



AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>



THÈSE

Pour obtenir le grade de
DOCTEUR de l'UNIVERSITÉ DE LORRAINE

Spécialité:

Système Photoniques

Préparée au laboratoire LMOPS, EA4423
École doctorale Énergie Mécanique et Matériaux (EMMA)

Présentée par

The Vinh NGUYEN

Sujet de la thèse:

Gestion et conversion électrique dans une architecture distribuée d'énergies renouvelables.

Soutenance prévue le 20 juin 2014

Jury

M. Corinne ALONSO	Professeur - Toulouse, France	Rapporteur
M. Tan Phu VUONG	Professeur - Grenoble, France	Rapporteur
M. Chafic SALAME	Professeur - Beyrouth, Liban	Examinateur
M. Melika HINAJE	Maître de Conférences - HDR - Lorraine, France	Examinateur
M. Pierre PETIT	Professeur agrégé - Lorraine, France	Co-encadrant
M. Michel AILLERIE	Professeur - Lorraine, France	Directeur de thèse
M. Jean Paul SAWICKI	Maître de Conférences - Lorraine, France	Invité
M. Jean-Pierre CHARLES	Professeur - Lorraine, France	Invité

Remerciements

La soutenance se rapproche et je pense fort à tout ceux qui m'ont entouré pendant ces trois années passées à Metz et à Thionville et c'est le moment de dire «Merci!».

Cette thèse a été effectuée au Laboratoire LMOPS (Laboratoire Matériaux Optiques, Photonique et Systèmes) de l'Université de Lorraine et Supélec, dans l'équipe ES2ER (Systèmes Electriques pour les Energies Renouvelables) du laboratoire. J'ai travaillé principalement à l'IUT (Institut Universitaire de Technologie) de Thionville-Yutz mais également, dans la phase de rédaction de ce manuscrit et lors de réunions ou d'exposés, dans les locaux du laboratoire à Supélec sur Metz.

Je voudrais exprimer ma reconnaissance à mes directeurs de thèse Michel Aillerie et Pierre Petit sans qui rien n'aurait été possible. C'est vrai que j'ai eu de la chance d'avoir des responsables comme vous, pour avoir dirigé mes travaux de thèse. Vous avez pris le temps de me guider et de me donner des conseils très importants tout au long de mes travaux. Merci pour les nombreux échanges scientifiques, les explications techniques, les aides efficaces, et particulièrement les moments d'amitiés. Je remercie tout aussi chaleureusement Jean Paul Sawicki et Jean Pierre Charles qui m'ont aidé et apporté de précieux conseils. Enfin, je remercie tous les collègues du LMOPS, son Directeur Jean-Paul Salvestrini pour m'avoir accueilli dans son laboratoire, mais également tous les permanents et thésards pour leur accueil, leur coopération et pour la bonne ambiance de travail et d'amitié qu'ils font régner quotidiennement.

Pour finir, les mots les plus simples étant les plus forts, j'adresse de toute mon affection à ma famille.

Table des matières

Remerciements	iii
Introduction générale	3
1 Les énergies renouvelables pour la production d'électricité	5
1.1 Introduction	5
1.2 Les énergies renouvelables	7
1.2.1 Les énergies renouvelables dans la production électrique de mondiale . .	8
1.2.2 Les énergies renouvelables dans la production européenne d'électricité . . .	12
1.2.3 Les énergies renouvelables dans la production française d'électricité . . .	14
1.2.4 Les énergies renouvelables dans la production vietnamienne d'électricité .	15
1.3 L'énergie solaire et éolienne	16
1.3.1 L'énergie solaire	16
1.3.2 L'énergie éolienne	22
1.4 Conclusions	23
2 Systèmes de production d'électricité photovoltaïque	25
2.1 Introduction	25
2.2 Les architectures de gestion d'énergie photovoltaïque	25
2.2.1 Structure générale d'un générateur photovoltaïque	25
2.2.2 Architecture à onduleur centralisé	28
2.2.3 Architecture à micro-onduleurs	29
2.2.4 Architecture série à optimiseurs	31
2.2.5 Architecture parallèles à optimiseurs	32
2.3 Les associations possibles de convertisseurs DC-DC	34
2.3.1 Association de convertisseurs en série	35
2.3.2 Association de convertisseurs en parallèle	35
2.3.3 Association de convertisseurs en cascade	36
2.4 Cahier des charges du convertisseur étudié	37
2.5 Les convertisseurs à couplage magnétique	38
2.5.1 Le circuit de base : L'élévateur Boost	38
2.5.2 L'élévateur Boost à couplage magnétique	38
2.5.3 Les convertisseurs FORWARD	40
2.5.4 Les élévateurs PUSH-PULL	42
2.5.5 Les convertisseurs FLYBACK	44
2.6 Conclusions	52

3	Étude du couplage magnétique dans un convertisseur DC-DC	53
3.1	Introduction	53
3.2	Etendue et objectifs de l'étude	53
3.3	Relations entre les inductances de fuites et le coefficient de couplage	54
3.4	Pertes magnétiques dans un couplage magnétique	56
3.4.1	Principes et hypothèses de bases pour le calcul des inductances de fuite	60
3.4.2	Les circuits magnétiques à enroulements concentriques	61
3.4.3	Les circuits magnétiques à enroulements concentriques imbriqués	64
3.4.4	Les circuits magnétiques à enroulements superposés	65
3.4.5	Les circuits magnétiques à enroulements imbriqués	67
3.5	Les pertes dans les bobinages d'un circuit magnétique	69
3.6	Application à l'optimisation des convertisseurs à couplages magnétiques	71
3.6.1	Le circuit magnétique EDT54	71
3.6.2	Modélisation et mesure expérimentale des pertes magnétiques	73
3.6.3	Evaluation expérimentale des pertes électriques	74
3.7	Conclusions	75
4	Analyse et optimisation du convertisseur MCB	77
4.1	Introduction	77
4.2	Le convertisseur Boost à couplage magnétique (MCB)	79
4.2.1	Description du convertisseur MCB	79
4.2.2	Simulations du comportement du convertisseur MCB	80
4.3	Le convertisseur Boost à couplage magnétique à récupération (MCB-RS)	83
4.3.1	Description du convertisseur MCB-RS	83
4.3.2	Simulation du convertisseur MCB-RS	83
4.3.3	Analyse et modélisation du fonctionnement du convertisseur MCB-RS	89
4.3.4	Comparaison entre la simulation et la modélisation du convertisseur MCB-RS	94
4.4	Optimisations supplémentaires du convertisseur	98
4.4.1	Le convertisseur MCB-RS auto-alimenté	98
4.4.2	Autre évolution possible : Boost MCB à plusieurs étages RS haute rapporte tension	99
4.5	Conclusions	102
5	Gestion et supervision par CPL sur bus HVDC	105
5.1	Introduction	105
5.2	Les techniques de communication par courants porteurs en ligne	107
5.2.1	Présentation générale de la technologie des courants porteurs en ligne	107
5.2.2	Les systèmes de courants porteurs en ligne AC	109
5.2.3	Les systèmes de courants porteurs en ligne DC	110
5.3	Conception d'un système CPL pour bus HVDC	111
5.3.1	La solution de communication CPL retenue dans notre étude	111
5.3.2	Schéma de principe du système de transmission complet CPL	113
5.3.3	Protection contre les erreurs de transmission	115
5.4	Le circuit émetteur CPL	115
5.4.1	Schéma de principe de l'émetteur CPL	115

5.4.2	Fonctionnement de l'émetteur CPL	116
5.4.3	Le circuit optimisé de l'émetteur CPL	117
5.4.4	Emission des signaux CPL	118
5.5	Le circuit récepteur CPL	118
5.5.1	Le fonctionnement du récepteur CPL	118
5.5.2	Réception des signaux CPL	120
5.6	Analyse de la communication CPL sur bus HVDC	120
5.6.1	Modélisation du signal CPL sur le bus HVDC	120
5.6.2	Simulations du comportement du circuit interface CPL sur bus HVDC	122
5.6.3	Validation expérimentale sur prototype du circuit interface CPL	124
5.7	Développement du convertisseur MCB-RS avec interface CPL sur bus HVDC	126
5.7.1	Définition des caractéristiques du système à développer	126
5.7.2	La partie matérielle de la communication CPL sur bus HVDC	128
5.7.3	La partie logicielle de la communication CPL sur bus HVDC	133
5.7.4	Intégration des outils matériels et logiciels de la communication CPL sur bus HVDC	138
5.8	Validation expérimentale de CPL sur bus HVDC avec le protocole MODBUS	145
5.9	Conclusions	149
	Conclusions et perspectives	151
	Bibliographie	155
	Annexe 1	165
	Annexe 2	167
	Annexe 3	171
	Annexe 4	173
	Annexe 5	181
	Annexe 6	183
	Publications et actes de conférences à comité de lecture	189

Table des figures

1.1	<i>Estimation de la part des énergies renouvelables dans la consommation mondiale d'énergie finale 2011.</i>	7
1.2	<i>Perspectives de la demande énergétique par source (1990-2040) [1].</i>	8
1.3	<i>La croissance dans le monde de la production d'électricité totale et la consommation d'énergie totale livrée, 1990-2040 (indice, 1990 = 1) [2].</i>	9
1.4	<i>Production mondiale d'électricité, 2010-2040 (trillion kWh) [2].</i>	9
1.5	<i>Estimation de la part des énergies renouvelables pour la production d'électricité mondiale, fin 2012 [2].</i>	10
1.6	<i>Capacités d'énergie renouvelable dans le monde, l'UE-27, BRICS (Brésil, Russie, Inde et Chine), et parmi les six premiers pays 2012 [3].</i>	11
1.7	<i>Schéma de principe de la Terre et des angles entrant dans le calcul de l'irradiation solaire. Vue locale de l'utilisateur avec azimuth et élévation [4].</i>	16
1.8	<i>L'énergie solaire qui arrive sur le capteur est représentée [4].</i>	17
1.9	<i>Consommation énergétique mondiale et ressources énergétiques [5].</i>	17
1.10	<i>Répartition par technologie de la production de modules photovoltaïques [6].</i>	19
1.11	<i>Puissance crête photovoltaïque installée au niveau mondial [7].</i>	20
1.12	<i>Répartition mondiale de la puissance photovoltaïque installée durant l'année 2012 [8].</i>	20
1.13	<i>Estimation de l'évolution du coût du photovoltaïque ces dernières années [6].</i>	21
1.14	<i>Capteur solaire thermique [9].</i>	22
1.15	<i>Répartition mondiale du marché éolien en 2012 – b) Répartition de la puissance éolienne mondiale installée [10].</i>	23
1.16	<i>Puissance éolienne cumulée dans le monde (en MW).</i>	23
2.1	<i>Composition d'un système photovoltaïque raccordé réseau.</i>	26
2.2	<i>Composition d'un système photovoltaïque raccordé réseau.</i>	27
2.3	<i>Architecture à un onduleur centralisé [11].</i>	29
2.4	<i>Schéma d'une installation à micro-onduleurs. On peut voir la configuration de panneaux standards connectés aux micro-onduleurs vers le réseau évitant ainsi la propagation de défauts.</i>	30
2.5	<i>Association de plusieurs panneaux munis d'optimiseurs montés en série. Les chaînes ainsi constitués sont gérées par l'onduleur.</i>	31
2.6	<i>Schéma d'une structure parallèle sur bus haute tension continue. La communication entre modules et onduleurs se fait par courants porteurs.</i>	33
2.7	<i>Connexion en série des convertisseurs : a) entrées et sorties-série, b) entrées-parallèle et sorties-série.</i>	35

2.8	<i>Connexion de convertisseurs en parallèle.</i>	36
2.9	<i>Connexion de convertisseurs en cascade.</i>	37
2.10	<i>Parasites dans un convertisseur de type Boost.</i>	38
2.11	<i>Convertisseur en régime de commutation déséquilibrée et équilibrée. a) convertisseur conventionnel en déséquilibré, b) Convertisseur équilibré.</i>	39
2.12	<i>a) Convertisseur Boost avec une commutation à inductance de couplage à la place de l'inductance d'entrée, b) Le convertisseur Boost simplifié PWM à inductance de couplage.</i>	39
2.13	<i>Schéma de base d'un convertisseur Forward.</i>	40
2.14	<i>Transfert d'énergie dans le plan B-H dans un transformateur de Forward.</i>	42
2.15	<i>Schéma de principe du montage Push-Pull.</i>	43
2.16	<i>Parcours dans le plan B-H dans un transformateur de Push-Pull.</i>	44
2.17	<i>Schéma du convertisseur DC-DC Fly-back.</i>	45
2.18	<i>Phase de stockage d'énergie suivie sens de la flèche.</i>	46
2.19	<i>Phase de transfert d'énergie suivie sens de la flèche.</i>	46
2.20	<i>Influence d'un entrefer sur le transfert d'énergie.</i>	47
2.21	<i>Schéma de simulation du Fly-back à transformateur idéal.</i>	49
2.22	<i>Simulation sous OrCad du Fly-Back. La tension sur le transistor et sur la sortie. On montre la tension crête sur le transistor $V(M1 :D)$ et la tension de sortie $V(C1 :2)$.</i>	49
2.23	<i>Schéma de base d'un convertisseur Fly-Back avec inductance de fuite dans le transformateur.</i>	50
2.24	<i>Simulation des tensions obtenues sur un Fly-Back à transformateur non-idéal. La tension de sortie reste proche de celle du transistor.</i>	51
2.25	<i>Le courant de l'inductance primaire et secondaire du transformateur lorsque l'inductance de fuite.</i>	51
3.1	<i>Schéma de circuit magnétique : a) sans entrefer ; b) avec entrefer.</i>	55
3.2	<i>Transformateur à deux enroulements.</i>	57
3.3	<i>Schémas équivalent inductifs.</i>	58
3.4	<i>Coupe d'un composant magnétique en vue du calcul des inductances de fuite.</i>	60
3.5	<i>Les types à enroulements concentriques imbriqués.</i>	61
3.6	<i>Progression des Ampère-tours et de $H(r)$ dans la fenêtre.</i>	62
3.7	<i>Les types à enroulements concentriques imbriqués.</i>	64
3.8	<i>Cas des enroulements superposés.</i>	66
3.9	<i>Les types enroulements imbriqués superposés avec bobine primaire en deux parties.</i>	67
3.10	<i>Les types d'enroulements imbriqués superposés avec bobinage primaire en quatre parties.</i>	68
3.11	<i>Forme des courants dans le transformateur pour l'étude des courants efficaces. On a supposé que l'ondulation au courant max est nulle.</i>	70
3.12	<i>Géométrie ETD54, a) Pot utilisé pour le transformateur, b) Dimensions du support de bobinage [12].</i>	71
3.13	<i>Représentation linéarisée de la courbe $B = f(H)$ faisant apparaître l'énergie stockée dans le circuit magnétique.</i>	72
3.14	<i>Le matériau N87, a) Pertes de base relatives en fonction de la température, b) Pertes de base relatives en fonction de la fréquence.</i>	75

4.1	<i>Schéma du convertisseur Boost à couplage magnétique (MCB) de base.</i>	80
4.2	<i>Schéma de modelisation pour simulation du convertisseur MCB de base.</i>	81
4.3	<i>Formes des différentes tensions dans un convertisseur MCB.</i>	81
4.4	<i>Le convertisseur MCB avec étape de récupération (MCB-RS).</i>	83
4.5	<i>Schéma du modèle pour la simulation du convertisseur MCB-RS.</i>	84
4.6	<i>Des différents courants I_{L1}, I_{L2}, et I_C dans le convertisseur MCB-RS obtenus par simulation.</i>	84
4.7	<i>Les différents tension V_{D0}, V_C, et V_{ds} dans le convertisseur MCB-RS.</i>	86
4.8	<i>La valeur moyenne de V_C en fonction du rapport de transformation m.</i>	87
4.9	<i>La valeur moyenne de V_C par rapport au rapport cyclique α.</i>	88
4.10	<i>Valeur moyenne de V_C par rapport au facteur de couplage magnétique du convertisseur de MCB pour fixe valeurs de V_e.</i>	88
4.11	<i>La dépendance en temps de V_C et des divers courants du convertisseur MCB-RS au cours d'une cycle. a) les formes générales; b) les détails des courants pendant un cycle.</i>	90
4.12	<i>Comparaison entre simulation et modélisation des résultats de V_C par rapport au cycle de service du commutateur pour $m = 10$ et $k = 0,7$.</i>	96
4.13	<i>Comparaison entre les résultats de simulation et de modélisation de V_C par rapport à l'élément de couplage pour $m = 7$, et $\alpha = 0,5$.</i>	97
4.14	<i>Forme des courants I_{D1} et I_{M1} dans le convertisseur MCB-RS obtenus par simulation.</i>	97
4.15	<i>Structure d'un convertisseur Boost à récupération intégrant l'auto-alimentation pour la conversion de l'énergie photovoltaïque.</i>	98
4.16	<i>Schéma complet de l'alimentation du Boost MCB-RS incluant la génération de la tension pour la partie calcul en 5V.</i>	99
4.17	<i>Schéma d'un convertisseur MCB avec deux étapes RS.</i>	100
4.18	<i>Schéma de simulation sur Boost MCB avec deux étapes RS à deux bobinages secondaires.</i>	100
4.19	<i>Tension simulé des condensateurs dans deux étapes RS et sur le transistor.</i>	101
4.20	<i>Tension des diodes dans la deuxième étape récupération et redresseur.</i>	101
5.1	<i>Le concept général d'un système de production d'énergie électrique distribuée.</i>	106
5.2	<i>Système de communication par courants porteurs sur le bus HVDC.</i>	107
5.3	<i>Schéma de principe d'un système simple de communication par courants porteurs.</i>	108
5.4	<i>Configuration générale d'un générateur composé de n convertisseurs continu-continu communiquant par coupleurs CPL sur le bus HVDC.</i>	112
5.5	<i>Le circuit d'émission sur bus HVDC en utilisant un modulation d'amplificateur : a) circuit simplifié d'émetteur CPL esclave; b) circuit simplifié d'émetteur CPL maître.</i>	113
5.6	<i>Formes d'ondes de la tension du bus continu avec porteuse.</i>	114
5.7	<i>Schéma de la proposition système de communication par courant porteur DC avec communication</i>	114
5.8	<i>Proposition d'émetteur de CPL entre le convertisseur DC-DC et le bus HVDC.</i>	116
5.9	<i>Circuit équivalent simplifié de l'émetteur ondulation porte-proposé et les formes d'onde de tension de la ligne de puissance correspondant lorsque l'interrupteur $M1$ est (a - c) Ouvert; (b - d) Fermé.</i>	117

5.10	<i>Schéma des solutions d'interface dans l'étage transmetteur de CPL : a) solution Lsef, C connecté à Ls ; b) Solution Lsef, C1 connecté isolé avec signal de transformateur.</i>	118
5.11	<i>Diagramme de fonctionnement de l'émetteur.</i>	119
5.12	<i>Circuit de couplage de courant pour la réception du signal de porteuse.</i>	119
5.13	<i>Diagramme de fonctionnement du récepteur.</i>	121
5.14	<i>Circuit de simulation d'un système de communication simple sur le bus 400V.</i>	123
5.15	<i>Résultats de simulation à l'émetteur : a) Signal modulé à micro-contrôleur PIC 16f876A, b) Signal transmis sur le bus HVDC 400V, c) La courbe de signal à l'inductance Lp2 de transformateur aussi katot diode, d) Signal amplifié sur drain de MOSFET.</i>	124
5.16	<i>Résultats de simulation au récepteur : a) Courbe de signal au circuit filtrage bande basse R1, C1, b) Signal d'entrée au base du transistor Q1, c) Signal amplifié au collecteur du transistor Q1, d) Signal de sortie de conversion A/N.</i>	125
5.17	<i>Oscillographe lors des essais sur maquette : a) Signal jaune présente de modulation d'entrée MOSFET M1 d'émetteur, Signal violet présente de démodulation de sortie de récepteur ; b) Liaison par type RS 232 : signal jaune, présent de Tx/RC6 et signal violet, présent de Rx/RC7 du micro-contrôleur.</i>	126
5.18	<i>Courbes obtenues à l'oscilloscope : a) Courbe jaune de signal porteur sur la ligne et courbe bleues de signal de sortie sur l'étage filtrage de récepteur ; b) Signal jaune présent pôle katot de diode D10 et signal bleu présent sur drain M1 d'émetteur.</i>	127
5.19	<i>Schéma du réseau CPL sur bus de puissance HVDC.</i>	128
5.20	<i>Schémas des coupleurs CPL maître et esclaves : circuits de modulation, démodulation, couplage au bus gérés par micro-contrôleur</i>	129
5.21	<i>Structure des coupleurs maître et esclaves : micro-contrôleur maître et esclaves (en haut), étages de modulation et de démodulation (en bas).</i>	130
5.22	<i>Porte inverseuse TTL : en jaune, impulsions sur le bus HVDC ; en bleu, signal de commande du transistor ; en violet, tension de collecteur ; en vert signal sur la broche Rx.</i>	132
5.23	<i>Porte inverseuse CMOS : en jaune, impulsions sur le bus HVDC ; en bleu, signal de commande du transistor ; en violet, tension de collecteur ; en vert signal sur la broche Rx.</i>	132
5.24	<i>Porte inverseuse à trigger de Schmitt : en jaune, impulsions sur le bus HVDC ; en bleu, signal de commande du transistor ; en violet, tension de collecteur ; en vert signal sur la broche Rx.</i>	133
5.25	<i>Principe général des échanges maître-esclave.</i>	134
5.26	<i>Principe des échanges Modbus.</i>	135
5.27	<i>Principe d'échange entre le maître et un esclave.</i>	136
5.28	<i>Principe de diffusion d'une requête vers tous les esclaves.</i>	136
5.29	<i>Présence d'octets de contrôle d'intégrité de la requête reçue (mode RTU, voir plus loin).</i>	136
5.30	<i>Trame de réponse d'un esclave.</i>	136
5.31	<i>Cas d'une trame de réponse contenant un code d'exception (mode RTU).</i>	136
5.32	<i>Trame RTU d'un message Modbus.</i>	137
5.33	<i>Trame ASCII d'un message Modbus.</i>	138
5.34	<i>Trame de caractères pour ASCII 7-bits.</i>	138

5.35	<i>Couche physique : liaison RS232 associée au CPL sur bus HVDC.</i>	139
5.36	<i>a) Trame d'écriture d'un mot de 16 bits ; b) Trame de la réponse de l'esclave après écriture de sa mémoire.</i>	140
5.37	<i>a) Trame de lecture d'un mot de 16 bits ; b) Trame de réponse de l'esclave après lecture de sa mémoire.</i>	140
5.38	<i>Organigramme du programme CPL maître.</i>	141
5.39	<i>Organigramme du programme CPL esclave.</i>	142
5.40	<i>Graphes de temps lors d'une communication CPL maître-esclave</i>	143
5.41	<i>Raccordement de deux esclaves CPL au bus HVDC.</i>	144
5.42	<i>Signaux présents sur les broches Tx et Rx des coupleurs maître et esclave.</i>	146
5.43	<i>Signaux présents sur les broches Tx et Rx des coupleurs maître et esclave.</i>	146
5.44	<i>Émission périodique de trames entre le maître et deux esclaves. Réception par chaque esclave (trace n°2, en bleu) des requêtes du maître (trace n°1, en jaune).</i>	147
5.45	<i>Signaux réponse de CPL esclave première au maître.</i>	147
5.46	<i>Signaux réponse de CPL esclave deuxième au maître.</i>	148
5.47	<i>Informations binaires modulées : a) Données de modulation d'entrée (signal vert) et démodulation de sortie (signal bleu) de récepteur (trace n°1 en jaune à l'émission et trace n°3 en violet à la réception et signal numérique reconstitué sur la broche Rx de l'esclave ou du maître trace n°2 en bleu) ; b) Données sur bus (signal vert).</i>	148
5.48	<i>Photos du banc CPL : a) Coupleur maître affichant deux mesures de tension transmises par 2 esclaves ; b) Bus reliant le coupleur maître à deux coupleurs esclaves distants d'une centaine de mètres.</i>	149
A.1	<i>Tableau de matériaux magnétique chez les différents fabricants.</i>	166
A.2	<i>Géométrie d'un composant magnétique.</i>	167
A.3	<i>La photo transformateur fabriqué au convertisseur DC-DC MCB-RS.</i>	169
A.4	<i>La circuit imprimé de convertisseur DC-DC MCB-RS auto-alimenté. Dimensions 69X140mm.</i>	171
A.5	<i>La photo convertisseur DC-DC MCB-RS auto-alimenté dedans circle rouge.</i>	172
A.6	<i>Dimensions de l'emballage du LM2576-D [13].</i>	172
A.7	<i>Bandes de fréquences utilisées par les réseaux CPL dedans circle rouge.</i>	173
A.8	<i>Schéma du convertisseur MCB-RS auto-alimenté avec courant porteur en ligne (CPL).</i>	174
A.9	<i>La circuit imprimé de convertisseur DC-DC MCB-RS auto-alimenté par la intégration courant porteur en ligne (CPL).</i>	175
A.10	<i>La fonction de transformateur dans le CPL.</i>	175
A.11	<i>Tableau d'un octet en Hexadecimal.</i>	181
A.12	<i>La photo de tester du CPL maître-esclave sur la plaquette.</i>	183
A.13	<i>La photo d'essai trame du CPL maître-esclave.</i>	184
A.14	<i>Prototype du CPL maître.</i>	185
A.15	<i>Prototype du CPL esclave.</i>	185

A.16	<i>Circuit imprimé du CPL esclave indépendant avec convertisseur DC-DC. Dimensions 40X51,5mm.</i>	186
A.17	<i>Circuit imprimé du CPL esclave intégré dans le convertisseur DC-DC. Dimensions 30X31,5mm.</i>	186
A.18	<i>Circuit imprimé du CPL maître. Dimensions 41,5X51,5mm.</i>	187

Liste des tableaux

1.1	Objectifs nationaux contraignants stipulés dans la directive (2005 et 2020)	13
1.2	Projections de capacité installée d'électricité renouvelable.	14
1.3	Contribution des énergies renouvelables à la consommation d'électricité.	14
1.4	La feuille de route du Syndicat des énergies renouvelables pour 2020 et 2030. . .	15
1.5	Angle d'inclinaison idéal selon la demande énergétique à trois époques différentes de l'année [14].	17
1.6	Prix d'achat moyen pondéré de l'électricité photovoltaïque : avec baisse annuelle décroissante (centimes d'euro par kWh)	21
3.1	Inductances équivalentes des deux schémas.	60

Sigles utilisés

ADSL : Asymmetric Digital Subscriber Line
APAC : Asie-Pacifique
ANC : Conversion Analogie-Numérique
ASCII : American Standard Code for Information Interchange
ASK : Amplitude Shift Keying
ASR : Automatic Send and Receive
BRICS : Brazil, Russia, India, China, and South Africa
CPL : Power line Communication
CRC : Cyclical Redundancy Check
CRLF : Carriage Return-Line Feed
CRT : Carriage Return Terminal
EDF : Électricité de France
EnR : Energy Renewable
EPT : Energy Payback Time : temps de recouvrement de l'énergie
Esol : Rayonnement Solaire
EU : Europe Union
 D^* : Rayonnement solaire Diffus
 G^* : Rayonnement solaire Global
GPV : Generator Photovoltaic
HVDC : High Voltage Direct Current
 I^* : Rayonnement solaire direct
IAB : Intégration complète Au Bâti
IEA : International Energy Agency
IEM : Impulsion Électro Magnétique
ISB : Intégration simplifiée Au Bâti
LCD : Liquid Crystal Display
LED : Light-Emitting Diode
MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion
MPP : Maximum Power Point
MPPT : Maximum Power Point Tracker
MOSFET : Metal Oxide Silicon Transistor
MCB-RS : Magnetically Coupled Boost with Reserve Stage
MWPS : MidWest Plan Service
OCDE : Organization for Economic Cooperation and Development
OSI : Open Systems Interconnection
RTU : Unité terminale distante

PIB : Produit Intérieur Brut

PV : Photovoltaic

PDE : Productions décentralisée d'énergie

PWM : Pulse Width Modulation

S^* : Rayonnement solaire direct sur le capteur

TCP/IP : Transmission Control Protocol/Internet Protocol

TDCA : Taux De Croissance Annuel

Introduction générale

Les énergies renouvelables semblent être une réponse pertinente au défi énergétique actuel. Ce sont des ressources par essence inépuisables à l'échelle des temps humains et leur captage et leur conversion en énergie électrique représente un impact sur l'environnement plus faible que pour les sources fossiles et fissiles. De plus, la multiplicité des systèmes de captage couplée à l'excellente répartition géographique de ces ressources permet d'envisager ce type de production sur l'ensemble du globe terrestre. C'est pour cette raison que les systèmes de production d'énergie électrique à partir d'énergies renouvelables connaissent, des taux de croissance extrêmement élevés ces dernières années.

Parmi les ressources renouvelables, les énergies solaire et éolienne offrent le potentiel le plus important. En effet, concernant l'énergie solaire, l'énergie reçue du soleil chaque année à la surface du globe équivaut à plusieurs milliers de fois la consommation mondiale annuelle en énergie primaire. De plus, les moyens de conversions photovoltaïques et éoliennes sont aujourd'hui parfaitement maîtrisés et offrent la possibilité d'une contribution significative à la production d'électricité. D'après le scénario Solar Generation 6 [15], les générateurs photovoltaïques, insérés au sein de systèmes décentralisés de production d'énergie électrique, pourraient fournir plus de 1800GW à l'horizon 2030.

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse s'inscrivent dans la continuité des recherches menées par l'équipe Systèmes Électriques pour les Énergies Renouvelables (ES2ER) du laboratoire Matériaux Optiques Photonique et Systèmes (LMOPS) de l'Université de Lorraine, sur la thématique des systèmes multi-sources de production d'énergie électrique à partir de sources d'énergie renouvelables.

La description de mes travaux et des principaux résultats obtenus pendant la réalisation de cette thèse est consignée dans ce manuscrit divisé en cinq grandes parties :

Dans le chapitre 1 introductif, nous présentons les énergies renouvelables et le contexte de leurs utilisations, nous présentons également les développements futurs, notamment l'énergie photovoltaïque (GPV) dans monde, en Europe, en France mais également au Vietnam. Nous discutons les avantages et les inconvénients des systèmes et des générateurs photovoltaïques (GPV) actuels commercialisés, utilisées et présentes dans la littérature.

Dans le chapitre 2, nous présentons les différentes définitions permettant d'évaluer l'efficacité énergétique de conversion de différentes structures possibles de système spécifiques à l'énergie solaire. Nous introduirons également dans ce chapitre l'architecture des éleveurs de tension distribuée connectés en parallèle sur le bus HVDC. Nous présentons différents types de convertisseurs DC-DC, isolés et non-isolés. Enfin, c'est dans ce chapitre que nous introduisons les convertisseurs éleveurs de tension intégrant des transformateurs ce qui nous permet dès lors d'étudier l'effet du transformateur du processus de transfert d'énergie dans le convertisseur DC-DC.

Dans le chapitre 3, nous présentons l'analyse et le calcul de la relation entre les paramètres liées au procédé de transfert d'énergie dans le convertisseur comme le rôle et le dimensionnement l'inductance de fuite, de l'enroulement de bobine pour différentes architectures de convertisseurs à couplage magnétiques. Nous évaluons la perte de puissance lors du fonctionnement du transformateur monophasé afin de déterminer la solution optimale pour son utilisation dans le convertisseur élévateur à couplage magnétique avec étage de récupération, (Magnetically Couple Boost - Recovery Stage : MCB-RS) que nous avons développé au laboratoire et qui sera décrit plus précisément dans le chapitre suivant.

Le chapitre 4 est consacré à l'optimisation du rendement de conversion en vue de l'amélioration des performances du convertisseur DC-DC MCB en l'y adjoignant l'étage de récupération "RS". L'effet des inductances de fuite sur le transformateur est mis en évidence par la simulation du convertisseur complet en tenant compte de l'environnement direct sur lequel il est raccordé, à savoir un panneau solaire en entrée et un bus haute tension continue (bus HVDC) en sortie. En particulier, il est question dans une partie de cette étude d'analyser l'évolution de la tension aux bornes du condensateur de récupération dans le boost MCB-RS en fonction du coefficient de couplage du transformateur car cette tension est directement liée aux pertes induites dans le convertisseur. Cette analyse, corroborée également par différents essais, nous a permis d'obtenir ainsi un modèle mathématique suffisamment précis et prédictif pour permettre un dimensionnement correct des composants de puissance sans avoir recours à la simulation.

Enfin dans le chapitre 5 est abordé l'aspect "multi-sources" constituant les futurs systèmes de production d'énergie renouvelable. La solution proposée repose sur une architecture distribuée parallèle, constituée de multiples convertisseurs DC-DC, connectés à un bus à courant continu haute tension (HVDC). Afin d'assurer simplement la communication entre les modules, voire d'y adjoindre une station de monitoring, ce qui est proposé en perspectives à ce travail de thèse, nous avons développé un mode de communication par courants porteurs (CPL) directement sur le bus HVDC du générateur. Le travail présenté dans ce chapitre consiste, d'abord, dans l'analyse de l'information nécessaire pour échanger entre les convertisseurs DC-DC et un contrôleur central et, ensuite, par le développement d'une nouvelle solution matérielle pour la réalisation des modules de communication destinés aux stations "esclave" et "maître". Ce travail a été mené jusqu'à la réalisation de prototypes de laboratoire et à la communication effective sur un bus DC. A minima, les informations à échanger entre les différents appareils doivent comprendre le point de puissance maximum des modules photovoltaïques (MPP) et la température des sources individuelles. Dans un premier temps, le protocole Modbus ASCII a été choisi dans le présent travail pour assumer la communication sur le bus HVDC.

Le corps principal de mon manuscrit se termine par une conclusion générale et une mise en perspective de mes travaux. Quelques annexes complètent ce document, et on y retrouve, en particulier les schémas et photos des prototypes réalisés au cours de mon travail de thèse.

Chapitre 1

Les énergies renouvelables pour la production d'électricité

1.1 Introduction

Depuis le début du siècle, la consommation énergétique mondiale est en très forte croissance dans toutes les régions du monde. Il semble que tendanciellement, les consommations d'énergie vont continuer à augmenter, sous l'effet de la croissance économique d'une part, et de l'augmentation de la population et de la consommation d'électricité par habitant d'autre part, quels que soient les cas de figures envisagés. On parle périodiquement de diverses solutions techniques permettant de "continuer à vivre comme maintenant" sans que cela n'aggrave nos émissions de gaz à effet de serre, en attendant tranquillement que l'efficacité énergétique permette de diminuer les émissions. Souvent, la révolution des énergies renouvelables est avancée comme la solution pour tous nos problèmes de production d'énergie électrique et de pollution. Mais il serait plus raisonnable de voir ces nouvelles solutions techniques comme une aide à la réduction du réchauffement climatique à condition que notre consommation énergétique ne continue pas d'augmenter exponentiellement. Cela éviterait ainsi de reproduire les mêmes erreurs du passé en pensant à des solutions "miracles" qui seraient inépuisables et sans impact sur notre mode vie ou sur l'environnement.

Les énergies renouvelables comprennent un ensemble de filières qui ont certes un point commun, ce sont des énergies de flux et non pas des énergies de réserve à l'échelle humaine, mais ces filières se différencient à de nombreux égards, ce qui ne facilite pas leur prise en compte dans une approche globale. Elles se différencient par le type de vecteur énergétique qu'elles produisent (électricité, chaleur, combustible ou carburant, ...), par le caractère plus ou moins modulaire des équipements qu'elles mobilisent (de la maison individuelle au grand barrage hydroélectrique, ...), par leur degré de maturité technico-économique (du bois-combustible traditionnel aux nouvelles couches minces photovoltaïques, ...), par l'importance des interactions qu'elles entretiennent avec d'autres secteurs de l'activité humaine (agriculture, eaux et forêts, logement, déchets, ...) et par la nature des contraintes environnementales qu'elles génèrent (faune aquatique, paysages, ...). Seuls l'hydroélectricité et le bois-énergie pèsent lourdement aujourd'hui dans les bilans énergétiques. D'autres filières émergent d'une manière significative (éolien, solaire, biocarburants, ...). D'autres, enfin, sont au stade de la recherche ou de la réalisation de pilotes (géothermie des roches profondes sèches, nouvelles couches minces photovoltaïques, etc...).

