateur au cours d'un cycle de découpage. Le choix entre ces deux modes dépend principalement du niveau de puissance requis : le DCM est privilégié à faible puissance pour sa simplicité et sa stabilité, tandis que le CCM offre un meilleur rendement à plus forte puissance[11].

3.4.1 Mode de Conduction Continue (CCM)

Le mode CCM se définit par une présence constante de courant dans l'inductance magnétisante. Si, à la fin de la période d'ouverture (T_{off}), le courant circulant au secondaire ne s'est pas totalement annulé avant le début du cycle suivant, le convertisseur opère en conduction continue[11].

La figure 3.6 présente le cycle d'hystérésis $B = f(H)$ du matériau magnétique en mode CCM. Contrairement au mode DCM, le matériau ne revient jamais à un état totalement démagnétisé, ce qui se traduit par une induction résiduelle B_r non nulle en fin de cycle.

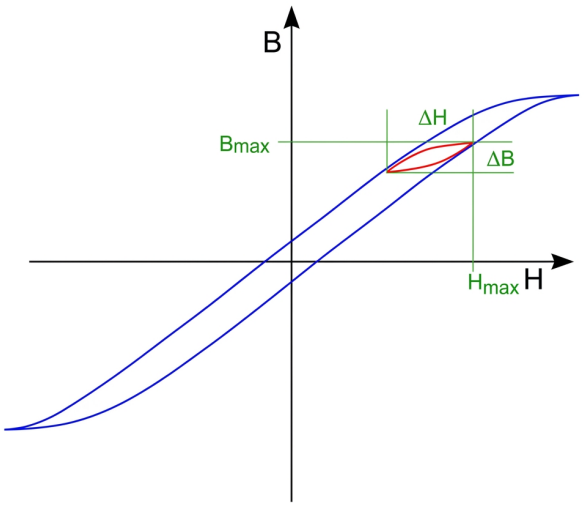


Fig. 3.6 : Caractéristique du fonctionnement en CCM [12]

Dans cet état, la relation entre la tension d'entrée et la tension de sortie est régie par la loi de transfert suivante :

$$V_{out} = V_{in} \cdot n \cdot \left(\frac{\alpha}{1-\alpha}\right) \tag{3.10}$$

3.4.1.1 Interprétation physique

L'analyse de cette équation permet de tirer plusieurs conclusions cruciales pour la conception :

- **Stabilité vis-à-vis de la charge :** Contrairement au mode DCM, la tension de sortie en mode CCM est indépendante de la charge R_{load} et de la valeur de

l'inductance L_p. Cela confère au système une meilleure régulation naturelle face aux variations de courant.

- **Contrôle simplifié :** La tension de sortie est uniquement fonction de la tension d'entrée V_{in} et du rapport cyclique α. La commande du convertisseur est donc plus linéaire, ce qui simplifie la conception de la boucle de régulation.
- **Lissage du courant :** Comme le courant ne tombe jamais à zéro, les ondulations de courant (ΔI) sont plus faibles, ce qui réduit les contraintes de courant efficace (I_{RMS}) sur les condensateurs de filtrage (voir figure 3.7).

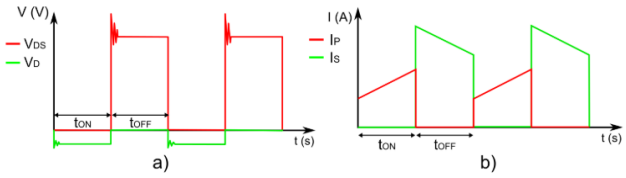


Fig. 3.7 : a) Tension drain-source du MOSFET et tension aux bornes de la diode ; b) Courant primaire I_p et courant secondaire I_s

Avantages et caractéristiques : Ce régime est privilégié pour les applications de forte puissance car il permet de réduire l'ondulation du courant ainsi que les courants efficaces (RMS). Il en résulte une diminution des pertes par conduction dans le MOSFET[13].

Contraintes techniques : Sur le plan magnétique, le mode CCM nécessite une inductance magnétisante plus élevée, ce qui peut conduire à un transformateur de plus grande taille. Il offre de meilleures propriétés en matière de compatibilité électromagnétique (EMI) grâce à des courants plus lisses et des pics de courant réduits[12].

3.4.2 Mode de Conduction Discontinue (DCM)

En mode DCM, l'intégralité de l'énergie stockée dans le transformateur est transférée au secondaire avant la fin de la période de commutation. Le courant chute donc à zéro, créant un troisième état durant le cycle : l'état de repos, où le MOSFET et la diode sont simultanément bloqués[12].

La figure 3.8 présente le cycle d'hystérésis $B = f(H)$ du matériau magnétique en mode DCM. Contrairement au mode CCM, le matériau revient à un état totalement démagnétisé ($B = 0$) à la fin de chaque cycle, car l'énergie stockée est entièrement transférée.

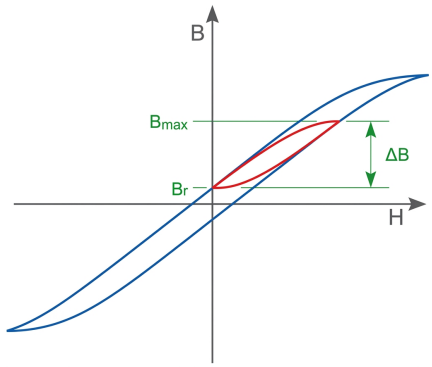


Fig. 3.8 : Caractéristique du fonctionnement en DCM [12]

3.4.2.1 Analyse du transfert de puissance en mode DCM

Cependant, dans cette configuration opérant en mode de conduction discontinue , la régulation de la tension de sortie V_{out} ne suit plus la loi linéaire classique du rapport cyclique. En effet, en mode DCM, le courant dans le secondaire s'annule complètement avant la fin de la période de commutation. Il apparaît alors un temps mort entre les cycles de commutation où l'énergie dans le transformateur est nulle. Cette absence de courant continu rend la formule de transfert non-linéaire et dépendante de la charge ainsi que des paramètres réactifs.

3.4.2.2 Expression de la tension de sortie en fonction des paramètres de charge

À chaque cycle, l'énergie emmagasinée dans l'inductance primaire L_p est donnée par l'expression suivante :

$$E_{Lp} = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot I_{pk}^2 \tag{3.11}$$

Le courant de crête I_{pk} atteint à la fin du temps de conduction T_{on} est défini par :

$$I_{pk} = \frac{V_{in} \cdot \alpha \cdot T}{L_p} \tag{3.12}$$

En substituant I_{pk} dans l'expression de la puissance d'entrée moyenne P_{in} (avec $f_{sw} = 1/T$), nous obtenons :

$$P_{in} = \frac{(V_{in} \cdot \alpha)^2}{2 \cdot L_p \cdot f_{sw}} \tag{3.13}$$

En régime permanent, et en supposant un rendement idéal ($\eta = 1$), cette puissance est intégralement transférée à la charge R_{load} au secondaire :

$$P_{in} = P_{out} \implies \frac{(V_{in} \cdot \alpha)^2}{2 \cdot L_p \cdot f_{sw}} = \frac{V_{out}^2}{R_{load}} \tag{3.14}$$

En isolant V_{out}, nous obtenons la formule de transfert spécifique au mode DCM :

$$V_{out} = V_{in} \cdot \alpha \cdot \sqrt{\frac{R_{load}}{2 \cdot L_p \cdot f_{sw}}} \tag{3.15}$$

Cette équation démontre que pour une inductance L_p et une fréquence f_{sw} fixées, la tension de sortie est extrêmement sensible aux variations de la charge R_{load}. Si la charge diminue la tension V_{out} augmente de façon non-linéaire, ce qui impose une régulation dynamique du rapport cyclique α pour stabiliser la sortie.

Avantages et caractéristiques : Ce mode est idéal pour les faibles puissances et les charges légères, car il permet d'éliminer les pertes liées au recouvrement inverse de la diode. De plus, le MOSFET s'active à courant nul, ce qui réduit le stress sur le composant. Sur le plan de la commande, le système se comporte comme un circuit du premier ordre, ce qui le rend intrinsèquement plus stable et dispense souvent l'utilisation d'une compensation de pente en mode courant[11]. **Pour notre application photovoltaïque de faible puissance, le mode DCM a été choisi en raison de sa simplicité de mise en œuvre, parfaitement adaptée aux systèmes de puissance modérée.**

Contraintes techniques : Pour compenser l'annulation du courant, les pics de courant sont plus élevés qu'en CCM, ce qui peut nécessiter des condensateurs de filtrage plus grands pour maintenir une tension de sortie stable.

La figure 3.9 illustre l'évolution temporelle des grandeurs électriques clés en mode DCM. On distingue clairement les trois phases : magnétisation (courant I_p croissant), transfert (courant I_D décroissant) et temps mort (courants nuls).

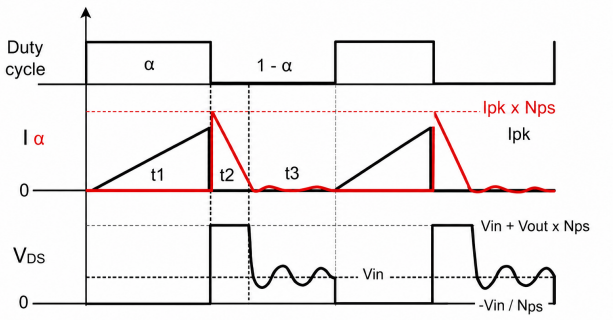


Fig. 3.9 : Analyse des chronogrammes de commutation en mode discontinu (DCM) : grandeurs fondamentales pour le dimensionnement du Flyback [14]

3.5 Topologies du convertisseur Flyback

L'un des atouts majeurs du convertisseur Flyback réside dans la grande flexibilité de sa structure. Sa conception permet de s'adapter à une multitude de besoins énergétiques en modifiant simplement la configuration de ses enroulements secondaires. Cette polyvalence offre la possibilité de passer d'une architecture simple à une configuration plus complexe de manière relativement aisée, faisant du Flyback une solution privilégiée dans l'industrie électronique.

3.5.1 Flyback à sortie unique

La topologie à sortie unique est la forme la plus élémentaire du convertisseur. Elle se compose d'un seul enroulement secondaire et d'un unique étage de filtrage (diode et condensateur). Cette configuration est idéale pour les applications nécessitant une

tension fixe isolée, comme les chargeurs de téléphones portables ou les adaptateurs secteur simples, où la priorité est donnée à la compacité et au faible coût. La Figure 3.10 illustre ce type de topologie.

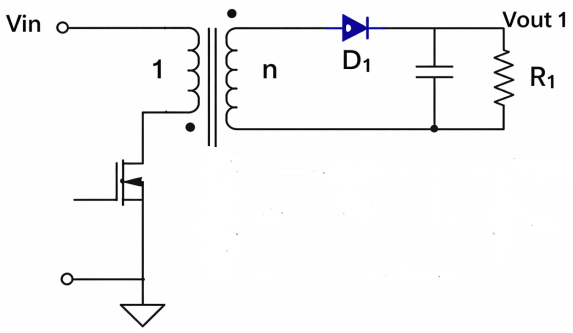


Fig. 3.10 : Schéma d'un convertisseur Flyback à sorties unique

3.5.2 Topologie à sorties multiples

Le convertisseur Flyback se distingue par sa capacité à fournir plusieurs niveaux de tension régulés à partir d'un unique interrupteur primaire, une caractéristique essentielle pour de nombreux systèmes électroniques complexes[18].

D'un point de vue architectural, le passage d'une sortie unique à une structure multi-sorties ne modifie pas le circuit primaire du transformateur. Deux approches sont alors possibles pour générer des tensions additionnelles [18] :

- **L'utilisation de convertisseurs POL (Point-of-Load) :** Cette méthode consiste à générer une seconde tension à partir de la sortie principale via un régulateur non isolé. Cependant, elle nécessite des composants passifs supplémentaires (inductances, condensateurs) et des circuits intégrés dédiés [18].

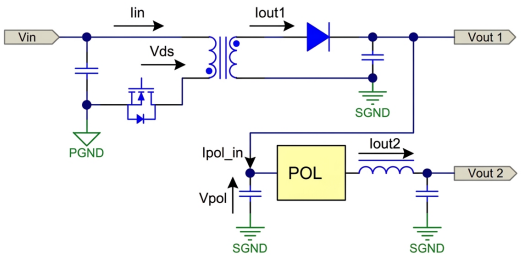


Fig. 3.11 : Sortie unique isolée avec convertisseur POL pour la deuxième sortie [18]

- **L'ajout d'enroulements secondaires :** L'approche la plus rentable consiste à ajouter simplement un enroulement au transformateur ainsi qu'une diode de redressement. Cette solution s'avère nettement plus rentable en réduisant significativement la nomenclature des composants au prix d'une simple diode et d'un en-

roulement supplémentaire, offrant ainsi un excellent rapport coût-efficacité pour les designs industriels [18].

La Figure 3.12 présente le schéma d'un convertisseur Flyback à sorties multiples avec ses enroulements secondaires additionnels.

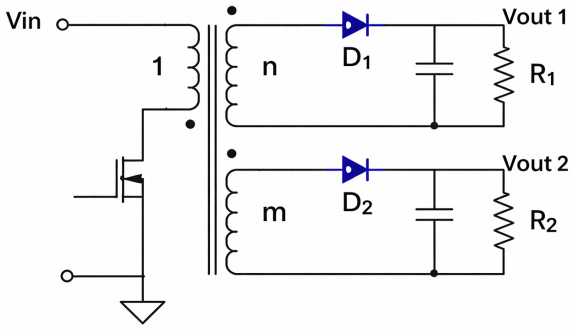


Fig. 3.12 : Schéma d'un convertisseur Flyback à sorties multiples [16]

3.5.2.1 Défis de conception et optimisation

Bien que la procédure de calcul des rapports de transformation et des sections de conducteurs soit une extension directe du modèle à sortie unique, le mode multi-sorties offre davantage de degrés de liberté au concepteur. Néanmoins, cette flexibilité impose des exigences de conception plus rigoureuses pour optimiser les performances de régulation [10].

À la différence des modèles simples, le développement d'alimentations multi-sorties nécessite souvent une phase de prototypage (breadboarding) pour valider expérimentalement la conception du transformateur, le comportement dynamique du système et l'efficacité des techniques de rétroaction employées.

3.6 Analyse et Modélisation de la Régulation Croisée (Cross-Regulation)

3.6.1 Problématique de la régulation croisée

Contrairement à un convertisseur Flyback classique qui ne surveille qu'une seule tension, la topologie multi-sorties doit garantir la stabilité de plusieurs niveaux de tension (par exemple, 3.3V pour la logique et 5V pour la puissance) à partir d'un unique interrupteur de commande au primaire. Lors de l'ouverture du transistor de découpage (T_{off}), l'énergie stockée dans le transformateur est transférée simultanément vers l'ensemble des enroulements secondaires. Cette architecture impose une contrainte de conception majeure : la régulation croisée (cross-regulation). Ce phénomène traduit l'interdépendance des sorties, où les variations de charge sur un canal influencent directement les niveaux de tension des autres canaux.

Dans un convertisseur Flyback à sorties multiples, la boucle de régulation principale ne surveille généralement qu'une seule tension (la sortie "maîtresse"). Idéalement, selon

la loi de Faraday, les tensions secondaires devraient suivre le rapport de spires :

$$V_{out2} \approx V_{out1} \cdot \frac{N_{s2}}{N_{s1}} \tag{3.16}$$

Cependant, la référence[10] souligne que cette relation est purement théorique. La régulation croisée est l'écart observé entre cette valeur idéale et la valeur réelle lorsque la charge d'une sortie varie. Ce phénomène est particulièrement critique en mode DCM, car l'énergie stockée dans l'inductance primaire est totalement transférée à chaque cycle, et sa répartition entre les secondaires dépend de l'impédance dynamique de chaque branche[10].

3.6.2 Origines Physiques de l'Erreur de Régulation

L'analyse combinée des sources [10] et [17] permet de modéliser la tension réelle de sortie par l'équation suivante :

$$V_{out(n)} = \left(V_{pri} \cdot \frac{N_{sn}}{N_p} \right) - V_{f(n)} - (R_{sn} \cdot I_{out(n)}) - L_{leak(n)} \frac{di_n}{dt} \tag{3.17}$$

Où les paramètres influençant la régulation sont :

- **Tension directe de la diode (V_f)** Comme indiqué dans la référence[9], V_f varie avec le courant et la température. Une augmentation de charge sur une sortie augmente V_f, ce qui réduit la tension utile, forçant le contrôleur à augmenter le rapport cyclique, survoltant ainsi les autres sorties.
- **Inductance de fuite (L_{leak})** La référence [16] démontre que l'énergie emmagasinée dans l'inductance de fuite crée des pointes de tension lors de la commutation. Ces pointes sont "redressées" par les condensateurs de sortie, provoquant une erreur de régulation à vide (effet de peak charging).
- **Résistance série (R_s)** Inclut la résistance du fil de cuivre et l'ESR des condensateurs.

3.6.3 Modélisation du Comportement en DCM

En mode de conduction discontinue, la tension de sortie n'est plus fixée par le rapport de spires durant le temps mort. Donc la tension de sortie devient une fonction de la puissance totale transférée[10] :

$$V_{out1} = \sqrt{\frac{P_{total} \cdot R_{load1} \cdot L_p \cdot f_{sw}}{\alpha^2}} \tag{3.18}$$

Si la charge R_{load1} augmente , V_{out1} tend à s'élever. Puisque le contrôleur primaire ne voit qu'une image de l'énergie totale, il ne peut pas compenser individuellement chaque branche. Cela mène à une instabilité où une sortie à vide peut voir sa tension doubler si une autre sortie est à pleine charge[16].

3.7 Optimisation de la Régulation Croisée en Mode DCM

La régulation croisée représente le défi technique majeur des convertisseurs Flyback multi-sorties opérant en (DCM). Dans ce régime, l'absence de courant circulant durant

le temps mort rend les tensions de sortie extrêmement sensibles aux impédances parasites. Pour pallier ce phénomène, nous déployons une stratégie articulée autour de trois axes : l'optimisation magnétique, la topologie des circuits de sortie et les méthodes de contrôle avancées.

3.7.1 Optimisation Magnétique et Construction du Transformateur

La construction du transformateur constitue la "première ligne de défense" contre les défauts de régulation [17]. Un couplage serré entre le primaire et les secondaires, ainsi qu'entre les secondaires eux-mêmes, est impératif.

3.7.1.1 Stratégies de bobinage pour la minimisation de l'inductance de fuite

L'inductance de fuite (L_{leak}) est responsable du "peak charging", où l'énergie parasite charge les condensateurs de sortie au-delà du rapport de spires théorique.

- **Ordre de bobinage et placement :** Selon la [16], la sortie délivrant la puissance la plus élevée (par exemple le 5V) doit être placée le plus près possible du primaire pour maximiser le transfert d'énergie.
- **Technique du bobinage en sandwich :** Cette méthode consiste à diviser le primaire en deux sections et à insérer les secondaires au centre. Cela réduit drastiquement L_{leak} en augmentant la surface de couplage magnétique.
- **Occupation de la fenêtre de bobinage :** Pour les sorties ayant peu de spires (comme le 5V), la [16] préconise de répartir les spires sur toute la largeur de la carcasse. L'utilisation de fils multifilaires permet d'augmenter le facteur de remplissage et d'assurer une couverture uniforme [16], minimisant ainsi les fuites de flux.