Les Énergies Renouvelables (EnR) se définissent comme des énergies exploitées par l'Homme, telles que leurs réserves ne s'épuisent pas et leur vitesse de régénération reste plus grande que la vitesse de leur utilisation. Parmi les plus classiques, on peut citer :

- l'énergie éolienne,
- l'énergie solaire thermique,
- l'énergie photovoltaïque
- l'énergie hydraulique,
- la biomasse,
- l'énergie marémotrice,
- la géothermie.

Parmi ces les énergies renouvelables, l'éolien, le rayonnement solaire, la force hydraulique, sont des sources directes ou indirectes de l'activité solaire. La géothermie et les marées sont de nature différente. Le Soleil envoie chaque année à la surface de la Terre à peu près 10000 fois plus d'énergie que la planète n'en consomme. Il est donc légitime d'essayer d'en tirer profit. L'énergie photovoltaïque, basée sur la conversion du rayonnement électromagnétique solaire en électricité, représente une des ressources énergétiques renouvelables à part entière. Même si cette ressource est maintenant de mieux en mieux reconnue en tant que source potentielle d'énergie, cela n'a pas été facile face aux nombreux préjugés existants sur ce sujet. On a reproché par exemple à l'énergie solaire d'être intermittente (jour, nuit, saison), de ne pas être fiable et de dépenser plus d'énergie pour la fabrication d'un panneau solaire qu'il ne peut en fournir durant toute sa durée de vie. Ces affirmations sont aujourd'hui réfutées par les progrès techniques accomplis sur les cellules photoélectriques et sur les systèmes de traitement et de conversion de l'énergie. Actuellement, la plupart des panneaux photovoltaïques produisent largement plus d'énergie au cours de leur vie que celle nécessaire à leur production. On a vu apparaître ces dernières années la notion de remboursement énergétique noté EPT. Selon les technologies et les lieux de production, l'EPT s'étend de 2 à 4 ans pour des panneaux ayant une durée de vie de 15 à 25 ans [16].

Les progrès des techniques de fabrication ont été considérables ces dernières années permettant d'avoir des fonctionnements de générateurs photovoltaïques garantis au-delà de 25 ans avec, en plus, des coûts de fabrication qui tendent à baisser quand on ramène le prix de l'installation au prix du Watt Crête. En ces moments où l'énergie devient un enjeu majeur, tant du point de vue économique qu'écologique, il apparaît urgent de déployer tous nos efforts pour rendre les systèmes les plus vertueux possible. Il en va de l'équilibre global de notre écosystème. Au vu de l'augmentation constante des besoins énergétiques des pays en forte expansion, et de la consommation actuelle de l'énergie, les autorités internationales se sont mobilisées pour le déploiement des énergies renouvelables en vue de fournir une énergie fiable, rentable et acceptable tant du point de vue économique que sociétal.

A l'aide des analyses publiées par différentes agences mondiales, européennes et nationales, il est possible de mettre en évidence les conséquences de l'utilisation des énergies fossiles sur l'évolution de la planète par l'intermédiaire de l'analyse de la carte de rejets de CO_2 dans l'atmosphère. On présentera dans ce chapitre les chiffres clés pointant sur l'urgence de mobiliser tous nos efforts dans l'objectif d'augmenter la part des énergies renouvelables dans la production mondiale d'énergie et donc d'augmenter également le rendement des convertisseurs

et générateurs qui constituent un des maillons essentiels dans l'efficacité énergétique globale attendue. Compte-tenu du faible pourcentage que les EnR représentent dans la partie des énergies consommées représentent encore actuellement, ces dernières offrent de grandes perspectives en termes de marges de progression.

Par ailleurs, le progrès dans l'électronique dans puissance laissent entrevoir des voies de progrès dans le transport de l'énergie sous forme de courant continu à moindres pertes [17]. Cette forme de transport est aussi intéressante pour les petits systèmes de production où la gestion de l'énergie électrique doit être optimisée.

1.2 Les énergies renouvelables

Les sources d'énergies renouvelables constituent un volet important des bilans énergétiques du futur, à la fois pour des raisons de sécurité d'approvisionnement, de sécurité environnementale (CO_2 et déchets) et de développement local. Les énergies renouvelables sont au cœur des controverses sur l'avenir énergétique du monde (importance des réserves fossiles, place du nucléaire, crédibilité du stockage du CO_2 , ampleur des actions de maîtrise de la demande, etc.). Elles sont présentes dans tous les scénarios, même si, pour certains d'entre eux, elles ne fournissent qu'une contribution minoritaire à l'approvisionnement énergétique d'une région, d'un pays, d'un continent ou du monde [18].

Les prévisions des diverses agences internationales, et leurs éditions futures, constitueront de fait un point de référence pour mesurer les progrès réalisés dans le monde en faveur du déploiement des énergies renouvelables. Le Secrétaire général des Nations Unies a marqué cette occasion par une nouvelle initiative mondiale l'énergie durable pour indiquer l'année tous laquelle vise à mobiliser l'action internationale sur trois objectifs interdépendants prévus pour l'horizon 2040 : l'accès universel aux services énergétiques modernes, l'amélioration du niveau de l'efficacité énergétique et l'utilisation accrue des sources d'énergies renouvelables.

La part des sources d'énergies renouvelables ont fortement augmenté pour représenter, selon les estimations, 19% de la consommation énergétique finale mondiale en 2011 (figure 1.1). Sur ce total, la part des énergies renouvelables modernes, donc hors biomasse, est en nette augmentation et est estimée à 9,7%, contre seulement 9,3% pour la biomasse traditionnelle en léger déclin en terme de pourcentage.

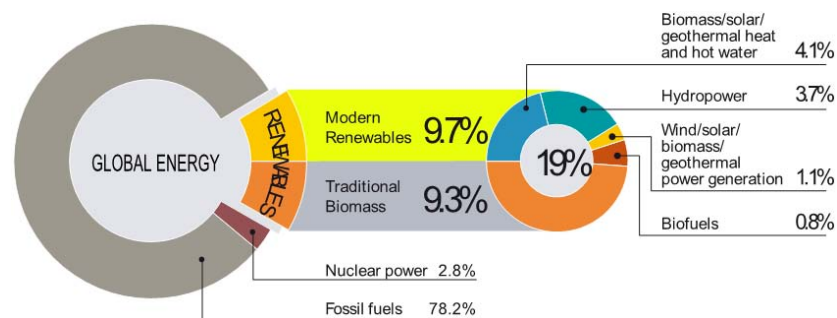


FIGURE 1.1 – Estimation de la part des énergies renouvelables dans la consommation mondiale d'énergie finale 2011.

Durant 2013, l'utilisation les énergies renouvelables modernes a continué de progresser sensiblement dans l'ensemble des secteurs de la consommation : l'électricité, le chauffage, le refroidissement.

dissement, et le transport [19]. La figure 1.2 montre les prévisions d'évolution de l'utilisation des énergies renouvelables de 1990 à 2040.

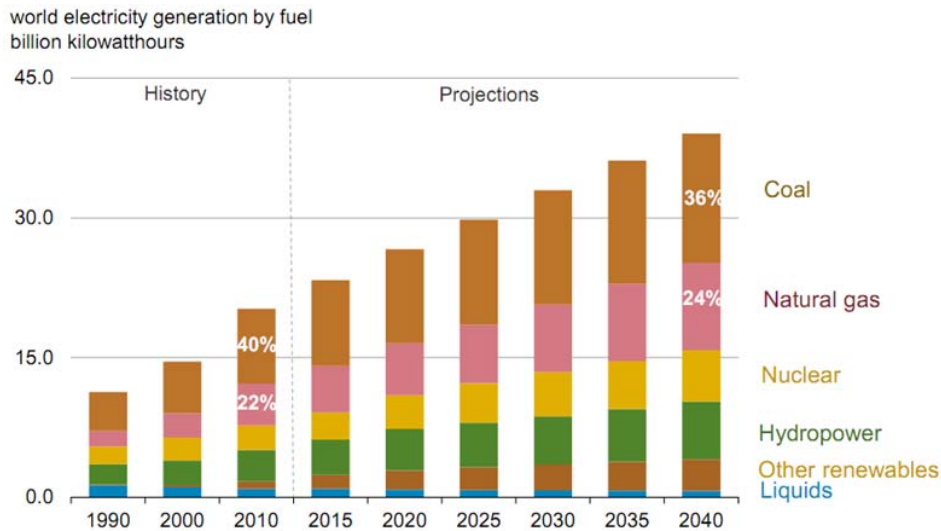


FIGURE 1.2 – Perspectives de la demande énergétique par source (1990-2040) [1].

1.2.1 Les énergies renouvelables dans la production électrique de mondiale

Le mix mondial de combustibles primaires utilisés pour produire de l'électricité a beaucoup changé au cours des quatre dernières décennies. Le charbon continue d'être le combustible le plus largement utilisé dans la production d'électricité, bien que la production d'électricité d'origine nucléaire ait augmenté rapidement dans les années 1980 comme celle des gaz naturels dans les années 1980 à 2000. L'utilisation du pétrole pour la production d'électricité a diminué depuis la fin des années 1970, lorsque son prix a fortement augmenté [18].

Depuis le début des années 2000, les prix élevés des combustibles fossiles, en combinaison avec des inquiétudes sur les conséquences environnementales des gaz à effet de serre, ont motivé le développement d'alternatives à ces combustibles fossiles ; en particulier l'énergie nucléaire et les sources d'énergies renouvelables.

Dans la production électrique, les énergies renouvelables représentent près de la moitié du total estimé de la capacité électrique mondiale ajoutée durant 2012 (1,470 GW) jusqu'à environ 8,5% à partir de 2011. Les énergies solaire, photovoltaïque et éolienne, atteignent respectivement près de 39% et 26% de la capacité des nouvelles énergies renouvelables, devant l'hydroélectricité (près de 21%).

La production d'électricité nette mondiale devrait selon les estimations de l'OCDE augmenter de 2010 à 2040 de 93% [2], de 20,2 trillions de kWh en 2010 à 39,0 milliards de kWh en 2040. L'approvisionnement en électricité représente une part croissante de la demande totale d'énergie dans le monde. Elle est la forme d'énergie en plus forte croissance mondiale (Figure 1.3). L'électricité mondiale délivrée aux utilisateurs finaux augmenterait de 2,2% par an de 2010 à 2040, par rapport à la croissance moyenne de 1,4% par an pour toutes les sources d'énergie délivrées.

Les perspectives mondiales à long terme continuent donc de s'améliorer pour la production

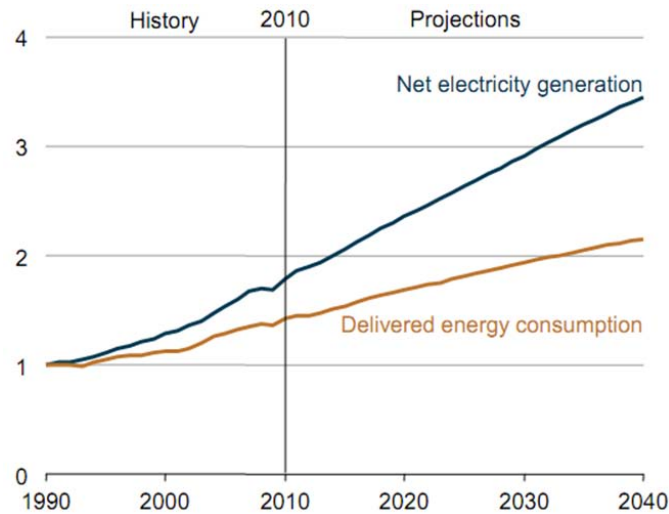


FIGURE 1.3 – La croissance dans le monde de la production d’électricité totale et la consommation d’énergie totale livrée, 1990-2040 (indice, 1990 = 1) [2].

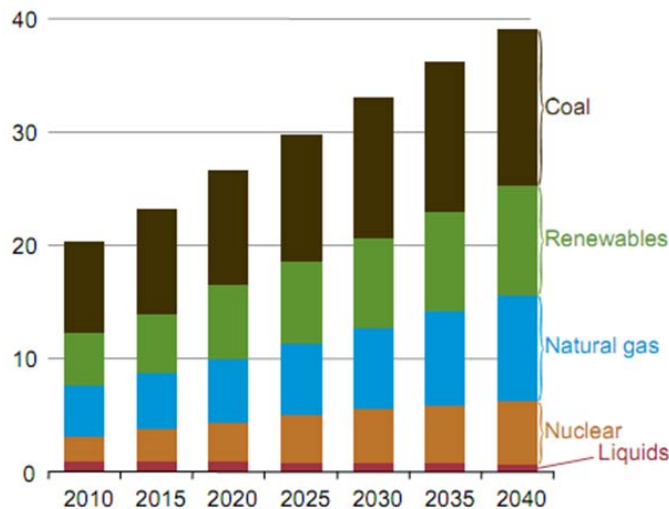


FIGURE 1.4 – Production mondiale d’électricité, 2010-2040 (trillion kWh) [2].

des deux sources d’énergies renouvelables et nucléaire [20]. Les sources d’énergies renouvelables sont les plus dynamiques pour la production d’électricité, avec des augmentations annuelles, en moyenne, de 2,8% par année de 2010 à 2040 (figure 1.4). En particulier, les ressources renouvelables non hydrauliques sont les plus dynamiques, à la fois dans l’OCDE et les régions non-OCDE. Les énergies renouvelables non hydrauliques, qui représentent 4% du marché de la production en 2010, doivent voir leur part du marché croître à 9% en 2040, avec une grande partie de cette croissance provenant de l’énergie éolienne.

Dans la production d’électricité après les sources d’énergies renouvelables, le gaz naturel et l’énergie nucléaire sont les sources de production les plus dynamiques par leur augmentation de 2,5% par année de 2010 à 2040. Bien que l’augmentation de la production d’électricité à

partir de centrales au charbon soit plus lente, 1,8% au cours la période de projection, elle reste la plus grande source de production jusqu'en 2040 et reste prépondérante sur la période. Les perspectives pour le charbon pourraient être substantiellement modifiées cependant, par des politiques nationales futures ou des accords internationaux visant à réduire ou limiter la croissance des émissions de gaz à effet de serre. En outre, si la croissance rapide aux États-Unis de la production gaz de schiste au cours des dernières années était reproduite dans d'autres pays (notamment la Chine), les perspectives de production d'électricité pourraient être bien différentes dans le monde [21].

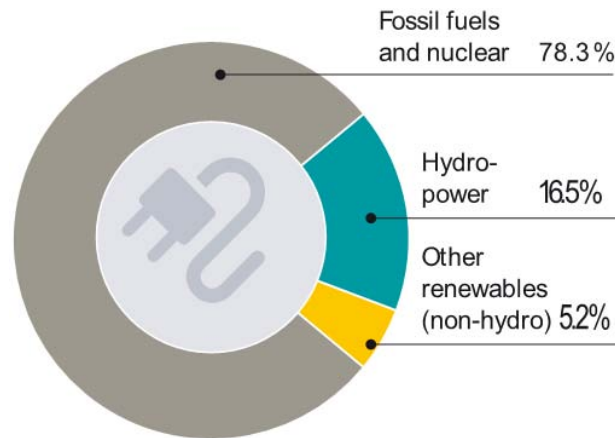


FIGURE 1.5 – Estimation de la part des énergies renouvelables pour la production d'électricité mondiale, fin 2012 [2].

Fin 2012, les énergies renouvelables fournissaient environ 21,7% de l'électricité mondiale, avec 16,5% de l'électricité totale fournie par l'énergie hydraulique (figure 1.5). Bien que la capacité des énergies renouvelables augmente à un rythme rapide d'année en année, la part des énergies renouvelables dans la production totale est en augmentation moindre parce que de nombreux pays continuent d'ajouter une capacité significative de combustibles fossiles. De plus une grande partie de la capacité renouvelable ajoutée (éolienne et solaire) fonctionne avec des facteurs de capacité relativement faibles [22].

Le secteur du chauffage et du refroidissement offre un immense potentiel, quasiment intact, pour le déploiement des énergies renouvelables. Le chauffage issu de la biomasse, de l'énergie solaire et des sources géothermiques représente d'ores et déjà une part majeure de l'énergie produite par les énergies renouvelables. Ce secteur évolue lentement car les pays (en particulier ceux de l'Union européenne) commencent seulement à mettre en œuvre des stratégies d'appui public, et à assurer le suivi du chauffage issu des énergies renouvelables. Les dynamiques prévalant dans le secteur du chauffage et du refroidissement révèlent une augmentation de sa taille, l'utilisation accrue de la production combinée de chaleur et d'électricité, l'intégration des procédés de chauffage et de refroidissement renouvelables dans les réseaux des collectivités, ainsi que le recours au chauffage renouvelable à des fins industrielles [23].

Les énergies renouvelables consolident rapidement la part qu'elles occupent dans la fourniture énergétique de plusieurs pays et régions :

- Dans l'Union européenne, les énergies renouvelables représentaient plus de 70% du total des capacités électriques ajoutées en 2012, ce qui portait à 31% leur part dans la capacité

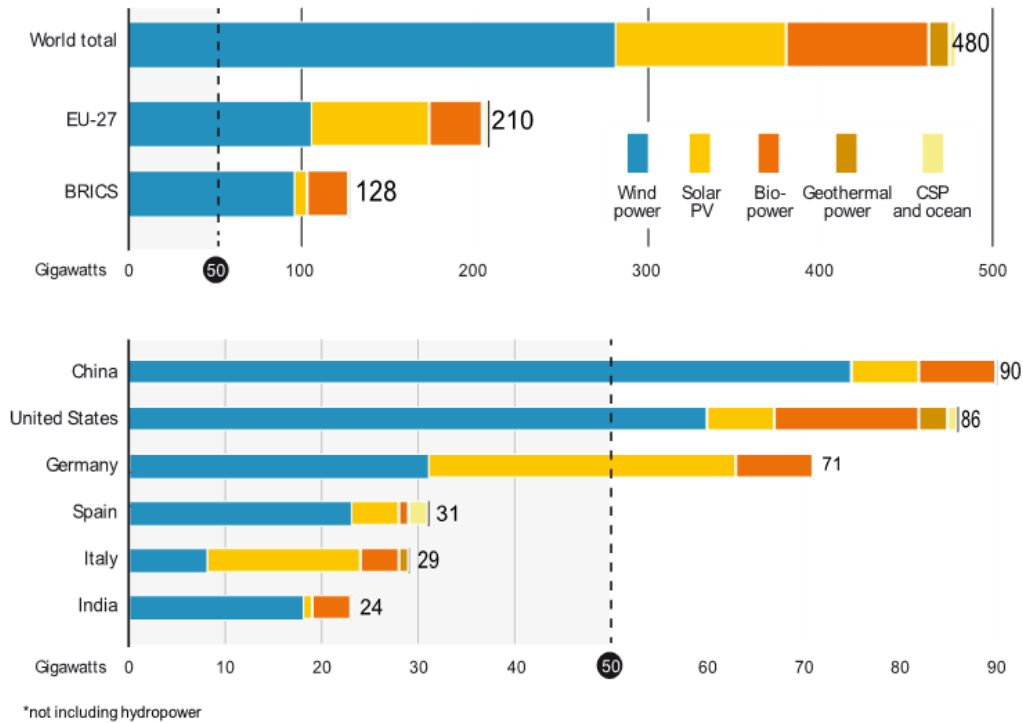


FIGURE 1.6 – Capacités d'énergie renouvelable dans le monde, l'UE-27, BRICS (Brésil, Russie, Inde et Chine), et parmi les six premiers pays 2012 [3].

électrique totale. L'énergie photovoltaïque solaire assumait à elle seule près de 37% de la nouvelle capacité mise en service [24].

- La part des énergies renouvelables dans la consommation s'accroît également (bien qu'elle soit moins rapide du fait que la capacité est principalement solaire ou éolienne). En 2012 (année des données les plus récentes), la part des énergies renouvelables dans la consommation électrique totale était de 22,6% (en hausse de 22,1% par rapport à 2011), et de 13,4% pour la consommation énergétique brute finale (contre 13,5% en 2011) [25].
- L'Allemagne continue d'occuper la première place en Europe et d'être pionnière au niveau international. Elle est (figure 1.6) continûment parmi les premiers utilisateurs des technologies issues des énergies renouvelables pour l'électricité, le chauffage et le transport. En 2012, les énergies renouvelables ont assuré 12,2% de la consommation énergétique finale allemande, 20% de sa consommation électrique (en hausse de 11,6% par rapport à 2006), 10,4% de sa demande en chauffage (en hausse de 6,2%) et 5,6% des carburants destinés à son secteur du transport (à l'exclusion du trafic aérien) [26].
- Aux États-Unis, en 2011, les énergies renouvelables représentaient, selon les estimations, 39% des capacités électriques nationales. La part de la production électrique nette américaine issue des énergies renouvelables non liées à l'hydroélectricité a augmenté de 3,7% en 2009 à 4,7% en 2011. Neuf États ont assuré plus de 10% de leur production électrique en ayant recours à des énergies renouvelables non liées à l'hydroélectricité, contre deux États seulement dix ans plus tôt. La totalité des énergies renouvelables atteignait environ 11,8% de la production énergétique primaire américaine, en hausse de 10,9% par rapport

à 2010 [27].

- La Chine possédait, à la fin 2011, une capacité électrique issue des énergies renouvelables supérieure à celle de toutes les autres nations, avec, au total, selon les estimations, 282 GW, dont un quart (70 GW) d'énergie non liée à l'hydroélectricité. Les énergies renouvelables représentaient plus d'un tiers de la nouvelle capacité électrique installée durant l'année (90 GW), tandis que les énergies renouvelables non liées à l'hydroélectricité assuraient un cinquième de ce total [28].
- Plusieurs pays ont satisfait à une demande accrue en électricité entre 2010 et 2011, en ayant recours à l'énergie éolienne, notamment le Danemark, où l'énergie éolienne a assuré près de 26% de la demande électrique, l'Espagne (15,9%) et le Portugal (15,6%). Quatre Länder allemands ont satisfait à plus de 46% de leurs besoins en électricité en utilisant l'énergie éolienne. L'État de l'Australie du Sud a satisfait à 20% de ses demandes et les États américains du Dakota du Sud et de l'Iowa ont respectivement produit 22% et 19% de leur électricité en ayant recours à l'énergie éolienne [29].

Les six pays de tête en matière de capacité électrique renouvelable non liée à l'hydroélectricité - la Chine, les États-Unis, l'Allemagne, l'Espagne, l'Italie, et l'Inde - assumaient environ 70% de la capacité mondiale totale. Ce classement diffère sensiblement lorsque le critère porte sur le montant par habitant. Il place alors l'Allemagne à la première place, devant l'Espagne, l'Italie, les États-Unis, le Japon, la Chine et l'Inde. Dans le classement par région, c'est l'UE qui accueille près de 44% de la capacité mondiale en énergies renouvelables non liées à l'hydroélectricité à la fin 2011, contre près de 26% pour les nations BRICS dont la part a augmenté ces dernières années, même si la majeure partie de la capacité se trouve en Chine, en Inde et au Brésil [2].

1.2.2 Les énergies renouvelables dans la production européenne d'électricité

En mars 2007, les chefs d'États et de gouvernements des 27 États Membres de l'Union Européenne (UE) ont adopté un objectif contraignant de 20% d'énergies renouvelables dans la consommation énergétique totale d'ici à 2020. En combinant cet objectif avec l'engagement d'augmenter l'efficacité énergétique de 20% d'ici à 2020, les leaders politiques européens ont ouvert la voie à un avenir énergétique plus durable pour l'Union européenne et pour les générations futures. En janvier 2008, la Commission européenne a présenté un projet de directive relative à la promotion de l'utilisation de l'énergie produite à partir de sources d'énergies renouvelables (Directive EnR) qui contient une série d'éléments nécessaires à la mise en place d'un cadre législatif garantissant l'augmentation de la part des énergies renouvelables dans la consommation énergétique finale de 8,5% en 2005 à 20% en 2020 [30].

La contribution de chaque État Membre est calculée sur la base de la part des énergies renouvelables dans chaque pays en 2005 plus une augmentation forfaitaire de 5,5% par État membre ainsi qu'une augmentation supplémentaire pondérée en fonction du Produit Intérieur Brut (PIB) :

Le Tableau 1.1 donne les contributions des énergies renouvelables à la consommation d'électricité en 2005 pour l'UE-27. Compte tenu de la progression actuelle du marché et du soutien politique donné à la production d'électricité renouvelable l'objectif actuel de l'électricité provenant des EnR pour 2020 semble pouvoir être atteint. L'objectif global peut être atteint par une contribution plus importante de certaines des technologies les plus matures et rentables économiquement. Les Tableaux 1.2, 1.3 présentent les nouveaux objectifs pour 2020 avec les

TABLE 1.1 – Objectifs nationaux contraignants stipulés dans la directive (2005 et 2020)

Pays	Part des EnR dans la consommation finale d'énergie, 2005	Objectifs pour la part des EnR dans la consommation finale d'énergie, 2020
Belgique	2,2%	13%
Bulgarie	9,4%	16%
République tchèque	6,1%	13%
Danemark	17%	30%
Allemagne	5,8%	18%
Estonie	18%	25%
Irlande	3,1%	16%
Grèce	6,9%	18%
France	10,3%	23%
Suède	39,9%	49%
Italie	5,2%	17%
Espagne	8,7%	20%
Chypre	2,9%	13%
Portugal	20,5%	31%
Roumanie	17,8%	24%
Lettonie	34,9%	42%
Lituanie	15%	23%
Luxembourg	0,9%	11%
Hongrie	4,3%	13%
Malte	0%	10%
Pays-Bas	2,4%	14%
Autriche	23,3%	34%
Pologne	7,2%	15%
Slovénie	16%	25%
République slovaque	6,7%	14%
Finlande	28,5%	38%
Royaume-Uni	1,3%	15%

taux de croissance annuels attendus (2006-2010)(TDCA), le taux de croissance nécessaire (2010-2020) et contribution des énergies renouvelables à la consommation d'électricité pour augmenter significativement la part d'électricité provenant des EnR.

TABLE 1.2 – Projections de capacité installée d'électricité renouvelable.

Type d'énergie	2002 Eurostat	2006 Eurostat	TDCA 2002-2006	Proj 2010	TDCA 2006-2010	Proj 2020	TDCA 2010-2020
Éolien	23,1GW	47,7GW	19,9	80GW	13,8	180GW	8,5
Hydro	105,5GW	106,1GW	0,2	111GW	1,1	120GW	0,8
PV	0,35GWc	3,2GWc	73,9	18GWc	54,0	150GWc	23,6
Biomasse	10,1GWe	22,3GWe	21,9	30Gwe	7,7	50Gwe	5,2
Géothermie	0,68GW	0,7GW	0,7	1GW	9,3	4GW	14,9
Elec.solaire thermique	-	-	-	1GW	-	15GW	31,1
Énergie océanique	-	-	-	0,5GW	-	2,5GW	17,5

TABLE 1.3 – Contribution des énergies renouvelables à la consommation d'électricité.

Type d'énergie	2005 Eurostat TWh	2006 Eurostat TWh	Projection 2010 TWh	2020 Targets TWh
Éolien	70,5	82,0	176	477
Hydro	346,9	357,2	360	384
Photovoltaïque	1,5	2,5	20	180
Biomasse	80,0	89,9	135	250
Géothermie	5,4	5,6	10	31
Elec.solaire thermique	-	-	2	43
Énergie océanique	-	-	1	5
Total EnR	504,3	537,2	704	1370
Total brut de la production électrique UE 27 (trends to 2030-Baseline) (Combined RES and EE)	3320,4	3361,5	3568	4078 3391
Part des EnR	15,2%	16%	19,7%	33,6-40,4%

1.2.3 Les énergies renouvelables dans la production française d'électricité

La France s'est lancée, ces dernières années, dans un effort d'équipement sans précédent, pour l'utilisation des sources d'énergies renouvelables. Cet effort, qui s'insère depuis 2007 dans la feuille de route des lois Grenelle 1 et 2 a abouti à une évolution notable de la composition du mix énergétique : les énergies renouvelables représentent désormais 13% de la consommation finale, contre 10% en 2006. Les investissements réalisés dans l'ensemble des filières renouvelables ont permis depuis 2005, d'augmenter chaque année la consommation d'énergies renouvelables de près de 1 Mtep, soit une hausse de 33% sur les cinq dernières années. Toutefois, ce rythme de croissance s'avère insuffisant pour atteindre les objectifs des lois Grenelle : si la tendance actuelle se prolonge, la France consommera, en 2020, 29 Mtep d'EnR dans le tableau 1.4, en retard de 35% sur l'objectif de 36 Mtep; retard qui s'observera dans la plupart des filières [31, 32].

La feuille de route 2030 est une extrapolation des courbes de 2012 à 2020, qui devrait per-

TABLE 1.4 – La feuille de route du Syndicat des énergies renouvelables pour 2020 et 2030.

Secteur des énergies renouvelables	Situation fin 2010 en Mtep	Objectifs 2020 en Mtep	Projection 2030 en Mtep
Électricité	0,9	7	15,8
Éolien	0,85(5600MW)	5(25000MW)	11,8(55000MW)
Solaire photovoltaïque	0,05(1000MW)	2(20000MW)	4(40000MW)

mettre d'atteindre une part d'énergies renouvelables d'au moins 34% dans la consommation finale d'énergie, contre 13% fin 2010, dans l'hypothèse d'une consommation qui resterait stable jusqu'en 2030. Cette part relative augmenterait, bien entendu, si les politiques de maîtrise de l'énergie devenaient plus efficaces que celles que nous connaissons aujourd'hui. Cela se traduit par des puissances installées de 55000 MW éoliens (terrestres et maritimes), 40000 MW photovoltaïques. Ces chiffres, en valeur absolue, reflètent la capacité de production électrique que les acteurs des énergies renouvelables peuvent s'engager à mettre en œuvre d'ici à 2030 [33].

1.2.4 Les énergies renouvelables dans la production vietnamienne d'électricité

Le développement de sources d'énergie renouvelables permet en général de diversifier les sources d'énergie et contribue à réduire les risques de pénuries et de conflits, à améliorer et à garantir la sécurité énergétique. C'est pour cela que la mise en œuvre du projet de développement de ce type d'énergie au Vietnam est très dynamique. Dans un rapport analysant le potentiel de l'énergie éolienne au Vietnam, la Banque mondiale (BM) [34] a écrit : "8,6% du territoire du Vietnam possèdent un bon potentiel de l'énergie éolienne, beaucoup plus élevé que d'autres pays de la région tels que le Cambodge (environ 0,2% de la surface), la Thaïlande (environ 0,2% de la surface), le Laos (environ 2,9% de la superficie)". En outre, compte tenu de la technicité de construction des centrales éoliennes ou de centrales solaires de moyennes puissances au service des développements économiques régionaux, le Vietnam a de la difficulté à équiper les zones villages et aux zones îles. Néanmoins, le Vietnam tente de favoriser ce développement, en promouvant la recherche dans ce domaine. C'est d'ailleurs dans ce contexte que mon séjour au LMOPS a été accordé par le gouvernement vietnamien, en accord avec l'ambassade de France et Campus France.

En ce qui concerne l'énergie solaire, les experts de la recherche soulignent que l'intensité du rayonnement solaire est relativement élevé au Vietnam, avec un nombre moyen d'heures d'ensoleillement chaque année autour de 2000-2500 heures. L'énergie du rayonnement solaire totale au Vietnam est de 150 kCal/cm^2 , équivalent à environ 43,9 milliards de tep/an. Les zones d'étude potentiellement économiquement intéressantes pour le développement de l'énergie solaire sont la réflexion de Ho Chi Minh, la région centrale Nord de Thanh Hoa, de Nghe An, de Ha Tinh ... et toutes les zones ayant une forte densité de population et qui présentent un risque important de pénurie d'électricité actuellement et malheureusement, si aucunes solutions ne sont envisagées, pendant les années à venir.

1.3 L'énergie solaire et éolienne

1.3.1 L'énergie solaire

L'énergie solaire provient des réactions thermonucléaires qui se produisent au cœur du soleil. Cette énergie est émise sous forme de rayonnement de courtes longueurs d'ondes dans toutes les directions. Quand le rayonnement rencontre un obstacle, l'onde est réfléchie, transmise ou bien absorbée (sous forme de chaleur). La quantité d'énergie solaire disponible varie en fonction de la latitude, de l'angle d'inclinaison du collecteur, mais également du temps qu'il fait et du moment de la journée et de l'année. La quantité d'énergie solaire disponible diminue lorsque l'éloignement du soleil augmente, ce qui signifie que la quantité d'énergie disponible à la surface de la Terre varie selon les époques de l'année.

Les figures 1.7, 1.8 illustrent les angles qui rentrent en jeu dans le calcul de l'irradiation disponible à un moment de la journée, pour une localisation spatiale et une orientation angulaire spécifique du capteur. La figure 1.7 représente le schéma de principe des angles terrestres entrant dans le calcul de l'irradiation solaire avec l'observateur positionné à un azimut et une altitude donnés.

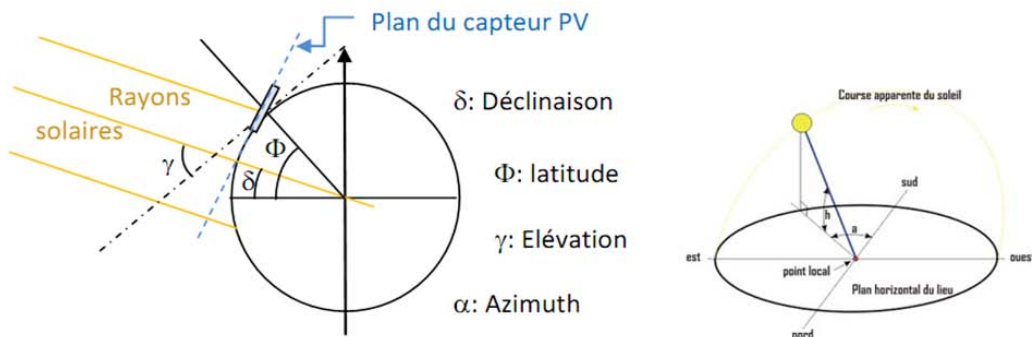


FIGURE 1.7 – Schéma de principe de la Terre et des angles entrant dans le calcul de l'irradiation solaire. Vue locale de l'utilisateur avec azimut et élévation [4].

Comme montré dans les figures 1.8 par des résultats de simulation, si l'on disposait d'un capteur solaire motorisé, la variation de l'énergie solaire captée suivant la courbe $I^* + D^*$ (vert clair à la figure 1.8) produirait une augmentation maximum de la production de 14,2% sur l'année et 28,6% sur la journée par rapport à l'énergie produite par un capteur fixe, représentée par la courbe G^* de la Fig. 1.8.

La puissance solaire rayonnée reçue par la Terre (estimée à une moyenne annuelle comprise entre 120 et 260 W/m² en fonction de la zone géographique considérée en Europe) représente un gisement d'énergie considérable. Le rayonnement solaire atteint son maximum au moment où le soleil est au plus haut dans le ciel (à midi) et est à son minimum à l'aube et à la brunante. Généralement, les capteurs solaires ont une orientation fixe. Dans ce cas, ils doivent être orientés de préférence vers le sud afin de capter le maximum d'énergie solaire (une orientation jusqu'à 20° direction sud-est ou sud-ouest est également acceptable). L'inclinaison idéale des collecteurs est choisie pour l'époque de l'année où la demande énergétique est la plus forte (tableau 1.5).

Comme nous l'avons déjà souligné précédemment, l'énergie solaire peut répondre à l'intégralité de la demande mondiale : le soleil délivre en une heure autant d'énergie sur terre que l'humanité n'en consomme en un an. Cette énergie est propre, durable, mondialement dis-

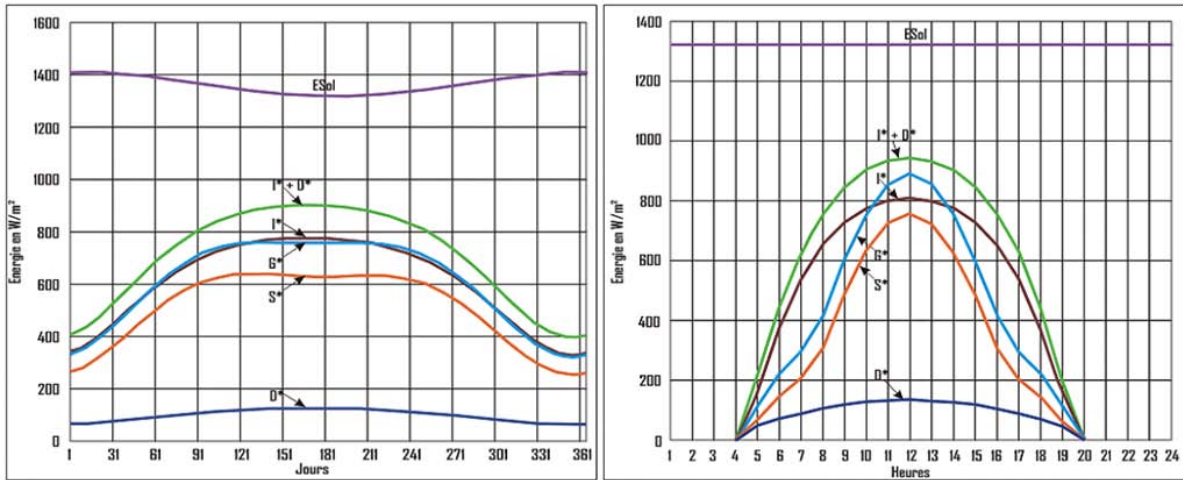


FIGURE 1.8 – L'énergie solaire qui arrive sur le capteur est représentée [4].

TABLE 1.5 – Angle d'inclinaison idéal selon la demande énergétique à trois époques différentes de l'année [14].

Époque de l'année	Angle d'inclinaison
A longueur d'année	Latitude du lieu
Hiver	Latitude+15° ou vertical
Été	Horizontal
réduction d'énergie de 10% par MWPS	

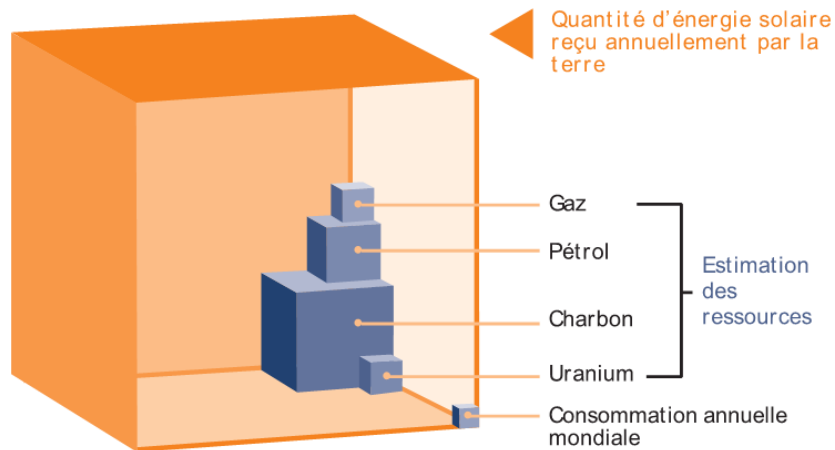


FIGURE 1.9 – Consommation énergétique mondiale et ressources énergétiques [5].

ponible et n'affecte pas le climat. La figure 1.9 représente les ordres de grandeur mis en jeu lorsque consommation énergétique mondiale annuelle en ressources énergétiques renouvelables et en énergie solaire sont comparés [35, 36]. Il apparaît, en effet, que la Terre reçoit annuellement à sa surface plus de 8000 fois la consommation annuelle anthropique en énergie primaire. L'utilisation d'une très faible part de cette ressource, disponible gratuitement et inépuisables à nos échelles temporelles, permettrait de répondre au défi énergétique actuel avec un moindre impact sur l'écosystème.

Il y a un certain nombre de techniques différentes pour collecter l'énergie du rayonnement solaire. Pour décider de la technologie à utiliser, il faut d'abord savoir ce pour quoi l'énergie doit être utilisée. Si le but est de chauffer des bâtiments ou faire un travail mécanique comme alimenter, par exemple, un réfrigérateur, il peut ne pas être nécessaire de convertir la chaleur en électricité. Si l'électricité est l'objectif, alors il est important de décider s'il est nécessaire de stocker l'énergie pour une utilisation ultérieure, le stockage pour une utilisation nocturne par exemple. Certaines technologies sont plus adaptées pour le stockage d'énergie que d'autres. Par ailleurs, il est nécessaire de rappeler qu'aux choix technologiques sont généralement associés des aspects économiques dont il faut tenir compte.

Les différentes technologies peuvent être classées en trois catégories principales :

Les systèmes énergétiques solaires thermiques

Les systèmes photovoltaïques à base de cellules silicium

Les systèmes photovoltaïques à base de cellules à concentration

L'énergie solaire photovoltaïque D'après [37], les systèmes basés sur la conversion d'énergie solaire par effet photovoltaïque connaissent actuellement une forte croissance au niveau mondial (+65% de puissance photovoltaïque installée au monde en 2013 par rapport à 2012) et devraient représenter une part très importante du futur mix énergétique à l'horizon de quelques décennies. Parmi les technologies de capteurs solaires mentionnées dans le paragraphe précédent, les deux dernières catégories permettent une conversion d'énergie solaire en énergie électrique. La répartition des technologies est illustrée en terme de pourcentage dans la figure 1.10.

La première génération, celle de la filière historique de panneaux photovoltaïques basée sur l'intégration du silicium cristallin existe depuis plusieurs décennies. Elle est de loin la plus mature et offre un rendement acceptable avec une bonne fiabilité pour un coût modéré. La deuxième génération regroupe les technologies dites «couches minces». Le principe est le dépôt d'une fine couche de silicium amorphe ou d'autres semi-conducteurs sur un substrat, en verre par exemple. Ces filières sont à l'heure actuelle en début d'industrialisation. Leur rendement est encore inférieur à celui des cellules cristallines mais tend à s'améliorer pour un coût inférieur. La dernière génération en est encore au stade de la recherche ; elle explore la voie des nanomatériaux et des solutions organiques en visant de hauts rendements et des coûts de production de plus en plus bas. La technologie à concentration concentre la lumière du soleil sur des cellules solaires à haut rendement à base de semi-conducteur à grand gap (par exemple des cellules à base de composés III-V de type CdTe, GaAs ou GaN, tels que ceux développés au LMOPS) pour bénéficier des rayonnements solaires proches, voire dans l'ultra-violet. C'est une combinaison très intéressante avec quelques caractéristiques particulières telles que les hauts rendements et la réduction de la superficie. Le principal problème est le coût élevé des cellules solaires nécessaires ce qui fait que malgré un rendement meilleur, la majorité des systèmes utilisent des cellules silicium. Le marché des modules photovoltaïques reste encore largement dominé par les technologies à base de Silicium (environ 87%, silicium mono et polycristallin et amorphe)

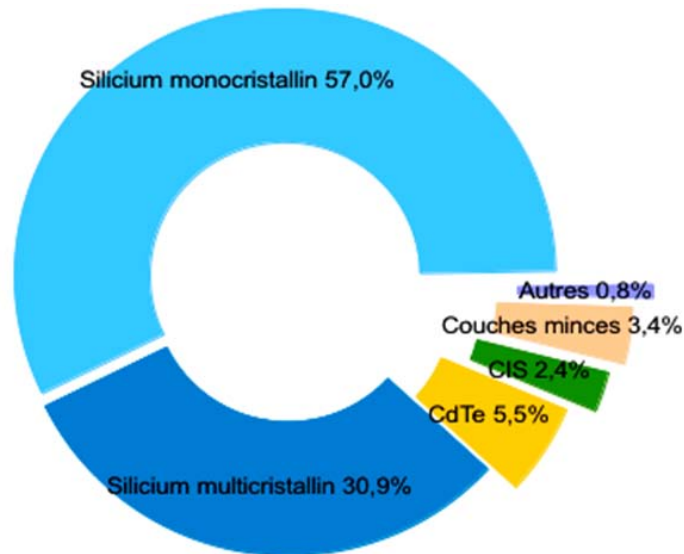


FIGURE 1.10 – Répartition par technologie de la production de modules photovoltaïques [6].

bien que le marché des couches minces (notamment les technologies Cuivre Indium Sélénium et Tellurure de Cadmium) prenne une place de plus en plus importante (figure 1.10).

Une autre classification possible des systèmes photovoltaïques est de distinguer les systèmes photovoltaïques connectés au réseau de distribution, des systèmes photovoltaïques autonomes. Plusieurs configurations de systèmes photovoltaïques sont actuellement en service :

- Le développement des systèmes photovoltaïques connectés au réseau est actuellement fortement favorisé, car ces systèmes bénéficient à l'heure actuelle de tarifs préférentiels de rachat de l'énergie dans de nombreux pays.
- Les systèmes photovoltaïques non connectés au réseau sont employés lorsque le réseau de distribution est inexistant ou lorsque les coûts de connexion à ce réseau sont prohibitifs.
- Enfin, depuis quelques années, les systèmes PV sont intégrés à de nouvelles configurations de réseaux électriques appelées mini-réseaux, où les sources de production décentralisées sont associées localement à des moyens de stockage, à d'éventuels autres moyens de production et à des consommateurs locaux. À l'heure actuelle, ces mini-réseaux concernent seulement certaines zones isolées mais devraient à terme pouvoir être connectés au réseau principal. Ainsi, la notion de réseau décentralisé intelligent (Smart-Grid) est de plus en plus employée [38].

La figure 1.11 représente l'évolution de la puissance photovoltaïque installée au niveau mondial montrant une croissance de type exponentielle et donc une très forte croissance du marché depuis le début de la décennie. Mais comme représenté sur la figure 1.12 [8], le marché de l'industrie photovoltaïque est aujourd'hui majoritairement détenu par l'Europe et les pays de l'ensemble international Asia-Pacifique (APAC) avec respectivement 55% et 16% de la puissance photovoltaïque installée au monde durant l'année 2012.

Cette croissance soutenue dans le domaine du photovoltaïque a pour conséquence de diminuer relativement rapidement le prix de vente des modules photovoltaïques, comme illustré figure 1.13 et tableau 1.6 [39]. Le prix de vente des modules PV cristallins se situe aujourd-

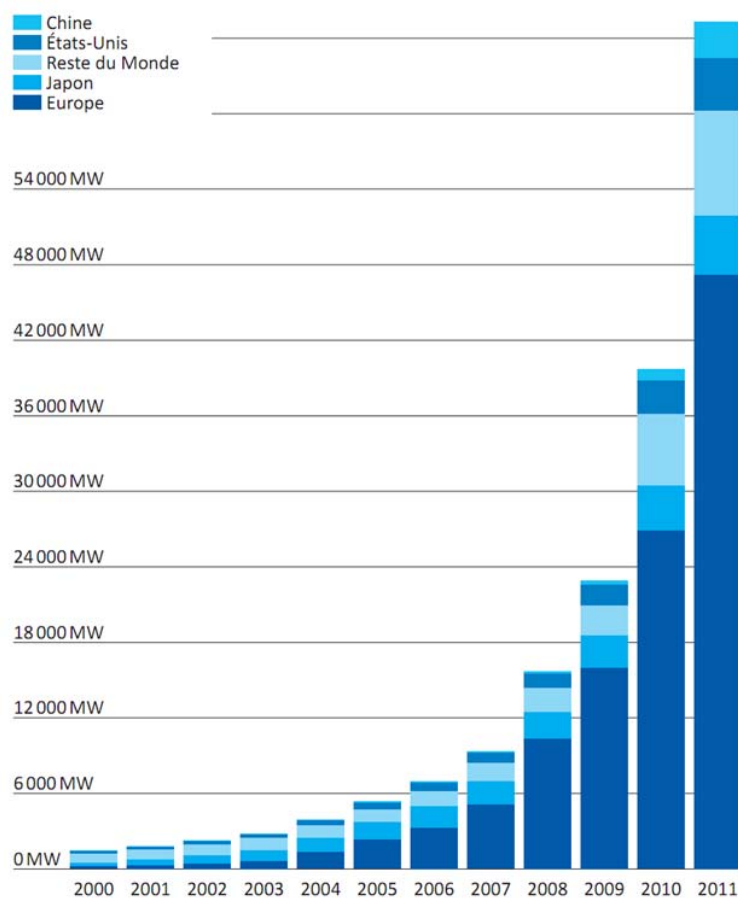


FIGURE 1.11 – Puissance crête photovoltaïque installée au niveau mondial [7].

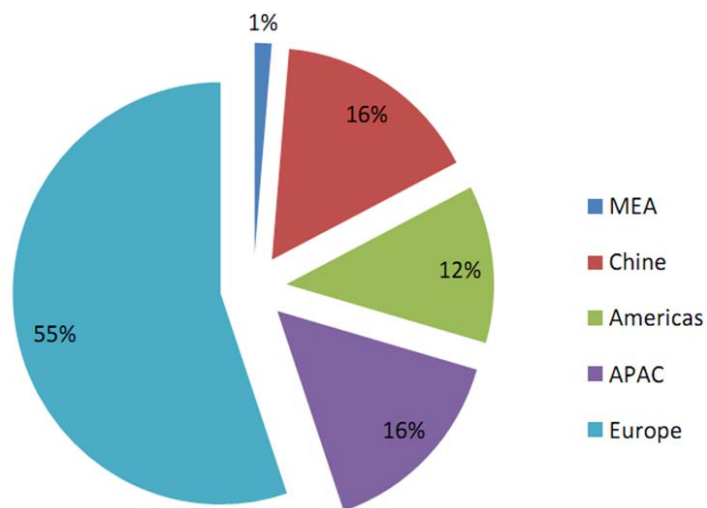


FIGURE 1.12 – Répartition mondiale de la puissance photovoltaïque installée durant l'année 2012 [8].

TABLE 1.6 – Prix d'achat moyen pondéré de l'électricité photovoltaïque : avec baisse annuelle décroissante (centimes d'euro par kWh)

kWc	2013T3	2014T1	2015	2020	2025	2030
IAB 0 à 9kW	29,69	28,50	26,22	19,24	15,69	14,18
ISB 9 à 36kW	15,21	14,60	13,43	9,86	8,04	7,27
ISB 36 à 100kW	14,45	13,87	12,76	9,37	7,64	6,90
Autres 100kW et +	7,76	7,45	6,85	5,03	4,10	3,71
Pondéré	10,14	9,73	8,96	6,57	5,36	4,84

d'hui aux alentours de 4,5cEuro/kWh en 2030 (les prix les plus bas annoncés concernant les technologies couches minces avoisinent aujourd'hui 30cEuro/kWh).

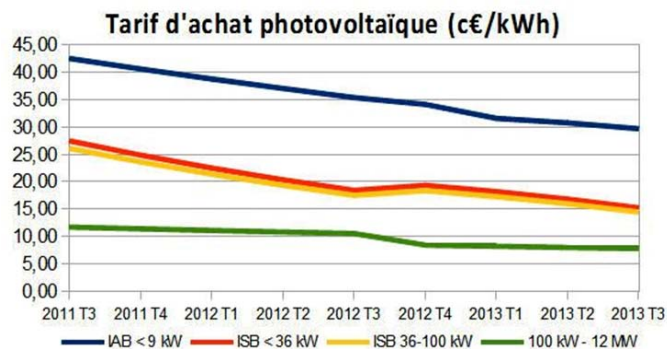
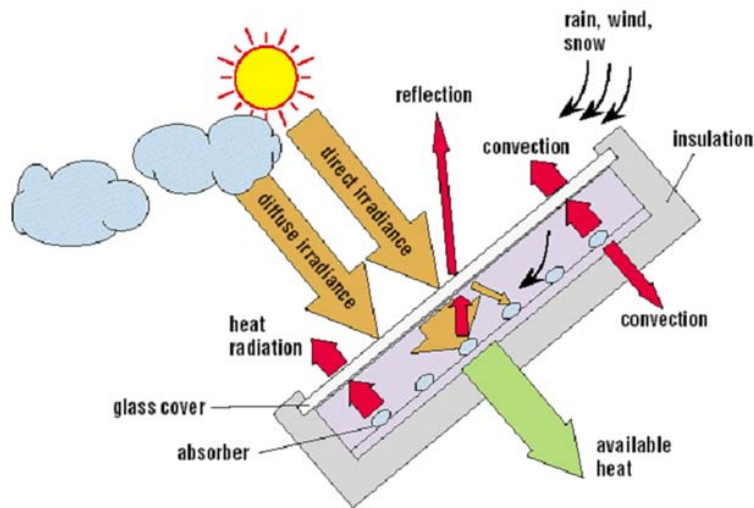


FIGURE 1.13 – Estimation de l'évolution du coût du photovoltaïque ces dernières années [6].

Avant de finir ce chapitre consacré à l'énergie solaire, et bien que mon travail soit lié à la production d'électricité, je tiens à ajouter un petit paragraphe concernant la production d'énergie thermique solaire. En effet cet aspect reste très important dans la démarche globale de production d'énergie d'origine renouvelable c'est à dire dans la part qu'il prend dans le mix énergétique mondial permettant d'assurer un développement durable de la planète.

Solaire thermique Cette catégorie se compose de systèmes qui collectent l'énergie solaire pour produire de la chaleur. La chaleur peut être utilisée directement pour l'habitat : eau chaude, température d'ambiance.... Différents dispositifs sont utilisés pour la collecte de chaleur selon la température d'utilisation demandée. Les capteurs thermiques, représentés figure 1.14, peuvent utiliser de l'eau ou de l'air pour transférer la chaleur vers un échangeur. Les cheminées solaires thermiques destinées à faire circuler l'air autour d'un bâtiment constituent une autre catégorie d'utilisation directe de la chaleur produite par le soleil.

La chaleur produite peut être aussi utilisée pour entraîner un moteur thermique qui convertit l'énergie thermique en énergie mécanique ou électrique. La température nécessaire est plus élevée et demande un système qui concentre le rayonnement solaire. Des lentilles ou des mi-

FIGURE 1.14 – *Capteur solaire thermique* [9].

roirs de forme parabolique sont généralement utilisés pour obtenir ces hautes températures qui permettent de faire bouillir de l'eau ou un autre liquide caloporteur pour produire de la vapeur. Dans le cas de production d'électricité avec le solaire thermique, une autre étape est alors nécessaire et la vapeur générée doit passer par une turbine entraînant alors un générateur électrique.

1.3.2 L'énergie éolienne

Même si les trois grandes régions d'installation de centrales éoliennes (Asie, Europe et Amérique du Nord) ne se développent pas au même rythme, la croissance de l'éolien dans le monde reste globalement soutenue. Selon les dernières estimations, la puissance éolienne mondiale installée durant l'année 2012 devrait être de l'ordre de 44000 MW (figure 1.16) soit une puissance mondiale cumulée de 281000 MW. Le marché nord-américain possède une part de marché estimée à 31,8% (figure 1.15.a), soit 14000 MW installés durant l'année 2012. Il pourrait atteindre, cette année, le niveau du marché asiatique qui reste la principale zone d'installation d'énergie éolienne (avec une part de marché de 35,6%). Le marché européen reste substantiel et représentait encore l'an dernier 28,7% du marché mondial [40].

L'écart entre les puissances installées se resserre entre l'Asie et l'Europe (figure 1.15.b), mais cette dernière garde encore l'avantage (une part 38,8% contre 34,8%), fruit d'une trentaine d'année de développement. Dans cette course à trois, l'Amérique du Nord ne se laisse pas distancer et représente près du quart (23,6%) de la puissance éolienne installée dans le monde. Comme le photovoltaïque, cette énergie est très fluctuante et ses variations sont difficilement prévisibles. Cela pose alors des problèmes de production analogues à ceux évoqués lors de l'étude de l'énergie photovoltaïque.

N'ayant pas travaillé pendant mes trois années de thèse sur l'éolien, n'étant donc pas spécialiste de cette énergie, je ne présente pas davantage en détail cette source d'énergie, comme je l'ai fait pour le photovoltaïque. Néanmoins, à moyen terme une éolienne sera installée au laboratoire (installation prévue à l'été 2014) et les prochains travaux intégreront cette source dans les stèles développés.

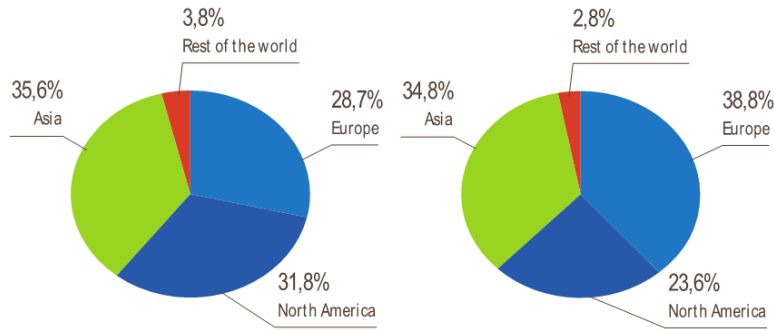


FIGURE 1.15 – Répartition mondiale du marché éolien en 2012 – b) Répartition de la puissance éolienne mondiale installée [10].

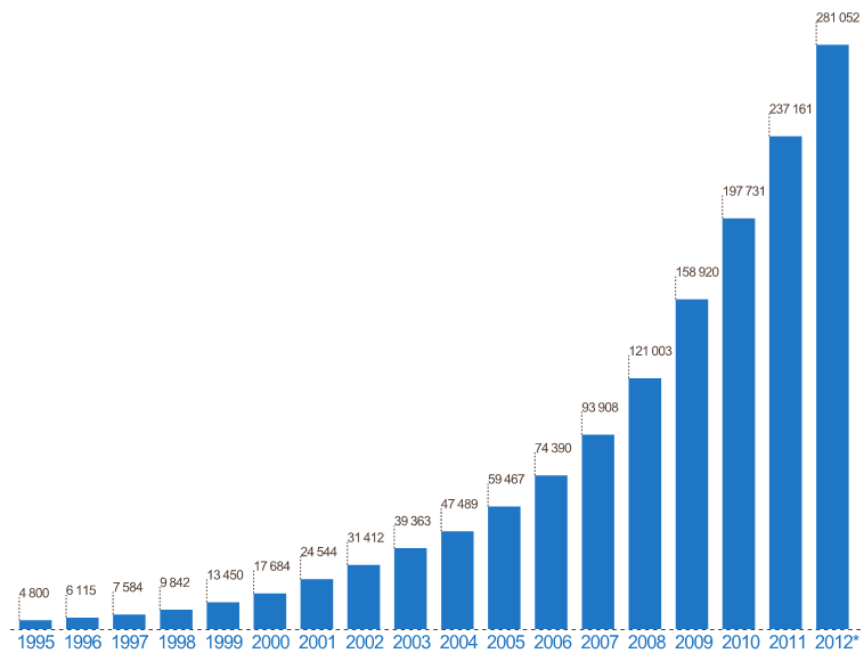


FIGURE 1.16 – Puissance éolienne cumulée dans le monde (en MW).

1.4 Conclusions

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté les énergies renouvelables en terme de ressources pour leur utilisation dans la production électrique et donc pour la définition du cahier des charges devant permettre de concevoir des systèmes de production électrique performants. Dans ce chapitre nous avons mis en perspectives le développement de la demande énergétique dans le monde jusqu'à 2040. Nous nous sommes intéressé aux énergies renouvelables pour la production d'électricité en analysant les sources et stratégies de développement au niveau Mondial, Européen, Française et Vietnamien. Particulièrement, le développement de la production d'électricité renouvelable a été discuté. Nous n'avons pas souhaité discuter des causes d'un ralentissement possible du développement des énergies renouvelables bien que nous constatons déjà en Allemagne, en France, en Italie, pays qui ont déjà connu un développement important

de leur filière éolienne et solaire des difficultés pour intégrer de nouvelles capacités sur leurs réseaux.

Chapitre 2

Architecture des systèmes de production d'électricité d'origine photovoltaïque

2.1 Introduction

Dans un souci constant d'amélioration des systèmes, de très nombreuses études se sont employées à trouver la meilleure configuration pour rendre les systèmes photovoltaïques plus performants en termes de robustesse et de fiabilité. Notre étude portera sur les installations de petites à moyennes puissances qui présentent un bon potentiel en termes d'évolution. Il semble à présent admis que les systèmes à intelligence répartie associés à des convertisseurs également répartis, constituent une des solutions les plus prometteuses [41–44]. Nous évoquerons également la possibilité qu'offrent les bus DC dans la modularité de production d'énergie. Il s'agit donc plus simplement d'envisager de transposer aux petites installations la modularité qui est de mise dans les grandes centrales de production photovoltaïque.

Dans ce chapitre et après la présentation des architectures possibles des générateurs, nous analyserons les principales structures de convertisseurs existantes permettant de répondre à la problématique que nous nous sommes posée liée à la conversion individuelle DC-DC. En particulier, nous détaillerons le fonctionnement de chacun des types de convertisseurs en présentant leurs avantages et inconvénients. Afin de préparer la présentation de mon étude concernant l'optimisation du processus de conversion, chapitre 4, nous insisterons sur les convertisseurs utilisant un couplage magnétique. Finalement, dans ce même objectif, je finirai par la présentation en détail de la modélisation que j'ai réalisée d'un convertisseur de type Fly-back.

2.2 Les architectures de gestion de conversion et de transfert d'énergie photovoltaïque

2.2.1 Structure générale d'un générateur photovoltaïque

D'une manière très simple, un générateur photovoltaïque raccordé au réseau est représenté dans la figure 2.1.

Il comprend les éléments suivants qui seront détaillés dans la suite :

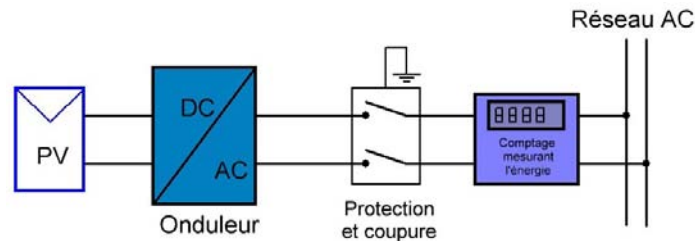


FIGURE 2.1 – Composition d'un système photovoltaïque raccordé réseau.

- Le module photovoltaïque.
- L'onduleur.
- Les organes de sécurité et de raccordement.
- Le système de comptage de l'énergie soutirée réinjectée au réseau

Premier élément, le module photovoltaïque : Un module PV est un ensemble de cellules solaires interconnectées. Généralement il contient également des protections pour protéger les cellules PV d'un fonctionnement qui pourrait être destructif. Les connexions des cellules peuvent être réalisées en série et/ou en série-parallèle. Nous allons présenter le comportement de cellules PV pour différentes solution de connexions.

Lors de la conception d'un module PV les cellules sont interconnectées en série puis rassemblées en blocs de x cellules. On constitue ainsi un module PV par une mise en série ou en parallèle de ces blocs comme le montre la figure 2.2.a. Une diode by-pass doit être mise en parallèle au maximum toutes les 20 cellules pour court-circuiter une série de cellules lorsque qu'une d'entre elles passe en inverse suite à un ombrage ou un masquage partiel [45]. Lors de la conception du champ PV, il est conseillé de placer en série avec les panneaux une diode d'anti-retour pour éviter une décharge dans les panneaux lors de fortes disparités d'éclairements sur le champ photovoltaïque. Ces composants, placés en extérieur, peuvent faire l'objet de certains défauts de fonctionnement tels que des mises en court-circuit ou en circuit ouvert[46].

Dans un groupement en série, les n s cellules sont traversées par le même courant et la caractéristique résultante du groupement en série est obtenue par n s additions des tensions à courant constant. La caractéristique d'un groupement de n s cellules PV identiques est présentée sur la figure 2.2.b.

Les propriétés du groupement en parallèle des cellules sont duales de celles du groupement en série. Ainsi, dans un groupement de n p cellules connectées en parallèle, les cellules sont soumises à la même tension et la caractéristique résultante du groupement est obtenue par n p additions des courants à tension constante. La caractéristique résultant d'une mise en parallèle de n p cellules PV identiques en série est présentée sur la figure 2.2.c.

En résumé, pour tracer la caractéristique équivalente d'un groupement de cellules PV :

- En série, il faut cette fois-ci se placer à courant donné et sommer les tensions des différentes cellules à ce courant.
- En parallèle, il faut se placer à tension donnée et sommer les courants de chaque cellule. Il faut renouveler cette opération pour toutes les tensions entre 0V et V_{co} (tension de cellule quand circuit ouvert).

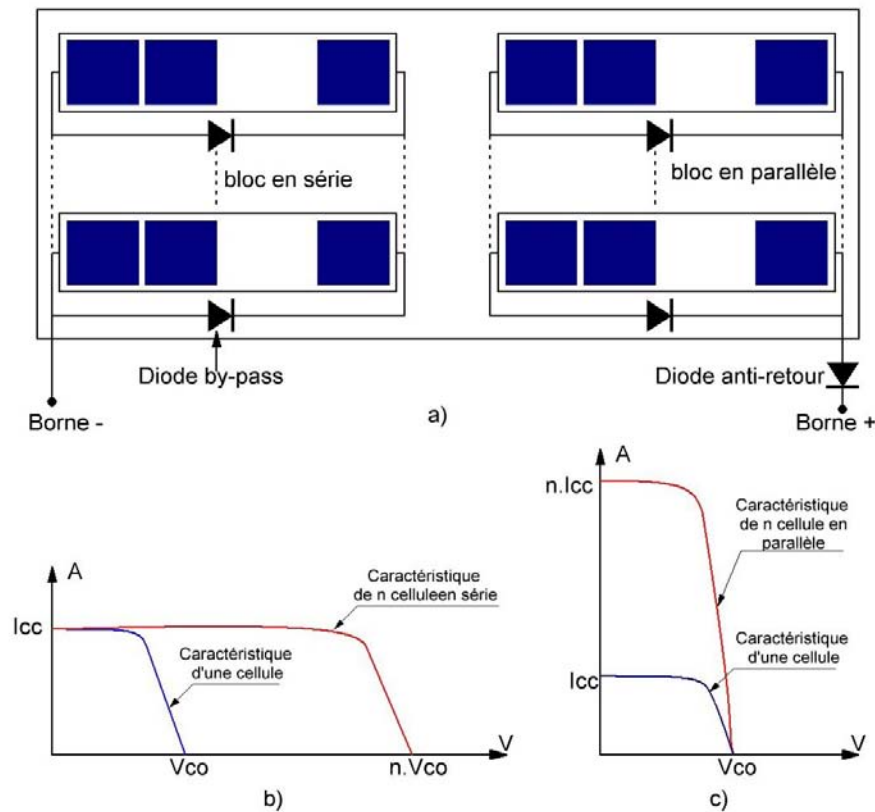


FIGURE 2.2 – Composition d'un système photovoltaïque raccordé réseau.

Deuxième élément : L'onduleur Le rôle de l'onduleur est de transformer le courant continu fourni par le champ photovoltaïque en un courant alternatif ayant toutes les caractéristiques du courant alternatif fourni par le réseau électrique.

Les onduleurs destinés aux systèmes photovoltaïques sont quelques peu différents des onduleurs classiques utilisés par exemple pour la sécurité d'alimentation des installations à partir de batteries, mais l'objectif de conversion DC-AC est le même car la principale caractéristique de l'onduleur destiné aux installations photovoltaïques est l'addition d'un module permettant la recherche continue du meilleur point de fonctionnement du système possible. L'unité de régulation de l'onduleur assure un fonctionnement du générateur PV au point de fonctionnement optimal (Point de Puissance Maximale ou MPP) pour extraire du champ PV une puissance électrique maximale. Il existe plusieurs méthodes de recherche du point de puissance maximale d'un champ de modules (Maximum Power Point Tracking ou MPPT), dont l'efficacité et la rapidité varient [47] en fonction de l'algorithme utilisé. La précision de ces algorithmes est différente suivant les types d'ombrages susceptibles d'affecter le champ PV. Ainsi, on utilisera un système lent et précis pour des installations fixes, et au contraire, un algorithme rapide et un peu moins précis mais mieux adapté aux fluctuations rapides d'éclairements (plaisance par exemple...). L'étude des algorithmes et solutions de suiveurs (trackers) des point de puissance maximum ne fait pas partie des études menées dans le présent travail. Néanmoins, il est possible de trouver de nombreux travaux ce sujet [48–50].

L'onduleur est un appareil électronique de haute technologie, géré par un ou plusieurs mi-

croprocesseurs, garantissant que le courant produit répond exactement aux normes fixées par les compagnies d'électricité ou les autorités compétentes. Il se présente sous la forme d'un boîtier généralement métallique, équipé d'un dissipateur nécessitant une ventilation. Il est à noter également que l'onduleur peut être constitué de deux étages séparés avec un premier étage de conversion DC-DC suivi de l'étage de conversion DC-AC.

Troisième élément : Organes de sécurité et de raccordement Les organes de sécurité et de raccordement assurent des fonctions de protection vis-à-vis de l'utilisateur, de l'installation photovoltaïque et du réseau. Elles se déclinent sous 3 formes :

- La protection de découplage dont l'objectif est de ne pas laisser sous tension un ouvrage en défaut. Elle permet ainsi de déconnecter l'installation photovoltaïque du réseau électrique lorsqu'un problème technique survient.
- La protection contre la foudre dont l'objectif est de protéger autant que possible le générateur photovoltaïque des impacts directs (impacts sur la construction) et induits (impacts au sol, surtension véhiculée par le réseau électrique) de la foudre.
- La mise à la terre dont l'objectif est de protéger les personnes et les équipements, d'accroître la fiabilité des équipements et de réduire les risques de détérioration en cas de choc de foudre.

Quatrième élément : Le comptage de l'énergie soutirée et réinjectée au réseau L'un des principes du photovoltaïque raccordé étant de revendre l'électricité, un comptage de l'énergie injectée et soutirée doit être réalisé. Ce comptage s'effectue par l'intermédiaire de deux, voire plus, compteurs séparés, l'un situé aux bornes aval du disjoncteur, l'autre au point de livraison, c'est-à-dire en entrée du réseau.

2.2.2 Architecture à onduleur centralisé

L'architecture à onduleur centralisé consiste à raccorder directement les branches de modules constituant un champ photovoltaïque à un onduleur centralisé :

Cette topologie classique, la plus ancienne, est composée d'un onduleur réalisant l'interface entre le réseau et le champ photovoltaïque, où des chaînes de modules (ou "string") sont connectées en parallèle (voir figure 2.3). Ce montage est généralement également adopté pour des installations de grandes puissances [51] et dans lesquelles des protections anti-retour de courant sont implantées dans chaque rangée.

L'avantage de la topologie à «onduleur central» est sa simplicité de mise en œuvre : un seul onduleur connecté au champ photovoltaïque est nécessaire. De plus, l'onduleur central unique représente un faible investissement tout en permettant une maintenance simple. La simplicité du montage permet également un meilleur rendement de l'installation. En effet, la mise en série de plusieurs modules PV permet d'obtenir une tension d'entrée suffisamment élevée pour avoir un faible rapport de transformation. De ce fait, le point de fonctionnement du générateur peut être placé à une tension la plus proche possible de la valeur de tension nominale permettant un rendement optimum du convertisseur.