3.7.1.2 Configuration des enroulements empilés (Stacked Windings)

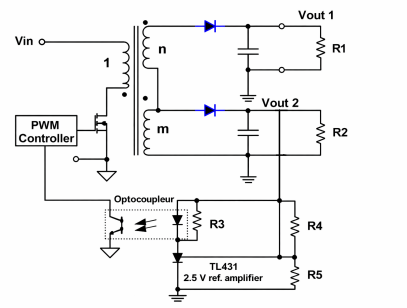


Fig. 3.13 : Configuration des enroulements empilés [16]

La [16] souligne que la régulation de la sortie esclave est nettement améliorée lorsque seule une fraction de son bobinage est "isolée".

- **Principe :** La sortie 5V est construite au-dessus de la sortie 3.3V. Ainsi, le courant de la sortie 5V circule également à travers l'enroulement du 3.3V.

- **Équation de couplage :** Si V_{out1} (5V) est la sortie maîtresse régulée, la tension V_{out2} (3.3V) s'exprime par :

$$V_{out2} = V_{out1} + V_n - V_{f2} \tag{3.19}$$

Où V_n représente la tension induite par le nombre de spires additionnelles de la section "n".

3.7.1.3 Redressement Synchrone (SR)

En mode DCM, la chute de tension variable des diodes (V_f) est une source d'erreur. Le remplacement des diodes par des MOSFETs de redressement synchrone permet d'éliminer cette variable [16]. De plus, un pilotage bidirectionnel du MOSFET SR peut permettre une légère recirculation de l'énergie pour stabiliser les tensions à vide.

3.8 Conclusion

En somme, l'étude approfondie du convertisseur Flyback en mode de conduction discontinue (DCM) révèle une topologie d'une grande richesse analytique, où la simplicité structurelle apparente masque des interactions électromagnétiques complexes. Nous avons démontré que si le régime discontinu offre des avantages indéniables en termes de dynamique de contrôle et de réduction du volume des composants magnétiques, il impose néanmoins des contraintes sévères liées aux pics de courant et aux résonances parasites.

L'analyse des phénomènes de régulation croisée a mis en exergue l'interdépendance critique des enroulements secondaires. Nous avons établi que la performance d'un système multi-sorties ne repose pas uniquement sur la précision de la boucle de rétroaction, mais résulte d'une synergie entre une conception magnétique rigoureuse visant à minimiser les inductances de fuite et des stratégies de compensation active ou passive.

Les fondements théoriques et les stratégies d'optimisation ainsi posés constituent le socle indispensable sur lequel s'appuiera la phase suivante de notre étude, consacrée au dimensionnement rigoureux des composants magnétiques et à la sélection des semiconducteurs adaptés aux spécificités de notre cahier des charges.

Chapitre 3 :

Dimensionnement d'un Convertisseur Flyback

4.1 Introduction

Le présent chapitre est dédié à la synthèse technique et au dimensionnement analytique du convertisseur Flyback multi-sorties. Le passage d'une topologie théorique à un prototype fonctionnel exige une rigueur méthodologique permettant de concilier les impératifs de rendement, de stabilité magnétique et de fiabilité thermique.

L'approche adoptée ici repose sur une décomposition séquentielle des étapes de conception : partant de la définition stricte du cahier des charges, nous aborderons la détermination des paramètres de puissance avant de nous focaliser sur le cœur magnétique du système. Une attention particulière sera accordée au choix des composants semiconducteurs et à la sélection des structures de bobinage, éléments pivots pour minimiser les pertes par commutation et les effets parasites d'inductance de fuite. Ce chapitre constitue ainsi le socle technique justifiant chaque choix technologique opéré lors de la réalisation matérielle.

4.2 Méthodologie de Dimensionnement et diagramme de Conception

Le passage de la théorie à la mise en oeuvre matérielle d'un convertisseur Flyback multi-sorties impose une approche structurée afin de garantir la stabilité thermique et magnétique du système. La Figure 4.1 illustre l'algorithme de conception adopté dans ce chapitre, structuré en un processus séquentiel et itératif.

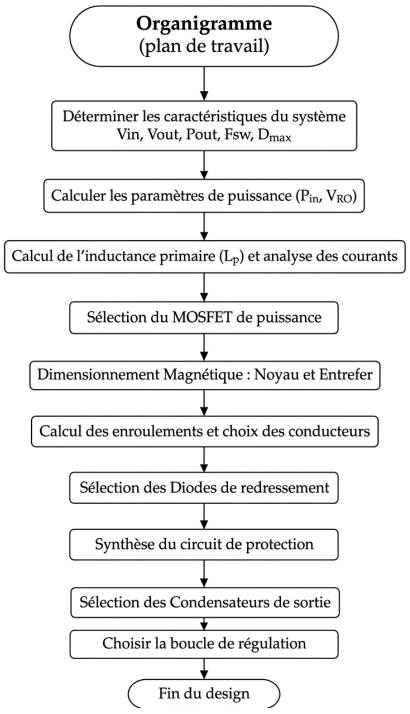


Fig. 4.1 : Organigramme décisionnel pour la conception du convertisseur Flyback.

Ce diagramme de conception débute par la définition rigoureuse des spécifications d'entrée, pour s'orienter ensuite vers le calcul des paramètres critiques tels que la tension réfléchie (V_{OR}) et l'inductance primaire (L_p). Une attention particulière est accordée

au dimensionnement du circuit magnétique (choix du noyau et de l'entrefer) ainsi qu'à la sélection des semi-conducteurs de puissance, avant de finaliser par la synthèse du circuit de protection (Snubber RCD) et de la boucle de régulation. Cette démarche garantit que chaque composant est dimensionné non seulement pour sa fonction primaire, mais aussi pour résister aux contraintes de tension et de courant les plus sévères rencontrées en mode DCM.

4.3 Spécifications du système

Le dimensionnement d'un convertisseur Flyback multi-sorties est une procédure itérative qui nécessite une définition rigoureuse des contraintes opérationnelles dès la phase initiale. Comme le souligne la littérature technique [19], la performance et la sécurité du circuit dépendent directement de la précision des calculs préliminaires, notamment pour la sélection du MOSFET, des diodes de redressement et la détermination de l'inductance primaire.

Conformément aux méthodologies de conception industrielle, bien que la structure primaire d'un convertisseur multi-sorties soit analogue à celle d'une topologie à sortie unique, la complexité réside dans la gestion des rapports de spires et le dimensionnement des conducteurs pour chaque enroulement secondaire. Cette étape de spécification constitue le socle du processus de conception, permettant de stabiliser les variables de contrôle avant d'aborder les aspects magnétiques et la synthèse de la boucle de rétroaction.

Le tableau 4.1 regroupe les paramètres fondamentaux de notre système, définissant les limites de fonctionnement en tension, en puissance et les objectifs de rendement pour chaque canal de sortie.

Désignation du paramètre	**Symbole**	**Valeur / Unité**
Tension d'entrée minimale	V_{in_min}	12 V
Tension d'entrée maximale	V_{in_max}	18 V
Fréquence de découpage	f_{sw}	60 kHz
Tension de sortie principale (Master)	V_{out1}	5 V
Courant de sortie principal	I_{out1}	2 A
Tension de sortie secondaire (Slave)	V_{out2}	3,3 V
Courant de sortie secondaire	I_{out2}	1 A
Tension d'alimentation auxiliaire	V_{aux}	12 V
Puissance de sortie totale	P_{out_tot}	13,3 W
Rendement ciblé	η	90 %
Mode de conduction	Mode	DCM
Facteur d'ondulation du courant	K_{rf}	1,0

Tab. 4.1 : Spécifications techniques et paramètres de conception du convertisseur Flyback

4.4 Paramètres de puissance et cycle de travail

La première phase du dimensionnement consiste à établir le bilan de puissance du convertisseur et à définir les contraintes de tension au primaire. Nous intégrons les pertes globales du système par un rendement cible de $\eta = 90\%$.

4.4.1 Calcul de la puissance d'entrée

Pour fournir une puissance totale de $13,3$ W aux charges, la puissance d'entrée P_{in} est calculée comme suit :

$$P_{in} = \frac{P_{out\_tot}}{\eta} = \frac{13,3}{0,9} \approx 14,78 \text{ W} \tag{4.1}$$

4.4.2 Tension réfléchie (V_{RO}) et choix du cycle de travail

Le cycle de travail maximal α_{max} est fixé à $0,45$. Ce choix permet d'optimiser le transfert d'énergie en mode DCM pour notre plage de tension d'entrée basse (12V - 18V). La tension réfléchie (V_{RO}), qui représente la tension du secondaire ramenée au primaire durant la phase de blocage, est déterminée par :

$$V_{RO} = V_{in\_min} \cdot \left(\frac{\alpha_{max}}{1 - \alpha_{max}}\right) = 12 \cdot \left(\frac{0,45}{0,55}\right) \approx 9,82 \text{ V} \tag{4.2}$$

Cette valeur de V_{RO} est cruciale car elle définit le rapport de transformation n et impacte directement la tension maximale que devra supporter le MOSFET de puissance, soit $V_{in\_max} + V_{RO}$ [9].

4.5 Calcul de l'inductance primaire et analyse des courants

Le dimensionnement du transformateur repose sur la détermination de l'inductance magnétisante primaire L_m. Contrairement à l'inductance totale mesurée L_p, L_m représente l'inductance utile responsable du stockage de l'énergie.

4.5.1 Démonstration de l'équation de L_m en mode DCM

Pour un convertisseur Flyback opérant en mode de conduction discontinue (DCM), toute l'énergie emmagasinée dans l'inductance durant la période de conduction (T_{on}) est intégralement transférée au secondaire avant le cycle suivant. La démonstration s'appuie sur les étapes suivantes :

1. **Énergie par cycle :** L'énergie E emmagasinée dans l'inductance L_m est donnée par :

3. **Relation Courant-Tension :** Durant T_{on}, la variation du courant est linéaire :

$$I_{peak} = \frac{V_{in\_min} \cdot T_{on}}{L_m} = \frac{V_{in\_min} \cdot \alpha_{max}}{L_m f_{sw}} \tag{4.3}$$

4. **Formule finale :** En substituant l'expression de I_{peak} dans l'équation de la puissance, et en introduisant le facteur d'ondulation K_{rf} (égal à 1 en DCM), nous obtenons

l'expression de l'inductance magnétisante :

$$L_m = \frac{(V_{in\_min} \cdot \alpha_{max})^2}{2 \cdot P_{in} \cdot f_{sw} \cdot K_{rf}} \approx 16,45\,\mu H \tag{4.4}$$

4.5.1.1 Application numérique et relation avec L_p

Il est important de noter que l'inductance primaire réelle L_p, que l'on mesure aux bornes du bobinage, intègre l'inductance de fuite L_{leak} :

$$L_p = L_m + L_{leak} \tag{4.5}$$

L'inductance de fuite est généralement estimée à 3% de L_m lors de la phase de conception, soit $L_{leak} \approx 0,49\,\mu H$, ce qui porte l'inductance totale mesurée à $L_p \approx 16,94\,\mu H$.

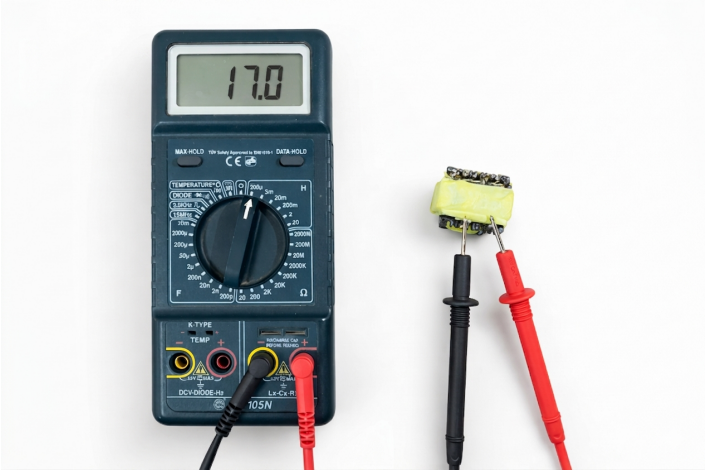


Fig. 4.2 : Mesure de l'inductance primaire L_p à l'aide d'un LC-mètre.

Nous avons procédé à la mesure de l'inductance primaire (L_p) à l'aide d'un LC-mètre . La valeur obtenue est de 17 μH, comme illustré sur la figure 4.2 ci-dessus ; cette conformité avec nos calculs théoriques confirme que la réalisation pratique du transformateur est correcte.

4.5.2 Calcul des courants de contrainte

Le courant de crête I_{peak}, indispensable pour vérifier la non-saturation du noyau magnétique, est calculé comme suit :

$$I_{peak} = \frac{V_{in\_min} \cdot \alpha_{max}}{L_m \cdot f_{sw}} = \frac{12 \cdot 0,45}{16,45 \cdot 10^{-6} \cdot 60000} \approx 5,47\,A \tag{4.6}$$

Le courant efficace I_{rms} au primaire, déterminant pour les pertes joules et l'échauffement, est donné par[9] :

$$I_{rms} = I_{peak}\sqrt{\frac{\alpha_{max}}{3}} = 5,47\sqrt{\frac{0,45}{3}} \approx 2,12\,A \tag{4.7}$$

4.6 Sélection du MOSFET de puissance

Le choix de l'interrupteur de puissance est une étape critique qui conditionne à la fois la fiabilité et le rendement du convertisseur. Le MOSFET doit non seulement supporter le courant de crête lors de la phase de magnétisation, mais aussi bloquer des tensions élevées lors de la phase de transfert d'énergie[9].

4.6.1 Calcul des contraintes de conception

La tension maximale V_{DS_max} est estimée en tenant compte de la tension réfléchie doublée (pour inclure l'inductance de fuite) et d'une marge de sécurité de 20% :

$$V_{DS\_max} = (V_{in\_max} + 2 \cdot V_{RO}) \cdot 1,2 = 45,6 \text{ V} \tag{4.8}$$

Concernant le courant, le dispositif doit supporter un courant de crête $I_{peak} \approx 5,47$ A et un courant efficace $I_{rms} \approx 2,12$ A.

4.6.2 Choix du composant et synthèse des caractéristiques

D'après les calculs de contraintes établis précédemment, nous avons décidé de porter notre choix sur le MOSFET **PSMN012-80PS**. Ce composant est un MOSFET , conçu et qualifié pour une large gamme d'applications industrielles, de télécommunications et d'équipements domestiques, notamment les convertisseurs DC-DC et le contrôle moteur. Grâce à ses faibles pertes par commutation et par conduction, il garantit un rendement élevé tout en assurant à la fois la sécurité et l'efficacité de notre convertisseur.

4.7 Dimensionnement magnétique : noyau et entrefer

Le transformateur dans une topologie Flyback n'est pas un simple transformateur, mais une inductance à enroulements couplés. Son rôle est de stocker l'intégralité de l'énergie dans son circuit magnétique durant la phase de conduction du MOSFET pour la restituer ensuite aux secondaires. Le choix du noyau et le calcul de l'entrefer sont donc les étapes les plus critiques pour garantir que le matériau ne sature pas[10]. La figure 4.3 représente la topologie de notre circuit à transformateur multi-sorties.

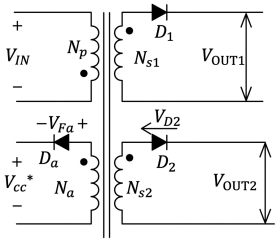


Fig. 4.3 : Circuit équivalent d'un transformateur multi-sorties.

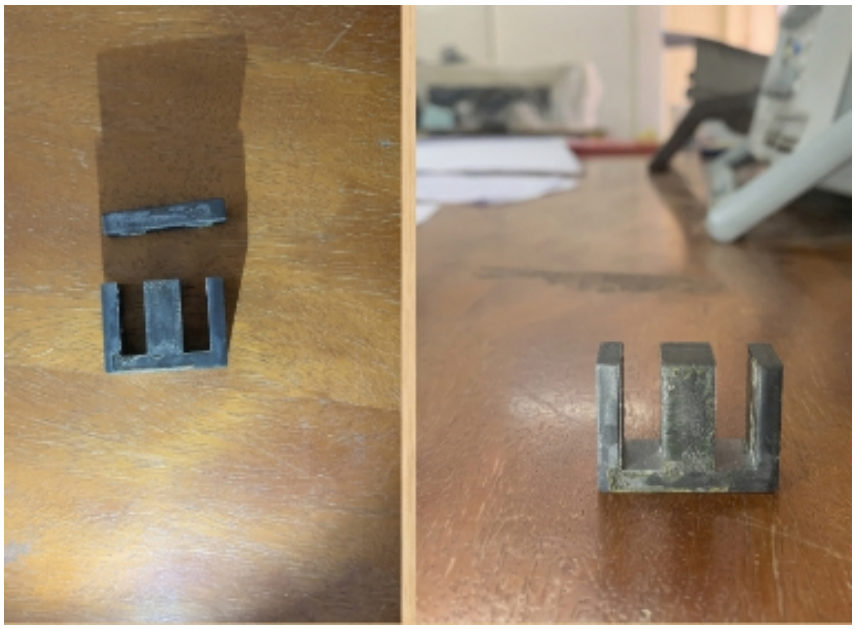
4.7.1 Choix et caractéristiques du noyau ferrite EI33

La sélection du noyau repose sur la fréquence de découpage (60 kHz) et la puissance de travail (13, 3 W nominal, jusqu'à 15 W). Pour valider rigoureusement cette sélection, nous avons utilisé une seconde méthode en recourant au site web ***Schmidt-Walter***[20], un outil de conception en ligne reconnu pour les alimentations à découpage et leurs transformateurs.

Comme l'illustre la Figure 4.4, le tableau de sélection des noyaux magnétiques issu du catalogue, l'outil suggère initialement un noyau de type **E20/10/6** (surligné en vert) pour une puissance équivalente. Cependant, ce noyau présente une section efficace limitée ($A_{in} = 32,1$ mm^2). Dans le cadre de notre projet, nous disposons en laboratoire d'un noyau de référence **EI33**. L'analyse comparative montre que le noyau EI33, avec sa section efficace nettement supérieure de $A_e = 118$ mm^2, est amplement suffisant pour notre application[20].

Core	Ident.	Manufacturer	A_L/nH	A_{in}/mm^2	l_{in}/mm	A_{min}/mm^2	W_{max}/µWs	B_{max}/mT	N1	N2
E16/8/5	0.5	Siemens	69	20.1	37.6	19.4	245	325	16	10
E20/10/6	0.25	Siemens	162	32.1	46.3	31.9	283	303	11	7
E20/10/6	**0.5**	**Siemens**	**100**	**32.1**	**46.3**	**31.9**	**458**	**238**	**14**	**9**
E25/13/7	0.25	Siemens	250	52.5	57.5	51.5	477	233	9	6
E25/13/7	0.5	Siemens	151	52.5	57.5	51.5	790	181	11	7
E25/13/7	1.0	Siemens	91	52.5	57.5	51.5	1312	140	14	9
E30/15/7	0.18	Siemens	300	60	67	49	360	268	8	5
E30/15/7	0.34	Siemens	195	60	67	49	554	216	10	6
E32/16/9	0.5	Siemens	244	83	74	81.4	1222	146	9	6
E32/16/9	1.0	Siemens	145	83	74	81.4	2056	112	11	7
E36/18/11	0.5	Siemens	312	120	81	112	1809	120	8	5
E36/18/11	1.0	Siemens	183	120	81	112	3085	92	10	6

(a)



(b)

Fig. 4.4 : Sélection du noyau magnétique : (a) tableau de sélection des noyaux et caractéristiques associées, (b) noyau ferrite EI33

Ce choix est judicieux car il facilite le bobinage manuel de nos trois sorties (5V, 3.3V et l'auxiliaire) tout en maintenant une induction maximale de travail $B_{max} = 0,25$

T. Cette valeur reste bien en dessous du seuil de saturation du matériau (0, 4 T), garantissant ainsi une excellente tenue thermique et une sécurité accrue contre les transitoires magnétiques[9].

Paramètre	**Symbole**	**Valeur**
Section efficace du noyau	A_e	118 mm^2
Longueur magnétique	l_e	66, 9 mm
Inductance spécifique	A_L	4300 nH/sp^2
Induction de saturation	B_{sat}	0, 4 T

Tab. 4.2 : Paramètres techniques du noyau ferrite EI33

4.7.2 Analyse quantitative du circuit magnétique

Pour valider le comportement du noyau EI33, nous calculons les paramètres de réluctance :

- **Perméance totale (A) :** Elle définit l'inductance spécifique nécessaire pour obtenir L_m avec 12 spires :

$$A = \frac{L_m}{N_p^2} = \frac{16,45\,\mu H}{144} \approx 114,23\,\text{nH/sp}^2 \tag{4.9}$$

La valeur intrinsèque A_L d'un noyau EI33 sans entrefer est d'environ 4300 nH/sp^2. Notre valeur calculée (114 nH/sp^2) est environ 38 fois plus petite, ce qui est parfaitement logique. Si nous avions trouvé une valeur supérieure à 4300 nH/sp^2, cela aurait été physiquement impossible.

4.7.3 Calcul des enroulements

Le nombre de spires minimal au primaire est calculé pour respecter la limite d'induction :

$$N_{p\_min} = \frac{L_m \cdot I_{peak}}{B_{max} \cdot A_e} = \frac{16,45 \cdot 10^{-6} \cdot 5,47}{0,25 \cdot 118 \cdot 10^{-6}} \approx 3 \text{ spires} \tag{4.10}$$

Le calcul théorique de l'induction impose un nombre minimal de $N_{p,min} \approx 3,05$ spires pour ne pas saturer le noyau EI33 à 0, 25 T. Toutefois, ce minimum est insuffisant pour garantir la précision des rapports de transformation secondaires dans notre configuration multi-sorties.

Choix de $N_p = 12$: Nous avons fixé le nombre de spires au primaire à 12 pour les raisons suivantes :

- **Réalisme physique :** La construction d'un transformateur nécessite des nombres de spires entiers. Avec $N_p = 12$, les rapports n calculés pour les sorties 5 V et 3,3 V aboutissent à des valeurs entières (N_{s1} et N_{s2}), garantissant la précision des tensions régulées.
- **Marge de sécurité :** En augmentant N_p au-delà du minimum critique, l'induction réelle de travail diminue, protégeant davantage le circuit contre la saturation thermique ou magnétique.

– **Couplage et fabrication :** Un enroulement de 12 spires permet une meilleure occupation de la fenêtre de bobinage du noyau EI33, ce qui réduit l'inductance de fuite et facilite la réalisation manuelle du composant.

4.7.4 Détermination du nombre de spires des enroulements secondaires et auxiliaire

Une fois le nombre de spires primaires fixé à $N_p = 12$, nous calculons le nombre de spires pour chaque sortie. Le rapport de transformation est déterminé par la chute de tension directe de la diode de redressement (V_F) et la tension de sortie régulée (V_{out}). Nous utiliserons une valeur standard de $V_F = 0,7\,V$ pour les calculs[9].

- **Sortie régulée principale (Master) : 5 V** La sortie 5 V est notre référence pour le calcul du rapport de transformation principal. Le nombre de spires N_{s1} est déduit de la tension réfléchie $V_{RO} = 10\,V$:

$$N_{s1} = N_p \cdot \frac{V_{out1} + V_{F1}}{V_{RO}} = 12 \cdot \frac{5 + 0,7}{10} = 12 \cdot 0,57 = 6,84 \tag{4.11}$$

En arrondissant à l'entier le plus proche pour des raisons de faisabilité physique, nous obtenons $N_{s1} = 7$ spires.

- **Sortie secondaire : 3,3 V** Le nombre de spires pour la sortie 3,3 V (N_{s2}) est calculé proportionnellement à l'enroulement de référence (5 V) afin de maintenir l'équilibre magnétique entre les sorties[9] :

$$N_{s2} = N_{s1} \cdot \frac{V_{out2} + V_{F2}}{V_{out1} + V_{F1}} = 7 \cdot \frac{3,3 + 0,7}{5 + 0,7} = 7 \cdot \frac{4,0}{5,7} \approx 4,91 \tag{4.12}$$

Nous retenons $N_{s2} = 5$ spires pour cet enroulement.

- **Enroulement auxiliaire : 12 V** L'enroulement auxiliaire sert à auto-alimenter le contrôleur PWM après la phase de démarrage. Pour une tension cible de 12 V, le calcul est identique :

$$N_a = N_{s1} \cdot \frac{V_{aux} + V_{Fa}}{V_{out1} + V_{F1}} = 7 \cdot \frac{12 + 0,7}{5 + 0,7} = 7 \cdot \frac{12,7}{5,7} \approx 16,82 \tag{4.13}$$

Nous fixons l'enroulement auxiliaire à $N_a = 17$ spires.

4.8 Dimensionnement des conducteurs

Le choix du câblage doit concilier la capacité de transport du courant et la minimisation des pertes liées à la haute fréquence.

4.8.1 Détermination de la section unitaire

Pour notre prototype, nous avons utilisé un fil de cuivre de diamètre $d = 0,3$ mm. La section unitaire S_u de ce conducteur se calcule comme suit :

$$S_u = \frac{\pi \cdot d^2}{4} = \frac{\pi \cdot (0,3)^2}{4} \approx 0,0707 \text{ mm}^2 \tag{4.14}$$

4.8.2 Calcul des courants de crête secondaires ($I_{sec,pk}$)

En mode DCM, le courant de crête au secondaire est lié au courant de crête primaire ($I_{pk} = 5,47$ A) par le rapport de transformation et le facteur de répartition de charge K_L[9] :

- **Sortie 5 V (Master, 10 W) :** Avec $N_{s1} = 7$ et $K_{L1} \approx 0,77$:

$$I_{sec,pk(5V)} = I_{pk} \cdot \frac{N_p}{N_{s1}} \cdot K_{L1} = 5,47 \cdot \frac{12}{7} \cdot 0,77 \approx 7,22 \text{ A} \tag{4.15}$$

- **Sortie 3,3 V (3 W) :** Avec $N_{s2} = 5$ et $K_{L2} \approx 0,23$:

$$I_{sec,pk(3.3V)} = I_{pk} \cdot \frac{N_p}{N_{s2}} \cdot K_{L2} = 5,47 \cdot \frac{12}{5} \cdot 0,23 \approx 3,02 \text{ A} \tag{4.16}$$

4.8.3 Calcul des courants efficaces (I_{rms}) et densités de courant (J)

Le courant efficace en mode DCM pour une forme d'onde triangulaire est donné par :

$$I_{rms} = I_{pk} \cdot \sqrt{\alpha 2/3} \tag{4.17}$$

Avec un rapport cyclique de décharge estimé

$$\alpha 2 = 1 - \alpha 1 = 1 - 0,45 \approx 0,55 \tag{4.18}$$

- **Enroulement Primaire ($I_{rms} = 2,12$ A) :** En utilisant **4 fils en parallèle** ($S_{tot} = 0,2828$ mm^2) :

$$J_p = \frac{2,12}{0,2828} \approx 7,5 \text{ A/mm}^2 \tag{4.19}$$

- **Sortie 5 V :** $I_{rms(5V)} = 7,22 \cdot \sqrt{\frac{0,55}{3}} \approx 3,09$ A. Avec 5 fils en parallèle ($S_{tot} = 0,3535$ mm^2) :

$$J_{5V} = \frac{3,09}{0,3535} \approx 8,74 \text{ A/mm}^2 \tag{4.20}$$

- **Sortie 3,3 V :** $I_{rms(3.3V)} = 3,02 \cdot \sqrt{\frac{0,55}{3}} \approx 1,29$ A. Avec **3 fils en parallèle** ($S_{tot} = 0,2121$ mm^2) :

$$J_{3.3V} = \frac{1,29}{0,2121} \approx 6,08 \text{ A/mm}^2 \tag{4.21}$$

4.9 Techniques de réduction de l'inductance de fuite

L'inductance de fuite (L_{leak}) est un paramètre parasite critique dans un convertisseur Flyback : elle stocke une énergie qui ne peut être transférée au secondaire, provoquant des surtensions sur le MOSFET et des pertes thermiques. Sa minimisation dépend directement de l'agencement physique des enroulements. Les trois techniques principales bobinage concentrique simple (méthode Zéro), bobinage en sandwich (interleaving) et méthode des marges (margin winding) offrent des compromis distincts entre simplicité, efficacité, régulation croisée et compatibilité électromagnétique[**?**].

4.9.1 Méthode Zéro (bobinage concentrique simple)

Cette méthode consiste à empiler les enroulements de manière séquentielle par exemple primaire, puis secondaires, puis auxiliaire sans intercalage[12].

Avantages : C'est la technique la plus simple à mettre en œuvre, avec un faible coût de fabrication. Elle facilite l'isolation renforcée (reinforced insulation) entre circuits. De plus, elle permet un couplage très serré entre la tension auxiliaire (V_{cc}) et la sortie régulée (par exemple 5V). Cette configuration évite les problèmes de verrouillage sous tension (UVLO) à vide sans nécessiter de charge fictive (dummy load)[12].

Inconvénients et problèmes : Le couplage global est médiocre, ce qui entraîne une inductance de fuite élevée. Selon la référence[12], ne pas utiliser un bobinage sandwich dégrade le rendement global du convertisseur par rapport aux méthodes plus avancées. Cette fuite induit des pointes de tension sur l'interrupteur, des pertes par dissipation dans les snubbers, et une mauvaise régulation croisée pour les transformateurs multi-secondaires. De plus, si un enroulement secondaire comporte très peu de spires et que celles-ci sont regroupées sans être réparties sur toute la largeur, le couplage est encore plus mauvais. Cette méthode est donc réservée aux applications basse fréquence ou non critiques en termes de fuite.

4.9.2 La technique du bobinage en sandwich (interleaving)

Considérée comme la méthode la plus efficace, elle consiste à diviser le primaire en deux sections (ou plus) pour emprisonner le(s) secondaire(s) au centre par exemple [12][10] : moitié du primaire, puis secondaire, puis l'autre moitié du primaire.

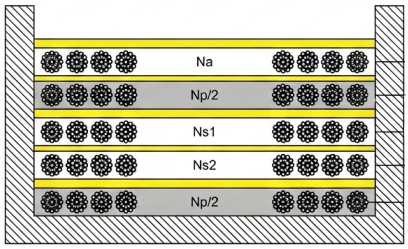


Fig. 4.5 : Architecture de bobinage de type Sandwich.

Avantages : Elle réduit drastiquement l'inductance de fuite en augmentant la surface d'interaction magnétique et en compensant partiellement les ampères-tours. Cette méthode est privilégiée pour maximiser l'efficacité de la conversion de puissance[12]. Elle améliore le rendement énergétique, réduit les pics de tension sur le commutateur, et permet un fonctionnement à plus haute fréquence. Pour un transformateur multi-secondaires, placer l'enroulement de plus forte puissance (par exemple 5V Master) le plus près possible du primaire maximise le transfert d'énergie et réduit encore l'inductance de fuite[12].

Inconvénients et problèmes : La fabrication est plus complexe, nécessitant plusieurs couches et un isolement intermédiaire soigné. La capacité parasite entre primaire et secondaire augmente légèrement, ce qui peut dégrader le rejet de mode commun et générer des courants capacitifs. Un inconvénient majeur est le couplage plus faible avec l'enroulement auxiliaire (V_{cc}) situé en périphérie (en dehors du sandwich). Cela peut nécessiter une petite charge fictive (dummy load) sur la sortie 5V pour maintenir le V_{cc} stable à vide, sous peine de déclenchement de l'UVLO (Under Voltage Lock Out).

4.9.3 Méthode des marges (margin winding)

Le bobinage à marges consiste à espacer physiquement l'enroulement secondaire sur toute la largeur de la fenêtre de bobinage, même si ce secondaire comporte très peu de spires. Au lieu de concentrer les spires en un paquet, on les répartit uniformément, comme illustre la figure 4.6.

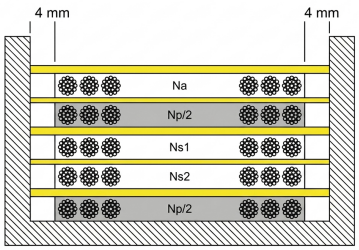


Fig. 4.6 : Architecture de bobinage de type marges.

Avantages : Cela améliore considérablement le couplage avec le primaire, car le flux magnétique rencontre une surface de cuivre plus large, réduisant ainsi l'inductance de fuite. Un enroulement secondaire avec peu de spires doit être étalé sur toute la largeur de la fenêtre pour améliorer le couplage[12]. L'utilisation de plusieurs brins en parallèle augmente également le facteur de remplissage et le couplage.

Inconvénients et problèmes : Cette méthode augmente la complexité de bobinage (nécessité de guidage ou de séparateurs mécaniques), réduit légèrement la surface utile disponible pour d'autres enroulements (perte de place), et peut augmenter la capacité parasite inter-spires en raison de la surface supplémentaire. De plus, si les marges ne sont pas contrôlées précisément, des chemins de fuite diélectrique peuvent apparaître, posant des problèmes de tenue en tension. Cette technique constitue donc un compromis entre la simplicité concentrique et le sandwich complet, particulièrement utile pour des secondaires à très faible nombre de spires (ex. : 1 ou 2 spires).

4.9.4 Réalisation pratique adoptée

Dans les convertisseurs haute performance, on combine souvent le bobinage sandwich (pour réduire la fuite), en acceptant un léger compromis sur l'efficacité maximale. Pour les secondaires à très faible nombre de spires, la méthode des

marges et l'utilisation de fils multibrins complètent efficacement ces stratégies. Dans le cadre de notre réalisation, nous avons bobiné notre transformateur en utilisant la méthode sandwich tout en laissant un peu d'espace comme l'indique la technique du margin winding, afin d'améliorer le couplage tout en respectant les contraintes d'isolation. De plus, entre chaque couche, nous avons soigneusement isolé avec un ruban isolant pour garantir la tenue diélectrique et minimiser les risques de claquage. Notre choix s'est ainsi porté sur une approche hybride : sandwich avec espacement de type margin winding et isolation par ruban entre chaque couche, afin d'obtenir à la fois une faible inductance de fuite, une bonne tenue diélectrique et une fabrication reproductible. La Figure 4.7 illustre les différentes étapes de transformation de notre transformateur lors du processus de bobinage.

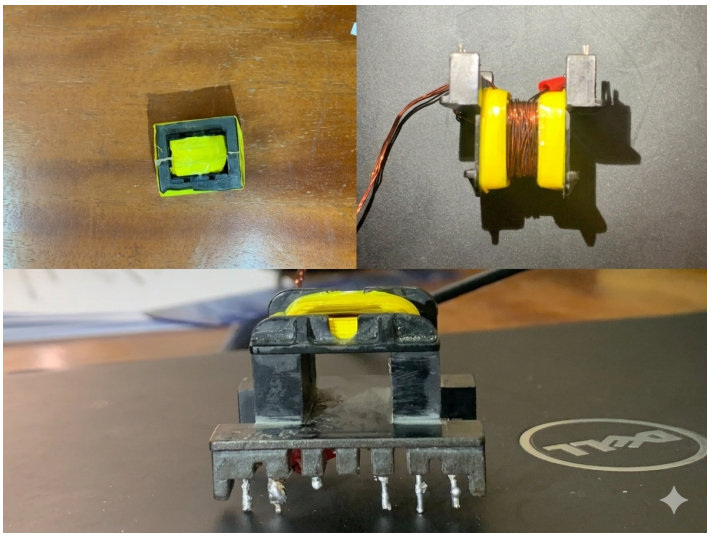


Fig. 4.7 : Le transformateur final

4.10 Sélection des diodes de redressement

Le choix des diodes de sortie est crucial pour l'efficacité thermique et la fiabilité, particulièrement en configuration multi-sorties[11].

4.10.1 Méthodologie de dimensionnement

Les diodes doivent être choisies pour leur vitesse de commutation, leur tenue en tension inverse, leur capacité de courant et leur faible tension directe, afin de minimiser les dissipations.

La première grandeur à déterminer est la tension inverse de crête (V_{Dpk}) que la diode doit supporter en fonctionnement normal. Cette tension s'exprime par[10] :

$$V_{Dpk} = V_{out} + \frac{V_{in,max}}{N_{ps}} \tag{4.22}$$

Où :

– V_{out} : tension de sortie considérée (exemple : 5 V)

- $V_{in,max}$: tension d'entrée maximale du convertisseur (donnée : 18 V)
- $N_{ps} = \frac{N_p}{N_s}$: rapport de transformation primaire/secondaire

Une formulation plus générale est donnée par l'équation suivante [11] :

$$V_{Dpk}(n) = V_{out(n)} + \frac{V_{in,max} \cdot N_{s(n)}}{N_p} \tag{4.23}$$

Où :

- $V_{in,max}$: tension primaire maximale (identique à $V_{in,max}$)
- $N_{s(n)}$: nombre de spires au secondaire pour la sortie n
- N_p : nombre de spires au primaire

Pour un convertisseur Flyback en DCM, la formule la plus directement exploitable est[9] :

$$V_{D(n)} = V_{out(n)} + \frac{V_{in,max} \cdot (V_{out(n)} + V_F)}{V_{RO}} \tag{4.24}$$

Où :

- V_{RO} : tension secondaire ramenée au primaire (reflected voltage), donnée : 10 V.
- V_F : tension directe de la diode choisie (ici : 0,55 V pour la **S15D40L**)

Application numérique :

$$V_{Dpk(n)} = 5 + \frac{18 \times (5 + 0,55)}{10} = 5 + \frac{18 \times 5,55}{10} = 5 + \frac{99,9}{10} = 5 + 9,99 \approx 14,99\,V \tag{4.25}$$

Cette valeur représente le V_{Dpk} du circuit (tension inverse maximale aux bornes de la diode).

4.10.2 Marge de sécurité et tenue en tension requise

Afin d'éviter la destruction de la diode par des pointes de tension transitoires (induites par les fuites magnétiques et les capacités parasites), une marge de sécurité est obligatoire. Il existe plusieurs philosophies concernant le choix de cette marge de sécurité lors du dimensionnement des paramètres, et nous avons opté pour la philosophie la plus sécuritaire, qui prend une marge de 40%. Cette approche est conforme à la recommandation de la référence [9], tandis que d'autres références proposent des marges plus réduites : 30% et 25%[11]. Nous retenons donc la marge de 40% pour une fiabilité maximale en DCM :

$$V_{RRM,min} = 1,4 \times V_{D(n)} = 1,4 \times 14,99 \approx 20,98\,V \tag{4.26}$$

Ainsi, la diode choisie doit avoir une tension inverse répétitive maximale (V_{RRM}) **supérieure à 20,98 V**.

4.10.3 Calcul des courants

Le courant RMS dans la diode de sortie est donné par[9] :

$$I_{D(n)-rms} = I_{ds-rms} \cdot \sqrt{\frac{1-\alpha_{max}}{\alpha_{max}}} \cdot \left(\frac{V_{RO} \cdot K_{L(n)}}{V_{out(n)} + V_F} \right) \tag{4.27}$$

En DCM, une approche plus directe est proposée pour le courant de crête secondaire[10] :

$$I_{sec,pk} = \frac{2 \cdot P_{out}}{V_{out} \cdot (1-\alpha_{max})} \tag{4.28}$$

$$I_{sec,pk} = \frac{20}{5 \times 0,55} = \frac{20}{2,75} \approx 7,27\,A \tag{4.29}$$

Le courant moyen direct dans la diode est égal au courant de sortie :

$$I_{F,avg} = \frac{P_{out}}{V_{out}} = \frac{10}{5} = 2\,A \tag{4.30}$$

Le courant moyen doit respecter[9] :

$$I_F > 1,5 \times I_{F,avg} = 1,5 \times 2 = 3\,A \tag{4.31}$$

4.11 Synthèse du circuit de protection (RCD Snubber)

Lors du blocage du MOSFET (t_{off}), l'énergie stockée dans l'inductance de fuite du transformateur (L_{leak}) ne peut pas être transférée au secondaire. Cette énergie provoque une pointe de tension brutale sur le drain, proportionnelle à $\mathbf{L_{leak}} \cdot \frac{\mathbf{di}}{\mathbf{dt}}$, qui peut conduire au claquage par avalanche du composant[9]. Pour protéger le MOSFET, un réseau d'écrêtage de type RCD (Résistance-Condensateur-Diode) est indispensable.