Néanmoins, ce montage présente plusieurs inconvénients [52]. Les principaux résident dans l'influence importante des déséquilibres entre panneaux et des ombrages partiels sur la recherche du MPPT [47] et dans les pertes considérables de production qu'engendre une panne d'onduleur. Mais nous pouvons encore citer :

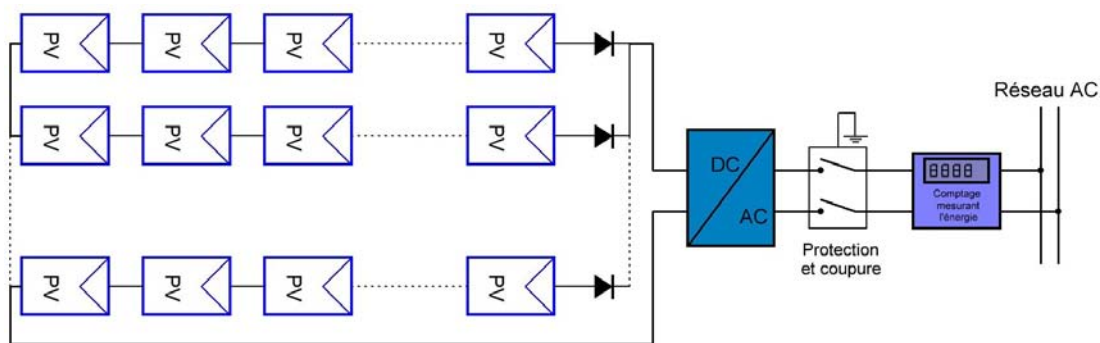


FIGURE 2.3 – Architecture à un onduleur centralisé [11].

- Rendement de conversion dégradé car un seul MPPT existe pour l'ensemble des modules
- Possibilité d'existence de pertes et risques électriques dans le câblage DC
- Non prise en compte du mismatch entre les panneaux occasionnant des pertes d'adaptation
- Aucune involutivité possible
- Aucune continuité de service en cas de panne de l'onduleur

Malgré les nombreux défauts de cette configuration, cette solution reste très employée dans les centrales PV au sol de forte puissance, car cette architecture permet une séparation claire entre les parties continues et alternatives de l'installation ainsi qu'une maintenance simplifiée.

2.2.3 Architecture à micro-onduleurs

Cette solution décrite dans des publications remontant à plus de 10 ans [52] avait un peu de mal à s'imposer, compte tenu de la miniaturisation qu'implique le système. À titre d'exemple une société (Enphase) a proposé en 2008 un modèle de micro-onduleur qui maximise la production d'énergie du panneau sur lequel il est raccordé grâce à de l'intelligence embarquée intégrant un MPPT. Dans cette configuration originale, chaque optimiseur de puissance MPPT contrôle son module PV. Les micro-onduleurs proposés ne commencent à produire de l'énergie qu'après l'installation d'une passerelle de communication spécifique et une fois que tous les micro-onduleurs du site ont été raccordés et détectés par la passerelle. En outre, le système permet un réglage des paramètres de gestion des valeurs de découplage du réseau pour permettre aux micro-onduleurs de fonctionner ensemble. On a représenté sur la figure 2.4 le schéma simplifié de la configuration à micro-onduleurs.

Actuellement, quelques constructeurs se tournent vers ces solutions qui présentent un grand nombre d'avantages pour n'en citer que quelques uns, notons :

- l'absence d'onduleur central qui présente un rendement médiocre aux faibles puissances [53].
- la tension élevée en sortie de panneau permet une diminution notable de la section des conducteurs pour une puissance identique. La section des conducteurs peut être divisée par 3 ou 4 suivant les cas.
- les panneaux sont câblés en parallèle, ce qui rend l'installation modulaire et évolutive.
- l'optimisation par MPPT de chaque panneau est faite individuellement.

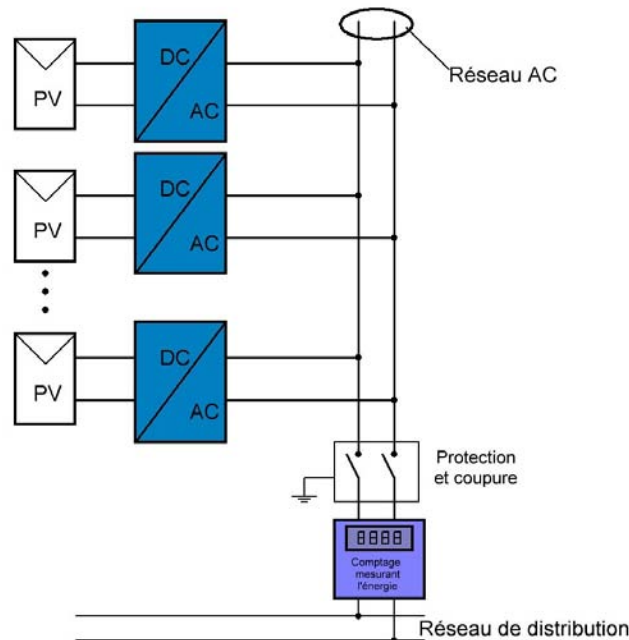


FIGURE 2.4 – Schéma d'une installation à micro-onduleurs. On peut voir la configuration de panneaux standards connectés aux micro-onduleurs vers le réseau évitant ainsi la propagation de défauts.

- aucune propagation de défaut : Une baisse de performances sur un panneau n'affecte pas les autres. Chacun fournit son maximum de puissance (MPPT individuel).
- possibilité de gestion du fonctionnement, monitoring de l'installation, par le biais d'une communication logicielle avec les panneaux via courants porteurs et par internet.
- possibilité d'arrêter le fonctionnement de l'installation par voie logicielle (pour la maintenance ou toute autre intervention...)

Finalement, avec une telle architecture à micro-onduleur, la société Enphase annonce un gain de 25% comparée à une architecture centralisée.

Mais, néanmoins, de nombreux inconvénients existent pour ce système :

- chaque panneau est équipé d'une électronique spécialisée complexe, d'où un surcoût important,
- les circuits électroniques doivent être très robustes (conditions climatiques sévères, longévité, etc. . .), ce qui augmente encore le coût de l'électronique,
- le réseau est appliqué quasiment directement sur chaque panneau, sans isolation galvanique, ce qui rend les panneaux vulnérables aux chocs électriques du réseau (sauf protection supplémentaire),
- il n'y a pas jusqu'à présent de standard et de norme ce qui se traduit par des systèmes dit "propriétaires".

2.2.4 Architecture série à optimiseurs

Une amélioration de la configuration initiale de base consiste à connecter en série des convertisseurs individuels DC-DC reliés aux panneaux PV. Cette architecture intégrant des optimiseurs de puissance constitue une alternative intermédiaire entre les systèmes à micro-onduleurs et les structures classiques telles qu'elles ont cours actuellement, à savoir la mise en série de panneaux pour augmenter la tension disponible envoyée à l'onduleur. Chaque panneau est alors branché à un convertisseur DC-DC individuel nommé "Optimiseur". Cela permet de rendre la conversion d'énergie de chaque panneau totalement indépendante et donc de limiter les pertes de rendement lors de disfonctionnements tels que pannes, phénomènes d'ombrages et autres... (Cette architecture est représentée dans la figure 2.5. Le convertisseur le plus adapté à la mise en cascade est le convertisseur de type «Boost» car il présente une très bonne efficacité de conversion, un poids et un volume réduits pour un prix de revient relativement modeste. Ces structures sans transformateur éliminent le problème de l'isolation galvanique. Elles offrent tous les avantages mentionnés plus haut en plus d'une grande simplicité mais quelques problèmes de fiabilité peuvent être causés par les capacités parasites entre les panneaux PV et la terre notamment.

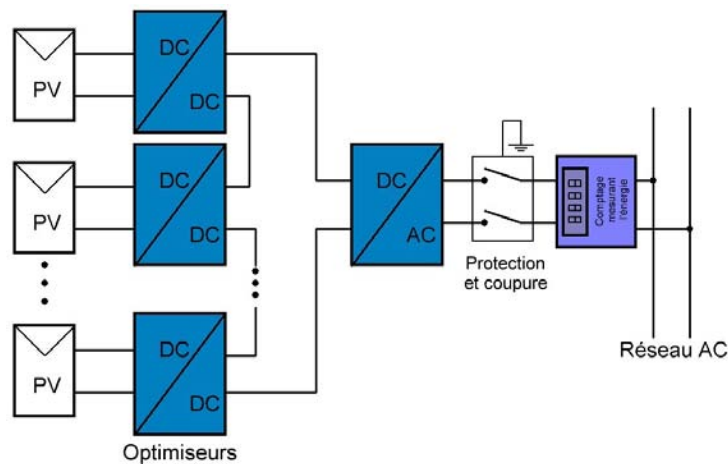


FIGURE 2.5 – Association de plusieurs panneaux munis d'optimiseurs montés en série. Les chaînes ainsi constituées sont gérées par l'onduleur.

Cette solution permet de garder l'avantage d'une discrétisation de la gestion de puissance et d'atteindre le niveau de tension requis pour un fonctionnement correct de l'interface DC-AC. Les ensembles panneaux-optimiseurs sont ensuite connectés en série sous forme de chaînes de la même manière que dans une structure classique. En cas de baisse d'éclairement sur un panneau, la tension produite par ce panneau chute inévitablement ainsi qu'à la sortie de l'optimiseur. Comme les systèmes fournissent une puissance optimale et qu'ils sont communicants, la baisse de tension est analysée par le système onduleur qui réagit en conséquence en baissant l'intensité absorbée afin de compenser cette perte et de garantir ainsi la tension globale de la chaîne. L'onduleur travaille donc avec une tension constante, chaque chaîne produisant la même tension. On imagine qu'il est possible avec ce système, d'envisager une mise à niveau d'une installation existante sans avoir à modifier le câblage ni même les passages de câbles. On aboutit à un schéma de principe conforme à la figure 2.5. Cette structure, simple dans sa mise en œuvre est

relativement astucieuse. Elle est décrite par ailleurs dans de nombreuses publications [54, 55]. Elle met en œuvre des petits élévateurs de tension au niveau de chaque panneau, associés à un onduleur optimisé pour une tension stabilisée par logiciel. L'onduleur doit être conçu sans algorithme de recherche de MPP, car ce sont les optimiseurs qui en assurent localement la fonction.

Les avantages des optimiseurs :

- Chaque panneau fonctionne avec son propre MPP et est donc indépendant du fonctionnement des autres.
- L'onduleur ne nécessite pas de logiciel assurant le MPPT, car il fonctionne à tensions d'entrée et de sortie quasi constantes.
- Les panneaux sont en relation avec l'onduleur et communiquent par entre eux soit par courant porteur, soit par logiciels spécialisés, soit à travers un réseau sans fil.
- Comme précédemment, la gestion du fonctionnement, monitoring, de l'installation est aisément assurée par l'onduleur.
- Il est possible de faire une mise à niveau d'une installation existante sans modifier le câblage d'origine.

Néanmoins, cette architecture reste une architecture série. Ou, nous avons vu précédemment qu'un déséquilibre sur un panneau agit sur ceux qui sont connectés en série. De plus, mais dans une moindre mesure, si l'installation se compose de deux chaînes en parallèle, un déséquilibre sur une chaîne (par ombrage sur un panneau par exemple) va perturber l'autre chaîne. Cette perturbation se manifeste par une baisse de tension et oblige donc l'onduleur à fonctionner sur un point de puissance maximale un peu en dessous de celui de la chaîne normale. On parle alors de «propagation de défauts».

Les quelques inconvénients à prendre en compte sont donc :

- Certains optimiseurs ne sont pas prévus pour compenser une perte de plus qu'un certain nombre de panneaux ,
- L'installation n'est pas évolutive,
- Pour de faibles éclaircissements et donc des puissances faibles, l'onduleur a un rendement faible,
- Il s'agit ici encore d'un système propriétaire et n'obéit donc à aucune norme.

2.2.5 Architecture parallèles à optimiseurs

Une évolution possible est la topologie parallèle sur le bus haute tension présentée dans la figure 2.6. Le système n'est plus connecté à une chaîne de modules PV mais directement à la sortie du module PV. Cette évolution garde tous les avantages des micro-onduleurs, tout en augmentant le niveau de discrétisation du MPPT. Ainsi ce n'est plus une chaîne de modules PV qui fonctionne à son MPPT mais chaque module PV. De plus, cette discrétisation plus importante permet un contrôle du fonctionnement plus fin et une détection des défauts plus rapide.

L'intérêt principal des systèmes parallèles à élévateurs de tension, dans le cas qui nous intéresse ici, réside dans le fait que l'utilisation de tensions continues relativement élevées est possible dans ces architectures distribuées, comme le mentionnent par ailleurs dans leurs thèses respectives Cabal, Vighetti, Estibals, Petit et Zegaoui [41, 44, 48, 56, 57]. La structure répartie

est très avantageuse tant du point de vue de l'optimisation que de la robustesse aux défauts. C'est également une application modulaire qui autorise la multiplication et la diversification des technologies, comme par exemple l'association de plusieurs types de capteurs photovoltaïques différents avec la possibilité de sources renouvelables différentes telles que éolien, hydraulique, air comprimé, biomasse . . . associés directement en parallèle sur le même bus intermédiaire, via leur propre convertisseur individuel.

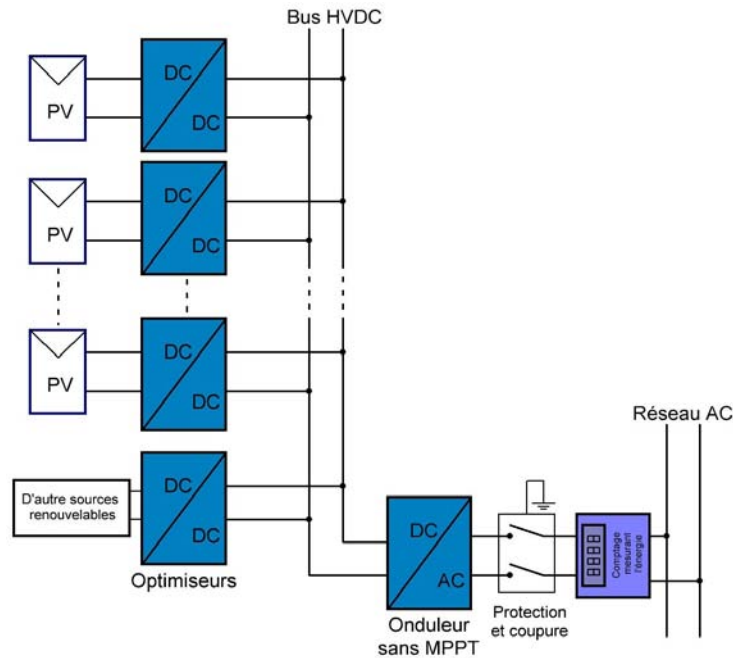


FIGURE 2.6 – Schéma d'une structure parallèle sur bus haute tension continue. La communication entre modules et onduleurs se fait par courants porteurs.

La figure 2.6 présente une configuration type. Il s'agit d'un bus de tension continue qui peut atteindre 1 kV. Tous les éléments panneau-convertisseur sont connectés en parallèle sur ce bus. Les phénomènes de susceptibilité aux Impulsion Électron Magnétique (IEM) d'impacts de foudre sur le bus continu, sont minimisés par l'utilisation de câbles torsadés ou très proches les uns des autres, ne présentant que de très faibles surfaces exposées aux champs magnétiques. On notera la nécessité d'un monitoring correct pour éviter l'îlotage. L'onduleur disposé en aval ne gère pas le contrôle du MPP global, car chaque panneau est géré individuellement en local de façon optimale, c'est à dire que chaque convertisseur possède son propre système de suivi du point de puissance maximale. Le cas où plusieurs onduleurs sont montés en parallèle, pour une question de puissance, ne change pas la question du pilotage. L'utilisation d'une tension élevée permet d'envisager une diminution de la section des câbles, ce qui constitue un gain matériel en cuivre (ou aluminium le cas échéant). Cette utilisation de haute tension avec les optimisations associées peut s'appliquer pour des tensions pouvant aller à plus de 1 kV. Certaines études envisagent de repousser les limites à 8 kV [58], notamment pour le transport de l'énergie produite par des éoliennes. Élever la tension d'un panneau présente de nombreux avantages. Sans vouloir les lister tous, et au risque de citer les annonces des fabricants présents sur ce créneau, on retiendra quelques uns des aspects les plus remarquables, à savoir :

- La tension constante de sortie des convertisseurs permet d'attaquer directement un onduleur à sa tension nominale d'entrée lui assurant le point de fonctionnement à son meilleur rendement.
- Les résistances des connecteurs sont moins critiques qu'aux courants faibles.
- Les problèmes de qualité des contacts sont minimisés par l'utilisation de la haute tension.
- Il est possible d'utiliser des sections de câbles plus faibles à mesure qu'on élève la tension, d'où une économie de matière des conducteurs (cuivre ou d'aluminium).
- Le fait d'utiliser une tension continue en sortie des convertisseurs simplifient énormément le circuit de conversion comparativement à la solution à micro-onduleurs précédente et diminue ainsi fortement le coût.
- Des élévateurs DC-DC peuvent être pilotés par un système de communication adéquat permettant un contrôle centralisé.
- Les convertisseurs assurent localement le suivi du point de puissance maximal, ce qui permet d'éliminer cette fonctionnalité dans l'onduleur, et permet d'optimiser la production localement.

Par contre un certain nombre de problèmes restent inhérents à l'utilisation de tensions continues élevées :

- Les hautes tensions continues présentent des risques importants en cas d'incendie, ce qui impose un dispositif de sécurisation adapté.
- L'isolation doit être particulièrement soignée.
- L'utilisation d'un onduleur unique peu entrainer une baisse de performance lorsque les puissances à convertir sont faibles.

Ce système utilisant un bus haute tension continue va permettre, moyennant une adaptation appropriée, la fourniture de l'énergie provenant de plusieurs sources telles que photovoltaïque, éolien,... à l'onduleur de sortie. Bien que cette technique ait été décrite il y a de nombreuses années, la génération de hautes tensions continues avec un bon rendement n'est pas chose aisée surtout pour des convertisseurs-élévateurs DC-DC fournissant une tension de sortie fixe supérieure à plus de 10 fois la tension d'entrée qui elle est variable comme dans le cas des tensions provenant des énergies renouvelables.

Néanmoins, les avantages de cette architecture par rapport à aux architectures décrites précédemment font que c'est finalement cette architecture qui a été retenue pour et dans mon étude. Nous allons donc discuter maintenant plus précisément des problèmes liées à une telle architecture.

2.3 Les associations possibles de convertisseurs DC-DC dans une structure parallèle

Dans une architecture parallèle, la problématique est d'assurer conversion de tension avec un haut taux de conversion et de un grand rendement. Différent architecture de connexion des convertisseurs existent pour cela. Dans l'analyse présentée dans ce paragraphe, nous allons donc considérer, uniquement dans le générateur global, l'étage de conversion individuel DC-DC associé à chaque source d'énergie renouvelable et présenter les solutions possibles pour avoir un taux de conversion élevé.

2.3.1 Association de convertisseurs en série

Pour atteindre un haut niveau de conversion, plusieurs convertisseurs DC-DC peuvent être raccordés en série en les connectant de façon relativement classique comme le montre la figure 2.7. De cette façon, des bus de tension non standards peuvent être créés imposant toutefois de respecter un courant limite sur la sortie du convertisseur haute tension. Si la tension de sortie requise par l'onduleur est très supérieure à celle d'entrée alors il est possible de connecter autant que nécessaire des convertisseurs en série afin d'ajouter les tensions et d'atteindre la tension totale en sortie désirée. Il est généralement recommandé par les fournisseurs d'associer des convertisseurs et des panneaux de même marque et même modèle pour cette application et d'utiliser des convertisseurs ayant une haute isolation de sortie[59, 60]. Pour ce montage en série, le concepteur doit aussi s'assurer que la tension totale en sortie ne dépasse pas la tension max admissible par rapport à la terre de chaque convertisseur individuel.

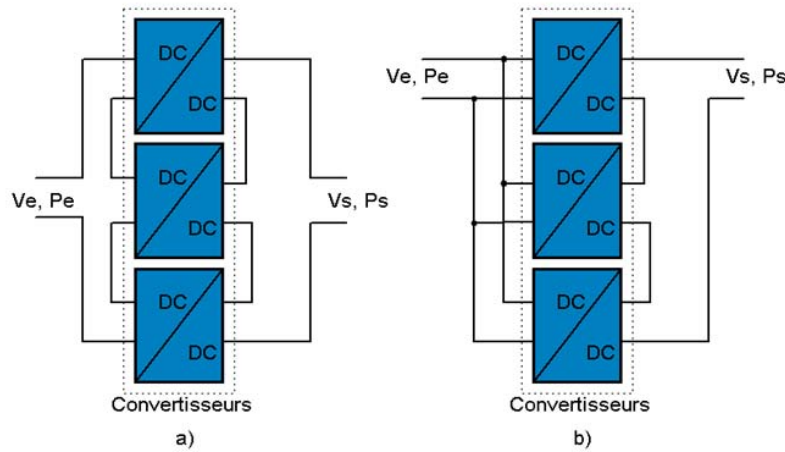


FIGURE 2.7 – Connexion en série des convertisseurs : a) entrées et sorties-série, b) entrées-parallèle et sorties-série.

Lorsque les convertisseurs sont connectés en série, un filtrage externe supplémentaire est fortement recommandé, car les circuits de commutation interne des convertisseurs ne sont pas synchronisés. Il est possible qu'il y ait une sommation en phase des tensions d'ondulation de plusieurs convertisseurs donnant des fréquences de battement résultantes relativement élevées.

2.3.2 Association de convertisseurs en parallèle

Dans les applications où l'augmentation de puissance est recherchée, les convertisseurs DC-DC sont souvent connectés en parallèle suivant le schéma de principe de la figure 2.8 pour former un système de distribution plus puissant et produire ainsi des courants plus élevés. Les tensions peuvent être relativement faibles comme par exemple dans le cas d'une alimentation de microprocesseur. Comparée à un convertisseur unique de forte puissance, la mise en parallèle permet, par une distribution homogène de la puissance, de réduire le stress enduré par les semi-conducteurs et ainsi d'améliorer la fiabilité, la robustesse et la durée de vie de l'étage de conversion. Cette structure apporte également un degré de liberté, en termes de flexibilité et de modularité, par rapport à un convertisseur classique.

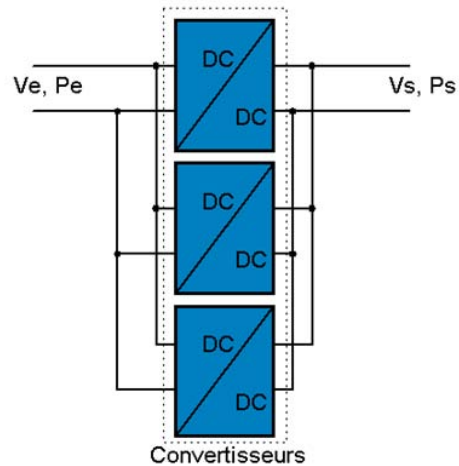


FIGURE 2.8 – Connexion de convertisseurs en parallèle.

Les convertisseurs de transfert d'énergie ne peuvent pas posséder identiquement les mêmes caractéristiques électriques, à cause d'une dispersion de caractéristiques (tolérance) sur les composants électroniques les constituant et une possible différence de pertes dans la connectique. En fonctionnement, cela provoque un déséquilibre naturel sur la répartition des courants entre chaque convertisseur. Ainsi, la probabilité qu'un ou plusieurs convertisseurs fonctionnent avec un excès de courant par rapport aux autres est grande. Ce phénomène se traduit par un important stress thermique au niveau des semi-conducteurs les plus sollicités affectant ainsi la robustesse, la fiabilité et la durée de vie du système, et malheureusement annulant les avantages initiaux de la structure. Afin de remédier à ce problème et pour garantir une distribution homogène du courant et donc de la puissance, une régulation de courant est indispensable dans ces structures parallèles [61].

2.3.3 Association de convertisseurs en cascade

Théoriquement, dans un Boost classique le rapport des tensions V_s/V_e est lié directement au rapport cyclique, lorsque la tension de sortie augmente vers des valeurs élevées le rapport cyclique tend vers 1 c'est à dire que l'organe de commutation (ici le MOSFET) tend à être en conduction continue. En réalité, il faut prendre en compte l'influence du caractère non idéal des divers composants passifs et actifs tels que les résistances séries des composants (inductances et condensateurs) et les capacités parasites des composants actifs [62, 63]. Ce gain ne pourra pas, ou difficilement, dépasser 5 pour un rapport cyclique élevé, or le cahier des charges de bus haute tension impose un gain en tension de près de 25. Un simple convertisseur DC-DC élévateur ne peut donc pas réaliser ce gain. Pour obtenir de tels gain en tension, il est nécessaire d'utiliser un montage en cascade comme représenté dans la figure 2.9.

Dans ce cas, la structure est différente pour chaque étage de conversion et le suiveur du point de puissance maximum est associé à un des étages, généralement le premier travaillant à plus basse tension. Cette architecture s'avère rapidement complexe et ne permet pas d'obtenir une efficacité de conversion élevée sachant que chaque étage apporte ses propres pertes et donc baisses de rendement. Comme présenté dans le paragraphe suivant, cette structure n'a pas été

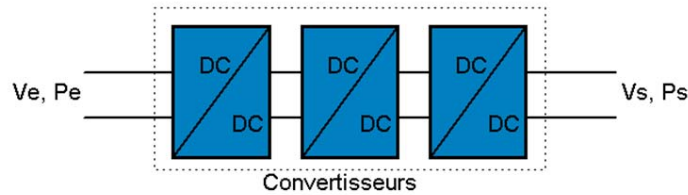


FIGURE 2.9 – Connexion de convertisseurs en cascade.

retenue dans notre étude à cause de sa complexité, pour des performances qui pourront être dépassées par l'architecture originale du convertisseur que nous avons développé et optimisé pendant ma thèse.

2.4 Cahier des charges du convertisseur étudié

Vu les inconvénients des convertisseurs basés sur les architectures conventionnelles précédemment présentées, nous avons choisi et focalisé notre étude sur les convertisseurs DC-DC à couplage magnétique.

Dans la configuration présentée plus haut figure 2.6 (section 2.2.5) et afin de pouvoir traiter efficacement l'énergie du panneau auquel se trouve raccordé le convertisseur, un certain nombre de caractéristiques doivent être définies. Elles sont d'ordre purement technologiques, et, pour certaines, environnementales. Nous rappelons les caractéristiques du générateur à architecture parallèle auxquelles doivent répondre le système sur lequel nous avons travaillé.

Caractéristiques électriques

- Le convertisseur doit pouvoir convertir l'énergie sur une plage de tensions d'entrée comprise entre 6 V et 40 V qui sont les limites supérieure de la tension à vide pour un panneau de 60 cellules, sachant qu'en charge le MPP se situe aux environs de 80% de la tension à vide.
- La tension de sortie fournie par le convertisseur doit pouvoir atteindre 240 VDC. Cette valeur a été fixée par rapport à la tension nominale d'entrée à laquelle les onduleurs SMA du laboratoire LMOPS fonctionnent avec le plus grand rendement (cette tension d'entrée vaut environ 180 Vdc). Cette tension représente la limite fixée pour une première version de convertisseur. Une prochaine version devrait être proposée permettant d'obtenir une tension en sortie de 400 VDC puis de plusieurs kV.
- La puissance à convertir doit être supérieure à 150 W, correspondant aux panneaux disponibles au laboratoire LMOPS.
- Le rendement de convertissage souhaité doit être supérieur à 98%. Cette valeur constitue évidemment un objectif visé, sachant que les fabricants d'onduleurs annoncent pour leur part un rendement comparable de leurs convertisseurs seulement pour un point optimal de fonctionnement.
- Le convertisseur doit pouvoir être contrôlé à distance via une solution réseau simple intégrant un bus de terrain.

- Le générateur doit pouvoir arrêter sa production en cas de défaut ou d'une commande particulière pour la mise en sécurité de l'installation ou pour l'entretien.

Nous étudierons trois évolutions de convertisseurs isolés ou non à couplage magnétique qui nous serviront de base de départ à l'analyse du circuit magnétique dans le Boost à couplage magnétique [64].

2.5 Les convertisseurs à couplage magnétique

2.5.1 Le circuit de base : L'élévateur Boost

De nombreuses recherches à travers le monde sont consacrées à l'étude et l'optimisation de convertisseurs Boost [65–67] tels que montrés à la figure 2.10.

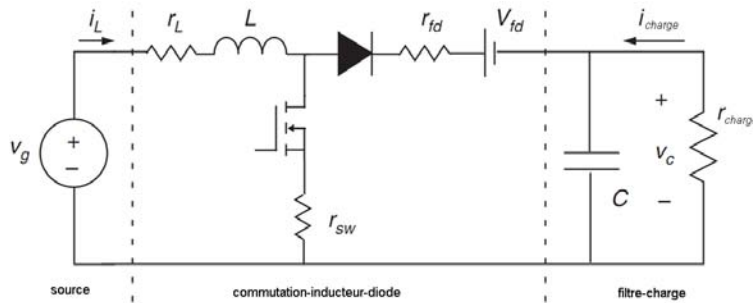


FIGURE 2.10 – Parasites dans un convertisseur de type Boost.

Dans ces applications ou systèmes, les convertisseurs élévateurs classiques doivent tout simplement intégrer au moins un commutateur, une inductance s petit volume comme l'imposent les systèmes de production d'énergie renouvelable. Comme mentionné plus haut, des gains de tension élevés entraînent dans un boost classique un rapport cyclique théorique fortement dissymétrique, et cela impacte nécessairement le transfert énergétique et un stress créé par le régime fortement impulsionnel dans les composants de sortie.

Il est à noter que l'extrême valeur du rapport cyclique en fonctionnement a pour effets d'augmenter singulièrement la production d'harmoniques dans l'inductance, la diode et le commutateur à transistor. Cela dégrade l'efficacité de conversion et induit un réel problème environnemental en raison des interférences électromagnétiques (EMI-Electro-magnetic interférences) générées par le convertisseur [68, 69]. Néanmoins, pour un système de production d'électricité photovoltaïque ou toute autre source individuelle, compte tenu de la nature variable de la puissance fournie à l'entrée du convertisseur et de la quasi constance de la tension de sortie, un ensemble de caractéristiques complémentaires spécifiques sont nécessaires et seront précisées ci-après et une diode de blocage, voire de Roue Libre. Ces systèmes de base sont sensés fournir un gain de tension élevé.

2.5.2 L'élévateur Boost à couplage magnétique

L'élévateur Boost à couplage magnétique MCB peut être considéré comme un élévateur Boost classique sur lequel un étage élévateur supplémentaire de tension est associé par l'intermédiaire d'un couplage magnétique (voir figure 2.12) [70–72].

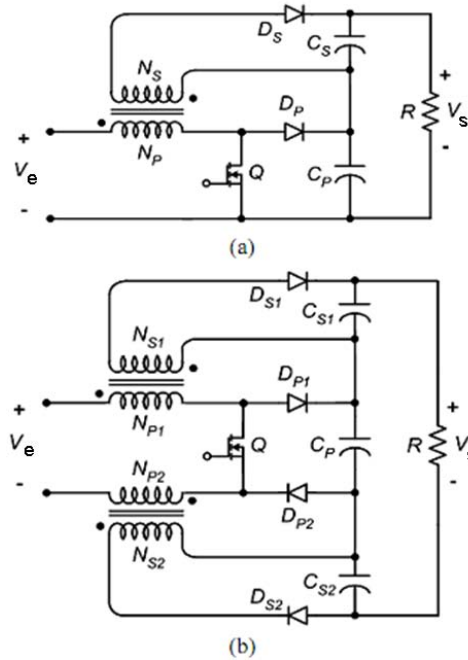


FIGURE 2.11 – *Convertisseur en régime de commutation déséquilibrée et équilibrée. a) convertisseur conventionnel en déséquilibré, b) Convertisseur équilibré.*

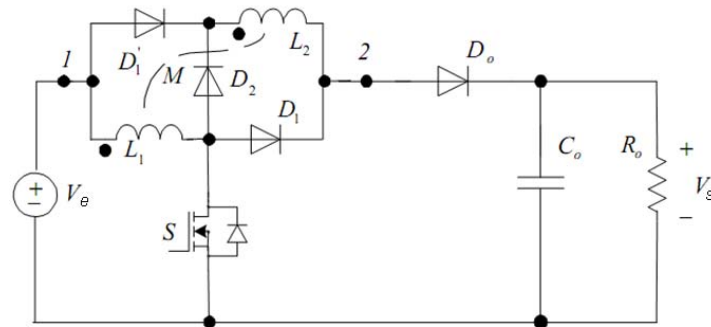


FIGURE 2.12 – *a) Convertisseur Boost avec une commutation à inductance de couplage à la place de l'inductance d'entrée, b) Le convertisseur Boost simplifié PWM à inductance de couplage.*

La solution considérée, qui sera décrite plus bas permet d'ajuster le gain de tension élevé (Step-Up), par le choix d'un rapport de transformation adéquat c'est à dire par le nombre de spires d'un transformateur ou, ce qui revient au même, de deux inductances couplées constituant l'élément clé du convertisseur autonome [70]. Comparé aux convertisseurs de base à transformateurs, un convertisseur à inductances couplées, dans sa configuration nominale, nécessite peu de composants. En raison de sa structure peu compliqué et de la forte ondulation du courant d'entrée, il nécessite un filtrage par capacité soigné. Les convertisseurs basés sur la technique des inducteurs couplés autorisant l'ajustage des tensions par le choix de rapport de transformation m permettent de garder un rapport cyclique très proche de $1/2$, garantissant de la sorte un excellent taux de transfert énergétique interne. Malheureusement, une augmentation

de m entraîne une augmentation de l'énergie piégée dans les inductances de fuite, et, même pour les faibles rapports de transformation, il en résulte une dégradation de l'efficacité. Dans cette topologie de convertisseur, et afin de parvenir à un haut gain de Step-Up, certains auteurs proposent des solutions plus efficaces résultant dans des topologies modifiées obtenues par une augmentation de la complexité de la version de base comme on peut voir en figure 2.11 [71, 73].

Le convertisseur DC-DC dédié aux systèmes de production d'énergie par panneaux photovoltaïques ne nécessite pas d'isolement, ce qui donne la possibilité d'utiliser une topologie simple avec l'ajout d'une diode de roue libre seulement. Ainsi, le principe d'un Boost à couplage magnétique MCB peut être considéré comme un élévateur classique sur lequel un étage élévateur supplémentaire de tension est associé par l'intermédiaire d'un couplage magnétique (voir figure 2.12) [70–72].

2.5.3 Les convertisseurs FORWARD

La figure 2.13 montre la topologie du circuit d'un convertisseur Forward [74–77]. Il tient compte de la nature non idéale d'un transformateur réel. La conséquence la plus fréquente de la nature non idéale des éléments du circuit est une augmentation des pertes et donc la réduction de l'efficacité du circuit. Un moyen pratique de compenser les pertes du circuit est de sur-dimensionner l'alimentation. La conception doit viser à atteindre une puissance de sortie requise de P_s/η , où " P_s " est la puissance de sortie et " η " est l'efficacité du convertisseur. En pratique, la variation de l'alimentation en entrée est prise en charge par l'adaptation du rapport cyclique de commutation d'une manière telle qu'il compense l'effet de la fluctuation de la tension d'alimentation, et continue de donner la valeur requise pour la tension de sortie. Le transformateur aura donc toujours un courant de magnétisation fini et une énergie associée à ce courant de magnétisation qui sera elle même finie.

Dans ces bobinages, il existe toujours une certaine inductance de fuite et, lié à leur nombre respectif de spires, les enroulements du primaire du transformateur auront des inductances de fuite beaucoup plus faibles que celles du secondaire. Mais si un entrefer est introduit délibérément ou du fait de la conception, dans le flux magnétique en créant un vide dans le noyau du transformateur, plus précisément dans le trajet du flux mutuel ce qui va permettre d'augmenter l'amplitude de l'inductance de fuite. Néanmoins, le transformateur d'un convertisseur à transfert d'énergie directe ne devrait pas avoir d'entrefer dans son chemin de flux.

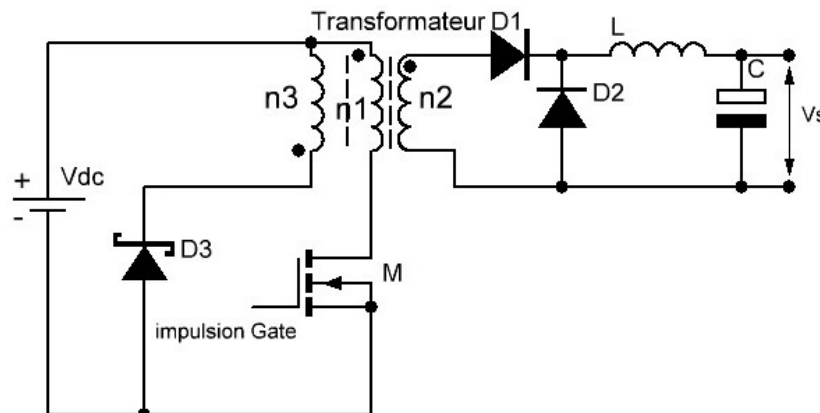


FIGURE 2.13 – Schéma de base d'un convertisseur Forward.

Le transformateur d'un convertisseur Forward fonctionne comme un transformateur de puissance normal où les enroulements primaires et secondaires produisent chacun une force magnétomotrice en opposition le long du trajet de flux mutuel. La différence entre les forces magnétomotrices (mmfs) est responsable du maintien du flux magnétisant dans le noyau. Lorsque le courant d'enroulement primaire est interrompu par l'ouverture de l'interrupteur, les tensions sur les enroulements s'inversent tendant à s'opposer à l'interruption du courant (en conformité avec la loi de Lenz). En s'inversant, la tension sur le bobinage secondaire, n_2 bloque la diode D1, la tension du bobinage tertiaire (n_3) décroît jusqu'à faire passer D3 en conduction, bloquant par là-même l'évolution de la tension à une valeur proche de V_{dc} . La tension sur la diode D3 se trouve également appliquée sur l'interrupteur, ici le Drain du MOSFET, en créant une surtension parfaitement contrôlée à $2 V_{dc}$ si le rapport de spires est identique entre le bobinage primaire (n_1) et le bobinage tertiaire (n_3). Il en résulte une ouverture simultanée des enroulements n_1 et n_2 du transformateur. L'ouverture du commutateur M se traduit par une brusque variation de démagnétisation du noyau et cela entraîne l'apparition de fortes tensions induites au niveau des bobinages (toujours en conformité avec la loi de Lenz).

Une telle surtension dans le circuit peut avoir un effet destructeur et doit être soigneusement maîtrisée. Ainsi, au moment du blocage de M, il doit exister un chemin commode pour libérer l'énergie piégée dans le primaire par le courant magnétisant. C'est bien pour cette raison que le convertisseur direct réel utilise un enroulement tertiaire supplémentaire avec une diode en série, comme représenté dans le schéma de la figure 2.13 par n_3 et D3. Lorsque les deux composants MOSFET et D1 se bloquent comme indiqué plus haut, l'énergie de magnétisation provoque un courant de démagnétisation à travers l'enroulement tertiaire n_3 étroitement couplé avec n_1 et n_2 et à travers la diode D3. Les marquages de points sur les enroulements représentent le sens des et doivent être scrupuleusement respectés.

Afin que l'ensemble du flux reliant l'enroulement primaire aux autres bobinages soit parfaitement transféré aux enroulements secondaire et tertiaire, le couplage magnétique entre ces enroulements doit être très bon. Pour cela, les spires de l'enroulement primaire et tertiaire sont enroulées ensemble, connu sous le nom d'enroulements bifilaires (ou «deux fils en main»). Les fils utilisés dans les enroulements doivent être choisis pour supporter, les contraintes d'isolement en tension correspondant aux tensions qui se trouvent appliquées sur les sorties.

Le convertisseur Forward n'exploite pas l'amplitude magnétique du circuit magnétique, puisqu'il ne parcourt en réalité qu'un seul quadrant. En effet, le transformateur fonctionne dans un seul quadrant du cycle d'hystérésis, figure 2.14. Le dispositif à semi-conducteur envoie des impulsions unipolaires dans le circuit magnétique en lui faisant parcourir une valeur partant de B_r et pouvant atteindre la saturation. Afin de maintenir un rendement élevé, et pour éviter tout risque de saturation magnétique, l'inductance primaire est maintenue élevée.

Dans le convertisseur de type Forward le transformateur permet des rapports d'abaisseur bien plus élevés et avec un meilleur rendement que le classique abaisseur (Step-Down). Ce convertisseur peut donc être conçu pour être soit un abaisseur, soit un élévateur de tension. Dans le montage Forward le stockage d'énergie dans le noyau n'est pas du tout recherchée, bien au contraire. Le rapport cyclique maximal doit prendre en compte la démagnétisation du noyau. Si le nombre de spires des enroulements primaire et tertiaire sont identique et que, la récupération s'effectue sous une tension identique à celle du primaire, le rapport cyclique ne doit dépasser théoriquement 50%. Un contrôle dynamique du courant dans l'interrupteur au moment de sa fermeture permet toutefois de s'assurer de la démagnétisation complète. Il faut prendre en compte la présence d'une inductance de filtrage en sortie, ainsi qu'une diode de roue libre,

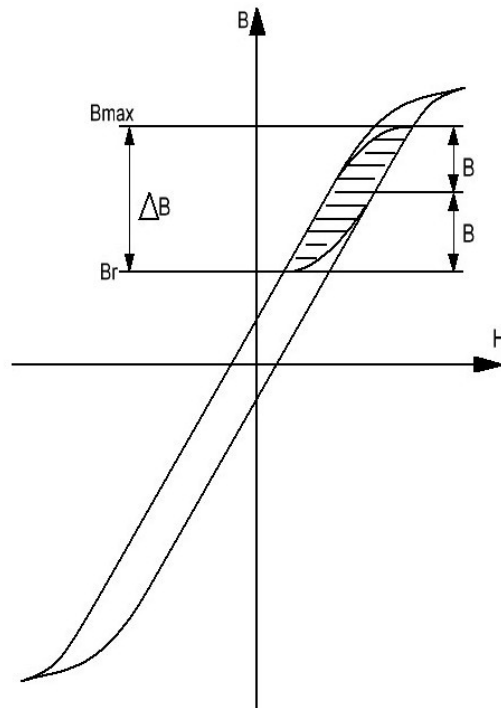


FIGURE 2.14 – Transfert d'énergie dans le plan B - H dans un transformateur de Forward.

qui sont autant de sources de pertes qui se rajoutent aux pertes classiques dans l'interrupteur et le transformateur. Le rapport cyclique D du convertisseur avec perte est supérieur à celle du convertisseur sans perte à la même fonction de transfert de tension continue. Évidemment, le courant d'ondulation crête-à-crête à travers le condensateur de filtrage diminue à mesure que l'inductance L augmente.

Il est à noter que le mode de fonctionnement est différent avec un convertisseur Fly-back que nous verrons plus loin. Dans ce type de convertisseur et contrairement au convertisseur Forward, le transformateur se comporte comme une unité de stockage temporaire d'énergie. Le noyau ne doit donc pas saturer, ce qui impose dans la plupart des cas une structure à entrefer.

2.5.4 Les élévateurs PUSH-PULL

Pour utiliser pleinement le potentiel magnétique du transformateur, il est nécessaire de faire fonctionner le noyau de manière symétrique comme décrit précédemment. Ceci permet un gain en encombrement avec des plus petites tailles de transformateur et des puissances de sortie plus élevées que ce qui l'est possible d'obtenir avec le type Single-Ended (Une type symétrique de connexion est la manière la plus commun de mouvement électricité à travers des fils). Les types symétriques nécessitent toujours un même nombre de transistors de commutation [78–82]. Un des plus connus du type symétrique est le convertisseur Push-Pull représenté sur la figure 2.15.

Dans la pratique, il est presque impossible d'obtenir plusieurs MOSFETs ayant un R_{dson} identique même pour ceux provenant d'une série identique. Il en va de même pour les différentes parties des enroulements primaires et secondaires du transformateur, ce qui conduit à une inégalité de la tension appliquée au transformateur d'une phase à l'autre. De la même façon, il

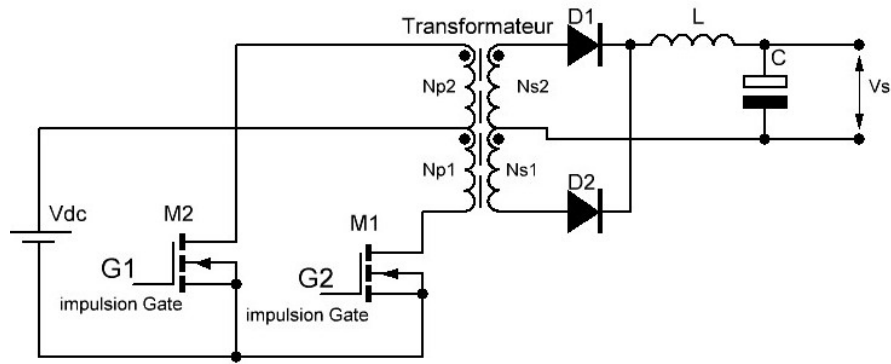


FIGURE 2.15 – Schéma de principe du montage Push-Pull.

Il y a toujours un léger déséquilibre dans les transistors que ce soit en raison des différences de synchronisation entre l'ouverture des MOSFETs et de leurs blocages, ou bien de la présence d'une variation de la phase ou des fronts de commutation, appelée «gigue» ou sur les impulsions due à la logique de commande ou les deux. Par conséquent, certaines polarisations continues en courant magnétisant sont presque inévitables. Ce déséquilibre se traduira par un décalage de l'origine sur la courbe de magnétisation comme représenté dans la figure 2.16. Si ce déséquilibre n'est pas correctement rétabli, alors le décalage va augmenter séquentiellement à chaque cycle, et le noyau du transformateur va glisser lentement vers la région de saturation de la courbe B-H. La saturation va provoquer une augmentation très brutale du courant primaire lorsque l'inductance devient proche de zéro, ce qui va entraîner inévitablement une défaillance ou pour le moins, pour les petits systèmes, un fonctionnement non optimal du convertisseur.

Deux modes de commande sont possible dans les convertisseurs de type Push-Pull.

Commande en courant :

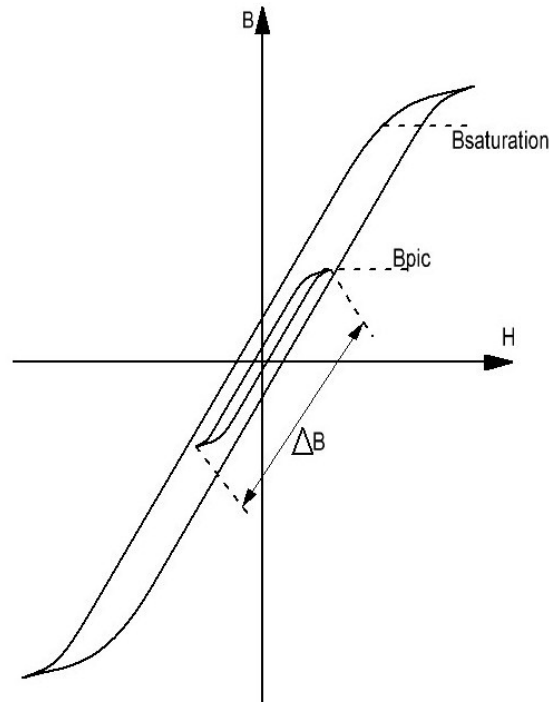
Afin d'éviter tout glissement vers la saturation, il est possible de contrôler le courant dans les deux bobinages primaires du transformateur. Dans ce contrôle en mode courant, les courants primaires sont comparés à un signal d'erreur pour commander le rapport cyclique. A l'équilibre, on doit s'assurer de l'égalité des pics de courants primaires dans les deux phases afin de maintenir l'équilibre entre elles.

Le courant primaire n'est donc pas directement proportionnel au courant magnétisant, donc il y a une possibilité d'un léger déséquilibre. Typiquement, ce déséquilibre a peu de conséquences sur le fonctionnement, tant que l'induction maximale (B_{pic}) est nettement inférieure à l'induction de saturation (B_{sat}) du transformateur.

Commande en tension :

En commande en tension, l'information du courant de magnétisation n'est donc pas utilisée car c'est un signal d'erreur de tension de sortie qui est comparé à une ou l'autre rampe Feed-Forward (décrire un élément ou d'une rampe à l'intérieur d'un système de commande qui transmet un signal de commande provenant d'une source dans l'environnement externe) ou une rampe artificielle pour contrôler le cycle de service. Ainsi, intrinsèquement, de part son principe, le contrôle en mode tension ne peut pas restaurer n'importe quel déséquilibre. Par conséquent, pour éviter la saturation du transformateur, il y a un besoin de rétroaction négative en charge de compenser n'importe quel déséquilibre inhérent.

Le Push-Pull offre une conception très compacte du transformateur et du filtre de sortie,

FIGURE 2.16 – Parcours dans le plan B - H dans un transformateur de Push-Pull.

tout en produisant une très faible ondulation de sortie, il aurait été intéressant de voir parce que l'action de commutation bipolaire signifie également que la sortie du circuit est réellement exploitée au double de la fréquence de commutation des transistors de puissance. Donc, si c'est le gain de place qui prime, le Push-Pull convient parfaitement. Il est facile de commander les transistors dans le convertisseur Push-Pull, parce que les sources des transistors sont connectées à la masse et la fonction de transfert des transistors sont similaire au convertisseur Forward. Lors de la fermeture de la boucle de commande de rétroaction, la compensation est relativement facile. Bien que deux transistors sont utilisés, un des inconvénients principaux du convertisseur Push-Pull est que chaque transistor doit bloquer le double de la tension saisie due à l'effet de doublement de la prise médiane primaire. Cela se produit quand un transistor est bloqué et l'autre débloqué. Lorsque les deux transistors sont débloqués, puis chacun des blocs de la tension d'alimentation. Un autre problème majeur avec le Push-Pull, c'est qu'il est enclin comme cela a été évoqué plus haut, à une dissymétrie du flux. Si le «swing» du flux dans chaque moitié du cycle n'est pas exactement symétrique, la tension du secondaire ne sera pas équilibrée et cela se traduira par la saturation du transformateur, en particulier pour les tensions d'entrée élevées. Le dispositif de prise centrale signifie également que le couplage entre les deux bobinages primaires et secondaires sont nécessairement très bons pour minimiser les inductances de fuite possibles.

2.5.5 Les convertisseurs FLYBACK

Le convertisseur DC-DC Fly-Back [83–88] est une version à transformateur (isolée ou non) dérivée du convertisseur Buck-Boost. Dans le convertisseur Buck-Boost classique, le courant électrique est isolé galvaniquement. Il est utilisé généralement pour des applications à en alter-

natif (AC) ou de courant continu (DC) [89, 90].

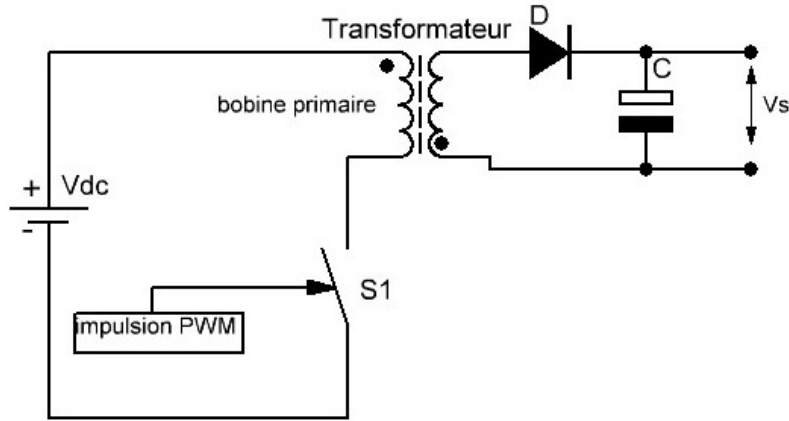


FIGURE 2.17 – Schéma du convertisseur DC-DC Fly-back.

C'est un type de montage qui permet d'élever ou d'abaisser la tension en sortie en utilisant le stockage magnétique dans le transformateur basé sur le schéma de principe représenté dans la figure 2.17. Pour fonctionner efficacement, le transformateur doit être doté d'un circuit magnétique non saturable, obtenu par la réalisation d'un entrefer lors de son assemblage. En réalité le convertisseur Fly-Back présente des pertes, présentes en partie dans le transformateur. Le couplage entre les enroulements primaire et secondaire n'est pas idéal mais il peut être optimisé par une réalisation soignée des bobinages le composant, soit par imbrication des bobinages, soit par superposition. La part des pertes dans le circuit magnétique et dans les conducteurs doit être gardée à l'esprit lors du calcul de la puissance nominale, notamment, les pertes dans la masse du matériau magnétique, ainsi que les effets de peau dans les conducteurs induits par les hautes fréquences des courants. La puissance d'entrée prévue (P_e) est égale à P_s/η , où P_s est la puissance de sortie requise et η est le rendement global du convertisseur. L'énergie stockée dans le bobinage primaire du transformateur n'est pas complètement transférée au secondaire, après l'ouverture de l'interrupteur, puisqu'il existe une inductance de fuites qui n'est pas couplée au secondaire. Cela provoque des surtensions sur l'interrupteur qui se trouve évidemment fortement sollicité si cette surtension dépasse les valeurs limites admissibles du composant.

Principe du transfert d'énergie dans le transformateur du Fly-Back :

Le montage Fly-Back travaille selon deux phases distinctes. La première correspond à un stockage d'énergie sous forme de champ magnétique dans le transformateur, le secondaire de ce dernier étant ouvert. La seconde correspond à une restitution de cette énergie au secondaire du transformateur.

Phase de stockage de l'énergie

Lorsque le transistor M1 est fermé, le primaire du transformateur est alimenté par la source de tension. La diode D1 placée à la sortie du secondaire est en polarisation inverse et par conséquent aucun courant ne circule dans le bobinage secondaire. Durant cette phase de stockage, seul le bobinage primaire est actif et le transformateur peut être traité comme une simple inductance. Le temps d'enclenchement du transistor étant beaucoup plus petit que la constante de temps électrique du bobinage primaire, on peut admettre une croissance linéaire du courant

dans ce dernier. Le champ d'induction magnétique B va donc croître de B_r (Induction rémanente) à B_{max} (correspondant au courant maximum dans le bobinage primaire). La figure 2.18 illustre cette phase.

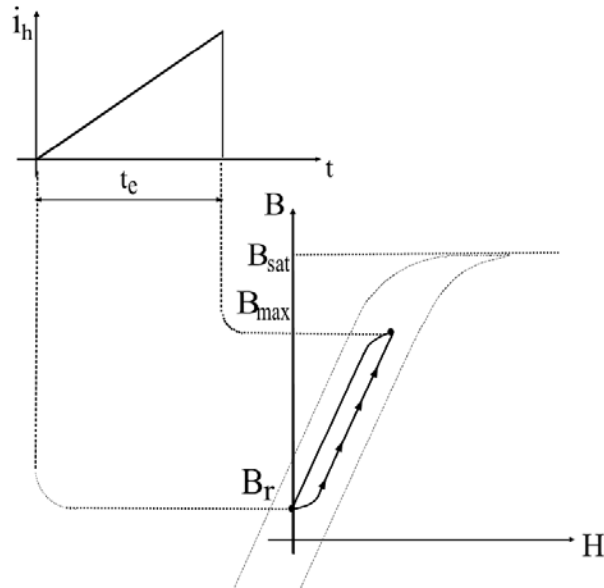


FIGURE 2.18 – Phase de stockage d'énergie suivie sens de les flèche.

Phase de transfert de l'énergie :

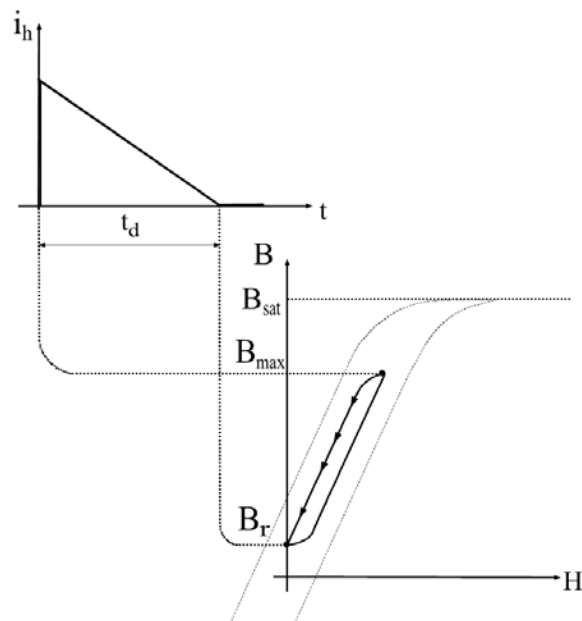


FIGURE 2.19 – Phase de transfert d'énergie suivie sens de les flèche.

Lorsque le transistor est ouvert, le courant dans le bobinage primaire du transformateur est nul. Le courant magnétisant circule maintenant dans le secondaire du transformateur, la

diode placée sur la sortie étant conductrice. Le niveau de ce courant dépend du rapport de transformation alors que son sens est celui défini par la loi de Lenz. Durant la phase "Fly-Back", le courant magnétisant va décroître jusqu'à ce qu'il atteigne zéro dans le cas du transfert complet d'énergie ou jusqu'au moment de la fermeture du transistor dans le cas d'un transfert d'énergie partielle. La figure 2.19 illustre cette phase.

Pour un mode de transfert complet d'énergie, le courant magnétisant s'annule, lors de la phase de transfert, avant la fermeture du transistor (origine de la période de commutation suivante). Le champ d'induction magnétique B passe de sa valeur maximum B_{max} à sa valeur rémanente B_r (valeur correspondant à un courant magnétisant nul).

Capacité de transmission d'énergie d'un transformateur

Le courant magnétisant d'un montage Fly-Back est unipolaire. Le transformateur travaille donc dans le quadrant 1 uniquement. On peut montrer que pour un même transformateur, il est possible d'augmenter le transfert d'énergie. La figure 2.20 montre qu'en ajoutant un entrefer, il est possible pour un transformateur de transmettre plus de puissance en conduction continue (transfert partiel d'énergie) que ce même transformateur sans entrefer le ferait en conduction discontinue (transfert complet d'énergie). Outre le fait d'augmenter l'énergie stockée, l'ajout d'un entrefer permet de rendre plus reproductible la fabrication des transformateurs. En effet, le moindre décalage des parties magnétiques entre elles se traduit au final par de fortes dispersions d'inductances et donc de conditions de saturation. La température également joue un rôle important en régime de fonctionnement permanent. En pratique, il est fortement recommandé de prévoir un entrefer calibré lors de l'assemblage des parties magnétiques du transformateur. L'énergie stockée dans le transformateur simple ou double en fonction de la qualité peut ainsi varier du l'entrefer. À noter toutefois que l'augmentation de l'entrefer s'accompagne évidemment d'une augmentation du nombre des spires constituant les bobinages, ce qui se répercute sur le volume de cuivre. Une simulation par itérations permet de s'ajuster au plus près des limites physiques du circuit magnétique, à savoir, la section utile laissée pour loger les bobinages, en tenant compte de la place nécessaire pour isoler les enroulements entre eux, si ceux-ci sont soumis à de fortes différences de potentiels, comme c'est le cas dans les élévateurs de tension.

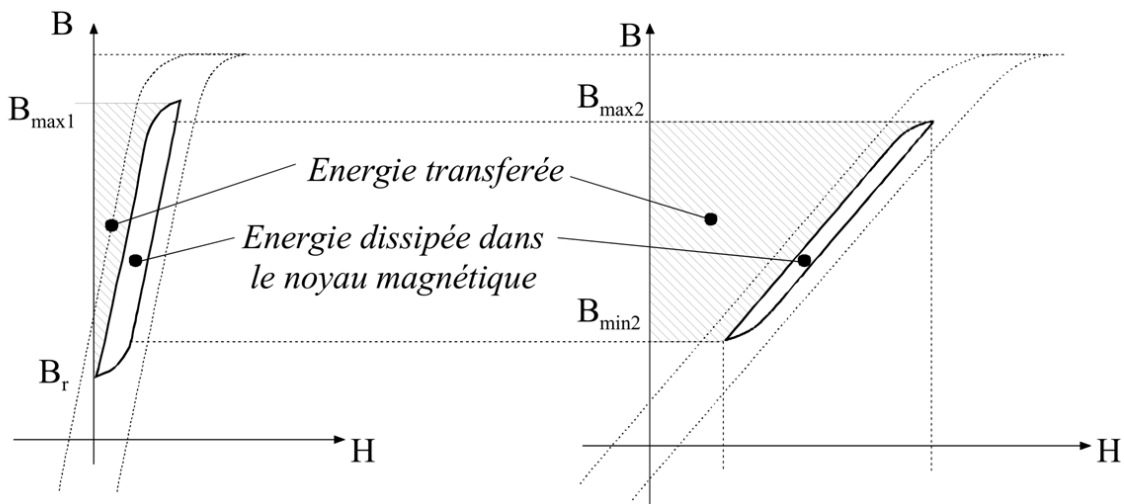


FIGURE 2.20 – Influence d'un entrefer sur le transfert d'énergie.

Les avantages de Fly-back :

- Le convertisseur est dérivé du convertisseur Buck-Boost en remplaçant l'inducteur par un transformateur.
- Le transformateur fournit une isolation en courant continu, le stockage de l'inductance magnétisante de l'énergie, et aucun inducteur supplémentaire n'est pas nécessaire.
- Le circuit de conversion le moins coûteux car il a les parties inférieures comptent et inductance de filtrage en sortie n'est requise.
- Il peut être donné à tensions des sorties multiples.

Les quelques inconvénients à prendre en compte sont :

- Pour ce convertisseur est la perte, car le transfert de tension continue a le valeur moins inférieures que la perte de convertisseur, surtout au rapport cyclique de transistor MOS-FET proche de 1. Pour cette raison, la valeur maximale de la fonction de transfert de tension continue est limitée.
- La contrainte de tension et le contraint de courant sont élevées dans le convertisseur Fly-Back.
- Dans ce convertisseur, seulement la moitié de la courbe B-H du noyau de transformateur est utilisé. Par conséquent, un noyau avec un entrefer, et un volume relativement grand est normalement nécessaire pour éviter la saturation.

Afin d'introduire dans ce manuscrit au chapitre 4, l'étude approfondie réalisée pendant ma thèse sur l'optimisation des convertisseurs à couplage magnétique, je présente dans les paragraphe suivant une approche modélistique du montage Fly-back dans le cas idéalisé et dans le cas réel.

FLYBACK à couplage magnétique linéaire idéalisé :

Le Fly-back à couplage magnétique linéaire est le plus connu. Le schéma est celui de la figure 2.21. Dans ce circuit, l'interrupteur est considéré comme un interrupteur possédant deux états, en court-circuit et ouvert. Cette représentation de l'interrupteur est en accord avec notre hypothèse où les interrupteurs et les diodes sont idéalisés présentant une chute de tension nulle pendant la conduction et un courant de fuite nul au blocage. Le circuit Fly-back peut fonctionner en mode dit «continu» pour les fortes puissances, ou en mode discontinu lorsque les puissances à convertir sont faibles.

Dans le cas où le circuit fonctionne en mode de flux continu, le flux magnétique dans le noyau du transformateur ne descend jamais à zéro avant la mise en conduction de M1 du cycle suivant. Comme un certain flux est déjà présent avant que "M1" soit activée, le courant de l'enroulement primaire augmente brusquement à une valeur finie dès que le commutateur est mis sous tension. En mode discontinu, après le transfert complet de l'énergie de champ magnétique à la sortie, la force électromotrice d'enroulement secondaire s'effondre brusquement alors que le courant dans la diode s'annule. L'impédance dynamique de la diode devient alors très grande, ce qui entraîne un phénomène oscillatoire sur la sortie du bobinage secondaire. Le condensateur de sortie servant de filtrage et de lissage de la tension, la charge en sortie est toujours maintenue sous tension. La valeur de la tension du condensateur de sortie à l'état d'équilibre dépend de divers facteurs, comme la tension d'entrée, le rapport des spires du transformateur Fly-Back,

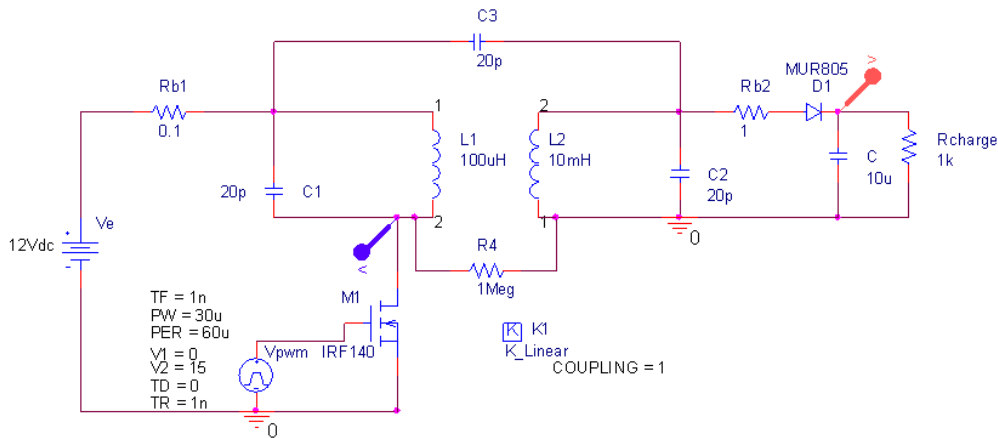
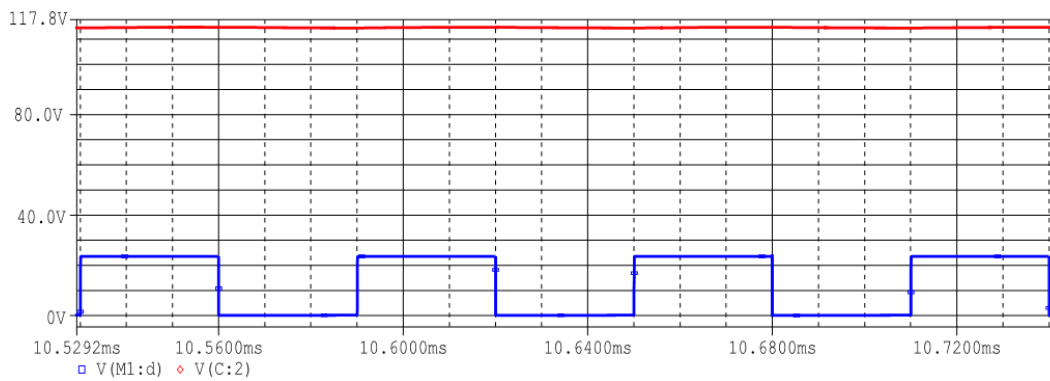


FIGURE 2.21 – Schéma de simulation du Fly-back à transformateur idéal.

FIGURE 2.22 – Simulation sous OrCad du Fly-Back. La tension sur le transistor et sur la sortie. On montre la tension crête sur le transistor $V(M1:d)$ et la tension de sortie $V(C1:2)$.

la fréquence de commutation, le rapport cyclique appliqué au commutateur et la puissance délivrée.

On constate que la tension sur le transistor de commutation est à peu près la même que celle récupérée en sortie. Cela est un problème si on réalise un élévateur donnant une forte tension de sortie, puisque le transistor doit «tenir» cette tension sans passer en avalanche. La simulation sous OrCad de ce convertisseur donnée figure 2.22, montre l'évolution de la tension sur le MOSFET (courbe bleue). La courbe rouge de la même figure 2.22 représente la tension de sortie du Fly-back. Il reste à insister sur la valeur importante de l'inductance $L2$ qui produit la tension élevée et participe à la production d'oscillations parasites en fin de conduction de $D1$.

FLYBACK à couplage magnétique réel :

Lorsque le commutateur est en conduction, l'énergie est stockée dans l'inductance primaire ainsi que dans l'inductance de fuite correspondante. Le flux de fuite associé à l'inductance de fuite de l'enroulement primaire n'est pas transféré vers l'enroulement secondaire, et il faut donc gérer l'énergie correspondante soit en la dissipant dans un circuit externe (connu sous le nom de circuit d'aide à la commutation), soit en la recyclant. Il se produira un pic de tension aux

bornes des enroulements susceptible de détruire le circuit de commutation (voir figure 2.23).

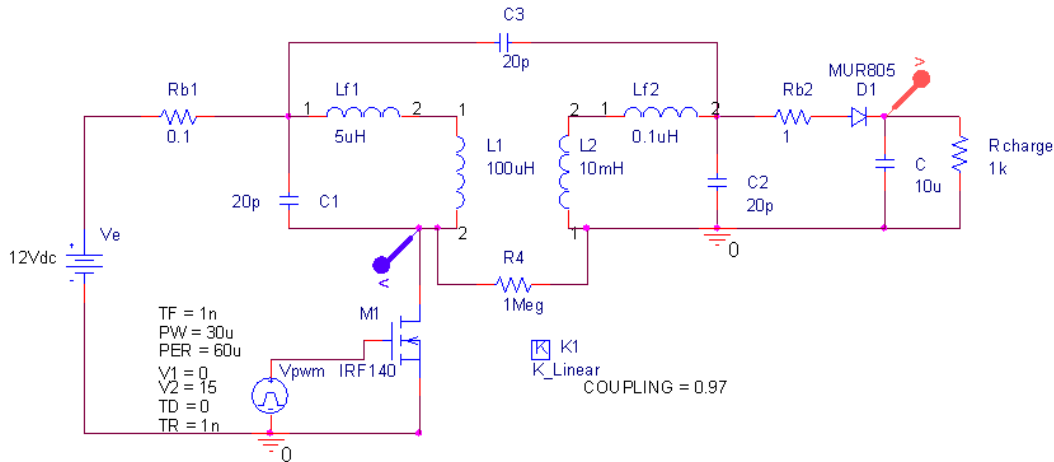


FIGURE 2.23 – Schéma de base d'un convertisseur Fly-Back avec inductance de fuite dans le transformateur.

La figure 2.23 montre la représentation sous OrCad d'un convertisseur Fly-Back réel que nous avons modélisé. Le circuit de récupération est constitué d'une diode de récupération rapide en série dans le bobinage de sortie avec une combinaison d'un condensateur d'amortissement et une résistance en parallèle [74, 75] faisant office de charge pour la simulation. Le courant de l'enroulement primaire d'inductance de fuite présente un chemin de faible impédance lors de la conduction de M1. On peut voir qu'à la fin de la conduction de la diode D1, la tension aux bornes du condensateur de filtrage en sortie sera au potentiel le plus élevé. Pour vérifier la tension accumulée en excès dans le condensateur d'amortissement une résistance est placée en parallèle.

Les formes d'ondes décrites précédemment ne sont valables que si tous les composants sont considérés comme parfaits. En réalité, on peut observer une surtension lors de l'ouverture du transistor fonctionnant comme un interrupteur commandé. Cette surtension provient de l'énergie stockée dans l'inductance de fuite L_f au primaire du transformateur. L'énergie qu'elle contient au moment de l'ouverture du transistor ne peut être transférée au secondaire. L'évacuation de l'énergie stockée dans cette inductance parasite va se transférer dans les capacités parasites du transistor et du primaire du transformateur en créant une surtension aux bornes du transistor. Comme le primaire présente une impédance inductive, l'annulation du courant traversant l'interrupteur ne peut se faire sous une tension nulle. Cela va engendrer des pertes à la commutation. Les surtensions appliquées au transistor sont préjudiciables et peuvent être destructeurs et nécessitent en conséquence l'adjonction de circuits d'aide à la commutation comme montré dans le changement de la figure 2.24. Il existe aussi une inductance de fuite au secondaire. Cette inductance va, elle aussi, engendrer des pertes et diminuer l'énergie fournie par l'alimentation à la charge. Dans le cas d'alimentation possédant de multiples sorties, les inductances de fuites aux secondaires vont créer des pertes différentes sur chacune des sorties.