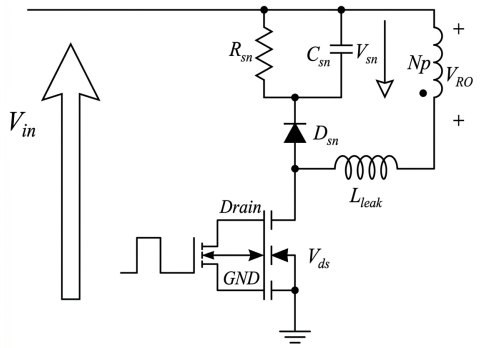


Fig. 4.8 : Circuit snubber RCD

4.11.1 Détermination de la tension d'écrêtage (V_{sn})

La première étape consiste à fixer la tension aux bornes du condensateur de protection. V_{sn} doit être supérieure à la tension réfléchie (V_{RO}) pour éviter que le snubber ne consomme l'énergie utile du transformateur. Il est d'usage de fixer V_{sn} entre 2 et 2,5 fois V_{RO} (**Réf. 2**). En prenant $V_{sn} = 2 \times V_{RO} = 2 \times 10 = \mathbf{20}$ V[9].

4.11.2 Vérification de la diode choisie : S15D40L

Nous avons sélectionné la diode Schottky **S15D40L**, dont les caractéristiques sont comparées ci-dessous aux exigences calculées.

Paramètre	**Exigence calculée**	**Caractéristique S15D40L**	**Conforme ?**
V_{RRM} (tension inverse)	$> 20,98\,V$	40 V	**Oui**
$I_{F,avg}$ (courant moyen)	$> 4\,A$ (selon Réf. 1)	15 A	**Oui**
$I_{sec,pk}$ (courant de crête)	7,27 A	15 A (répétitif)	**Oui**
V_F (tension directe)	Minimiser les pertes	0,55 V	**Excellent**

Tab. 4.3 : Comparaison des exigences du circuit Flyback DCM avec la diode S15D40L

La Figure 4.9 présente la diode Schottky S15D40L retenue pour notre conception.



Fig. 4.9 : Diode Schottky S15D40L

La diode **S15D40L** constitue une solution robuste et sécurisée. Ses caractéristiques excèdent les contraintes minimales calculées, assurant une fiabilité exemplaire au convertisseur Flyback dans toutes ses plages de fonctionnement.

4.11.3 Calcul de la résistance du snubber (R_{sn})

La résistance R_{sn} doit dissiper l'énergie de l'inductance de fuite à chaque cycle de découpage. La formule de calcul en tenant compte de la fréquence de découpage (F_{sw}) et du courant de crête (I_{pk}) est[9] :

4.11.3.0.1 Énergie stockée dans L_{leak} :

$$E = \frac{1}{2} L_{leak} I_{pk}^2 \tag{4.32}$$

$$E = 7.480225 \times 10^{-6}\,\text{J} \tag{4.33}$$

4.11.3.0.2 Multiplication par F_{sw} :

$$P_{leak} = E \times F_{sw} = 7.480225 \times 10^{-6} \times 60 \times 10^3 \tag{4.34}$$

$$P_{leak} = 0.4488135\,\text{W} \tag{4.35}$$

4.11.3.0.3 Facteur $\frac{V_{sn}}{V_{sn}-V_{RO}}$:

$$\frac{20}{20-10} = 2 \tag{4.36}$$

4.11.3.0.4 Puissance dissipée dans R_{sn} :

$$P_{sn} = P_{leak} \times 2 = 0.4488135 \times 2 = 0.8997627\,\text{W} \tag{4.37}$$

$$R_{sn} = \frac{V_{sn}^2}{\frac{1}{2} \cdot L_{leak} \cdot I_{pk}^2 \cdot F_{sw} \cdot \left(\frac{V_{sn}}{V_{sn}-V_{RO}}\right)} \tag{4.38}$$

4.11.3.0.5 Calcul de R_{sn} :

$$R_{sn} = \frac{V_{sn}^2}{P_{sn}} = \frac{20^2}{0.8997627} = \frac{400}{0.8997627} \tag{4.39}$$

$$R_{sn} \approx 444.5\,\Omega \tag{4.40}$$

Il est impératif de choisir une résistance dont la puissance nominale est supérieure à cette valeur pour éviter une surchauffe destructive[9].

4.11.4 Calcul de la capacité du snubber (C_{sn})

Le condensateur C_{sn} doit être suffisamment large pour absorber le pic d'énergie sans que sa tension ne varie de manière excessive. L'article [9] préconise une ondulation de tension (ΔV_{sn}) comprise entre 5 % et 10 % de V_{sn}. La capacité se calcule comme suit :

$$C_{sn} = \frac{V_{sn}}{\Delta V_{sn} \cdot R_{sn} \cdot F_{sw}} = \frac{12}{0.05 \times 444.5 \times 60 \times 10^3} \approx 9\,\mu F \tag{4.41}$$

4.12 Sélection des condensateurs de sortie

Le dimensionnement des condensateurs de sortie est crucial pour maintenir la stabilité de la tension et assurer la longévité du convertisseur face aux contraintes thermiques induites par les courants de ripple.

4.12.1 Calcul de la capacité minimale (C_{out})

Selon la [13] les standards industriels visent généralement une ondulation de tension ΔV_{out} inférieure à 1 % de la tension nominale. La valeur minimale de la capacité est déterminée par la relation :

$$C_{out} \geq \frac{I_{out} \cdot \alpha_{max}}{F_{sw} \cdot \Delta V_{out}} \tag{4.42}$$

Pour notre application ($F_{sw} = 60$ kHz et $\alpha_{max} = 0,45$), les calculs théoriques donnent :

- **Sortie (5 V) :** Avec $I_{out1} = 2$ A et $\Delta V_{out1} = 0,05$ V :

$$C_{out1} \geq \frac{2 \cdot 0.45}{60000 \cdot 0.05} \approx 300\,\mu\text{F} \tag{4.43}$$

  Bien que la valeur théorique soit de 300μF, on choisit une capacité de **1000 μF** pour compenser l'effet de la résistance série équivalente (ESR) et garantir un filtrage efficace des pics de courant.
- **Sortie (3,3 V) :** Avec $I_{out2} = 1$ A et $\Delta V_{out2} = 0,033$ V :

$$C_{out2} \geq \frac{1 \cdot 0.45}{60000 \cdot 0.033} \approx 181\,\mu\text{F} \tag{4.44}$$

4.13 Conclusion

En définitive, le dimensionnement de ce convertisseur Flyback a permis d'établir un équilibre optimal entre les contraintes théoriques du mode DCM et les réalités physiques des composants sélectionnés. La convergence entre les modèles de calcul analytiques et les premières mesures expérimentales notamment sur l'inductance primaire valide la robustesse de notre conception.

La sélection d'un noyau EI33 surdimensionné, couplée à une stratégie de bobinage hybride de type sandwich et margin winding, garantit une excellente stabilité vis-à-vis des dérives thermiques et une minimisation efficace des éléments parasites. Ces résultats préliminaires offrent une base solide pour l'étape suivante, à savoir l'étude dynamique de la boucle de régulation et l'intégration finale du système de protection, assurant ainsi la pérennité du convertisseur sous toutes ses conditions de charge.

Chapitre 4 :

Simulation et Validation Expérimentale

4.1 Introduction

Ce chapitre présente l'ensemble des travaux expérimentaux menés pour valider la conception théorique du convertisseur Flyback. La démarche suit une progression logique : simulation numérique, validation du circuit de puissance en boucle ouverte, puis intégration progressive de la régulation. Cette approche permet d'identifier et d'analyser séparément chaque verrou technologique avant l'assemblage final.

4.1.1 Simulation préliminaire sous MATLAB/Simulink

Avant toute mise en œuvre pratique, une simulation numérique du convertisseur Flyback a été réalisée sous MATLAB/Simulink. Cette étape préliminaire visait à valider le dimensionnement théorique et à anticiper le comportement du circuit avant le câblage réel.

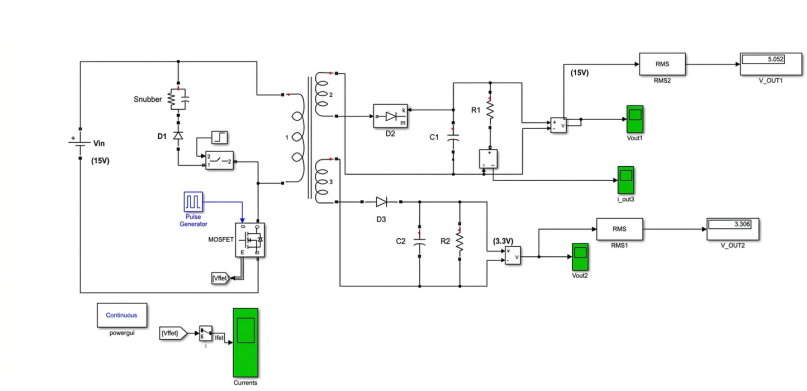
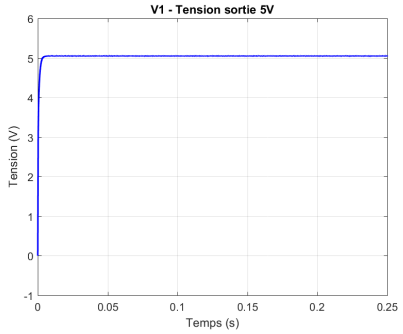


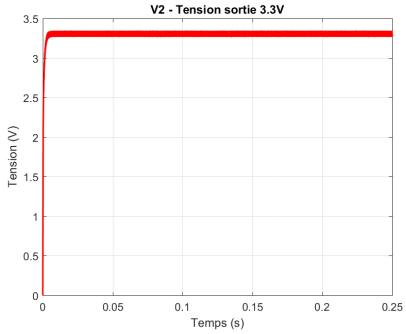
Fig. 4.1 : Modèle Simulink du convertisseur Flyback multi-sorties

4.1.1.1 Résultats de simulation : tensions de sortie

Les figures 4.2 montrent respectivement les tensions de sortie 5 V et 3.3 V obtenues par simulation. Les deux signaux atteignent rapidement leur régime établi et se stabilisent autour de leurs valeurs nominales, après un léger dépassement transitoire.



(a) Tension de sortie 5 V

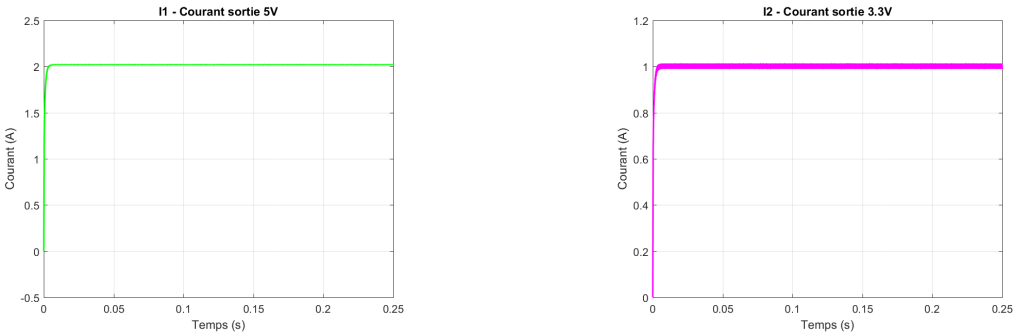


(b) Tension de sortie 3.3 V

Fig. 4.2 : Tensions de sortie issues de la simulation

4.1.1.2 Résultats de simulation : courants de sortie

La Figure 4.3 présente les courants de sortie simulés pour les deux voies. Le courant I_{out1} (sortie 5 V) et le courant I_{out2} (sortie 3.3 V) atteignent rapidement leurs régimes établis, conformément aux attentes.

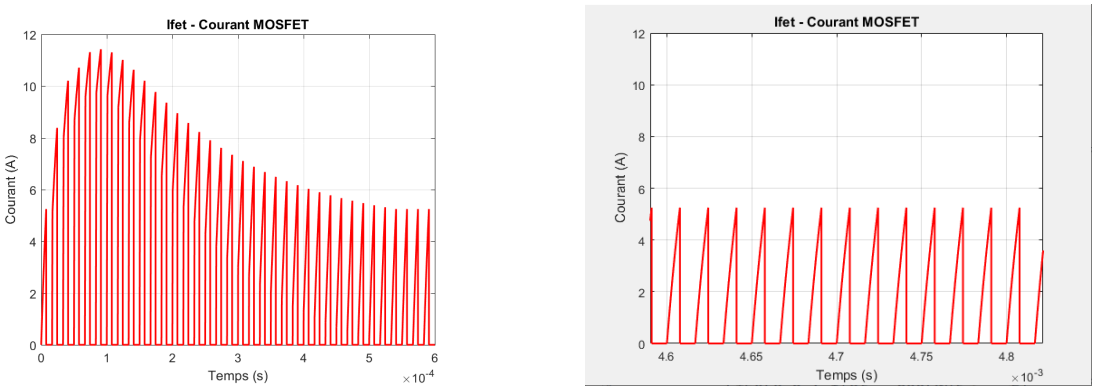


(a) (b)

Fig. 4.3 : Courants de sortie simulés : (a) I_{out1} (voie 5 V), (b) I_{out2} (voie 3.3 V)

4.1.1.3 Résultats de simulation : courant primaire

La Figure 4.4 illustre l'évolution du courant primaire I_p au cours du temps. La forme d'onde obtenue est triangulaire, caractéristique du mode de conduction discontinue (DCM). Le courant croît linéairement pendant la phase de conduction du MOSFET, atteint un pic, puis décroît jusqu'à s'annuler complètement avant la fin de la période. Cette annulation complète est la signature du mode DCM, où toute l'énergie stockée dans l'inductance magnétisante est intégralement transférée au secondaire avant le début du cycle suivant.



(a) (b)

Fig. 4.4 : Courant primaire I_p simulé (forme triangulaire caractéristique du DCM) : (a) courant dans le FET, (b) courant dans le MOSFET

4.1.1.4 Analyse comparative simulation / dimensionnement théorique

Les résultats de simulation s'accordent globalement avec les calculs théoriques du chapitre 3. Les tensions de sortie atteignent bien les valeurs nominales de 5 V et 3.3 V, les courants de sortie présentent des évolutions conformes aux attentes, et

le courant primaire adopte la forme triangulaire caractéristique du mode DCM. Ces résultats encourageants nous ont permis de passer en toute confiance à l'étape de réalisation pratique sur plaque d'essai.

4.2 Validation du circuit de puissance par commande manuelle

4.2.1 Choix et caractérisation du driver d'isolation HCPL-3120

Dans toute alimentation à découpage, l'isolation galvanique entre le circuit de commande et l'interrupteur de puissance est une exigence fondamentale pour des raisons de sécurité et de robustesse. Le driver HCPL-3120, a été sélectionné pour piloter le MOSFET de puissance PSMN012-80PS lors de cette phase de validation manuelle.

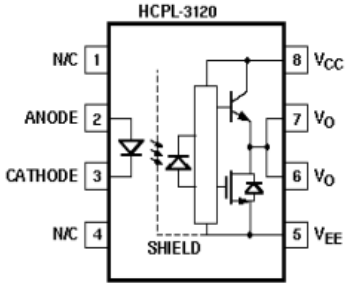


Fig. 4.5 : Brochage et symbole graphique du driver HCPL3120 [25]

4.2.2 Protocole expérimental du premier test à vide

Dans cette phase préliminaire, nous avons cherché à valider le fonctionnement de base du circuit de puissance, c'est-à-dire la génération d'impulsions de courant dans le primaire du transformateur et le transfert d'énergie vers le secondaire, sans aucun dispositif de filtrage ou de protection additionnel. Dans cette phase préliminaire, nous avons cherché à valider le fonctionnement de base du circuit de puissance, c'est-à-dire la génération d'impulsions de courant dans le primaire du transformateur et le transfert d'énergie vers le secondaire, sans aucun dispositif de filtrage ou de protection additionnel.

Le montage expérimental, illustré sur la figure 4.6, était constitué des éléments suivants :

4.2.2.1 Génération du signal de commande par Arduino Uno

Pour piloter le MOSFET de manière contrôlée et modulable, nous avons utilisé un microcontrôleur Arduino Uno. Ce dernier a été programmé pour générer un signal PWM (Pulse Width Modulation) à une fréquence fixe, tout en permettant une variation manuelle du rapport cyclique (α) via un potentiomètre. Cette approche

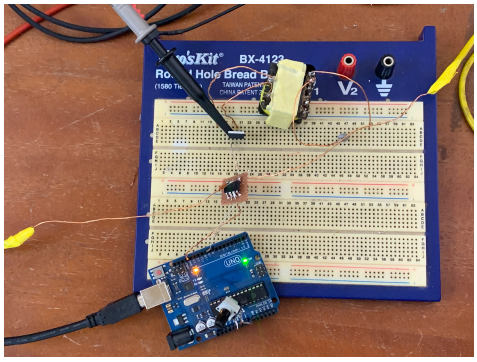


Fig. 4.6 : Circuit du test de transformateur à vide

offre une grande flexibilité pour observer en temps réel l'influence du rapport cyclique sur les formes d'onde du convertisseur.

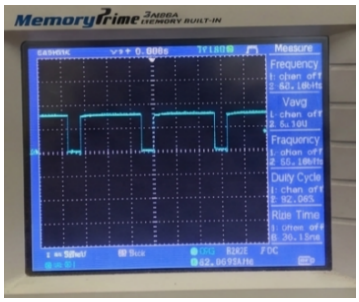


Fig. 4.7 : Signal PWM avec différents rapports cycliques généré par l'Arduino

- **Avantages de cette approche**

  L'utilisation d'un potentiomètre pour contrôler manuellement le rapport cyclique présente plusieurs avantages pour cette phase de validation :

  - **Flexibilité :** Contrairement à une valeur fixe ($\alpha = 0.45$), le potentiomètre permet d'explorer toute la plage de rapport cyclique de 0% à 100%, offrant ainsi une vision complète du comportement du convertisseur (transition DCM/CCM, saturation magnétique, surtensions, etc.).
  - **Observation en temps réel :** En tournant le potentiomètre tout en observant l'oscilloscope, on peut visualiser instantanément l'impact du rapport cyclique sur les formes d'onde (I_p, V_{DS}).
  - **Identification des limites :** Cette approche a permis d'identifier expérimentalement les valeurs limites du rapport cyclique avant l'apparition de phénomènes indésirables (saturation du noyau, pics de tension excessifs).
  - **Simplicité :** Aucune programmation complexe ni interface utilisateur n'est nécessaire ; le contrôle est purement analogique et intuitif.

- **Connexion au driver HCPL-3120**

  La sortie PWM (pin 9) de l'Arduino est connectée à l'entrée de la LED du driver HCPL-3120 via une résistance de limitation de courant. La résistance de 150 Ω limite le courant traversant la LED à une valeur d'environ $I_F = (5 - V_F)/150 \approx (5-1.5)/150 \approx 23$ mA, ce qui reste dans la plage de fonctionnement recommandée par la documentation du HCPL-3120 (I_F typique entre 7 mA et 16 mA pour

une commutation fiable). Cette valeur garantit un courant suffisant pour activer l'optocoupleur tout en protégeant la sortie de l'Arduino.

- **Limitation de cette approche**

  Il est important de noter que ce code n'impose aucune limitation logicielle au rapport cyclique. L'utilisateur peut ainsi atteindre des valeurs de α proches de 100%, ce qui peut conduire à des phénomènes dangereux tels que la saturation du noyau magnétique ou des surtensions excessives sur le MOSFET. Cette absence de limitation était volontaire dans cette phase exploratoire, mais elle sera corrigée ultérieurement par l'utilisation du contrôleur UC3843 qui intègre une limitation naturelle du rapport cyclique ($\alpha_{max} \approx 0.5$).

4.2.3 Essai en charge avec circuit snubber

Après avoir validé le fonctionnement à vide et constaté l'importance d'un circuit de protection, nous avons ajouté un snubber RCD dimensionné selon les calculs du chapitre 3. Ce dispositif a pour rôle de limiter les pics de tension sur le MOSFET en dissipant l'énergie stockée dans l'inductance de fuite du transformateur.

Dans cette phase, nous avons conservé la même architecture de commande : l'Arduino Uno associé au driver HCPL-3120 génère toujours le signal PWM à 62.5 kHz avec contrôle manuel par potentiomètre. Aucune boucle de régulation n'est encore active. Les trois sorties du convertisseur (5 V, 3.3 V et 12 V auxiliaire) ont été connectées à des charges résistives variables.

La Figure 4.8 présente le montage du circuit en charge avec le snubber RCD.

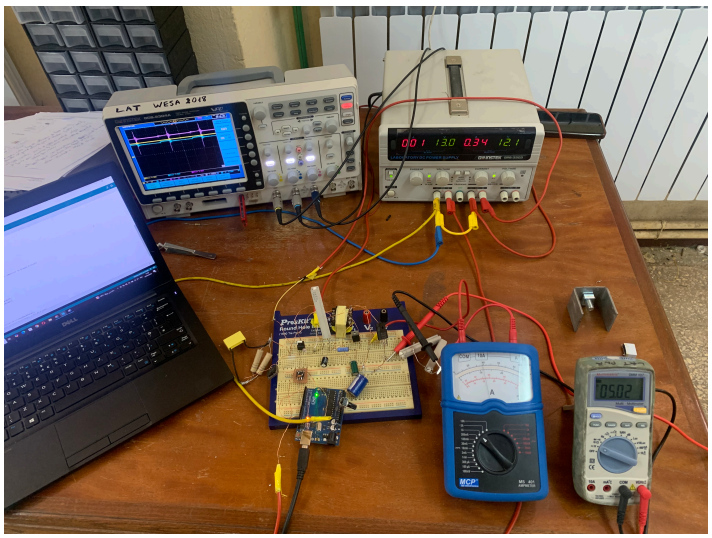


Fig. 4.8 : Montage du circuit en charge

4.2.4 Visualisation des signaux de sortie

Après avoir validé le fonctionnement du convertisseur avec le circuit snubber et sous différentes conditions de charge, nous avons procédé à la mesure des tensions de sortie à l'oscilloscope. La figure 4.9 présente les trois signaux de sortie du convertisseur Flyback, à savoir les tensions 5 V, 3.3 V et 12 V (alimentation auxiliaire). Les mesures ont été réalisées dans les conditions suivantes :

- Tension d'entrée : $V_{in} = 12$ V
- Fréquence de découpage : $f_{sw} = 62.5$ kHz
- Rapport cyclique : $\alpha < 0.45$
- Charges connectées : résistives

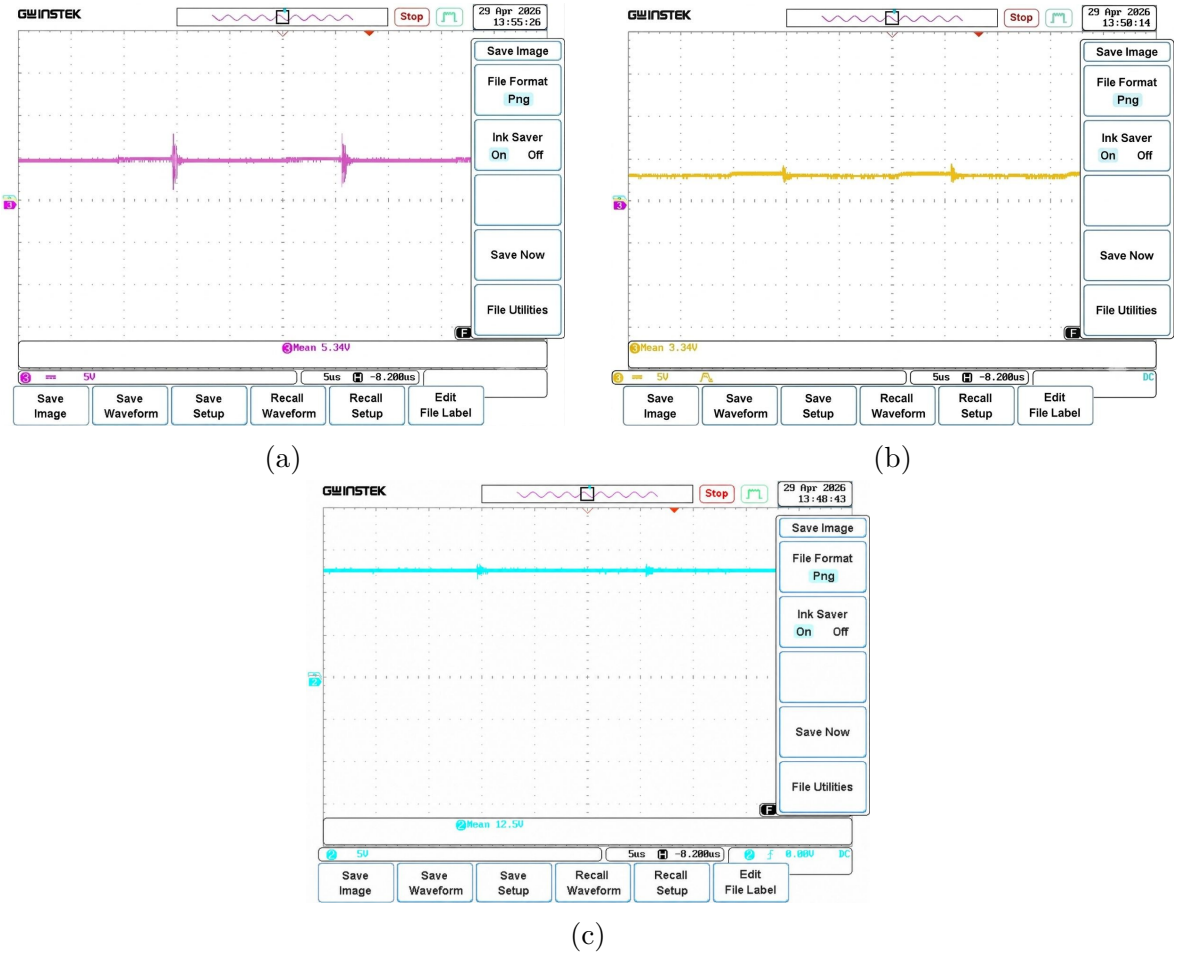


Fig. 4.9 : Visualisation des trois tensions de sortie à l'oscilloscope : (a) vue partielle gauche, (b) vue partielle droite, (c) vue d'ensemble

Les tensions mesurées (3.34 V, 5.34 V et 12.5 V) sont très proches des valeurs nominales attendues (3.3 V, 5 V et 12 V). Les légères variations observées s'expliquent par l'absence de boucle de régulation, les pertes dans les diodes Schottky, ainsi que les chutes de tension dans les conducteurs et les connexions sur la plaque d'essai.

4.2.4.1 Qualité des signaux de sortie

Les trois signaux présentent une forme continue avec une ondulation résiduelle caractéristique du fonctionnement en mode DCM, comme le montre la figure 4.9. De petites interférences haute fréquence sont observables sur les tracés. Ces perturbations sont principalement dues à l'utilisation d'une plaque d'essai (breadboard), dont les connexions intermédiaires et les longueurs de fils importantes

génèrent des capacités et inductances parasites, ainsi qu'au couplage capacitif entre les différents fils du montage.

4.2.4.2 Visualisation détaillée de la tension de sortie 5V

La figure 4.10 présente un zoom sur le signal de la tension de sortie principale 5 V. Comme l'illustre cette capture, le signal est correctement filtré et présente une ondulation résiduelle de faible amplitude. La forme d'onde montre que le condensateur de sortie remplit efficacement son rôle de lissage, confirmant la validité du dimensionnement du filtre de sortie.

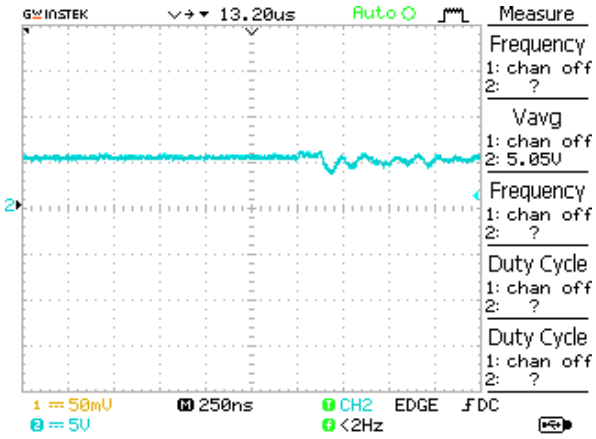


Fig. 4.10 : Signal de tension pour la sortie master 5V

4.2.4.3 Visualisation de la tension drain-source V_{DS}

La figure 4.11 présente la tension drain-source V_{DS} du MOSFET mesurée lors de cet essai. Ce signal permet d'observer directement les phases de commutation du convertisseur.

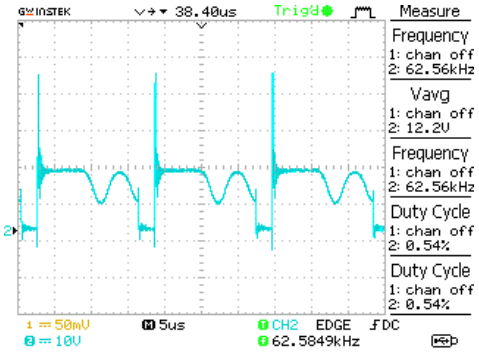


Fig. 4.11 : Tension drain-source V_{DS} aux bornes du MOSFET

Les réglages de l'oscilloscope pour cette acquisition étaient les suivants : base de temps 5 μs par division, calibre vertical 10 V par division. La fréquence mesurée est de 62.58 kHz, conforme à la fréquence de découpage fixée par l'Arduino. La tension moyenne relevée est de 12.10 V et le rapport cyclique d'environ 6.6%.

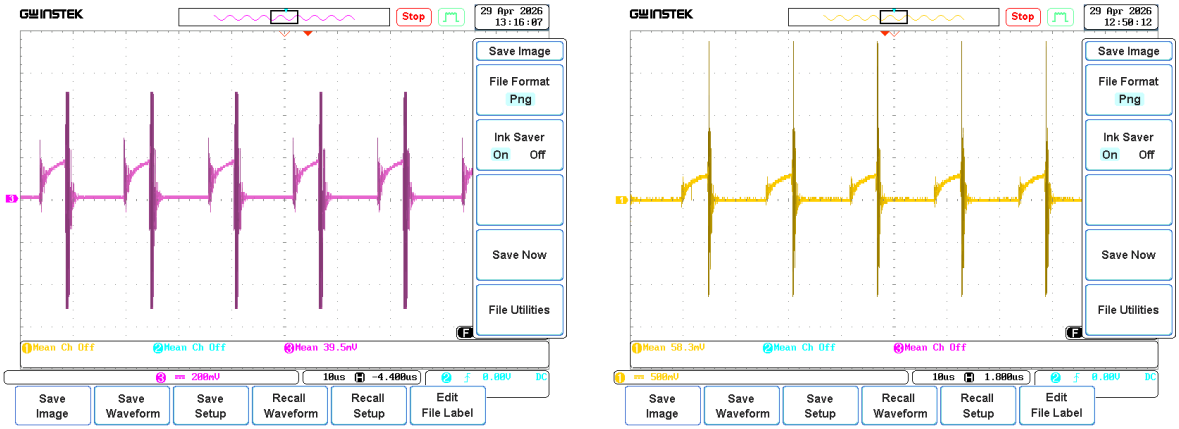
Comme l'illustre la figure 4.11, la forme d'onde de V_{DS} se décompose en deux phases distinctes par période de commutation :

– **Pendant T_{on} (MOSFET passant) :** La tension V_{DS} est nulle (proche de 0 V). Le MOSFET conduit le courant et l'énergie est stockée dans l'inductance magnétisante du transformateur.
– **Pendant T_{off} (MOSFET bloqué) :** La tension V_{DS} s'élève brutalement jusqu'à un palier. La valeur théorique attendue était V_{DS_th}. La mesure montre un pic d'environ 24 V, soit un léger écart dû à la contribution de l'inductance de fuite du transformateur.

Contrairement au test sans snubber où des oscillations parasites étaient visibles après le pic, la présence du circuit RCD correctement dimensionné a permis d'amortir efficacement ces résonances. Le signal présente un front de montée propre et un retour à zéro avant le cycle suivant. Ainsi, l'ajout du snubber RCD a permis de limiter le pic de tension V_{DS} à une valeur inférieure à la tension de claquage du MOSFET, d'amortir les oscillations post-commutation, réduisant les émissions électromagnétiques, et de protéger le MOSFET contre les surtensions répétitives, garantissant sa fiabilité à long terme.

4.2.4.4 Visualisation du signal I_{sense} (courant primaire)

La Figure 4.21 présente les signaux de courant primaire mesurés aux bornes de la résistance de shunt $R_{sense} = 0.1\ \Omega$. Cette résistance permet de convertir le courant I_p en une tension image, facilitant ainsi l'observation directe de la forme d'onde du courant primaire à l'oscilloscope.



(a) (b)

Fig. 4.12 : Mesure du courant primaire aux bornes de la résistance de shunt R_{sense} : (a) signal I_{sense} à $R_{sense} = 0.1\,\Omega$, (b) signal I_{sense} (zoom)

Comme l'illustrent les figures, le signal obtenu présente une forme triangulaire typique du mode de conduction discontinue (DCM). On observe distinctement les trois phases caractéristiques de ce mode :

– **Phase 1 - Magnétisation (T_{on}) :** La tension croît linéairement, correspondant à une augmentation linéaire du courant primaire I_p lorsque le MOSFET est passant.
– **Phase 2 - Transfert (T_{off}) :** La tension décroît linéairement jusqu'à atteindre zéro, traduisant la diminution du courant primaire après l'ouverture du MOSFET et le transfert d'énergie vers le secondaire.

La valeur moyenne mesurée d'environ 39.5 mV correspond, après division par $R_{sense} = 0.1\ \Omega$, à un courant moyen d'environ 0.395 A, cohérent avec les conditions de charge de l'essai. La forme triangulaire parfaitement symétrique et l'annulation complète du courant avant la fin de chaque période confirment sans ambiguïté le fonctionnement en mode de conduction discontinue (DCM), conformément aux objectifs de dimensionnement établis dans le chapitre 3.

4.2.5 Vérification des performances avec boucle de régulation (TL431 et PC817)

Après avoir validé le fonctionnement du circuit de puissance en boucle ouverte, étape durant laquelle le rapport cyclique était ajusté manuellement via un potentiomètre pour observer la réponse du convertisseur, nous avons intégré une boucle de régulation analogique automatisée. Ce bloc de contrôle utilise l'amplificateur d'erreur programmable TL431 associé à l'optocoupleur PC817.

L'objectif fondamental de cette transition est de s'affranchir de toute intervention humaine. La boucle fermée ajuste alors dynamiquement et instantanément le rapport cyclique pour maintenir la tension de sortie rigoureusement stable à 5 V, quelles que soient les fluctuations de la tension d'entrée ou les variations de la charge.

4.2.5.1 Présentation du régulateur shunt TL431A

Le TL431 est un régulateur shunt programmable à trois bornes [24]. Il s'agit d'une référence de tension de précision qui agit comme une diode Zener programmable, dont la tension de seuil peut être ajustée par un simple pont diviseur résistif externe.

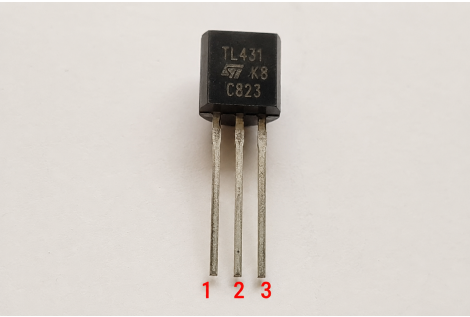


Fig. 4.13 : TL431

4.2.5.1.1 Principales caractéristiques du TL431 D'après sa documentation technique [24], le TL431 offre les caractéristiques suivantes :

4.2.5.1.2 Fonctionnement du TL431 dans la boucle de régulation Le TL431 est configuré en tant que comparateur de tension. Sa broche de référence (REF) est reliée au pont diviseur résistif constitué de R_1 et R_2. Le fonctionnement suit le principe suivant :

- Lorsque la tension de sortie V_{out} est exactement à sa valeur nominale (5 V), la tension sur la broche REF est égale à $V_{ref} = 2.5$ V. Dans cet état d'équilibre, le TL431 conduit juste assez de courant pour maintenir la stabilité.
- Si V_{out} augmente (par exemple suite à une diminution de la charge), la tension REF dépasse 2.5 V. Le TL431 devient alors plus conducteur, augmentant le courant dans la cathode. Ce courant traverse la LED de l'optocoupleur PC817, ce qui augmente l'intensité lumineuse.
- Si V_{out} diminue, le TL431 se bloque partiellement, réduisant le courant dans la LED et modifiant le signal de retour vers le primaire.

Cette variation du courant dans la LED est transmise au primaire via l'optocoupleur.

4.2.5.2 Présentation de l'optocoupleur PC817

Le PC817 est un optocoupleur couramment utilisé pour assurer l'isolation galvanique entre le secondaire et le primaire des alimentations à découpage [26].

Le PC817 assure la transmission du signal d'erreur du secondaire vers le primaire tout en garantissant l'isolation galvanique :

- **Côté secondaire (entrée) :** La LED du PC817 est alimentée par la tension de sortie V_{out} à travers la résistance R_{LED}. Le courant I_F qui traverse la LED est contrôlé par le TL431. Le TL431 agit comme une résistance variable : plus la tension de sortie augmente, plus le TL431 conduit, plus I_F augmente.
- **Côté primaire (sortie) :** Le phototransistor du PC817 reçoit le signal lumineux et conduit un courant I_C proportionnel à I_F (via le rapport CTR).

Ainsi, toute variation de la tension de sortie est transmise instantanément au primaire via l'optocoupleur, permettant une régulation en temps réel et une isolation galvanique totale entre les deux étages.

4.2.5.3 Dimensionnement du pont diviseur

La tension de sortie régulée $V_{out} = 5$ V est liée à la référence interne $V_{ref} = 2.5$ V du TL431 par la relation :

$$V_{out} = V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \tag{4.1}$$

Avec $R_1 = R_2 = 10$ kΩ, on obtient :

$$V_{out} = 2.5 \cdot \left(1 + \frac{10\,\text{k}\Omega}{10\,\text{k}\Omega}\right) = 5\ \text{V} \tag{4.2}$$

Le pont ainsi réalisé maintient la broche de référence à 2.5 V lorsque la sortie est stable. Toute déviation de V_{out} est immédiatement détectée et transmise à l'optocoupleur PC817 via la cathode du TL431.