Toujours dans le cas réel, le blocage de l'interrupteur produit un pic de tension sur le drain du MOSFET, ce qui entraîne des phénomènes de résonances parasites avec les inductances et les capacités parasites du circuit, en produisant une onde de forte amplitude à haute fréquence comme le montre les figures 2.24 et 2.25. Sur le primaire du Fly-back, l'inductance de fuite

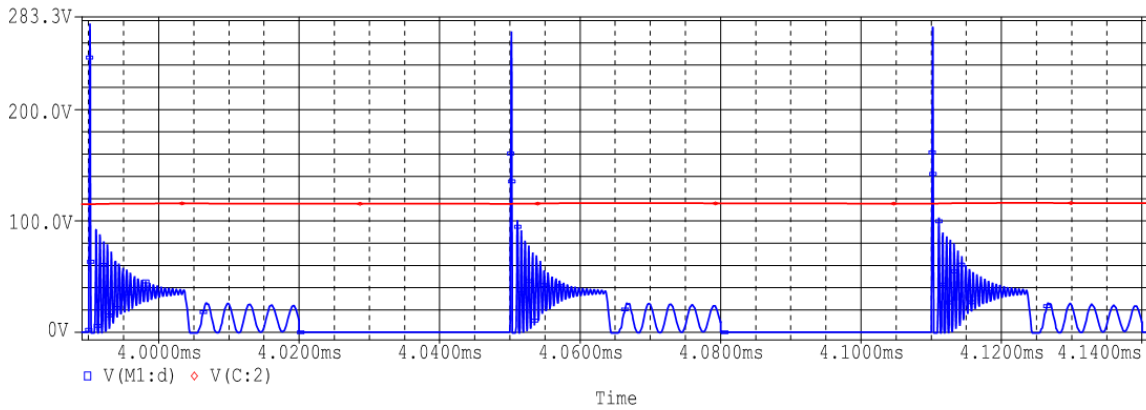


FIGURE 2.24 – Simulation des tensions obtenues sur un Fly-Back à transformateur non-idéal. La tension de sortie reste proche de celle du transistor.

résonne avec les capacités du primaire et du secondaire ramenées au primaire. L'inductance de fuite du primaire crée une tension de drain du MOSFET (courbe bleue, fig.2.24) supérieure à la tension de sortie du convertisseur (courbe rouge, fig.2.24).

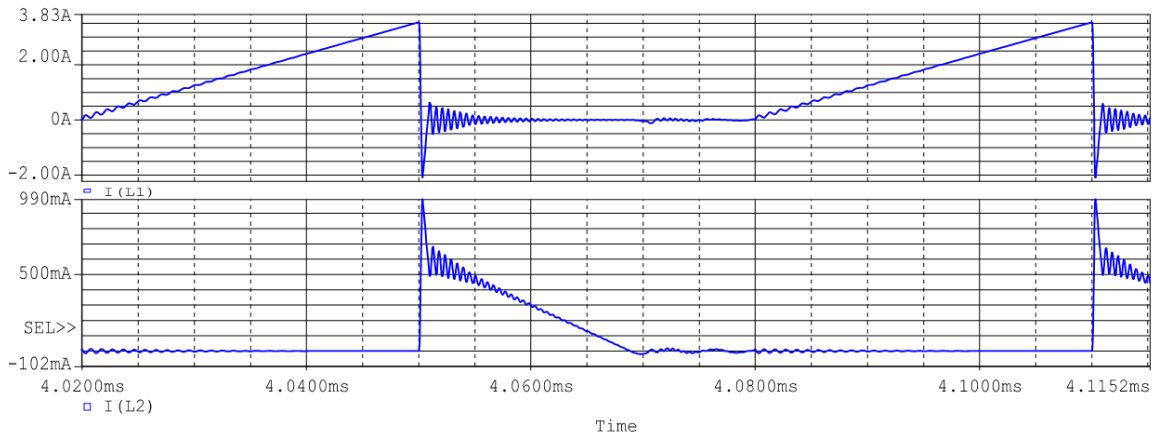


FIGURE 2.25 – Le courant de l'inductance primaire et secondaire du transformateur lorsque l'inductance de fuite.

De nombreuses notes d'applications ignorent les phénomènes de résonance et font fonctionner le convertisseur sans aborder la question. Il y a deux problèmes liés aux phénomènes de résonance : tout d'abord la tension, lorsqu'elle est excessive sur le drain du MOSFET peut entraîner la rupture par avalanche du transistor, et finalement la panne du dispositif. Deuxièmement, l'énergie de la résonance sera rayonnée et conduite partout dans l'alimentation, la charge, et le système électronique de contrôle, ce qui entraîne des problèmes de bruit, des erreurs voire des défaillances aléatoires dans la partie logique. La fréquence de la résonance apparaîtra donc comme un pic dans le spectre IEM et sera propagée aussi bien en mode «rayonné» qu'en mode «conduit».

2.6 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes architectures des générateurs et de production d'électricité d'origine renouvelable, principalement adaptés à l'énergie photovoltaïque. Les différentes structures ont été présentées en considérant la possibilité d'amélioration du rendement de l'ensemble du générateur puis du convertisseur. En particulier, nous avons montré l'intérêt des architectures distribuées, en particulier celles reliées à un bus à haute tension continue. Cette architecture de convertisseur présente de nombreux avantages dont la possibilité d'une optimisation de la conversion de chaque source et de la communication entre des convertisseurs intelligents, optimisant et sécurisant le processus de transfert d'énergie.

Dans ce même chapitre, nous avons ensuite étudié différents types de convertisseurs élévateur de tension continue en s'intéressant plus spécifiquement aux convertisseurs utilisant un couplage magnétique, pour finalement simuler le fonctionnement complet d'un convertisseur de type Fly-Back. Nous avons pu montrer que l'élément important de la structure qui influence le processus de transfert d'énergie est le transformateur. En effet ce dernier et tout particulièrement son inductance de fuite joue un rôle prépondérant à la commutation du transistor MOSFET servant d'interrupteur de commande (switch). Pour aller plus loin dans l'optimisation des convertisseurs à couplage magnétique et pour le développement de nouveaux convertisseurs, la modélisation du couplage magnétique spécifiquement doit être faite qui sera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre 3

Étude du couplage magnétique dans un convertisseur DC-DC

3.1 Introduction

Les présentations de base sur les convertisseurs élévateurs à couplage magnétique ont été introduites dans le chapitre 2. Il s'agit comme on l'aura compris d'un convertisseur à transfert direct d'énergie sur lequel une analyse détaillée doit être menée en vue de trouver des solutions pour son optimisation, en particulier en optimisant la valeur du coefficient de couplage k dans les transformateurs des convertisseurs Boost à couplage magnétique [64].

Le transformateur, élément de base du du convertisseur Boost à couplage magnétique, comporte donc deux enroulements et nous nous intéresserons donc au cas minimal que constitue une alimentation mono-voie. Lorsqu'un bobinage de démagnétisation est rendu nécessaire comme dans le cas d'un découpage de type "Forward" par exemple, le calcul des inductances de fuite sont calculées suivant une méthode couramment utilisée et fort commode consistant à négliger l'enroulement de démagnétisation [91]. Cette simplification vient du fait de que le courant magnétisant est généralement faible devant les courants actifs et nécessite donc un bobinage d'un volume réduit par rapport aux bobinages principaux.

Il est toutefois important de rappeler les relations fondamentales à savoir :

- La relation entre les inductances de fuite et le coefficient couplage.
- La relation entre les enroulements des bobinages et les inductances de fuite.

3.2 Etendue et objectifs de l'étude

Afin de poursuivre notre étude des circuits magnétiques pour la conversion d'énergie d'origine renouvelable, nous allons considérer les éléments magnétiques que l'on retrouve dans convertisseurs de type "Fly-Back" dont le principe de fonctionnement a été présenté et critiqué dans le paragraphe précédent et dont nous avons retenu la structure pour le convertisseur individuel optimisé dans ce présent travail.

Le transformateur constituant la partie principale des Fly-Backs, tel que décrit en amont, remplit deux fonctions principales :

- le stockage d'énergie pendant la phase de conduction de l'interrupteur assuré par le MOS-FET,

- sa restitution à l'ouverture du MOSFET.

Dans un convertisseur «Fly-Back» le fonctionnement est basé sur une séquence unique, contrairement aux autres types tels que les convertisseurs «Push-Pull» et «Forward» dans lesquels l'énergie est transmise dès la fermeture du (des) élément(s) de commutation, l'énergie qui se trouve alors stockée dans le circuit magnétique devient parasite et nécessite un traitement adéquat. C'est la raison pour laquelle on trouve une structure différente dans les circuits magnétiques dédiés au «Fly-Back», avec en particulier des entrefers pour limiter la saturation magnétique.

Le rôle d'un circuit magnétique est de canaliser les lignes de champ magnétique. Pour cela, les matériaux constitutifs doivent présenter une perméabilité relative élevée, accepter parallèlement un niveau d'induction à la saturation important et être le siège de pertes acceptables aux fréquences de travail qui nous concernent. Dans ces convertisseurs l'encombrement du transformateur est inversement proportionnel à la fréquence de découpage [92], dimensionnement du transformateur et de l'inductance de lissage, transformateurs et inductances, techniques de l'Ingénieur [93]. On serait donc tenté, en conséquence, d'utiliser des fréquences très élevées en vue de diminuer la taille de ce composant. La limite est en réalité fixée par des contraintes liées aux pertes dans le matériau magnétique qui présente des pertes par hystérésis et courants de Foucault croissants avec la fréquence. Tout nous incite donc à l'utilisation de fréquences les plus élevées possibles allant jusqu'à MHz pour les petites applications. Or les limites actuelles sont dictées par :

- l'énergie à stocker dans le circuit magnétique,
- les pertes dans le transformateur,
- les pertes dans les éléments de commutation.

De plus, les éléments servant à la commutation des courants voient leurs pertes augmenter également avec la fréquence de commutation. Mais en pratique, nous verrons que la limite est surtout imposée par les fabricants de circuits magnétiques. Sachant que l'énergie qu'il est possible de stocker par voie magnétique dépend des dimensions du circuit magnétique et des propriétés du matériau, il est indispensable de connaître le plus précisément la qualité des matériaux utilisés pour cette double fonction. Nous avons choisi pour l'application de faire fonctionner le montage autour de fréquences assez élevées pour rester dans le domaine de l'in audible pour l'oreille humaine, sachant que ce problème peut s'avérer critique suivant l'endroit où le système doit être placé.

3.3 Relations entre les inductances de fuites et le coefficient de couplage

Un bobinage magnétique est semblable au circuit représenté à la figure 3.1. Le flux suit un parcours magnétique fermé qui est réalisé avec un matériau magnétique de haute perméabilité ($\mu_r \gg 1$). Comme présenté dans la figure 3.1, nous pouvons considérer ce circuit sans ou avec un entrefer, quelques hypothèses sont proposées pour l'analyse de ces circuits :

- On suppose que la courbe $B(H)$ est linéaire, qu'il n'y a pas de saturation et pas d'hystérésis.

Lorsqu'une force magnétomotrice $F = Ni$ force un flux à circuler dans le circuit magnétique, l'intensité du champ magnétique dans le noyau est donnée par la loi d'Ampère :

$$Ni = \int H dl = Hl \quad (3.1)$$

La densité de flux dans le noyau est égale à :

$$B = \mu H \quad (3.2)$$

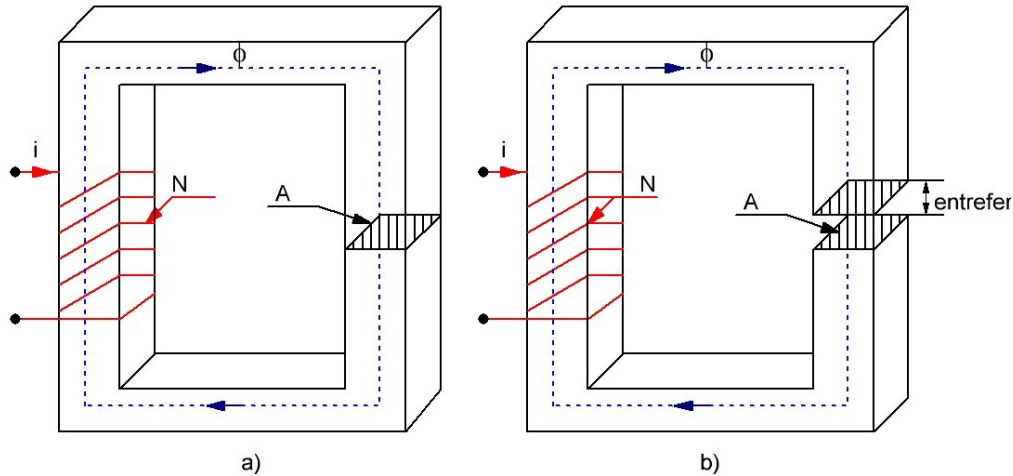


FIGURE 3.1 – Schéma de circuit magnétique : a) sans entrefer ; b) avec entrefer.

Le flux magnétique circulant dans le noyau est égal à :

$$\phi = BA = \mu HA = \frac{Ni}{l} \quad (3.3)$$

Cette relation peut être exprimée sous la forme :

$$\phi = \frac{F}{\mathfrak{R}} \quad (3.4)$$

On appelle \mathfrak{R} la réluctance du circuit magnétique. La réluctance est une quantité qui caractérise la "résistance" du circuit magnétique au passage du flux. Cette relation, pour les circuits magnétique est l'équivalente de la loi d'Ohm pour les circuits électriques.

La réluctance d'un circuit de surface A , de longueur moyenne l et de perméabilité μ , est :

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu A} \quad (3.5)$$

Si l'on considère maintenant, un circuit magnétique avec entrefer, nous pouvons écrire :

$$Ni = (\mathfrak{R} + \mathfrak{R}_e)\phi \quad (3.6)$$

$$\phi = \frac{Ni}{\mathfrak{R} + \mathfrak{R}_e} \quad (3.7)$$

Dans le schéma précédent de la figure 3.1, le flux est produit par le courant de la bobine. En régime variable, on définira alors l'inductance caractérisant le phénomène d'auto-induction, à partir du flux magnétique.

$$v = -n \frac{d\phi}{dt} = -e \quad (3.8)$$

$$v = N \frac{d\phi}{dt} = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} \frac{di}{dt} = L \frac{di}{dt} \quad (3.9)$$

avec

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} = N^2 A_l \quad (3.10)$$

soit l'expression du flux total :

$$\phi t = N\phi = Li \quad (3.11)$$

En utilisant l'approximation de linéarité liant H et B faite au début de cette étude et traduite par la formule 3.3, ce qui, on le concède, est une simplification assez éloignée de la réalité pour les fortes inductions proches de la saturation, il est aisé de montrer qu'en partant de la tension générée dans un bobinage, à partir des équations 3.4 et 3.9, on obtient :

$$e = NA \frac{dB}{dt} \quad (3.12)$$

En multipliant la tension par le courant i et par dt , la différentielle de l'énergie stockée s'exprime alors :

$$dw = e i dt = N A i dB \quad (3.13)$$

Finalement, en faisant apparaître $H = Ni/l$ dans l'équation précédente, on obtient :

$$dw = e i dt = \frac{Ni}{l} A l dB \quad (3.14)$$

Soit encore :

$$dw = H A l dB \quad (3.15)$$

Cette définition de l'inductance sous-entend que le circuit magnétique fonctionne dans un mode linéaire, donc que la perméabilité est constante.

3.4 Pertes magnétiques dans un couplage magnétique

Le premier modèle que l'on peut utiliser pour l'étude du transformateur à deux enroulement est un modèle qui ne fait intervenir que le comportement électromagnétique du composant. Il est donc basé sur les équations de base des circuits couplés. Le schéma structurel de principe d'un composant magnétique monophasé à deux enroulements est indiqué figure 3.2.

La réductance du circuit magnétique est notée. Compte-tenu de l'orientation des enroulements, le système d'équations associées, à l'aide de la transformée de Laplace s'écrit :

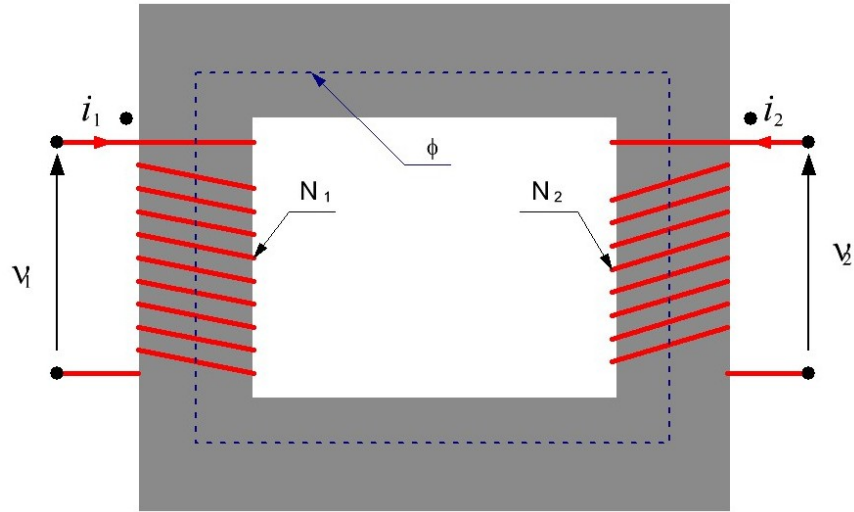


FIGURE 3.2 – Transformateur à deux enroulements.

$$\begin{pmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} N_1^2 \left(\frac{1}{\mathfrak{R}_m} + \frac{1}{\mathfrak{R}_{f1}} \right) & \frac{N_1 N_2}{\mathfrak{R}_m} \\ \frac{N_1 N_2}{\mathfrak{R}_m} & N_2^2 \left(\frac{1}{\mathfrak{R}_m} + \frac{1}{\mathfrak{R}_{f2}} \right) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

A partir de l'équation matricielle 3.16, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} v_1(p) = L_1 p i_1 + M p i_2 \\ v_2(p) = M p i_1 + L_2 p i_2 \end{cases} \quad (3.17)$$

avec :

$$\begin{cases} L_1 = N_1^2 \left(\frac{1}{\mathfrak{R}_m} + \frac{1}{\mathfrak{R}_{f1}} \right) \\ L_2 = N_2^2 \left(\frac{1}{\mathfrak{R}_m} + \frac{1}{\mathfrak{R}_{f2}} \right) \\ M = \frac{N_1 N_2}{\mathfrak{R}_m} \end{cases} \quad (3.18)$$

On définit généralement l'inductance mutuelle à travers un coefficient de couplage k , obligatoirement inférieur à 1, qui rend compte de l'imperfection de ce couplage :

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} \quad (3.19)$$

Dans l'équation 3.17 de notre système, on peut alors en déduire la valeur du courant dans l'inducteur secondaire :

$$i_2 = \frac{v_2(p) - M p i_1}{L_2 p} \quad (3.20)$$

Ce qui permet de déduire la tension v_2 en reportant l'expression de i_2 dans les équations 3.16 et 3.17, et l'on obtient ainsi l'expression :

$$v_2(p) = v_1(p) \frac{N_2}{N_1} \left(\frac{\mathfrak{R}_m}{\mathfrak{R}_m + \mathfrak{R}_{f1}} \right) - Mp(1 - k^2)i_1 \quad (3.21)$$

Que l'on peut réécrire :

$$v_2(p) = \frac{N_2}{N_1} \left[\frac{v_1(p)}{1 + \frac{\mathfrak{R}_{f2}}{\mathfrak{R}_m}} - L_1 p \left(1 + \frac{\mathfrak{R}_{f1}}{\mathfrak{R}_m} \right) (1 - k^2) \right] \quad (3.22)$$

Cette équation montre que si le rapport $\mathfrak{R}_{f2}/\mathfrak{R}_m$ et négligeable devant 1 de même que le rapport $\mathfrak{R}_{f1}/\mathfrak{R}_m$, alors l'équation 3.22 se simplifie :

$$v_2(p) = \frac{N_2}{N_1} [v_1(p) - L_1 p (1 - k^2) i_1] \quad (3.23)$$

A partir de cette expression caractéristique, il est possible de préciser les paramètres des deux schémas équivalents inductifs les plus couramment utilisés, représentés dans la figure 3.3.

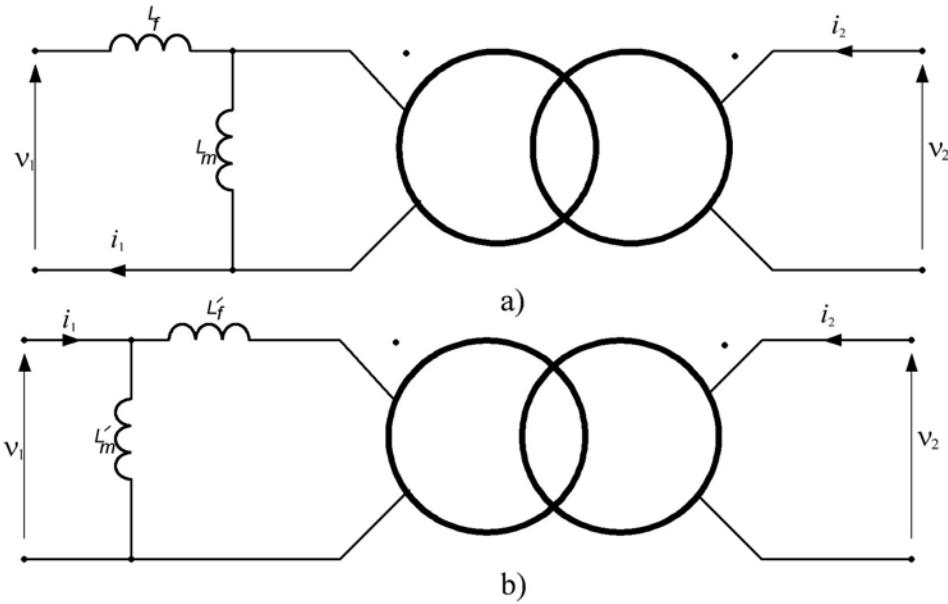


FIGURE 3.3 – Schémas équivalent inductifs.

Dans ce schéma de la figure 3.3.a, l'expression de la tension v_2 est :

$$v_2(p) = m [v_1(p) - l_f p i_1] \quad (3.24)$$

avec

$$m = \frac{N_2}{N_1} \quad (3.25)$$

Si l'on identifie cette équation avec l'équation 3.23, on obtient directement :

$$l_f = (1 - k^2)L_1 \quad (3.26)$$

Il est ensuite aisé d'en déduire L_m , sachant que, dans le fonctionnement à vide, l'inductance vue par v_1 sera toujours L_1 . En effet l'expression $L_1 = L_m + l_f$ conduit à :

$$L_m = k^2 L_1 \quad (3.27)$$

Dans le cas du schéma de la figure 3.3.b, l'inductance L' correspond directement à L_1 . L'expression de v_2 devient alors :

$$\begin{aligned} v_2(p) &= m' \left[v_1(p) - l'_f p \left(i_1 - \frac{v_1}{L_1 p} \right) \right] \\ &= m' \left(1 + \frac{l'_f}{L_1} \right) \left[v_1(p) - \frac{l'_f L_1}{l'_f + L_1} p i_1 \right] \end{aligned} \quad (3.28)$$

De la même façon, si l'on identifie cette forme à équation 3.23, on obtient les paramètres suivants :

$$l'_f = \frac{(1 - k^2)}{k^2} = \frac{l_f}{k^2} \quad (3.29)$$

$$m' = k \frac{N_2}{N_1} \quad (3.30)$$

$$L' = L_1 = \frac{L}{k^2} \quad (3.31)$$

Expérimentalement, il est facile de mesurer ces paramètres par une mesure à vide et une mesure en court-circuit, effectuées indifféremment au primaire ou au secondaire, le premier cas étant mieux adapté aux schémas proposés. L'inductance mesurée à vide, notée L_v , correspond toujours à L_1 . L'inductance mesurée en court-circuit, notée L_{cc} , correspond l'inductance $l_f = (1 - k^2)L_1$. La mesure des deux grandeurs L_{cc} et L_v nous donne l'expression du coefficient de couplage k :

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{cc}}{L_v}} \quad (3.32)$$

Dans l'équation (3.32) de k , on voit indirectement l'influence de l'inductance de fuite et nous pouvons maintenant étudier directement son influence dans le comportement des convertisseurs.

Ces inductances, formant le jeu d'inductances caractéristiques d'un couplage magnétique, sont introduites dans le tableau 3.1 suivant.

Dans le cas d'un transformateur sans entrefer, le coefficient k atteint aisément des valeurs supérieures à 0,99. Dans cette hypothèse, les deux schémas de la figure 3.3 deviennent tout à fait similaires. Les valeurs des inductances de fuite globales l_f et l'_f , qui apparaissent dans les deux schémas sont quasiment identiques. Cela justifie le fait que l'on utilise généralement la notion d'inductance de fuite globale ramenée au primaire ou au secondaire, sans préciser la nature du schéma utilisé, ce dernier ayant peu d'influence sur la valeur de cette inductance à coefficient de couplage k [91].

TABLE 3.1 – Inductances équivalentes des deux schémas.

	Schéma (a)	Schéma (b)
$L_v = L_1$	$L = k^2 L_v$	$L' = L_v$
L_{cc}	$l_f = L_{cc}$	$L'_f = L_{cc}/k^2$

3.4.1 Principes et hypothèses de bases pour le calcul des inductances de fuite

Ce type de calcul est délicat à mener de façon exacte, et seuls les codes d'éléments finis sont à même de donner un résultat précis. Dans la grande majorité des cas une telle précision n'est cependant pas utile et l'on peut se contenter d'un ordre de grandeur et parfois même simplement d'un sens de variation. Pour un transformateur basé sur un noyau de ferrite de type standard ETD54, où l'on recherche le meilleur résultat possible, la finalisation ne pourra guère se faire qu'après expérimentation, rendant un calcul «précis» peu réaliste. On se placera volontairement dans un cas élémentaire, à charge au lecteur de l'adapter en fonction de ses besoins. La configuration de ce travail sera celle de deux enroulements circulaires concentriques [91, 94, 95].

Le principe de calcul des inductances de fuite dans un composant magnétique comportant un noyau peut être explicité à partir de la coupe de la figure 3.4, correspondant à un transformateur à deux enroulements concentriques bobinés sur le noyau central d'un circuit magnétique à trois branches et séparés par une couche d'isolant :

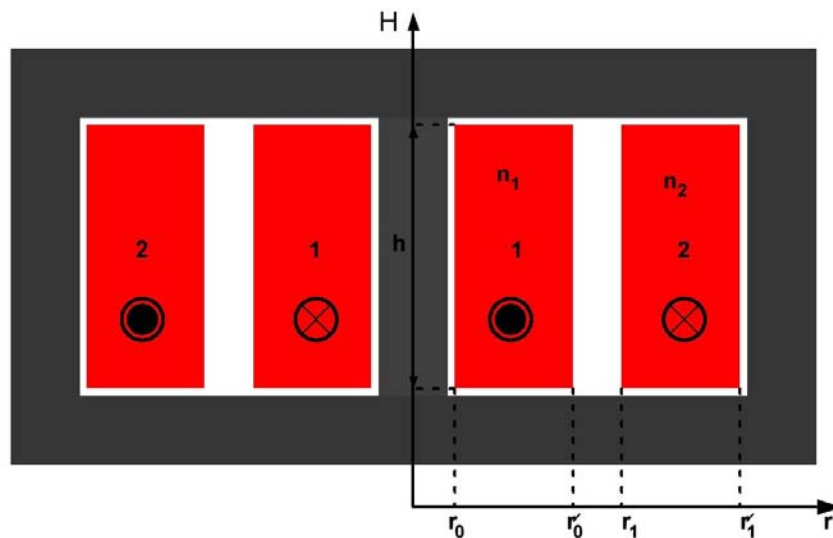


FIGURE 3.4 – Coupe d'un composant magnétique en vue du calcul des inductances de fuite.

Dans l'hypothèse d'un courant magnétisant nul, la somme des ampère-tours présents dans les bobinages est nulle. Mais si l'on choisit un contour fermé quelconque passant dans une fenêtre d'observation placée sur le circuit magnétique, il apparaît immédiatement que l'application du théorème d'Ampère met en évidence l'existence d'un vecteur d'excitation magnétique de module

H non nul. On peut en déduire qu'il y a une énergie électromagnétique stockée dans la fenêtre à travers la relation :

$$W_{EM} = \iiint \frac{\mu_0 H^2}{2} dV \quad (3.33)$$

Cette énergie correspond par définition à des lignes de champ qui n'enlacent pas l'intégralité des deux bobinages. Il s'agit en fait d'une énergie de fuite à laquelle nous pourrions associer une inductance de fuite.

Volume « V » de composant magnétique nous avons montré à l'annexe 2.

Quelle que soit la forme du composant, pour son étude, il est nécessaire de retenir les premières approximations suivantes :

- Le système est observé en figeant les courants (modules I_1 et I_2) dans les bobines.
- Le module H de l'excitation magnétique est nul (négligeable) dans le noyau et, corollairement, le courant magnétisant est nul.
- Les lignes de champ dans la fenêtre sont parfaitement rectilignes et orthogonales à la direction de progression des Ampère-tours, notés globalement NI .
- Les Ampère-tours sont répartis de façon homogène, continue et non discrète dans la section des bobinages.

3.4.2 Les circuits magnétiques à enroulements concentriques

Le schéma de la figure 3.5 représente le schéma type d'un circuit magnétique à enroulements concentriques.

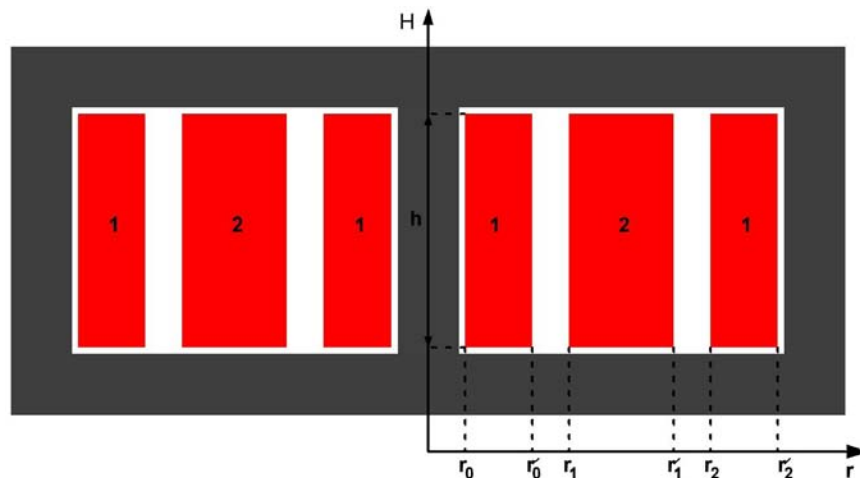


FIGURE 3.5 – Les types à enroulements concentriques imbriqués.

Les deux bobinages présentent une même hauteur h (la dimension d'une hauteur et porte le nom de hauteur moyenne des lignes de champs : cette quantité est disponible pour un noyau donné dans la documentation du fabricant), des rayons de début et de fin respectivement H ne dépend que de r et s'écrit :

$$H(r) = \frac{NI}{h} \quad (3.34)$$

Cette forme résulte de l'application du théorème d'Ampère, en choisissant un contour fermé, de forme quelconque dans le noyau puisque H y est nul, et se refermant dans la fenêtre selon la direction des lignes de champ. Parallèlement, nous pouvons représenter, toujours dans le cas de la figure 3.6, la progression de NI et de H en fonction de r :

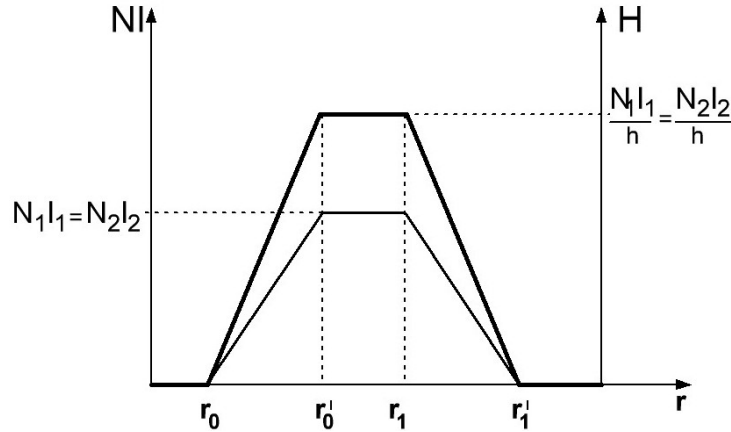


FIGURE 3.6 – Progression des Ampère-tours et de $H(r)$ dans la fenêtre.

La progression de H dans la fenêtre a la même forme, compte-tenu de l'expression de $H(r)$ et de la valeur maximale qu'il peut atteindre et qui s'exprime $N_1 I_1 = N_2 I_2$.

Une contrainte pratique apparaît avec ce type d'enroulements concernant l'intégration volumique. Il est clair que si le composant ne présente pas une ébauche de symétrie de révolution, H deviendra une fonction bidimensionnelle voire tridimensionnelle, hors du contexte d'une coupe donnée du composant. Dans ce cas, le calcul est possible mais aboutit rapidement à des expressions analytiques totalement inexploitable. On est donc contraint de se limiter à des structures magnétiques présentant une quasi-symétrie de révolution. Les noyaux dits en pots correspondent relativement bien à cette hypothèse.

Précisons que les principes de calcul présentés ici sont souvent utilisés dans des cas où il y a absence manifeste de toute forme de symétrie de révolution (structure en E par exemple). S'il semble que l'application de la méthode décrite donne, dans ces derniers cas, des résultats relativement corrects, il faut noter le niveau élevé d'approximation que cela suppose et qui n'est justifié que par l'expérience [94, 95].

Si l'on revient à l'hypothèse de la symétrie de révolution évoquée plus haut et toujours dans le cadre de notre exemple, on peut alors exprimer l'énergie électromagnétique W_{EM} sous la forme :

$$W_{EM} = \int_{r_0}^{r'_1} \frac{\mu_0 H^2(r)}{2} 2\pi h r dr \quad (3.35)$$

Avec les hypothèses faites dans le paragraphe précédent, en accord avec la référence [94], on peut identifier l'énergie électromagnétique à l'énergie stockée dans une inductance de fuite globale définie, au choix, par rapport à l'enroulement primaire ou secondaire, et l'on obtient alors :

$$W_{EM} = \frac{1}{2} l_{f12} I_1^2 = \frac{1}{2} l_{f21} I_2^2 \quad (3.36)$$

Dans les structures à bobinages concentriques, sur chaque intervalle de la fenêtre, H est toujours proportionnel à $N_1 I_1$ ou $N_2 I_2$, selon l'option d'identification choisie. Dans l'exemple de la figure 3.5, les expressions de H sont les suivantes :

$$\text{Pour } \begin{cases} r_0 \leq r \leq r'_0 & H = \frac{N_1 I_1 (r'_0 - r)}{h(r'_0 - r_0)} = \frac{N_2 I_2 (r'_0 - r)}{h(r'_0 - r_0)} \\ r'_0 \leq r \leq r_1 & H = \frac{N_1 I_1}{h} = \frac{N_2 I_2}{h} \\ r_1 \leq r \leq r'_1 & H = \frac{N_1 I_1 (r'_1 - r)}{h(r'_1 - r_1)} = \frac{N_2 I_2 (r'_1 - r)}{h(r'_1 - r_1)} \end{cases} \quad (3.37)$$

On aboutira alors à des relations générales de la forme :

$$\frac{1}{2} l_{f12} I_1^2 = \pi \mu_0 \frac{(N_1 I_1)^2}{h} \int_{r_0}^{r'_1} X^2(r) r dr \quad (3.38)$$

$$\frac{1}{2} l_{f21} I_2^2 = \pi \mu_0 \frac{(N_2 I_2)^2}{h} \int_{r_0}^{r'_1} X^2(r) r dr \quad (3.39)$$

avec

$$X(r) = \frac{hH(r)}{N_1 I_1} = \frac{hH(r)}{N_2 I_2} \quad (3.40)$$

qui est une fonction affine par morceaux dont on peut déduire les inductances de fuite rapportées au primaire ou au secondaire par :

$$l_{f12} = 2\pi \mu_0 \frac{N_1^2}{h} \int_{r_0}^{r'_1} X^2(r) r dr \quad (3.41)$$

$$l_{f21} = 2\pi \mu_0 \frac{N_2^2}{h} \int_{r_0}^{r'_1} X^2(r) r dr \quad (3.42)$$

A ce niveau, on obtient des expressions qui restent relativement lourdes. Une dernière approximation est possible si l'épaisseur de chaque bobinage est faible devant son rayon moyen. On peut alors identifier l'élément de surface $2\mu r dr$ à $2\mu r_B dr$, r_B étant le rayon moyen du bobinage considéré (équivalent d'une intégration approchée par la méthode des rectangles).