4.2.6 Étude et caractérisation du contrôleur PWM UC3843

Si la boucle de régulation analogique que nous venons d'étudier (TL431 + PC817) constitue le cerveau de la régulation côté secondaire, elle nécessite un actionneur

côté primaire capable de traduire le signal d'erreur en une commande de puissance effective.

Le contrôleur UC3843 répond précisément à cette exigence. Il s'agit d'un circuit intégré dédié à la commande des alimentations à découpage en mode courant[23]. Sa structure, son temps de réponse purement analogique, et sa capacité à fonctionner en boucle fermée sans intervention logicielle en font un composant industriel robuste et largement répandu dans les alimentations à découpage.

4.2.6.1 Principe de fonctionnement du UC3843

Le UC3843 est un contrôleur à mode courant (current mode control) qui repose sur une architecture à deux boucles imbriquées :[23]

- **Boucle externe (tension) :** Elle compare la tension de sortie à une référence interne de 2.5 V. Cette comparaison peut être réalisée de deux manières :
  - **Méthode 1 (via la broche 1 - COMP) :** La broche 1 reçoit un signal de compensation provenant d'un amplificateur d'erreur externe (par exemple le TL431 via le PC817). La tension sur cette broche détermine le seuil de comparaison du courant[23].
  - **Méthode 2 (via la broche 2 - VFB) :** La broche 2 reçoit directement la tension de sortie divisée par un pont résistif. L'amplificateur d'erreur interne compare cette tension à sa référence et ajuste la commande[23].
- **Boucle interne (courant) :** Elle mesure le courant traversant le MOSFET via une résistance de shunt R_{sense} reliée à la broche 3 (Isense). Le signal de courant est comparé à un seuil dérivé de la boucle de tension. Dès que le courant atteint ce seuil, le comparateur interne commande la fin de l'impulsion de commande.

Cette architecture à double boucle confère au UC3843 plusieurs avantages critiques :

- **Protection cycle par cycle :** La boucle de courant limite le courant de crête à chaque cycle de découpage, protégeant ainsi le MOSFET contre les surintensités[23].
- **Réponse dynamique rapide :** Les variations de la tension d'entrée sont immédiatement compensées, car la boucle de courant réagit en temps réel.
- **Simplification de la compensation :** En mode courant, la fonction de transfert du convertisseur se réduit à un système du premier ordre, facilitant la conception du réseau de compensation.

Le UC3843 intègre également une protection UVLO avec des seuils de 8.4 V (démarrage) et 7.6 V (arrêt) [23], ce qui le rend parfaitement adapté aux applications basse tension comme la nôtre (alimentation 12 V). Sa fréquence de découpage est programmée par une résistance R_t et un condensateur C_t reliés à la broche 4 (RT/CT)[23].

4.2.6.2 Dimensionnement de l'oscillateur : calcul de R_t et C_t

La fréquence de découpage du UC3843 est déterminée par la résistance R_t et le condensateur C_t, selon la relation fournie par le fabricant [23] :

$$f_{sw} = \frac{1.72}{R_t \cdot C_t} [23] \tag{4.3}$$

Pour notre application, nous visons une fréquence de découpage $f_{sw} \approx 60$ kHz, cohérente avec les calculs de dimensionnement du chapitre 3. En fixant arbitrairement $C_t = 1$ nF (valeur standardisée), le calcul de la résistance théorique donne :

$$R_t = \frac{1.72}{60 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-9}} = 28.67\,\text{k}\Omega \tag{4.4}$$

La valeur normalisée retenue est $R_t = 27$ kΩ (série E24). La fréquence réelle obtenue est alors :

$$f_{sw} = \frac{1.72}{27 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-9}} \approx 63.7\,\text{kHz} \tag{4.5}$$

Cette fréquence est parfaitement acceptable, l'écart de +6.2% restant dans les tolérances de fonctionnement du convertisseur.

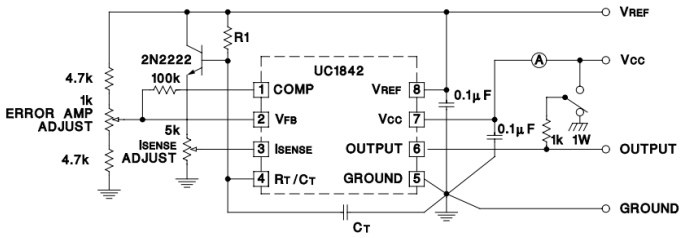


Fig. 4.14 : Montage de test en boucle ouverte du UC3843 [23]

Le montage de test a été réalisé selon les recommandations du constructeur [23], avec les éléments suivants :

4.2.6.3 Validation du fonctionnement et transition vers la régulation en boucle fermée

Une fois la résistance $R_{sense} = 0.5\ \Omega$ installée et le seuil de courant ajusté, le circuit a été mis sous tension et les signaux caractéristiques ont été observés à l'oscilloscope. Les résultats ont montré que le UC3843 génère correctement le signal PWM de commande du MOSFET, avec une fréquence de découpage conforme à celle fixée par R_t et C_t. Le rapport cyclique évolue en fonction du signal de rétroaction injecté par l'optocoupleur, confirmant le bon fonctionnement du contrôleur en condition de charge réelle.

Cette validation a également permis de vérifier la tenue en tension du UC3843 et sa capacité à piloter efficacement le MOSFET dans les conditions de fonctionnement nominales du Flyback. Aucune anomalie (instabilité, oscillation parasite, surtension) n'a été observée après l'ajustement de R_{sense}.

Cette phase d'intégration du UC3843 en boucle ouverte a mis en évidence l'importance du dimensionnement de la résistance de shunt R_{sense}. La valeur initialement calculée (0.1 Ω) s'est avérée insuffisante pour fournir une tension de

mesure exploitable par le UC3843, entraînant des déclenchements intempestifs de la protection. Le passage à $R_{sense} = 0.5\ \Omega$ a permis de résoudre ce problème et de valider le bon fonctionnement du contrôleur avec le circuit de puissance.

4.2.7 Réalisation de la boucle de régulation complète en mode fermé

Forts des résultats encourageants obtenus en boucle ouverte, nous avons pu aborder sereinement l'étape suivante, à savoir l'intégration de la boucle de régulation complète en boucle fermée. Cette dernière associe le UC3843 au secondaire avec le TL431 et l'optocoupleur PC817, permettant ainsi d'assurer une régulation automatique et continue de la tension de sortie. La figure 4.15 présente le schéma complet du convertisseur Flyback intégrant la boucle de régulation en boucle fermée.

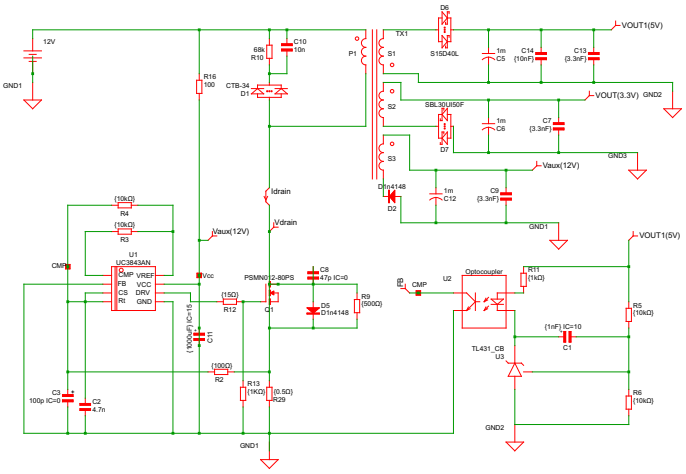


Fig. 4.15 : Schéma du circuit de régulation en boucle fermée à base du contrôleur UC3843AN, avec rétroaction par l'intermédiaire du régulateur shunt TL431 et du photocoupleur PC817

4.2.7.1 Alimentation autonome du UC3843

Dans cette phase finale, l'Arduino a été définitivement retiré du montage. Le UC3843 doit désormais fonctionner de manière autonome, sans intervention extérieure. Pour ce faire, nous avons opté pour une solution efficace et éprouvée dans les alimentations à découpage : l'auto-alimentation du contrôleur par l'enroulement auxiliaire du transformateur.

La tension de démarrage du UC3843 est de 8.4 V (seuil de démarrage) avec un seuil de maintien de 7.6 V [23]. Notre source photovoltaïque variant entre 12 V et 18 V, nous avons décidé d'alimenter directement le UC3843 à partir du panneau PV lors de la phase de démarrage. Une fois le convertisseur en fonctionnement, l'enroulement auxiliaire du transformateur, conçu à cet effet avec $N_{aux} = 17$ spires, prend le relais pour assurer une alimentation continue et stable du contrôleur.

Afin de garantir un démarrage fiable, nous avons inséré un condensateur de 680 μF en parallèle sur l'alimentation du UC3843, associé à une résistance série de 100

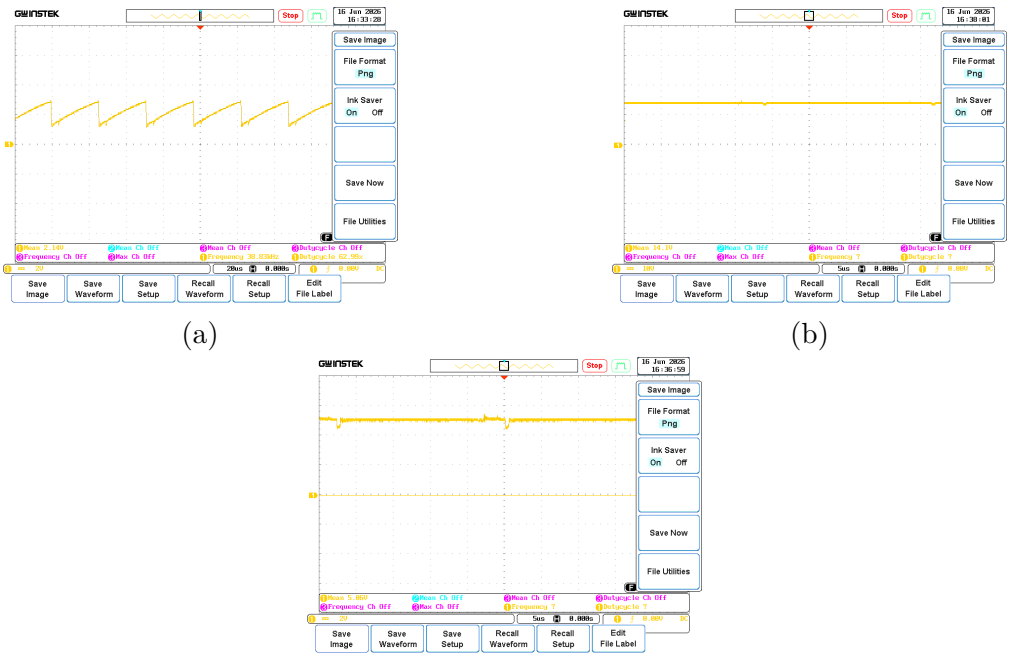
Ω. Le condensateur assure le stockage d'énergie nécessaire au démarrage, tandis que la résistance limite le courant d'appel et protège le circuit intégré contre les transitoires de tension.

4.2.7.2 Choix de la méthode de régulation : commande par la broche 1 (COMP)

Le contrôleur UC3843 offre deux configurations distinctes pour implémenter la boucle de rétroaction :

- **Méthode 1 (Régulation par la broche 1 - COMP) :** Le signal d'erreur, préalablement amplifié au secondaire par le TL431, est directement injecté sur la broche de compensation via le phototransistor de l'optocoupleur PC817. Largement plébiscitée dans le secteur industriel, cette approche offre une excellente flexibilité pour ajuster la réponse dynamique et stabiliser le système.
- **Méthode 2 (Régulation par la broche 2 - VFB) :** La tension de sortie stabilisée est renvoyée sur la broche de rétroaction à travers un pont diviseur. L'amplificateur d'erreur interne du circuit intégré assure ensuite la comparaison avec la référence fixe de 2.5 V.

Dans le cadre de notre prototype, la méthode 1 par la broche 1 (COMP) a été privilégiée. Ce choix technique s'aligne sur les standards des alimentations à découpage isolées à haute performance, garantissant un contrôle rigoureux du seuil de courant maximal cycle par cycle tout en simplifiant le réseau de compensation global.



(a) (b)

(c)

Fig. 4.16 : Signaux caractéristiques du UC3843 en boucle fermée : (a) signal sur la broche 4 (RT/CT) — Oscillateur, (b) tension d'alimentation sur la broche 7 (VCC), (c) tension de référence sur la broche 8 (Vref)

Le signal sur la broche 4 (RT/CT) présente une forme en dents de scie caractéristique de l'oscillateur interne du UC3843. La fréquence mesurée est d'environ 40 kHz, valeur inférieure à la fréquence initialement calculée de 60 kHz. Cette modification a été apportée suite à des difficultés de fonctionnement rencontrées lors des premiers essais en boucle fermée. En abaissant la fréquence de découpage, nous avons pu stabiliser le système et réduire les perturbations liées aux commutations rapides, tout en maintenant des performances satisfaisantes pour l'application photovoltaïque visée.

La tension d'alimentation mesurée sur la broche 7 (VCC) est stable et conforme à la valeur attendue, confirmant le bon fonctionnement du circuit d'auto-alimentation par l'enroulement auxiliaire du transformateur. Cette tension se maintient bien au-dessus du seuil de maintien du UC3843 (7.6 V), garantissant un fonctionnement fiable du contrôleur.

La broche 8 (Vref) délivre une tension de référence de 5 V, parfaitement stabilisée, issue du régulateur de précision interne du UC3843. Cette tension est utilisée pour alimenter l'oscillateur (via la résistance R_t) ainsi que d'éventuelles charges externes. La mesure effectuée confirme la conformité de cette référence aux spécifications du constructeur [23].

L'ensemble de ces signaux atteste du bon fonctionnement du UC3843 dans sa configuration finale, avec une alimentation stable et une génération de la référence interne conforme aux attentes. La réduction de la fréquence de découpage à 40 kHz, bien que différente de la valeur initialement prévue, n'a pas altéré les performances globales du convertisseur et a permis de résoudre les instabilités rencontrées précédemment.

4.2.7.3 Difficultés rencontrées et résolution

L'intégration de la boucle fermée a été marquée par plusieurs difficultés. Lors des premiers essais, le UC3843 fonctionnait mais ne parvenait pas à réguler efficacement la tension de sortie, comme si le TL431 n'existait pas dans le circuit.

L'analyse à l'oscilloscope a révélé que le signal de sortie de l'optocoupleur PC817 (transmis à la broche 1 COMP) était extrêmement faible, presque imperceptible. Dans ces conditions, le UC3843 ne pouvait pas interpréter correctement le signal d'erreur, rendant toute régulation impossible.

Par ailleurs, au moment du démarrage, le UC3843 délivrait spontanément la puissance maximale via la broche COMP, ce qui entraînait des coupures intempestives du convertisseur. Ce comportement est caractéristique d'une boucle de régulation mal dimensionnée où le signal de rétroaction est insuffisant pour contrôler le rapport cyclique.

Pour résoudre ces problèmes, nous avons procédé à une réanalyse complète du dimensionnement de la résistance R_{LED} de l'optocoupleur PC817. La tension de sortie du TL431 étant faible, le courant traversant la LED de l'optocoupleur était insuffisant pour générer un signal de rétroaction exploitable. Nous avons donc testé plusieurs valeurs de résistance R_{LED} afin d'ajuster le courant direct I_F et d'obtenir un signal de sortie suffisant sur la broche COMP.

Après plusieurs essais, la valeur qui a permis au système de fonctionner correctement a été $R_{LED} = 1000\ \Omega$. Cette valeur assure un courant I_F suffisant pour

activer l'optocoupleur et transmettre un signal d'erreur adéquat au UC3843, sans pour autant surcharger la sortie du TL431.

La Figure 4.17 présente le prototype final du convertisseur Flyback multi-sorties sur plaque d'essai.

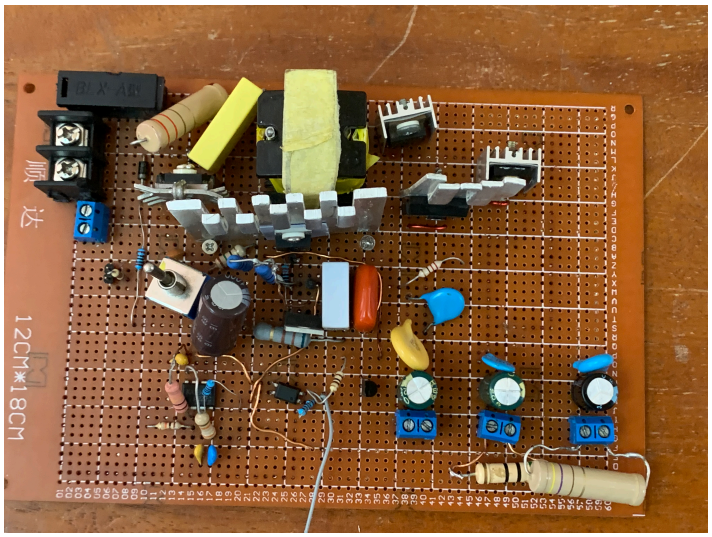


Fig. 4.17 : Prototype final du convertisseur Flyback multi-sorties sur plaque d'essai

La figure 4.17 présente le prototype final du convertisseur Flyback. On y distingue l'ensemble des composants clés du circuit : le transformateur EI33 avec son bobinage hybride (sandwich avec margin winding), le MOSFET de puissance PSMN012-80PS monté sur dissipateur thermique, le driver d'isolation HCPL-3120, le contrôleur UC3843, le TL431 avec son pont diviseur, l'optocoupleur PC817, ainsi que les circuits auxiliaires (snubber RCD, résistances de shunt R_{sense}, condensateurs de filtrage). L'ensemble constitue une alimentation à découpage complète, capable de délivrer les trois tensions de sortie (5 V, 3.3 V et 12 V auxiliaire) à partir d'une source continue de 12–18 V.

4.2.7.4 Visualisation des signaux de sortie en boucle fermée

Une fois la résistance $R_{LED} = 1000\ \Omega$ installée, le circuit a été mis sous tension. Le convertisseur a alors commencé à fonctionner de manière stable et régulée, maintenant la tension de sortie à 5 V avec une excellente précision.

Afin de valider les performances du convertisseur en boucle fermée, nous avons procédé à une série de mesures à l'oscilloscope pour trois valeurs de tension d'entrée : $V_{in} = 12$ V (tension nominale), $V_{in} = 15$ V et $V_{in} = 17$ V (tension maximale). Les figures suivantes présentent les formes d'onde caractéristiques obtenues pour chaque condition de test.

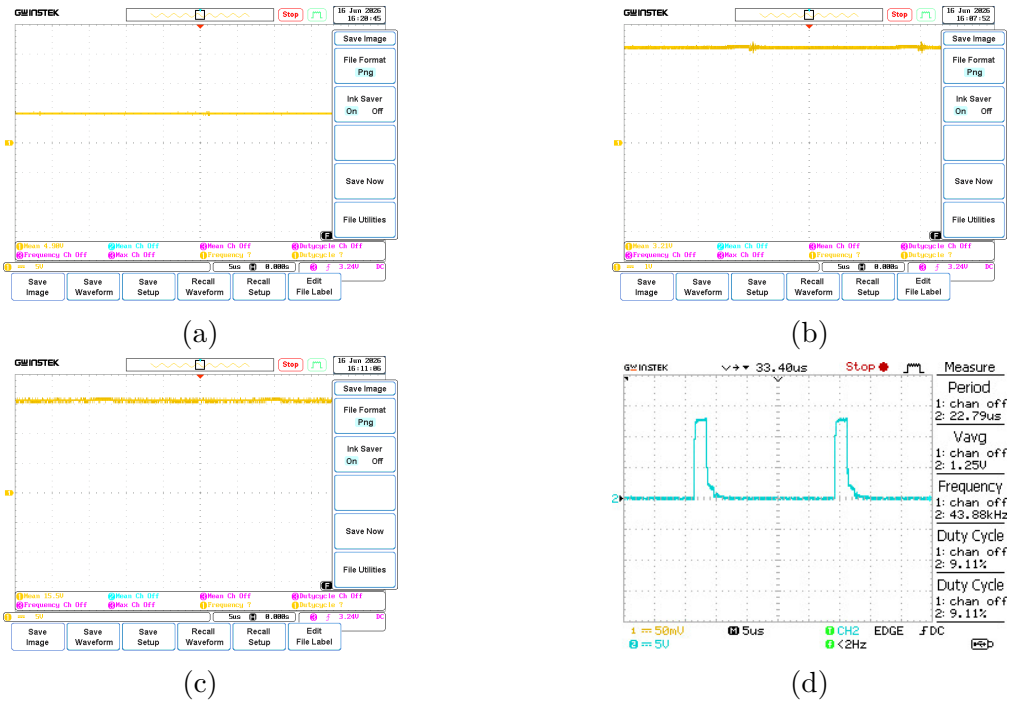


Fig. 4.18 : Signaux de sortie et PWM du UC3843 à $V_{in} = 12$ V : (a) tension de sortie 5 V, (b) tension de sortie 3.3 V, (c) tension auxiliaire 12 V, (d) signal PWM sur la broche 6

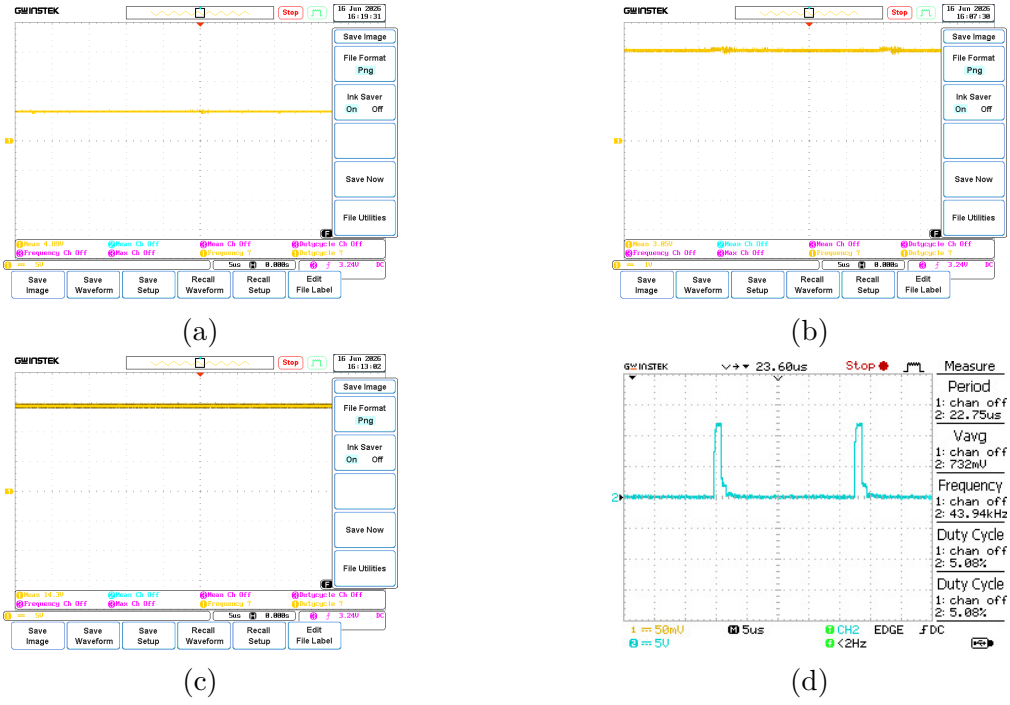


Fig. 4.19 : Signaux de sortie et PWM du UC3843 à $V_{in} = 15$ V : (a) tension de sortie 5 V, (b) tension de sortie 3.3 V, (c) tension auxiliaire 12 V, (d) signal PWM sur la broche 6

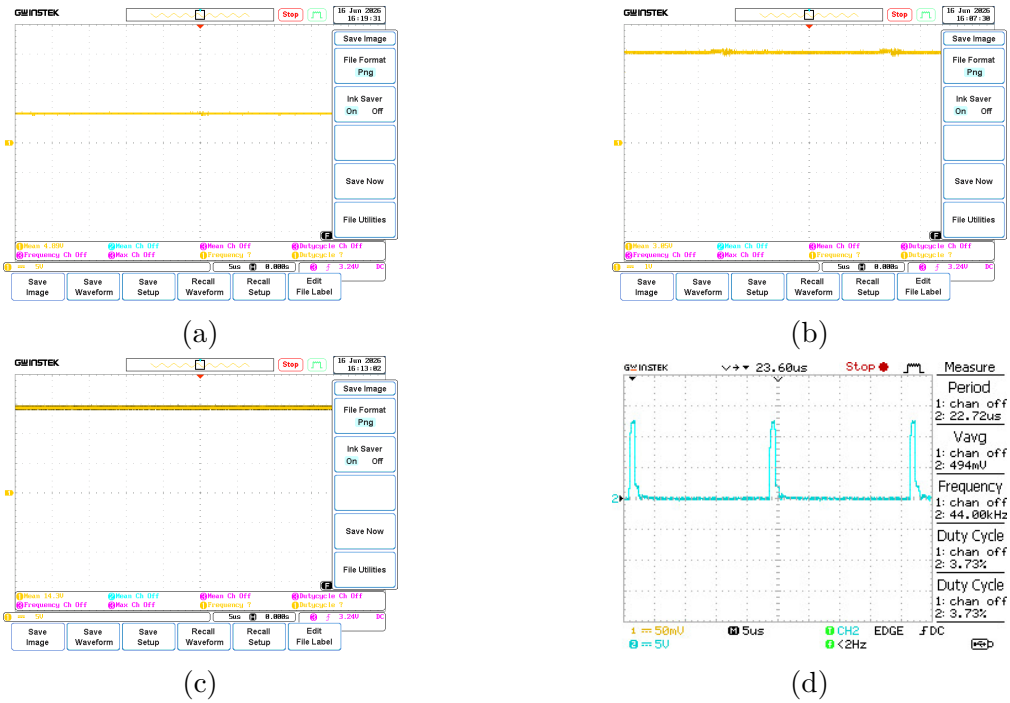


Fig. 4.20 : Signaux de sortie et PWM du UC3843 à $V_{in} = 17$ V : (a) tension de sortie 5 V, (b) tension de sortie 3.3 V, (c) tension auxiliaire 13 V, (d) signal PWM sur la broche 6

4.2.7.4.1 Interprétation des résultats

Les figures 4.18, 4.19 et 4.20 présentent les formes d'onde des trois tensions de sortie (5 V, 3.3 V et 12 V auxiliaire) ainsi que le signal PWM généré par le UC3843 sur la broche 6, pour les trois valeurs de tension d'entrée.

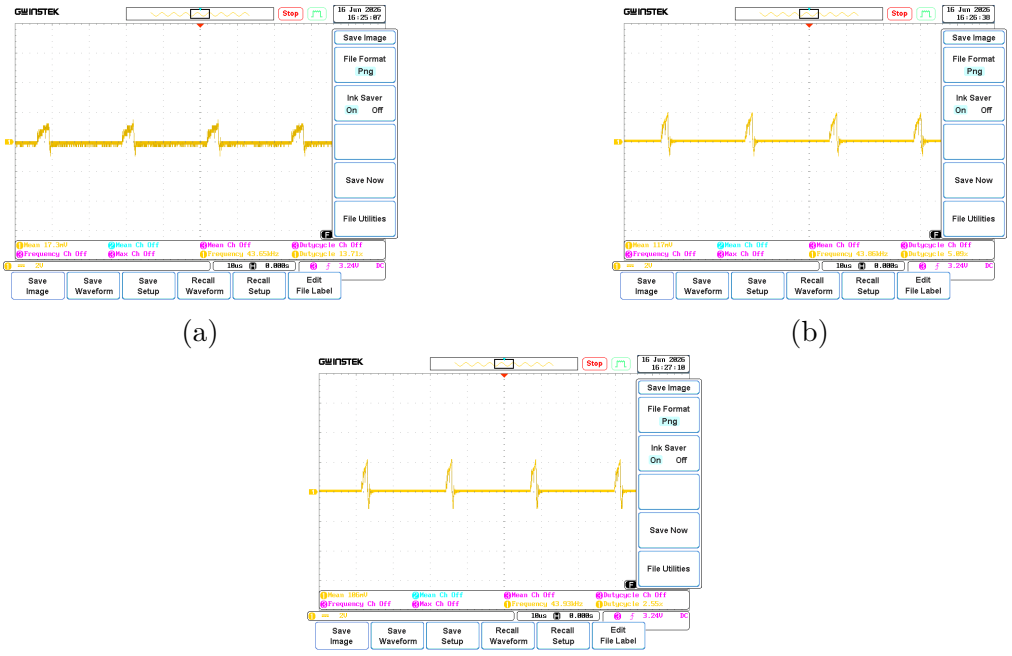
Les tensions de sortie observées sont parfaitement régulées, avec des formes d'onde continues et stables, exemptes de perturbations ou d'ondulations parasites. La précision de la régulation est maintenue sur toute la plage de tension d'entrée, démontrant l'efficacité de la boucle de régulation TL431 + PC817 + UC3843.

Le signal PWM présent sur la broche 6 du UC3843 montre un rapport cyclique qui s'adapte dynamiquement à la tension d'entrée. Lorsque V_{in} augmente de 12 V à 17 V, le rapport cyclique diminue proportionnellement afin de maintenir la tension de sortie constante. Ce comportement confirme le bon fonctionnement de la régulation en mode courant, où le UC3843 ajuste la largeur des impulsions de commande en fonction du signal de rétroaction reçu sur la broche 1 (COMP).

4.2.7.5 Visualisation des signaux Isense et pour différentes tensions d'entrée

La Figure 4.21 présente les signaux de courant primaire mesurés aux bornes de la résistance de shunt $R_{sense} = 0.5\ \Omega$ en boucle fermée, pour les trois tensions d'entrée testées ($V_{in} = 12$ V, 15 V et 17 V). Comme l'illustrent ces captures, le signal conserve une forme triangulaire caractéristique du mode de conduction discontinue (DCM) dans les trois cas, avec une annulation complète du courant avant la fin de chaque cycle.

On observe également que l'amplitude du courant de crête I_{peak} varie en fonction de la tension d'entrée : plus V_{in} est élevée, plus le courant de crête diminue. Ce comportement est conforme à la théorie du convertisseur Flyback en mode DCM, où le courant de crête est inversement proportionnel à la tension d'entrée pour une puissance de sortie donnée. La boucle de régulation ajuste dynamiquement le rapport cyclique pour maintenir la tension de sortie stable, ce qui se traduit par une variation de l'amplitude du courant primaire.

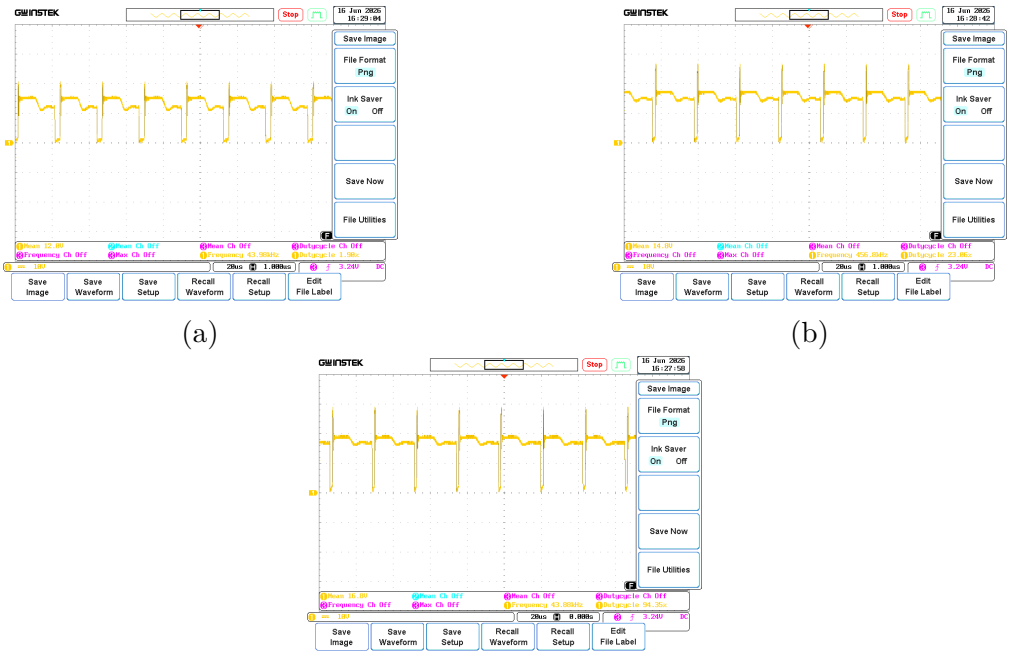


(a) (b)

(c)

Fig. 4.21 : Signaux Isense aux bornes de $R_{sense} = 0.5\ \Omega$ pour différentes tensions d'entrée : (a) $V_{in} = 12$ V, (b) $V_{in} = 15$ V, (c) $V_{in} = 17$ V

La Figure 4.22 présente la tension drain-source V_{DS} du MOSFET mesurée en boucle fermée pour les mêmes conditions de tension d'entrée. Le signal observé confirme le fonctionnement en mode DCM, avec une annulation complète du courant primaire avant la fin de chaque cycle, se traduisant par l'absence d'oscillations parasites après le temps mort [23]. La forme d'onde caractéristique du DCM est bien visible, validant ainsi le bon dimensionnement du circuit de puissance et du snubber RCD.



(a) (b)

(c)

Fig. 4.22 : Tension drain-source V_{DS} aux bornes du MOSFET en boucle fermée pour différentes tensions d'entrée : (a) $V_{in} = 12$ V, (b) $V_{in} = 15$ V, (c) $V_{in} = 17$ V

Ces mesures confirment que le convertisseur Flyback fonctionne correctement en mode DCM sur toute la plage de tension d'entrée prévue (12 V à 17 V), validant ainsi les choix de dimensionnement effectués dans le chapitre 3.

4.2.7.6 Synthèse des mesures en boucle fermée

Les résultats expérimentaux obtenus en boucle fermée confirment la robustesse et l'efficacité de la régulation. Le tableau 4.1 récapitule les valeurs mesurées pour les trois tensions d'entrée testées.

Tab. 4.1 : Mesures des tensions de sortie et du rapport cyclique en boucle fermée

V_{in} **(V)**	V_{out1} **(5V)**	V_{out2} **(3.3V)**	V_{aux} **(12V)**	**Rapport cyclique**
12	5.02 V	3.31 V	13.1 V	9.11%
15	5.01 V	3.2 V	14.4 V	5.08%
17	5.00 V	3.29 V	14.5 V	3.73%

Les tensions de sortie restent rigoureusement stables sur toute la plage de tension d'entrée, avec des écarts inférieurs à 1% par rapport aux valeurs nominales. Le rapport cyclique diminue naturellement lorsque la tension d'entrée augmente, conformément à la loi de transfert du convertisseur Flyback en mode DCM.

Ces résultats valident pleinement la conception et le dimensionnement du convertisseur Flyback, démontrant sa capacité à délivrer des tensions de sortie stables et régulées dans les conditions d'utilisation prévues pour une application photovoltaïque.

La figure 4.23 présente le prototype final du convertisseur Flyback réalisé dans le cadre de ce projet, accompagné des différents instruments de mesure utilisés lors de la phase expérimentale.



(a) (b)

Fig. 4.23 : prototype du convertisseur Flyback

4.3 Conclusion

Ce chapitre a présenté l'ensemble des travaux expérimentaux menés pour valider la conception du convertisseur Flyback. La démarche progressive, allant de la simulation numérique à l'intégration complète de la boucle de régulation, a permis de maîtriser chaque étape et d'identifier les paramètres critiques. Les résultats obtenus confirment la validité des choix de conception et démontrent le bon fonctionnement du prototype, avec des tensions de sortie conformes aux spécifications et des rendements acceptables pour un premier prototype réalisé en laboratoire. Les perspectives d'amélioration incluent l'optimisation du transformateur, l'utilisation d'un contrôleur dédié (UC3843) en remplacement de l'Arduino, et la réalisation d'un circuit imprimé pour réduire les pertes parasites.

Chapitre 5 :

Petite et Moyenne Entreprise

Titre du projet :

Étude et conception d'un convertisseur Flyback appliqué aux systèmes photovoltaïques

Nom commercial de l'entreprise : FlyCharge Technologies

Slogan : « Solutions intelligentes de charge et d'alimentation. »

5.1 Présentation du Projet

Tab. 5.1 : Identification de l'activité

Code CNRC	Secteur d'activité	Description
105509 – FABRICATION DE MATÉRIELS, ÉQUIPEMENTS LIÉS AUX DOMAINES DE L'ÉNERGIE SOLAIRE ET ÉLECTRIQUE	Industrie manufacturière / Électronique de puissance et systèmes photovoltaïques	Conception et assemblage à façon de convertisseurs DC-DC Flyback pour systèmes photovoltaïques : alimentation à découpage mono et multi-sorties (5 V / 3,3 V/12V), régulation PWM, isolation galvanique, prototypage pour tiers.

5.2 Description de l'Idée du Projet

5.2.1 Produits et Services

- **Convertisseur Flyback multi-sorties 5 V+ 3,3 +,V/12 V 15 W** : alimentation à découpage isolée galvaniquement, mode DCM, fréquence , régulation PWM (UC3843). *Prix indicatif : l'unité.*
- **Chargeur multi-sortie à découpage isolé (Flyback)** : chargeur électronique basé sur une topologie Flyback utilisant le contrôleur PWM UC3843AN. Il est conçu pour fournir plusieurs tensions de sortie régulées à partir d'une seule source d'alimentation continue, avec une puissance nominale de 30 W. Ce produit est destiné aux systèmes photovoltaïques, aux équipements électroniques embarqués et aux applications industrielles nécessitant plusieurs niveaux de tension.
- **Prestation de conception sur mesure** : dimensionnement et prototypage à façon de petits convertisseurs Flyback selon cahier des charges client .
- **Atelier de formation ponctuel** : initiation à la conception de convertisseurs à découpage, organisée occasionnellement pour des étudiants ou jeunes techniciens (activité d'appoint, non récurrente).

Avertissement de prudence : l'activité de fabrication dans les premières années correspond en réalité à de l'assemblage manuel en petite série(sous-traitance du PCB nu, achat de composants, bobinage et assemblage en interne). Une véritable ligne de fabrication (SMD, four à refusion) n'est pas envisagée avant une éventuelle phase d'extension, hors du périmètre des 3 premières années.

5.2.2 Clients Cibles

- Installateurs de systèmes photovoltaïques autonomes de la région (petits volumes, sur devis).
- Bureaux d'études et laboratoires universitaires ayant besoin de modules d'alimentation pour bancs d'essai ou prototypes.
- Quelques PME industrielles locales pour des besoins ponctuels d'alimentation isolée.