Dans l'exemple étudié, on obtient l'expression suivante (cas de l_{f12}) :

$$l_{f12} = 2\pi \mu_0 \frac{N_1^2}{h} \left[\frac{r_0 + r'_0}{2} \int_{r_0}^{r'_0} X^2(r) dr + \frac{r'_0 + r_1}{2} \int_{r'_0}^{r_1} X^2(r) dr + \frac{r_1 + r'_1}{2} \int_{r_1}^{r'_1} X^2(r) dr \right] \quad (3.43)$$

avec :

$$\begin{cases} X(r) = \frac{r'_0 - r}{r'_0 - r_0} & \text{pour le premier bobinage} \\ X(r) = 1 & \text{pour l'isolant} \\ X(r) = \frac{r'_1 - r}{r'_1 - r_1} & \text{pour le second bobinage} \end{cases} \quad (3.44)$$

Les expressions finales de l_{f12} et l_{f21} peuvent alors être écrites par :

$$l_{f12} = \pi\mu_0 \cdot N_1^2 \frac{r_1'^2 + 2r_1^2 - 2r_0'^2 - r_0^2}{3h} \quad (3.45)$$

et

$$l_{f21} = \pi\mu_0 N_2^2 \frac{r_1'^2 + 2r_1^2 - 2r_0'^2 - r_0^2}{3h} \quad (3.46)$$

Ce serait vraiment intéressant de comparer la théorie avec le cas qui nous concerne concrètement voir prochain (section 3.6.2).

3.4.3 Les circuits magnétiques à enroulements concentriques imbriqués

La structure à enroulements concentriques imbriqués est représentée dans la figure 3.7.

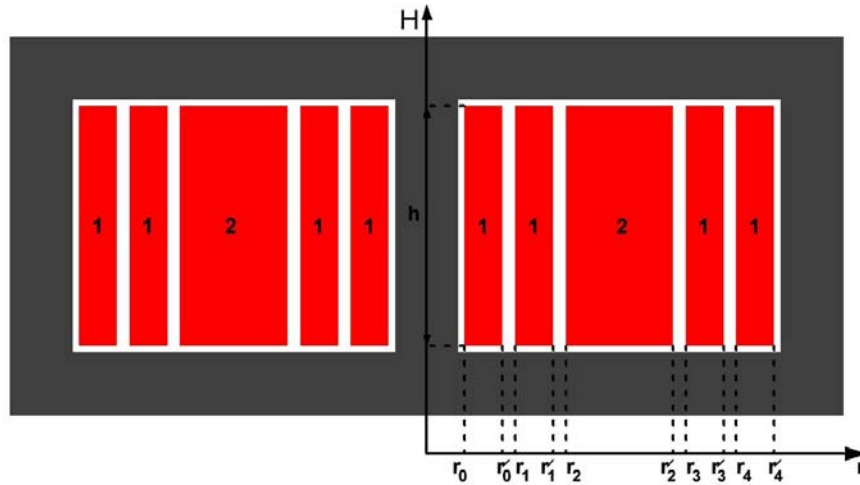


FIGURE 3.7 – Les types à enroulements concentriques imbriqués.

La méthode d'analyse est la même que pour les enroulements concentriques standards. Le résultat final sera :

$$l_{f12} = \pi\mu_0 N_1^2 \frac{2(r_1^2 + r_2^2 - r_0'^2 - r_1'^2) + r_2'^2 - r_0^2}{12h} \quad (3.47)$$

Cette évolution de l'équation représentant l'inductance de fuite de la structure de base, peut être étendue à un nombre quelconque d'éléments de bobinage. Dans ce cas, les paramètres des rayons des premier et second bobinages vont principalement influencer les inductance de fuite. Dans le cas des enroulements concentriques imbriqués avec la division de bobinage primaire en quatre parties comme représenté dans la figure 3.7

$$\begin{aligned}
l_{f12} = & 2\pi\mu_0 \frac{N_1^2}{h} \left\{ \frac{r_0 + r'_0}{2} \int_{r_0}^{r'_0} X^2(r) dr + \frac{r'_0 + r_1}{2} \int_{r'_0}^{r_1} X^2(r) dr \right. \\
& + \frac{r_1 + r'_1}{2} \int_{r_1}^{r'_1} X^2(r) dr + \frac{r_2 + r'_1}{2} \int_{r'_1}^{r_2} X^2(r) dr \\
& + \frac{r'_2 + r_2}{2} \int_{r_2}^{r'_2} X^2(r) dr + \frac{r_3 + r'_2}{2} \int_{r'_2}^{r_3} X^2(r) dr \\
& + \frac{r_3 + r'_3}{2} \int_{r_3}^{r'_3} X^2(r) dr + \frac{r'_3 + r_4}{2} \int_{r'_3}^{r_4} X^2(r) dr \\
& \left. + \frac{r_4 + r'_4}{2} \int_{r_4}^{r'_4} X^2(r) dr \right\} \tag{3.48}
\end{aligned}$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{ll}
X(r) = \frac{r'_0 - r}{r'_0 - r_0} & \text{pour la première partie du bobinage primaire} \\
X(r) = 1 & \text{pour l'isolant entre la première et la deuxième partie du primaire} \\
X(r) = \frac{r'_1 - r}{r'_1 - r_1} & \text{pour la deuxième partie du bobinage primaire} \\
X(r) = 1 & \text{pour l'isolant entre deuxième bobinage primaire et le secondaire} \\
X(r) = \frac{r'_2 - r}{r'_2 - r_2} & \text{pour le bobinage secondaire} \\
X(r) = 1 & \text{pour l'isolant entre le secondaire et la troisième partie du bobinage primaire} \\
X(r) = \frac{r'_3 - r}{r'_3 - r_3} & \text{pour la troisième partie du bobinage primaire} \\
X(r) = 1 & \text{pour l'isolant entre la troisième et la quatrième partie du bobinage primaire} \\
X(r) = \frac{r'_4 - r}{r'_4 - r_4} & \text{pour la quatrième partie du bobinage primaire}
\end{array} \right. \tag{3.49}$$

Dans ce cas, l'inductance de fuite ramenée au primaire s'exprime

$$l_{f12} = \pi\mu_0 N_1^2 \frac{2(r_1^2 + r_2^2 + r_3^2 + r_4^2 - r_0'^2 - r_1'^2 - r_2'^2 - r_3'^2) + r_4'^2 - r_0^2}{24h} \tag{3.50}$$

3.4.4 Les circuits magnétiques à enroulements superposés

On obtient le modèle physique de cette structure de la même façon que précédemment basé sur le schéma montré dans la figure 3.8.a.

Le modèle de flux à l'intérieur du noyau et les enroulements est dérivé en utilisant la loi d'Ampère. L'intensité du champ à travers le noyau et les enroulements est illustrée sur la figure 3.8.b. Le signe de l'intensité du champ détermine la direction des flux à l'intérieur du noyau et des enroulements. Ceci à son spire détermine le modèle de flux à l'intérieur de la structure qui est illustrée sur la figure 3.8.b.

Dans cette configuration à enroulements superposés (figure 3.8.a), la démarche de modélisation est identique, mais les hypothèses initiales sont différentes. Les inductances de fuite

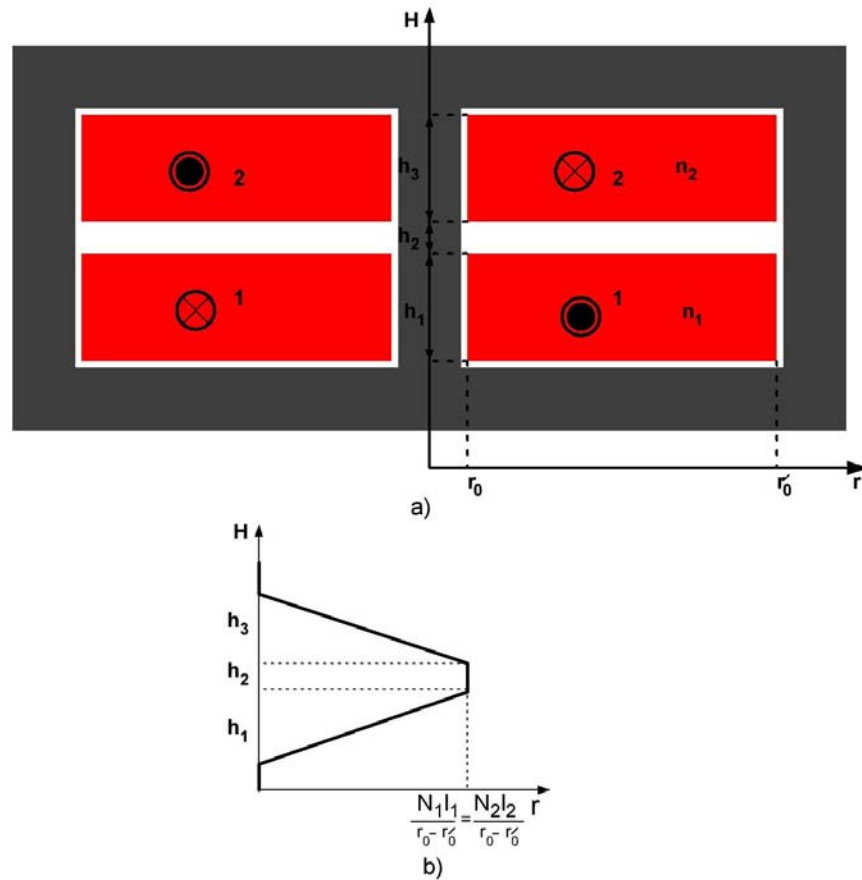


FIGURE 3.8 – Cas des enroulements superposés.

peuvent être estimées de même que le calcul de la quantité d'énergie stockée dans chacun des enroulements peut être fait en court-circuitant le secondaire. L'intensité du champ avec le secondaire en court-circuit est représenté dans la figure 3.8.b, avec le flux mutuel réduit à environ zéro.

Par rapport au cas précédent, la progression des ampère-tours se fait selon l'axe vertical. H ne dépend maintenant que de h . L'expression de l'énergie électromagnétique W_{EM} , équation 3.35 devient :

$$W_{EM} = \int_0^{hT} \frac{\mu_0 H^2(h)}{2} \pi(r_0'^2 - r_0^2) dh \quad (3.51)$$

et l'on obtient :

$$W_{EM} = \frac{1}{2} l_{f12} I_1^2 = \frac{1}{2} l_{f21} I_2^2 \quad (3.52)$$

Le calcul est alors tout à fait similaire au cas des circuits à enroulements concentriques, en exprimant maintenant $H(h)$ sur les différentes zones. Dans les structures de bobinages concentriques, sur chaque intervalle de la fenêtre, H est toujours proportionnel à $N_1 I_1$ ou $N_2 I_2$, selon l'option choisie. Dans l'exemple de la figure 3.8.b, les expressions de H sont les suivantes :

$$\text{Pour } \begin{cases} \text{hauteur } h_1 & H = \frac{N_1 I_1 h}{h_1(r'_0 - r_0)} = \frac{N_2 I_2 h}{h_1(r'_0 - r_0)} \\ \text{hauteur } h_2 & H = \frac{N_1 I_1}{r'_0 - r_0} = \frac{N_2 I_2}{r'_0 - r_0} \\ \text{hauteur } h_3 & H = \frac{N_1 I_1 h}{h_3(r'_0 - r_0)} = \frac{N_2 I_2 h}{h_3(r'_0 - r_0)} \end{cases} \quad (3.53)$$

Finalement dans cette structure, l'inductance de fuite l_{f12} s'exprime suivant l'expression :

$$l_{f12} = \pi \mu_0 \frac{N_1^2}{(r'_0 - r_0)^2} \left\{ \int_0^{h_1} H^2(h)(r_0'^2 - r_0^2) dh \right. \\ \left. + \int_0^{h_2} H^2(h)(r_0'^2 - r_0^2) dh \right. \\ \left. + \int_0^{h_3} H^2(h)(r_0'^2 - r_0^2) dh \right\} \quad (3.54)$$

ce qui abouti à l'équation finale :

$$l_{f12} = \pi \mu_0 N_1^2 \frac{(r'_0 + r_0)(h_1 + 3h_2 + h_3)}{3(r'_0 - r_0)} \quad (3.55)$$

3.4.5 Les circuits magnétiques à enroulements imbriqués

Qu'il s'agisse de structures imbriquées concentriques ou imbriquées superposées, le calcul ne présente aucune difficulté particulière mais n'est pas d'une extrême légèreté d'écriture. Nous en donnons le résultat pour quatre structures typiques à deux enroulements imbriqués superposés avec division de bobinage primaire en deux parties sur la figure 3.9, et des enroulements imbriqués superposés avec division de bobinage primaire en quatre parties figure 3.10.

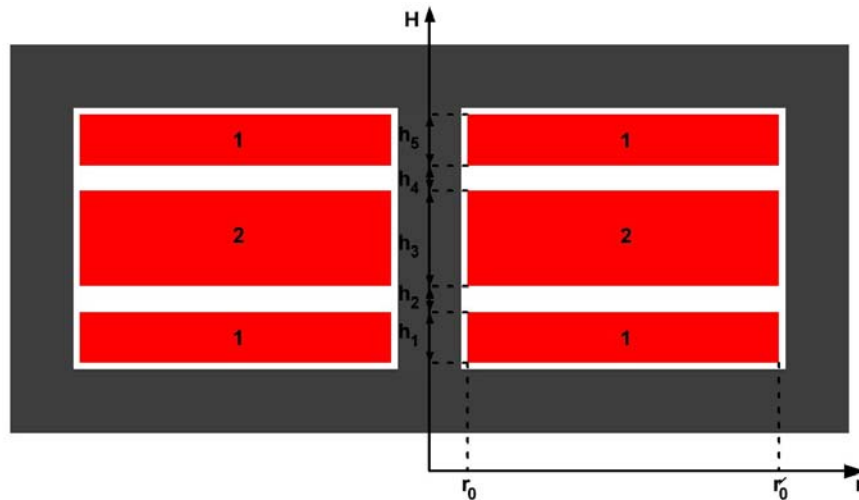


FIGURE 3.9 – Les types enroulements imbriqués superposés avec bobine primaire en deux parties.

Dans le cas de circuits magnétiques à enroulements imbriqués superposés figure 3.9, la méthode d'analyse est la même que celle des enroulements concentriques. Le résultat final sera :

$$l_{f12} = \pi\mu_0 N_1^2 \frac{(r'_0 + r_0)(h_1 + 3h_2 + h_3 + 3h_4 + h_5)}{12(r'_0 - r_0)} \quad (3.56)$$

Dans le cas d'enroulements superposés imbriqués avec division de bobinage primaire en quatre parties 3.10 :

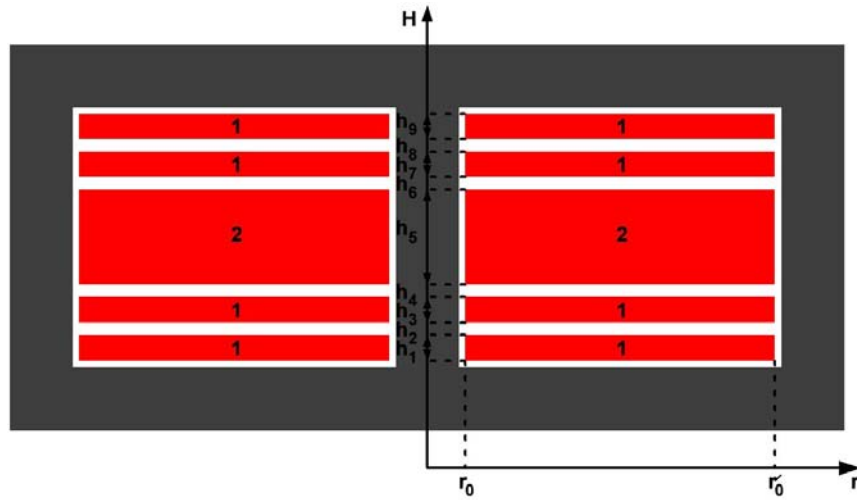


FIGURE 3.10 – Les types d'enroulements imbriqués superposés avec bobinage primaire en quatre parties.

$$\begin{aligned} l_{f12} = & \pi\mu_0 \frac{N_1^2}{(r'_0 - r_0)^2} \left\{ \int_0^{h_1} H^2(h)(r'_0{}^2 - r_0^2)dh + \int_0^{h_2} H^2(h)(r'_0{}^2 - r_0^2)dh \right. \\ & + \int_0^{h_3} H^2(h)(r'_0{}^2 - r_0^2)dh + \int_0^{h_4} H^2(h)(r'_0{}^2 - r_0^2)dh \\ & + \int_0^{h_5} H^2(h)(r'_0{}^2 - r_0^2)dh + \int_0^{h_6} H^2(h)(r'_0{}^2 - r_0^2)dh \\ & + \int_0^{h_7} H^2(h)(r'_0{}^2 - r_0^2)dh + \int_0^{h_8} H^2(h)(r'_0{}^2 - r_0^2)dh \\ & \left. + \int_0^{h_9} H^2(h)(r'_0{}^2 - r_0^2)dh \right\} \quad (3.57) \end{aligned}$$

avec :

$$\text{Pour } \left\{ \begin{array}{l}
\text{hauteur } h_1 \quad H = \frac{N_1 I_1 h}{h_1(r'_0 - r_0)} = \frac{N_2 I_2 h}{h_1(r'_0 - r_0)} \\
\text{hauteur } h_2 \quad H = \frac{N_1 I_1}{r'_0 - r_0} = \frac{N_2 I_2}{r'_0 - r_0} \\
\text{hauteur } h_3 \quad H = \frac{N_1 I_1 h}{h_3(r'_0 - r_0)} = \frac{N_2 I_2 h}{h_3(r'_0 - r_0)} \\
\text{hauteur } h_4 \quad H = \frac{N_1 I_1}{r'_0 - r_0} = \frac{N_2 I_2}{r'_0 - r_0} \\
\text{hauteur } h_5 \quad H = \frac{N_1 I_1 h}{h_5(r'_0 - r_0)} = \frac{N_2 I_2 h}{h_5(r'_0 - r_0)} \\
\text{hauteur } h_6 \quad H = \frac{N_1 I_1}{r'_0 - r_0} = \frac{N_2 I_2}{r'_0 - r_0} \\
\text{hauteur } h_7 \quad H = \frac{N_1 I_1 h}{h_7(r'_0 - r_0)} = \frac{N_2 I_2 h}{h_7(r'_0 - r_0)} \\
\text{hauteur } h_8 \quad H = \frac{N_1 I_1}{r'_0 - r_0} = \frac{N_2 I_2}{r'_0 - r_0} \\
\text{hauteur } h_9 \quad H = \frac{N_1 I_1 h}{h_9(r'_0 - r_0)} = \frac{N_2 I_2 h}{h_9(r'_0 - r_0)}
\end{array} \right. \quad (3.58)$$

Le résultat final sera :

$$l_{f12} = \pi \mu_0 N_1^2 \frac{(r'_0 + r_0)(h_1 + 3h_2 + h_3 + 3h_4 + h_5 + 3h_6 + h_7 + 3h_8 + h_9)}{24(r'_0 - r_0)} \quad (3.59)$$

Les équations 3.46, 3.47, 3.50, 3.55, 3.56 et 3.59 montrent clairement l'influence du type de bobinage sur la valeur des inductances de fuite du transformateur. En particulier, nous pouvons voir qu'en augmentant le nombre de bobinages imbriqués permet de réduire au minimum les inductances de fuite ramenées au primaire du fait de l'augmentation de la valeur du dénominateur dans les équations précédentes. Il a été tenu compte de cette disposition pour la réalisation du transformateur pour notre application de conversion, avec notamment un bobinage primaire constitué de quatre conducteurs de faible section séparés, imbriqués et bobinés en même temps, pour respecter les épaisseurs de peau dues aux hautes fréquences.

3.5 Pertes électriques et thermiques dans les bobinages d'un circuit magnétique

Dans un esprit d'économie, il est généralement souhaitable d'équilibrer les pertes, c'est à dire de faire un compromis entre les pertes «cuivre» et les pertes «fer» d'un transformateur et les comparer aux autres pertes du montage tout entier. Si cela s'avère assez déterminant sur les «grosses machines», cela n'est plus aussi vrai pour les petits équipements, où les aspects liés à la fabrication vont faire rapidement fluctuer le coût global. Ainsi, il est parfois plus judicieux d'augmenter la taille du circuit magnétique, afin de faciliter le bobinage devenu alors plus aisé et donc moins cher. Dans notre étude, les limites imposées sont celles des pertes électrique qui ne doivent pas dépasser 1% de la puissance transmise. Cela nous amène à limiter à 0,4% de pertes sur chacun des postes concernés à savoir : les bobinages et le circuit magnétique.

En ce qui concerne les pertes dans les conducteurs, on sait qu'ils sont soumis à de fortes sollicitations, à la fois thermiques, par effet Joule, et mécaniques, par le jeu des forces de

Laplace s'exerçant entre conducteurs traversés par des courants pouvant être importants. Les effets thermiques dans les fils se manifestent par un échauffement au cœur même du bobinage. Si le primaire et le secondaire sont superposés, le primaire est généralement celui qui est bobiné en dernier, c'est à dire le plus à l'extérieur, car constitué de gros fil difficile à placer de façon optimisée. Le refroidissement de ce bobinage est donc plus efficace car il possède plus de surface d'échange avec l'extérieur. En revanche, le bobinage secondaire, réalisé en fil plus fin, se trouve au plus près du noyau sous le primaire. Son refroidissement est moins bien assuré et on peut s'attendre à un échauffement important dans cette partie du transformateur.

L'intensité efficace parcourant les fils du transformateur a déjà été mise en équation $m = v_2/v_1 = i_1/i_2$ au regard de la forme des signaux. Ici, on considérera que la forme des courants est idéalisée à des courants quasiment constants pendant la phase de conduction et de restitution. Cette hypothèse ne sera pas vérifiée pour les puissances faibles, mais dans ce cas très précis, les problèmes de puissance sont moindres. Une représentation de la forme des signaux est faite en figure 3.11. Des divergences seront à prendre en compte si la fréquence de découpage augmente et si les capacités parasites deviennent trop importantes. On considérera également que le rapport cyclique est réglé autour de 50 pour-cent, valeur ajustée grâce au rapport de transformation m du transformateur comme le montrent les équations 3.25 et 3.30. Cette valeur de rapport cyclique est évidemment une variable qui dépend de la puissance à transmettre et des tensions d'entrée et de sortie. Dans la simulation nous considérons un fonctionnement optimisé pour un courant nominal du panneau de $I_n = 6,5A$ correspondant à l'intensité au MPP d'un panneau Clipsol de 180 Wc. L'ondulation sera prise égale à zéro pour avoir la valeur limite de base à partir de laquelle il sera possible d'établir un coefficient de correction supérieur à 1 lié au taux d'ondulation du courant. Sachant que le rapport entre le courant maximum au primaire I'_1 et au secondaire I'_2 dépend du rapport de transformation sous la forme :

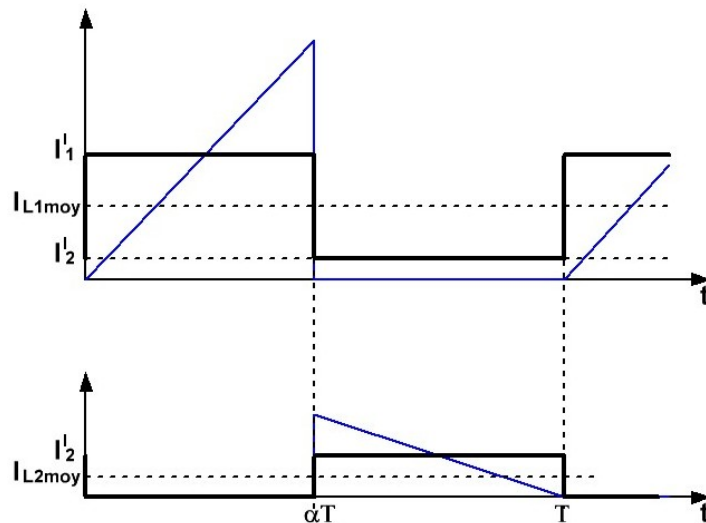


FIGURE 3.11 – Forme des courants dans le transformateur pour l'étude des courants efficaces. On a supposé que l'ondulation au courant max est nulle.

$$I'_1 = (1 + m)I'_2 \quad (3.60)$$

d'une part, et que les signaux sont carrés, on a une valeur efficace pour le courant primaire

I_1 qui vaut donc :

$$I_1 = \alpha I'_1 + (1 - \alpha) I'_2 \quad (3.61)$$

Nous obtenons donc une valeur pour le courant qui s'exprime :

$$I_1 = \frac{(1 + \alpha m)}{(1 + m)} I'_1 \quad (3.62)$$

3.6 Application à l'optimisation des convertisseurs à couplages magnétiques

Afin de donner un exemple concret de la modélisation précédente, appliquée aux convertisseurs individuels DC-DC développés dans notre étude, nous donnons un exemple concret de définition de la notion d'énergie dans le dimensionnement du transformateur utilisé pour le convertisseur Fly-Back.

3.6.1 Le circuit magnétique EDT54

Le circuit magnétique sélectionné, composant le transformateur est un pot ETD54 (Economic Transformer Design) choisi pour ses qualités à travailler à hautes fréquences de découpage et propre à véhiculer jusqu'à 220 W environ, selon les données du constructeur (figure 3.12). Le matériau recommandé par le constructeur pour les alimentations à découpage de type «Fly-Back» est le N87 qui permet de travailler à des fréquences pouvant aller jusqu'à 500 kHz. On se reportera au tableau d'équivalence en annexe 1 pour les autres fabricants. Le circuit magnétique EDT54 utilisé dans le transformateur est détaillé à l'annexe 2.

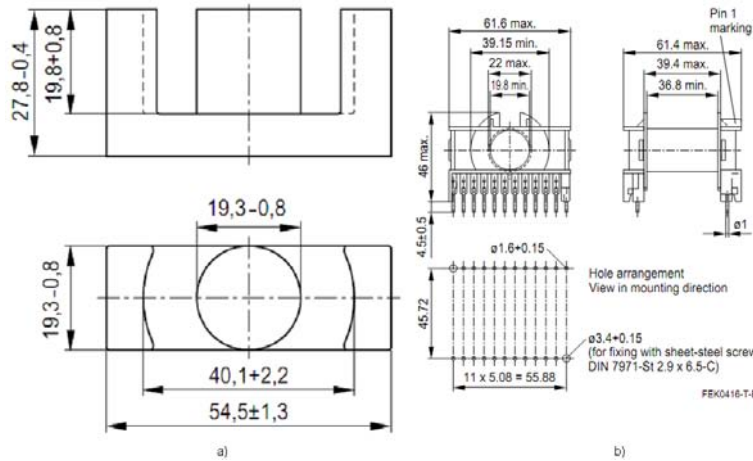


FIGURE 3.12 – Géométrie ETD54, a) Pot utilisé pour le transformateur, b) Dimensions du support de bobinage [12].

Les données constructeur pour ce type de géométrie sont :

- Longueur effective : $l_e = 127 \text{ mm}$
- Section effective : $A_e = 280 \text{ mm}^2$

- Volume effectif : $V_e = 35600 \text{ mm}^3$ sans entrefer
- Perméabilité initiale : $\mu_i = 2200 \pm 20\%$ ($T = 250^\circ\text{C}$)
- Densité de flux à $H = 800 \text{ A/m}$; 10 kHz ; 250°C : $B = 470 \text{ mT}$
- Densité de flux à $H = 800 \text{ A/m}$; 10 kHz ; 1000°C : $B = 380 \text{ mT}$
- Pertes relatives pour 100 kHz : 80 mW/g équivalent à 385 mW/cm^3
- Poids de l'ETD54 : 180 g

On voit apparaître dans l'équation 3.15 de l'énergie élémentaire à la section 3.2.1, la quantité $H \cdot dB$ correspond à la surface en rouge sur la courbe d'aimantation de la figure 3.13. Si la courbe $B = f(H)$ est une droite et que le transformateur travaille à la limite de la saturation, l'énergie stockée devient par intégration :

$$W = V_e H_{max} \frac{B_{max}}{2} \quad (3.63)$$

Il apparaît ainsi que le volume de matériau, mais également l'entrefer interviennent dans l'énergie stockée dans le transformateur, ce qui, d'une certaine manière peut paraître assez naturel. Un premier calcul avec les données du constructeur nous donne une indication sur l'énergie qu'il est possible de stocker dans le matériau. Pour une température de 100°C nous aurons :

$$W = 35600 * 800 \frac{380 * e^{-3}}{2} = 3,12 \text{ mJ} \quad (3.64)$$

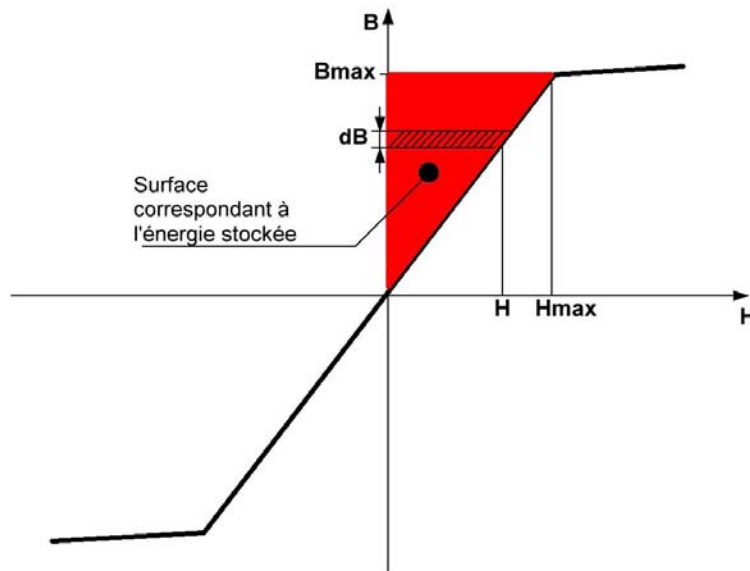


FIGURE 3.13 – Représentation linéarisée de la courbe $B = f(H)$ faisant apparaître l'énergie stockée dans le circuit magnétique.

Cette valeur, très faible, doit être pondérée par la fréquence pour donner l'équivalent en puissance. Sachant que l'on souhaite avoir une puissance transmise de 200 W environ, il nous faut travailler à une fréquence de 50 kHz. Si l'on souhaite stocker encore davantage d'énergie,

deux moyens sont possibles. Le premier consiste à augmenter la fréquence de découpage, l'autre consiste à augmenter artificiellement le volume de stockage en plaçant un entrefer. Nous avons vu que le volume dépend de la longueur l et de la surface A . Il est possible d'augmenter dans un rapport important cette longueur en utilisant un entrefer e et en tenant compte du fait que la longueur effective vaut $l_e = l + \mu_r e$, ce qui est très appréciable dans le cas qui nous intéresse, puisque cela donne une plage de réglages et des possibilités d'augmentation des performances ultérieures comme il a été présenté dans la figure 2.21 du chapitre 2. Mais l'augmentation d'entrefer e augmente les inductances de fuite dans le transformateur, ce qui peut impacter sur la puissance transmise.

3.6.2 Modélisation et mesure expérimentale des pertes magnétiques

Avec l'inductance mesurée (voir Annexe 2) $L_1 = 31,6mH$ et le nombre utilisé pour le bobinage $N_1 = 32spires$, les équations 3.26, 3.59 du model nous donne une inductance de fuite ramenée au primaire et un facteur de couplage k calculés tel que :

$$l_{f12-calc} = 0,821 mH \quad (3.65)$$

$$k_{calc} \simeq 0,987 \quad (3.66)$$

La méthode utilisée pour la détermination de l'inductance des deux bobines d'inductance est constitué de deux mesures séquentielles sur la base de la prise en compte de la contribution additive et soustractive du flux magnétique des enroulements inducteurs reliés en série. Nous avons obtenu deux valeurs d'inductance, nommées respectivement L_{12M} et L_{12m} définies par

$$L_{12M} = L_1 + L_2 + 2M \quad (3.67)$$

$$L_{12m} = L_1 + L_2 - 2M \quad (3.68)$$

Dans ces équations L_{12M} et L_{12m} correspondent respectivement à la mesure de série avec les enroulements respectivement en disposition anti-parallèle et en disposition parallèle.

Ainsi, nous pouvons déduire la valeur de M représentant l'inductance de couplage

$$M = \frac{L_{12M} - L_{12m}}{4} \quad (3.69)$$

Dans la réalisation de nos expériences $L_{12M} = 168 mH$ et $L_{12m} = 75 mH$. Ainsi, on en déduit la valeur de $M = 23,25 mH$ représentant un facteur k de couplage donnée par la formule classique :

$$k_{exp} = \frac{M}{\sqrt{L_1.L_2}} = 0,981 \quad (3.70)$$

Cette valeur élevée de k montre un transformateur de qualité acceptable ce qui participera directement à la réalisation d'un convertisseur à haut rendement.

De cette partie analytique vérifiée expérimentalement, il est facile de voir que l'inductance de fuite totale ramenée au primaire est réduite dans les bobinages concentriques et bobinages superposés. Cette technique est celle qui est couramment utilisée en conversion d'énergie dans les convertisseurs DC-DC pour diminuer l'inductance de fuite et donc étendre la bande passante

vers les fréquences élevées. En pratique, on rencontrera de 2 à 4 entrelacements, des nombres plus grands posant de grands problèmes de réalisation. Il est bien sûr également possible de réduire l'inductance de fuite en diminuant le nombre de spires des enroulements, ce qui est possible si la perméabilité du noyau est augmentée. Ceci impose en général d'utiliser des alliages au nickel, permalloy et dérivés ou mumétal. Le surcoût engendré par ces matériaux ne permet de justifier cette technique que pour des transformateurs de liaison et pour des réalisations dont le prix de revient ne compte pas ou très peu. Toujours pour les transformateurs de liaison, et dans quelques transformateurs de sortie, il est possible de faire appel à des enroulements multifilaires fils bobinés ensemble, qui améliorent encore le couplage primaire-secondaire mais présentant le défaut d'un faible isolement électrique. Des réalisations très soignées permettent d'atteindre une coupure haute de (30-100)kHz.

3.6.3 Evaluation expérimentale des pertes électriques

Pour les valeurs du rapport de transformation $m = 5$ et un rapport cyclique $\alpha = 1/2$, valeurs prises comme exemple, nous obtenons alors : $I_1 = 0,5454 * I'_1$. Sachant que le courant moyen dans le panneau est de 6,5 A, nous obtenons un courant $I'_1 = 9,79 A$, qui représente le courant que doit supporter le transistor de commutation. Le courant moyen du circuit primaire est égal au courant moyen du panneau soit $I_1 = 6,5 A$. Si l'on applique une densité de courant de $5 A/mm^2$, on obtient une section de fil de $1,958 mm^2$, ce qui correspond à un diamètre de conducteur de 1,57 mm d'une dimension donc largement supérieure à l'épaisseur de peau pour un conducteur en cuivre soumis à une fréquence de 25 kHz. En pratique la section est divisée en 4 parties identiques superposées et imbriquées permettant une section quatre fois moindre que dans un bobinage classique de base. Le diamètre de fil utilisé pour le primaire devient $\Phi_{L1} = 0,9 mm$. Le courant du secondaire se calcule en prenant la moyenne du courant I'_2 , et du courant efficace secondaire $I_2 = 1,08 A$. Ce courant correspond à une section plus petite de $0,216 mm^2$. la section utilisée pour la réalisation a été choisie à une valeur immédiatement supérieure avec un fil de 0,85 mm de diamètre. En prenant en compte les dimensions du support présenté précédemment dans la figure 3.12.b, nous pouvons calculer le nombre de spires pour le bobinage, et au moyen de la formule classique nous obtenons une résistance au secondaire de : $r_2 = \rho l/s$, soit une valeur de $r_2 = 31,6 m\Omega$. Pour le primaire, le nombre de spires par couche est de 32 spires. La première couche du primaire a un diamètre moyen de 15,6 mm. Sa longueur est donc de 954 mm. La seconde couche a un diamètre de 28,5 mm pour une longueur de 2365 mm. La longueur totale de fil au primaire est donc de 3816 mm ce qui correspond à une résistance de $r_1 = 0,017\Omega$. La puissance perdue dans les bobinages englobe les pertes dans le cuivre et les pertes par effets de peau. L'annexe 2 reprend plus en détails les aspects relatifs aux effets de peau.

$$P_{cu} = r_1 I_{L1}^2 + r_2 I_{L2}^2 \quad (3.71)$$

Ce qui donne des pertes cuivres $P_{cu} = 1,632 W$

Pertes dans le circuit magnétique d'après les constructeurs [96, 97], on peut estimer les pertes magnétiques à partir des données sur le matériau N87 choisi. Les courbes ont été reportées sur les graphiques en figures 3.14.a et 3.14.b et donnent des pertes comprises entre 50 et 200 kW/m³ pour une induction voisine de 200 mT.