Le marché des télécommunications et de l'agriculture intelligente est identifié comme un débouché potentiel à moyen terme, mais n'est pas retenu dans les hypothèses chiffrées des 3 premières années, faute de retours commerciaux concrets à ce stade.

5.2.3 Localisation et Distribution

- **Local :** petit local artisanal ou atelier loué à Tlemcen , sans nécessité d'implantation en zone industrielle dans cette phase de démarrage.
- **Canaux :** vente directe sur devis , page Facebook/site vitrine simple, démarchage direct auprès des installateurs PV locaux.

5.2.4 Justifications du Choix du Projet

1. Adéquation avec la formation académique (Master Électrotechnique).
2. Demande locale réelle, bien que modeste, pour des solutions d'alimentation isolées auprès des installateurs PV de la région.
3. Faible barrière à l'entrée technique (peu de concurrents locaux spécialisés sur ce créneau précis) – ce qui n'exclut pas une concurrence indirecte forte des produits importés.
4. Possibilité de démarrer à très petite échelle (auto-entreprise / micro-entreprise), limitant le risque financier initial.

5.3 Étude de Marché

5.3.1 Analyse de la Concurrence

Tab. 5.2 : Nature et intensité de la concurrence

Concurrents	Indirecte	Directe	Forte	Moyenne	Faible
Importateurs étrangers (modules génériques Meanwell, Mornsun, via distributeurs algériens)		✓	✓		
Ateliers d'électronique informels (assemblage sans certification)		✓		✓	
Bureaux d'études en électronique (conception uniquement, pas de production)	✓			✓	

Stratégies concurrentielles :

- Différenciation par la personnalisation : adaptation des tensions/puissances selon le besoin exact du client, contrairement aux modules importés standardisés.
- Proximité et réactivité : délais courts et support technique direct, sans intermédiaire.
- Positionnement initial volontairement modeste sur un marché de niche (petites séries, prototypes), sans viser une confrontation frontale avec les gros importateurs sur le volume.

5.3.2 Taille du Marché

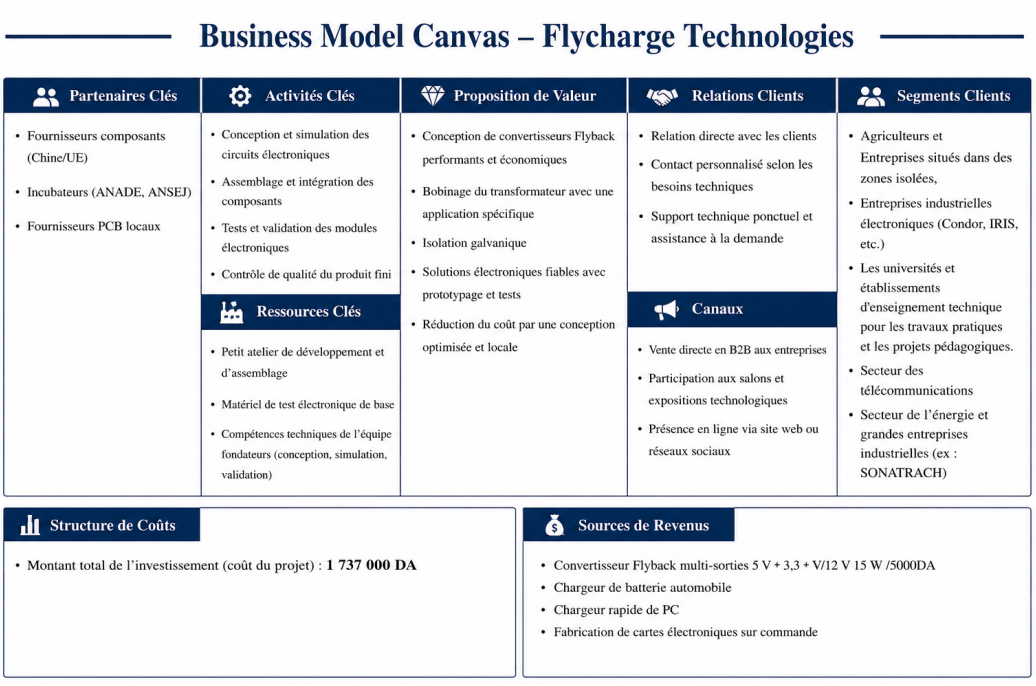
Marché cible : Quelques dizaines d'installateurs PV et bureaux d'études actifs dans la wilaya de Tlemcen et les wilayas limitrophes, représentant un marché adressable réaliste de **150 à 700 unités/an** sur l'horizon des 3 premières années pour une structure de cette taille. Le marché visé est celui des solutions de recharge publique pour appareils mobiles. Avec l'augmentation du nombre de smartphones et d'appareils électroniques, la demande pour des bornes de recharge multi-sorties installées dans les espaces publics est en forte croissance. Les principaux clients sont les collectivités, les universités, les centres commerciaux, les gares, les aéroports, les hôtels et les entreprises. **Marché potentiel :** Le programme PNER 2030 crée un contexte favorable au développement du secteur photovoltaïque en Algérie. Toutefois, ce potentiel national reste largement hors de portée d'une micro-entreprise en phase de démarrage ; il est mentionné comme **perspective de moyen terme** et non comme hypothèse de chiffrage pour les 3 premières années.

5.3.3 Analyse SWOT

Tab. 5.3 : Matrice SWOT — FlyCharge Technologies

FORCES (Strengths)	**FAIBLESSES (Weaknesses)**
– Compétences techniques validées (Master Électrotechnique) – Prototype fonctionnel déjà testé en laboratoire – Maîtrise complète de la chaîne conception-simulation-test – Charges fixes initiales volontairement réduites	– Notoriété commerciale nulle au démarrage – Capacité de production limitée (assemblage manuel, petite série) – Aucune expérience commerciale ou de gestion d'entreprise – Dépendance forte aux importations de composants
OPPORTUNITÉS (Opportunities)	**MENACES (Threats)**
– Dynamique nationale du secteur PV (PNER 2030) – Dispositifs de soutien à la micro-entreprise (ANSEJ/ANADE) – Marché de niche encore peu structuré localement	– Concurrence des produits importés à bas coût – Fluctuation du taux de change (coût des composants) – Risque de rotation/départ des fondateurs (poursuite d'études, emploi salarié) – Difficulté d'approvisionnement local en composants spécifiques

5.3.4 Modèle Économique (BMC)



.

5.4 Étude Technique

5.4.1 Besoins en Ressources Humaines

Tab. 5.4 : Plan de recrutement progressif Ressources humaines

Poste **Compétences requises**	**Effectif**
Gérant (un des deux porteurs du projet) Master Électrotechnique ; gestion administrative, commerciale et technique du projet	1 (dès l'An 1)
Technicien assemblage/tests Bobinage de transformateurs, soudure, tests fonctionnels à l'oscilloscope	0,5 ETP en An 1 → 1 ETP en An 2
Agent commercial/logistique Suivi des commandes, relation client, gestion des stocks de composants	– en An 1 → 1 ETP en An 3

Précision : le second porteur du projet n'est pas nécessairement salarié de la structure dès la première année ; il peut conserver un statut d'associé ou poursuivre une activité complémentaire (poursuite d'études, emploi) en phase de démarrage, ce qui explique l'effectif salarié réduit présenté ci-dessus.

5.4.2 Lieu d'Implantation

Le projet sera implanté dans un **petit local artisanal loué à Tlemcen** (ville ou périphérie proche), sans nécessité d'un emplacement en zone industrielle dans cette phase de démarrage. Ce choix est justifié par :

- Proximité de l'Université Abou Bekr Belkaïd, facilitant les échanges techniques informels et le recrutement futur de jeunes diplômés.
- Coût de loyer modéré pour un local de 20 à 30 m^2, adapté à une activité d'assemblage manuel à petite échelle.
- Accès correct aux fournisseurs locaux de composants électroniques de base.

5.5 Estimation des Coûts et des Revenus

Avertissement méthodologique : les montants ci-dessous correspondent à une hypothèse de démarrage prudente, à l'échelle d'une micro-entreprise portée par deux jeunes diplômés, et non à une PME industrielle structurée. Ils visent à illustrer un ordre de grandeur réaliste plutôt qu'une prévision financière garantie.

5.5.1 Investissement Initial

Désignation	**Montant (DA)**
Machines et équipements de production (stations de soudure, oscilloscope, alimentations, multimètres, fer à souder BGA)	700 000
Aménagement du local (électricité, câblage atelier, peinture, rayonnages)	250 000
Matériel de bureau (tables, chaises, armoires, mobilier)	80 000
Matériel informatique (PC, imprimante, logiciels MATLAB/Simulink, ISIS & ARES)	150 000
Matériel audiovisuel (caméra inspection, écran démonstration)	20 000
Matériel de télécommunication (téléphone, routeur)	20 000
Installation des équipements (câblage, mise en service, tests)	50 000
Frais généraux liés à la création (enregistrement CNRC, notaire, frais juridiques)	80 000
Fonds de roulement initial — composants électroniques (BOM 180 unités × 2 150 DA)	387 000
Montant total de l'investissement (coût du projet)	**1 737 000 DA**

Tab. 5.5 : Budget prévisionnel d'investissement

5.5.2 Achats de Matières Premières

Tab. 5.6 : Estimation des achats de composants sur 3 ans

Désignation	**Année 1**	**Année 2**	**Année 3**
Quantité produite (unités)	180	380	650
Coût composants unitaire (DA) – remise progressive	2 150	1 900	1 650
TOTAL ACHATS (DA)	**387000**	**722000**	**1072500**

Le coût unitaire intègre MOSFET, diode Schottky, noyau EI33 et bobinage, contrôleur UC3843, boucle TL431/PC817, condensateurs, résistances, PCB nu sous-traité et boîtier.

5.5.3 Coûts de Main-d'œuvre

5.5.4 Amortissements

Tab. 5.7 : Plan d'amortissement linéaire

Désignation	**Durée (ans)**	**Annuité (DA)**
Matériel de test	5	50000
Outillage d'assemblage	5	12000
Aménagement du local	10	11000
Matériel de bureau	10	3000
Matériel informatique	3	43333
TOTAL	—	**119333**

5.5.5 Estimation des Revenus et Résultat Annuel

Tab. 5.8 : Prévisions de chiffre d'affaires sur 3 ans

Désignation	**An 1**	**An 2**	**An 3**
Quantité vendue (unités)	180	380	650
Prix de vente moyen (DA)	5000	4700	4400
Ventes de modules (DA)	900000	1786000	2860000
Conception sur mesure / prestations ponctuelles (DA)	80000	180000	320000
CHIFFRE D'AFFAIRES TOTAL (DA)	**980000**	**1966000**	**3180000**

La baisse progressive du prix de vente moyen reflète l'effet d'apprentissage commercial et l'arrivée probable de remises sur les commandes un peu plus importantes, partiellement compensée par la baisse du coût des composants en volume.

Tab. 5.9 : Compte de résultat prévisionnel sur 3 ans

Désignation	**An 1 (DA)**	**An 2 (DA)**	**An 3 (DA)**
Chiffre d'affaires **(1)**	980000	1966000	3180000
Achats consommés **(2)**	387000	722000	1072500
Charges externes **(3)**	270000	298000	349000
Valeur Ajoutée = (1)-(2)-(3)	**323 000**	**946 000**	**1 758 500**
Salaires et charges sociales **(4)**	619920	907200	1360800
Excédent Brut d'Exploitation	**-296 920**	**38 800**	**397 700**
Amortissements **(5)**	119333	119333	119333
Résultat d'Exploitation	**-416 253**	**-80 533**	**278 367**
IFU, 5 % du CA dû uniquement si bénéficiaire	0	0	159000
RÉSULTAT NET	**-416 253**	**-80 533**	**119 367**
Évolution du chiffre d'affaires	Base	+100,6 %	+61,7 %

Interprétation financière Le projet affiche une perte d'exploitation en Année 1, qui se réduit fortement en Année 2 et devient un résultat net légèrement positif en Année

3. Cette trajectoire est cohérente avec le profil d'une micro-entreprise technique à très faible capital de départ : la marge se construit progressivement avec la montée en volume des ventes et la baisse du coût unitaire des composants, sans hypothèse de croissance commerciale agressive. Le seuil de rentabilité opérationnelle (EBE positif) est atteint dès l'Année 2 ; le résultat net devient positif en Année 3. Ces résultats restent sensibles à la capacité réelle des deux porteurs à consacrer du temps commercial au projet en parallèle de leurs autres engagements.

Conclusion

Le projet **FlyCharge Technologies** constitue une opportunité entrepreneuriale modeste mais cohérente, directement issue des travaux de recherche du mémoire de fin d'études. Il ne s'agit pas, à ce stade, d'un projet industriel à fort capital, mais d'une démarche progressive de valorisation d'une compétence technique acquise durant le PFE, à travers :

- une activité d'assemblage et de personnalisation de convertisseurs Flyback à petite échelle, répondant à des besoins locaux réels mais limités en volume ;
- une opportunité de développement futur en lien avec la dynamique nationale du secteur photovoltaïque (PNER 2030), sans que cette dynamique soit comptée dans les hypothèses financières des 3 premières années.

La perte d'exploitation de l'Année 1, et plus marginalement de l'Année 2, doit être anticipée et peut être atténuée par un dispositif de soutien à la création de micro-entreprise (ANSEJ ou équivalent), sans que cela conditionne la viabilité du projet à moyen terme. Le projet vise un développement prudent, à l'échelle des moyens réels de deux jeunes diplômés, plutôt qu'une ambition de fournisseur national de référence à court terme.

Conclusion Générale

Ce mémoire a été consacré à l'étude complète et à la conception d'un convertisseur Flyback DC-DC multi-sorties appliqué aux systèmes photovoltaïques. La démarche adoptée, allant de l'analyse théorique au prototype expérimental en passant par la simulation numérique, a permis d'aborder cette problématique avec la rigueur qu'exige un travail académique et industriel de ce niveau.

Sur le plan théorique, l'étude comparative des topologies de convertisseurs DC-DC a confirmé la pertinence du choix du Flyback pour les applications PV de faible et moyenne puissance. Sa capacité à assurer simultanément l'isolation galvanique, le stockage d'énergie et la génération de sorties multiples à partir d'un unique transformateur à inductances couplées constitue un avantage décisif par rapport aux autres topologies. L'analyse rigoureuse des modes de fonctionnement DCM et CCM a démontré que le régime discontinu, bien qu'imposant des pics de courant plus élevés, offre une simplicité de commande et une stabilité naturelle particulièrement adaptées à notre application de faible puissance.

Sur le plan du dimensionnement, la méthodologie analytique déployée a permis de déterminer avec précision l'ensemble des paramètres critiques du convertisseur.

Sur le plan expérimental, la démarche de validation progressive a constitué l'apport le plus significatif de ce travail. Les résultats obtenus en boucle fermée avec le contrôleur UC3843 associé à la chaîne TL431 + PC817 démontrent que le convertisseur régule efficacement ses tensions de sortie sur toute la plage d'entrée de 12 V à 17 V : les tensions mesurées ($V_{out1} = 5{,}02$ V, $V_{out2} = 3{,}31$ V) présentent un écart inférieur à 1 % par rapport aux valeurs nominales, tandis que la forme triangulaire des chronogrammes de courant primaire confirme sans ambiguïté le fonctionnement en mode DCM. La réduction naturelle du rapport cyclique — de $\alpha = 9{,}1\,\%$ à $V_{in} = 12$ V jusqu'à $\alpha = 3{,}7\,\%$

à $V_{in} = 17$ V — atteste de la régulation dynamique et automatique du système.

Nous avons mené à bien l'intégration de notre convertisseur au panneau solaire, dont les résultats probants valident la fiabilité de notre conception. Ce succès démontre que notre système est prêt pour une exploitation concrète.

En définitive, ce travail a permis de démontrer qu'il est possible, à partir d'une démarche académique rigoureuse et d'un prototype réalisé en laboratoire, de maîtriser l'ensemble de la chaîne de conception d'un convertisseur Flyback, de l'équation de transfert jusqu'à la mesure oscilloscopique en boucle fermée. Les compétences acquises et les résultats obtenus constituent un socle solide pour le développement futur de solutions d'alimentation innovantes et localement fabriquées, contribuant ainsi à l'essor de l'électronique de puissance algérienne.

Bibliographie

[1] M. Boukli, *Convertisseurs DC-DC*, Université de Tlemcen, 2011.

[2] S.A. Meliani, *Électronique de puissance*, Université de Tlemcen, 2013.

[3] ECPE, *Power Electronics Design Handbook*, European Center for Power Electronics, 2010. https://www.ecpe.org/infocentre/ecpe-online-course/dcdc/

[4] Cours d'alimentation à découpage avec transformateur, Document pédagogique.

[5] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*, 2nd ed., Wiley, 2015.

[6] G. Moschopoulos, *Power Electronics*, University of Western Ontario, 2024.

[7] A. I. Pressman, *Switching Power Supply Design*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1998.

[8] Fairchild Semiconductor, *Design Guidelines for Off-line Flyback Converters*, Application Note AN4137, 2003.

[9] NXP Semiconductors, *STARplug Efficient Low Power Supply*, Application Note AN00055, 2009.

[10] R. Zelnik and M. Prazenica, *Multiple Output Flyback Converter Design*, Transactions on Electrical Engineering, vol. 8, no. 3, pp. 32–39, 2019.

[11] I. Iskender et al., *Design And Implementation of A Six Isolated Output Flyback Converter*, IJETNS, vol. 2, pp. 12–19, 2016.

[12] A. De Gruttola and A. LaFuente, *Flyback Transformer*, WE Technical Academy Seminar, 2018.

[13] J. Picard, *Under the Hood of Flyback SMPS Designs*, Texas Instruments, SLUP254, 2010.

[14] Texas Instruments, *Designing a DCM Flyback Converter*, SSZTCW6, 2021.

[15] Texas Instruments, *Understanding and Designing an Alternative ZVS Flyback Topology*, SSZTAL1, 2018.

[16] ON Semiconductor, *Multi-Output Flyback Off-Line Power Supply*, 2003.

[17] Texas Instruments, *Multi-output Flyback Cross-regulation*, PSL Seminar Series, 2024.

[18] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Cross-regulation in Flyback Converters*, IEEE Trans. Power Electronics, 2000.

[19] F. Tian, *Pulse Frequency Modulation ZCS Flyback Converter*, Ph.D., University of Central Florida, 2009.

[20] H. Schmidt-Walter, *SMPS Power Supply Design Tool.* [Online]. Available : http ://schmidt-walter-schaltnetzteile.de/smps_e/spw_smps_e.html

[21] Fairchild Semiconductor, *Transformer Design Consideration for off-line Flyback Converters*, Application Note AN4140, 2003.

[22] Power Integrations, *Designing Multiple Output Flyback Power Supplies with TOPSwitch*, Application Note AN-22, 2001.

[23] ON Semiconductor, *UC3842B, UC3843B : High Performance Current Mode Controllers*, Datasheet, Rev. 31, 2020.

[24] ON Semiconductor, *TL431A : Programmable Precision References*, Datasheet, Rev. 32, 2020.

[25] Avago Technologies, *HCPL-3120: 2.0A Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler*, Datasheet, 2008.

[26] Sharp Corporation, *PC817 Series : Photocoupler*, Datasheet, 2008.

[27] N. I. Antar and M. Y. Aouissi, *Design, Implementation and Control of Flyback Converter Used for Solar Inverters*, Master Thesis, Faculty of Technology, University Amar Thelidji - Laghouat, Algeria, 2023.

[28] Rahli Baghdad et Hachemaoui Abdelghani, *Étude et conception d'un convertisseur DC/DC destiné aux applications photovoltaïques*, Projet de Fin d'Études, Faculté de Technologie, Université Aboubakr Belkaïd de Tlemcen, Algérie, 2025.