Pour un pot ETD54 de 35600 mm³, cela nous donne un maximum de pertes de 3,2 W qui correspondent à une perte relative de $\eta = 1,7\%$ par rapport à la puissance totale de 180 W

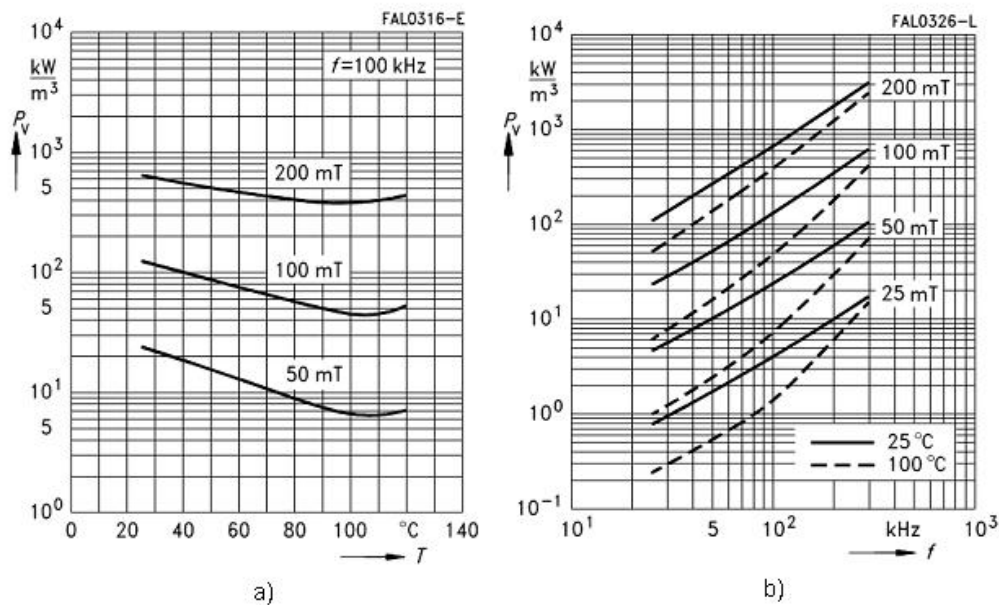


FIGURE 3.14 – Le matériau N87, a) Pertes de base relatives en fonction de la température, b) Pertes de base relatives en fonction de la fréquence.

fourni par le panneau. Ces pertes relativement faibles demeurent quasiment constantes pour les fortes énergies à transférer. Cela doit être pris en compte lorsque les puissances converties sont réduites, car dans ce cas le rendement va baisser de façon importante. C'est vraisemblablement pour cette même raison que nous constatons des chutes importantes de rendement sur les onduleurs du commerce.

3.7 Conclusions

En première analyse, on voit que les pertes sont assez bien réparties entre les pertes cuivre et les pertes «Fer», ce qui est un gage de bon dimensionnement. Si on voulait diminuer ces pertes, il semble logique qu'il faille intervenir sur le choix du matériau magnétique et la structure sur des bobinages. Un autre paramètre sur lequel il est possible d'intervenir est l'induction à laquelle le matériau travaille comme on le voit sur les figures 3.14.a et 3.14.b. Pour ce qui est des pertes dans les bobinages, il sera préféré l'augmentation des sections des fils et de diminuer le nombre de spires, ce qui obligera alors à augmenter la fréquence. Mais comme on le constate, l'élévation de la fréquence augmente les pertes magnétiques et il sera nécessaire de procéder par itérations pour trouver le meilleur compromis. En première synthèse, on voit que la somme des pertes dans le transformateur avoisine 3%. Il faut également prendre en considération le fait que d'autres pertes se rajoutent, notamment les effets de peau qui n'ont pas été pris en compte dans cette approche. Les essais sur des fils de forte et moyenne section restent à mener pour affiner la résistance exacte des fils constituant les bobinages du transformateur. Une première approximation consisterait à majorer d'une dizaine de pour-cents la puissance perdue par effet Joule. Cela nous conduirait à 3,1% de pertes dans le transformateur, ce qui est supérieur de pertes électriques globales du convertisseur à la limite supérieure visée par notre cahier des

charges initial, et ceci seulement pour le transformateur.

Nous avons réalisé une analyse détaillée des effets de l'inductance de fuite et du bobinage du transformateur dans le processus de transmission de puissance des convertisseurs DC-DC. En particulier, nous avons analysé et calculé avec les pertes des bobinages d'enroulement imbriqués concentriques et superposés pour concevoir des solutions minimisant l'inductance de fuite du transformateur. Nous avons montré que cela affecte directement le coefficient de couplage k et joue un rôle très important sur la tension qui se retrouve appliquée sur le transistor MOSFET. Cela impactera alors les performances du convertisseur DC-DC. Cette étude du couplage magnétique sera alors très utile dans l'étude du rendement et de son optimisation. Cette étude est présentée dans le chapitre suivant.

Chapitre 4

Le convertisseur DC-DC Boost à couplage magnétique (MCB). Analyse et optimisation du fonctionnement

4.1 Introduction

L'optimisation de l'utilisation des sources renouvelables pour la production d'énergie électrique est une des réponses possibles pour économiser les ressources énergétiques fossiles épuisables. Néanmoins, l'utilisation des énergies renouvelables induit un développement de nouvelles architectures de conversion et de nouveaux réseaux de distribution. La gestion et l'optimisation de la conversion et de la distribution de l'énergie électrique produite à partir de plusieurs sources d'énergies renouvelables est un défi pour avoir des systèmes de production d'énergie stables et pérennes, autonomes et stables. Dans le chapitre 2, nous avons mis en évidence l'intérêt de l'architecture parallèle à optimiseurs DC-DC. C'est donc cette architecture que nous retiendrions pour la suite de notre étude. Je rappelle les principales caractéristiques ici afin de bien comprendre les contraintes que cette architecture génère sur les convertisseurs. Le choix d'un bus à courant continu haute tension (bus HVDC) pour la distribution de l'énergie dans la chaîne de production d'énergie, peut être envisagé dans le cadre d'une stratégie d'amélioration de l'efficacité [44, 64, 98]. Le bus HVDC présente l'avantage d'utiliser de plus petites sections transversales de câbles que celles traditionnellement utilisées dans les réseaux basse tension à courant alternatif, sans avoir en plus le problème de l'énergie réactive que cette dernière possède, permettant une diminution des coûts de transport et de distribution de l'électricité. En outre, le bus HVDC est plus sûr contre toute fraude de détournement de l'électricité produite et fournit une distribution globale plus sécurisée. Les unités de production réparties, autonomes ou interconnectées correspondant aux systèmes de production d'énergie considérées dans notre étude, sont généralement caractérisées par un courant d'entrée important et une basse tension d'entrée associée à une tension de sortie élevée. Cette architecture de bus HVDC impose une topologie à deux fils pour le système de conversion de puissance connecté à un réseau de distribution en courant alternatif. Dans l'architecture retenue, l'énergie décentralisée est connectée à un bus HVDC intermédiaire puis via un onduleur centralisé au réseau de distribution alternatif (dans le cas d'installation connectée au réseau de distribution, c'est à dire non-autonome, bien sûr). Dans cette architecture, des convertisseurs individuels DC-DC avec un rapport de tension

élevé sont intégrés en amont, juste derrière de la source d'énergie ou capteurs (panneaux photovoltaïques, à titre d'exemple). En aval du bus HVDC au plus près de la distribution électrique, un onduleur DC-AC est inséré comme une interface pour convertir l'énergie du bus HVDC en courant alternatif correspondant au standard fixé par la norme spécifique au pays, 120 V, 240 V ou 400 V. Pour pouvoir garantir une efficacité de conversion optimale avec cette solution, un logiciel pilote le système, étant entendu que le suivi du point de puissance maximale des différentes sources est mis en œuvre directement dans le dispositif intégré de chacun des convertisseurs individuels DC-DC. Ainsi, comme il a été décrit dans le chapitre 2, dans une chaîne de production d'énergie renouvelable, le convertisseur DC-DC individuel intégré dans le générateur de puissance est l'un des éléments électroniques les plus importants assurant la conversion d'énergie et le suivi du point de puissance maximum. Ce convertisseur doit prendre en compte un ensemble de caractéristiques et contraintes technologiques liées à la puissance délivrée par la source, quelle soit photovoltaïque ou autre. Parmi toutes les contraintes, il est possible d'en retenir trois principales qui motivent notre travail et qui sont à l'origine de nombreuses recherches de par le monde, à savoir un excellent rendement, un gain de tension élevé et un faible volume. D'autres contraintes s'y rajoutent telles que les contraintes mécaniques et thermiques, [99] voire des contraintes logicielles en ce qui concerne l'intégration du logiciel de suivi du point de puissance maximum mais toutes ces contraintes n'ont pas fait l'objet de notre étude qui est restée axée sur les propriétés électroniques du convertisseur [99].

Il doit être noté que des contraintes citées ci-dessus liées à l'intégration de convertisseurs DC-DC dans des générateurs électriques connectés à un réseau sont spécifiques au système d'alimentation électrique pour la production d'électricité à partir de sources d'énergie renouvelables. Néanmoins, d'autres applications industrielles nécessitent des convertisseurs DC-DC efficaces. A titre d'exemples, on peut noter les ballasts à décharge à haute intensité pour les lampes utilisées en automobile ou encore les alimentations in-interruptibles intégrant deux entrées (une principale courant alternatif (AC) réseau et une batterie propre à relayer les alimentations DC) visant à remplacer les alimentations de secours communes mais complexes (uninterruptible power supply (UPS)) dans les industries informatiques et de télécommunications [100]. De nombreux travaux dans la littérature présentent de tels systèmes et nous pouvons citer en exemple la référence [101]. Pour pallier les inconvénients des convertisseurs de base qui s'avèrent inappropriés pour les systèmes de production d'énergie photovoltaïque, et comme nous l'avons souligné dans les chapitres précédents, divers auteurs, proposent et présentent de nombreuses topologies de convertisseurs pour les générateurs d'énergie renouvelable. Mais, généralement, pour éviter les inconvénients des convertisseurs de base, certains auteurs suggèrent l'ajout d'éléments passifs tels que diodes, condensateurs voire résistances, ce qui donne lieu à de nombreuses variantes de Boost, Buck-Boost, avec comme conséquence indirecte une augmentation du coût due à un supplément d'interrupteur, de volume et de complexité [86].

Le convertisseur de type boost à couplage magnétique est reconnu comme un choix intéressant permettant de répondre à de nombreux aspects du cahier des charges associé à la problématique posée [102]. Pour cette raison et pour tous les inconvénients précités concernant les topologies de convertisseurs, dans le cas des applications photovoltaïques, les convertisseurs à inductances couplées sont parfaitement adaptés pour atteindre le rapport de haute tension et conserver un faible encombrement. En analysant les performances des transformateurs ou des convertisseurs à inductances couplées, des auteurs considèrent généralement le facteur de couplage des enroulements à valeur fixe, et la plupart du temps, égale à un. Il résulte de cette hypothèse idéalisée que pour réaliser des convertisseurs DC-DC efficaces, qu'il suffit de corriger

à posteriori les défauts et imperfections par l'adjonction de modifications et de protections sur la topologie de base [103]. Dans les convertisseurs de type "Forward" ou "Push-Pull" présentes dans le chapitre 2, le transformateur est à l'origine de la majeure partie des pertes, et les interrupteurs chargés de la commutation de puissance souffrent des pointes de tension élevée et de fortes puissances principalement dues aux inductances de fuite et des courants importants (voir l'analyse que nous avons présentée dans le chapitre 3).

Dans ce chapitre, nous complétons ainsi le travail d'optimisation, en approfondissent notre étude précédente sur les pertes dans le convertisseur élévateur à inductances couplées, dédié pour la conversion d'énergie issue de sources photovoltaïques. Nous analyserons le rôle spécifique du facteur de couplage des enroulements. Cette analyse, utilisant une topologie de convertisseur de base, est destinée à être la plus détaillée possible dans son approche de formulation. On étudie une configuration possible qui consiste en plusieurs sources d'énergie constituées de panneaux photovoltaïques raccordés unitairement à un convertisseur DC-DC produisant chacun un courant de sortie continu qui sera transféré par un bus continu HVDC. Il est important de noter que dans les systèmes de production électrique à base d'énergies renouvelables, comme ceux concernés dans cette contribution et en raison de la grande variabilité du niveau de tension des sources d'énergie d'entrée, l'efficacité d'un convertisseur est non seulement liée à sa partie électronique, mais également à l'exécution de l'algorithme choisi pour le suivi du point de puissance maximale et au soin apporté à son développement et à sa mise en œuvre. Néanmoins, cette partie hors de mon étude peut être consulté dans le travail d'A. Zegaoui ou P. Petit [44, 48].

4.2 Le convertisseur Boost à couplage magnétique (MCB)

4.2.1 Description du convertisseur MCB

Les systèmes de production d'électricité à partir d'énergies renouvelables, y compris ceux à plusieurs sources ne nécessitent pas d'isolation électrique pour la simple raison que le régime de neutre ne l'impose pas spécifiquement. Cela est vrai pour une architecture à bus HVDC et, forcément pour un convertisseur à bobinages couplés.

Le principe du convertisseur Boost à couplage magnétique, MCB, est basé sur un classique montage de type step-up considéré comme un première élément de convertisseur, dans lequel un étage de tension secondaire supérieur est inséré. L'élévation de tension est assurée par le couplage magnétique et bien sur par son rapport de transformation. Le schéma du convertisseur MCB est donné sur la figure 4.1 où L_1 et L_2 , et L_{f1} et L_{f2} sont respectivement les inductances principales et les inductances de fuite au primaire et au secondaire. Il doit être noté que le contrôle du convertisseur se fait par un commutateur (ici un MOSFET), piloté par un circuit de commande non représenté sur le schéma, intégrant l'algorithme de poursuite du point de puissance maximale (MPPT).

Dans ce schéma, V_{ds} représente la tension aux bornes du MOSFET M1. Le convertisseur MCB met en œuvre un auto-transformateur à noyau non saturable ou à saturation contrôlée, constitué d'un circuit magnétique à entrefer [104, 105]. Les bobines sont généralement à bobinages coaxiaux dont le rapport de transformation est défini par les caractéristiques de l'application, notamment les tensions d'entrée et de sortie. Le rapport des tensions entre la sortie et l'entrée sont notées V_s et V_e sur le schéma de la figure 4.1. Il peut atteindre des valeurs très élevées tout en conservant un rapport cyclique symétrique, ce qui n'est pas possible avec le

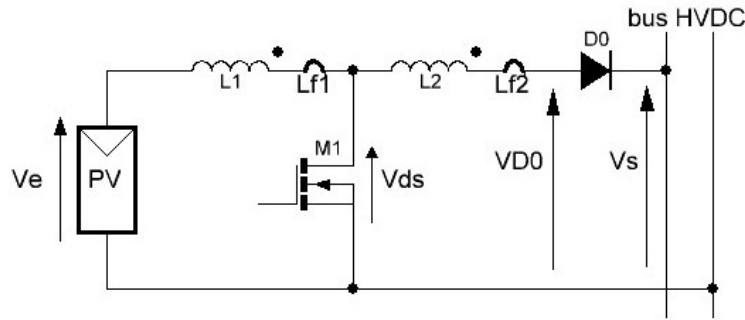


FIGURE 4.1 – Schéma du convertisseur Boost à couplage magnétique (MCB) de base.

Boost classique.

Dans son principe, ce convertisseur fonctionne sur le mode Fly-Back, c'est-à-dire en deux temps, (voir chapitre 2) à fréquence relativement basse (25 kHz), et à rapport cyclique variable. La diode D_0 supplémentaire fonctionne comme un commutateur actif à commutation naturelle. D_0 est à l'état «ouvert» dans la première étape du cycle, alors que dans la seconde étape, D_0 assure la décharge de l'énergie stockée dans l'inductance mutuelle de la bobine d'inductance secondaire. L'avantage majeur de cette structure est sans aucun doute la diminution de la tension V_{ds} appliquée au transistor lorsqu'il est à l'état bloqué. Ceci permet le choix d'un MOSFET conventionnel malgré une haute tension centrale de sortie, diminuant ainsi ces pertes dans ce composant [44].

Pour démarrer l'analyse de l'influence du facteur de couplage dans le convertisseur MCB, on supposera en première approche que les pertes magnétiques sont négligées. On peut alors utiliser une relation simple liant la valeur des inductances avec la réluctance du circuit magnétique connaissant le nombre de spires des bobinages N_1 et N_2 correspondant au nombre de spires des bobines d'inductance primaire et secondaire, correspondant respectivement aux inductances L_1 et L_2 . Pour l'analyse des bobinages couplés magnétiquement, nous travaillerons sur la base présentée précédemment avec comme paramètres le facteur de couplage k ainsi que l'inductance mutuelle M liant les deux inductances actives L_1 et L_2 . Le facteur de couplage, k étant défini conformément à l'analyse faite au chapitre 3.

4.2.2 Simulations du comportement du convertisseur MCB

Une simulation sous OrCad a été effectuée pour s'assurer que la modélisation du transformateur est appropriée en prenant en compte l'effet des inductances de fuite dans la modélisation. A cet effet, les paramètres intrinsèques de chaque élément ont été déterminés et le modèle du transformateur haute fréquence a été complété par l'adjonction des capacités parasites intrinsèques et, des inductances de fuites. Chaque couche ou chaque spire de l'enroulement peut être modélisé sous la forme d'un enroulement séparé couplé avec d'autres enroulements. Le schéma correspondant est celui de la figure 4.2.

Pour notre étude nous avons choisi un coefficient de couplage magnétique correspondant à une valeur que l'on peut qualifier de moyenne ($k = 0,95$) pour bien mettre en évidence l'effet des fuites magnétiques sur le comportement global. Le rapport de transformation est

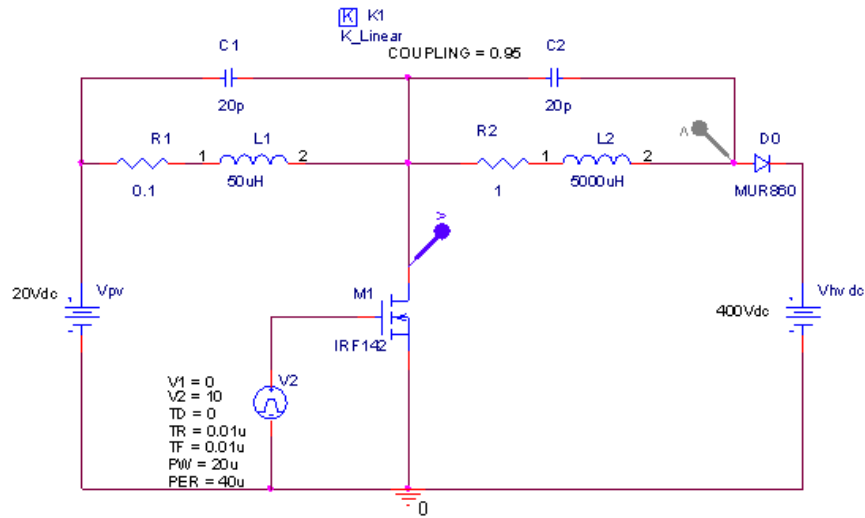


FIGURE 4.2 – Schéma de modélisation pour simulation du convertisseur MCB de base.

$m = 10$ pour se permettre l'intégration de panneaux de plus forte puissance et obtenir une tension de sortie d'environ $V_{DC} = 400V$. Nous avons également choisi comme commutateur, un MOSFET supportant un V_{dsmax} de 100 V avec un R_{dson} égal à $0,1\Omega$ (cas du IRF1402) pour ces simulations [106].

Les résultats de la simulation sont représentés sur la figure 4.3.

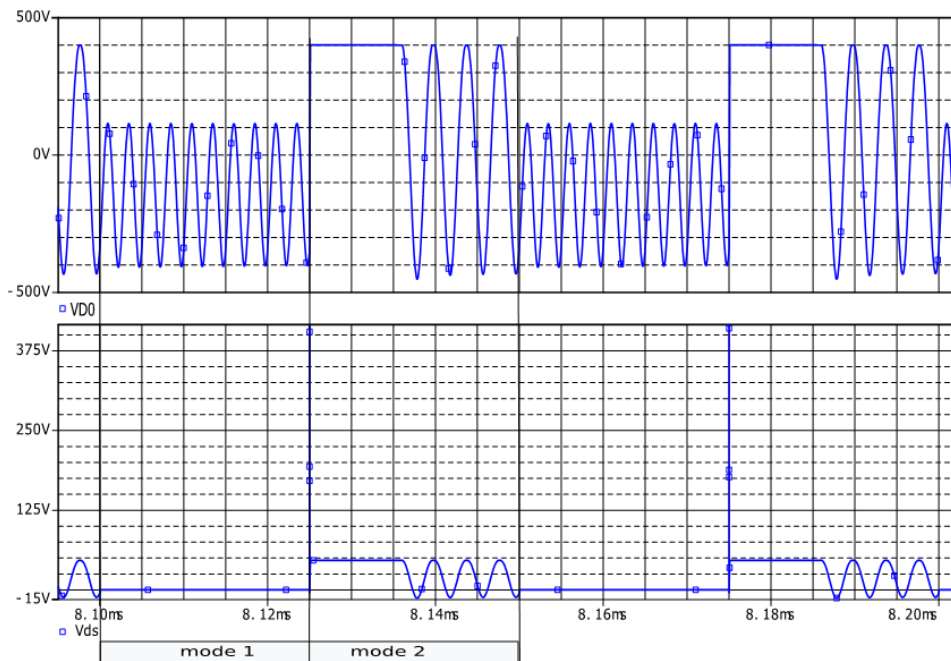


FIGURE 4.3 – Formes des différentes tensions dans un convertisseur MCB.

Ces résultats montrent un premier mode principal, appelé mode 1, correspondant à l'état

passant de l'interrupteur. Ce mode permet le chargement de l'énergie dans l'inductance primaire. On observe dans la figure 4.3 au cours de ce mode, des pseudo-oscillations d'une amplitude de l'ordre de $350V_{pp}$ pour la tension de sortie le V_{D0} (voir figure 4.1). Ce mode est suivi d'un second mode, mode 2, autorisant un transfert d'énergie entre les deux bobines couplées et le bus continu lors de l'ouverture du MOSFET. Sur la figure 4.3 on peut voir dans ce mode des pseudo-oscillations dues à des phénomènes de résonance entre l'inductance L_2 et le condensateur parasite de D_0 .

Au début du mode 2, lorsque l'interrupteur se bloque, une très importante impulsion de surtension apparaît pouvant atteindre un niveau de tension supérieur à 1kV observable dans notre simulation sur V_{ds} . Il résulte que cette surtension, dépassant largement la tension maximale admissible du transistor, est en mesure de l'endommager définitivement. La mise en conduction de D_0 permet de limiter la surtension par le fait de la tension imposée par la tension de 400V du bus HVDC. Ainsi la diode D_0 reste conductrice pendant tout le mode 2 jusqu'à ce que l'énergie stockée dans le circuit magnétique soit transférée.

A la fin du mode 2 (correspondant à la fin du cycle), plus aucune énergie n'est transférée et un nouveau phénomène de résonance apparaît entre les deux inductances et les condensateurs parasites présents dans le convertisseur. Toutes ces inductances et les capacités parasites réparties expliquent les oscillations à fréquences relativement faibles de V_{D0} observées dans le mode 2. Au cours de ce mode, la valeur moyenne de V_{D0} est alors négative, et dépend du rapport m du transformateur et de la tension d'entrée V_e .

La fréquence de travail pour un tel convertisseur dédié aux applications d'énergies renouvelables doit être de plus élevé possible et peut atteindre plusieurs dizaines de kHz. Comme précisé dans le chapitre précédent, le premier avantage de l'utilisation de hautes fréquences pour la commutation est bien sûr le faible volume des transformateurs, inductances et des systèmes de filtrage que cela entraîne. Le second est que les vibrations mécaniques liées à la commutation qui se produisent dans les parties magnétiques ne peuvent pas être entendues par l'homme, car trop élevées. Notons que des phénomènes de battements peuvent se produire entre les systèmes, rendant au final des fréquences de battements à basses fréquences. Néanmoins, étant donné que l'augmentation des pertes dans le commutateur et dans le matériau magnétique (ferrite) est directement liée à l'augmentation de la fréquence, la fréquence de commutation maximale correspond généralement à un compromis déterminé par l'efficacité globale du système qui sera acceptable. Ce fait a des implications sur la conception des pièces magnétiques lors du dimensionnement du transformateur. Nous pouvons également noter sur la figure 4.3 que les fréquences des oscillations de relaxation pseudo-libres des tensions, mentionné ci-dessus, sont très différentes le long de l'ensemble du cycle de temps car elles sont tributaires de divers éléments et paramètres principaux du système. Afin de supprimer les effets des très fortes impulsions de surtensions parasites sur le transistor MOSFET, comme le montre le diagramme temporel de la figure 4.3 à l'instant de coupure, et pour éviter tout dommage, un étage de récupération peut être utilement inséré entre les étages basse et haute tensions du convertisseur MCB standard présenté figure 4.1.

4.3 Le convertisseur Boost à couplage magnétique à récupération (MCB-RS)

4.3.1 Description du convertisseur MCB-RS

Même si l'énergie perdue dans les inductances de fuite ne représente qu'un petit mais conséquent pourcentage de l'énergie transférée totale, cette énergie doit être recyclée pour augmenter l'efficacité globale du convertisseur. Un étage supplémentaire de récupération est essentiel pour assurer une complète récupération puis recyclage de toutes les énergies qui seraient normalement perdues dans une structure de MCB de base standard. La figure 4.4 montre le convertisseur MCB que nous avons conçu avec son étage de récupération réalisant le convertisseur MCB-RS, sur la base du convertisseur MCB décrit précédemment. Ainsi, le schéma du convertisseur MCB-RS sur la figure 4.4 montre les deux bobinages couplés principaux L_1 et L_2 , affublés de leurs inductances de fuite respectives L_{f1} et L_{f2} , entre lesquels s'insère l'étage de récupération constitué par une diode D_1 et un condensateur de stockage tampon.

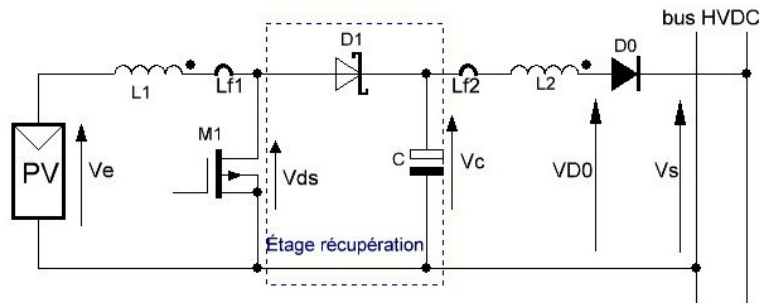


FIGURE 4.4 – Le convertisseur MCB avec étage de récupération (MCB-RS).

Dans ce convertisseur, le condensateur C est chargé par l'énergie de récupération initialement stockée dans la bobine d'inductance de fuite L_{f1} via la diode D_1 . Il reste à faire en sorte que l'énergie de fuite récupérée stockée dans la première impulsion ne soit pas trop importante, ce qui aurait pour effet une augmentation de la tension V_C , qui se trouverait de fait appliquée aux bornes de l'interrupteur.

4.3.2 Simulation du convertisseur MCB-RS

Nous avons effectué des simulations du convertisseur MCB-RS sous environnement logiciel OrCad. Le couplage magnétique a été délibérément choisi à une valeur très faible ($k = 0,7$) dans le but de souligner l'effet des fuites magnétiques. Le rapport de transformation a été choisi à $m = 10$ conformément au prototype de convertisseur MCB-RS développé dans notre laboratoire et préalablement testé pour la conversion d'énergie photovoltaïque [107]. La valeur du condensateur doit assurer une valeur quasi-constante de V_C durant tout le cycle, tout en offrant la possibilité d'accepter des variations relativement rapides de la tension à ses bornes. Pour cette raison, dans cette simulation, le condensateur C est choisi avec une valeur faible mais cependant suffisante égale à 100 nF. Enfin, pour se conformer à une forte puissance du système étudié, la tension du bus HVDC a été fixée à 400 V.

On peut voir sur la figure 4.5 le schéma électrique, développé sous OrCad, du Boost MCB-RS inséré entre un PV et un bus HVDC. Dans le diagramme de simulation sont données les

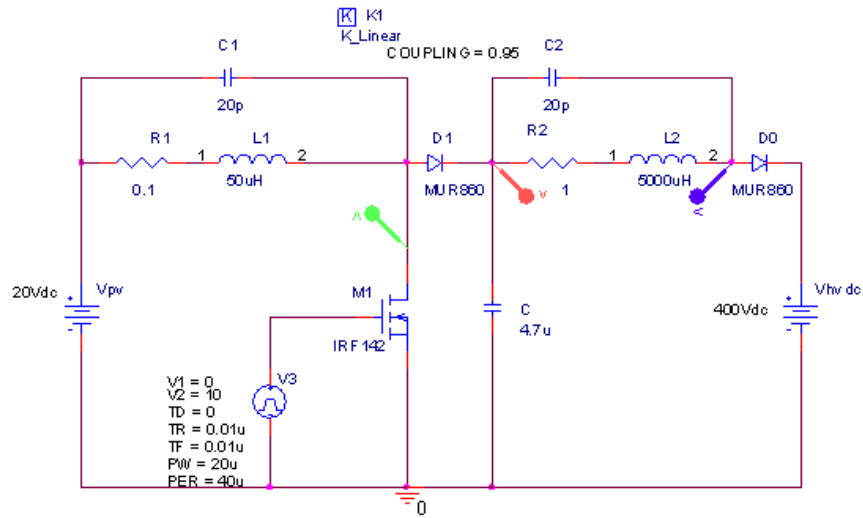
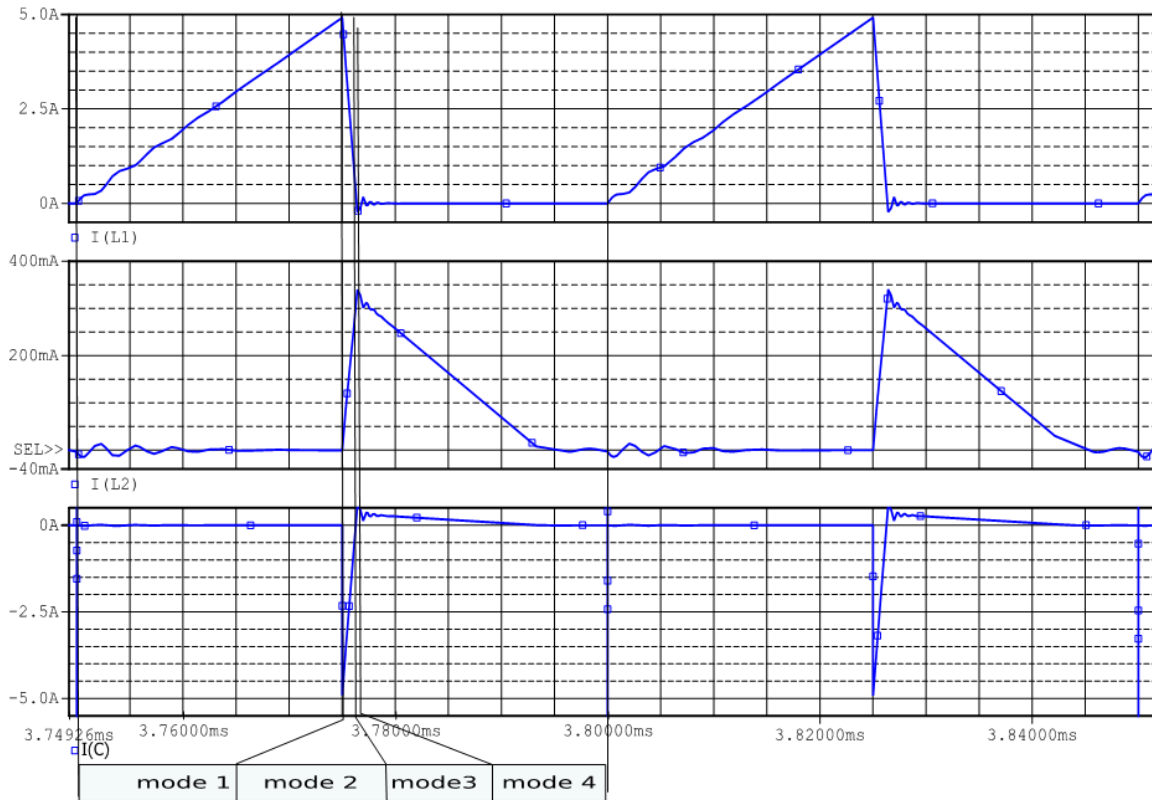


FIGURE 4.5 – Schéma du modèle pour la simulation du convertisseur MCB-RS.

valeurs des paramètres.

FIGURE 4.6 – Des différents courants I_{L1} , I_{L2} , et I_C dans le convertisseur MCB-RS obtenus par simulation.

Les résultats de la simulation des courants dans les inductances primaire et secondaire, I_{L1} et I_{L2} et dans le condensateur, I_C sont présentés sur la figure 4.6. De la même manière, nous rapportons sur la figure 4.7, la forme des différentes tensions dans le convertisseur, à la sortie de V_{D0} , sur le condensateur V_C , et sur l'interrupteur V_{ds} .

Les résultats de simulation présentés dans ces deux figures montrent clairement deux modes principaux : un premier principal, appelé mode 1, correspondant au mode d'accumulation d'énergie, suivi d'un second mode principal, noté mode 4, plus stable correspondant au transfert d'énergie entre les deux bobines couplées. Néanmoins, si l'on observe plus précisément la forme des courants et des tensions sur les figures 4.6 et 4.7, nous voyons deux modes intermédiaires secondaires, appelés mode 2 et mode 3, qui apparaissent après le premier mode principal formant une partie transitoire dans le cycle. Dans cette description, le rapport cyclique D et la durée du cycle complet égal à T peuvent être exprimés en fonction des durées des différents mode, notés α_i , avec $i = 1..4$ correspondant à l'indice des modes, soit :

$$D = \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_4} = \frac{\alpha_1}{T} \quad (4.1)$$

avec

$$T = \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_4 \quad (4.2)$$

Au début du mode 1, on peut observer dans la figure 4.6 que le courant dans L_1 présente une variation non linéaire. Ceci est principalement dû à la très courte impulsion due à la faible valeur du R_{dson} et se produisant en même temps que la décharge dans la diode D_1 de redressement qui apparaît dans I_C , également visible dans le chronogramme de sur la figure 4.6. Si ces phénomènes transitoires sont considérés comme négligeables, on peut idéaliser ces variations du courant principal à l'intérieur du convertisseur MCB-RS comme étant linéaires. En dépit d'une valeur très basse du coefficient de couplage dans le convertisseur considéré, ici on peut noter sur la figure 4.7 que la tension V_C aux bornes du condensateur C reste stable tout au long de ce cycle, et prend une valeur d'équilibre relativement élevée d'environ $V_C = 216V$. La conséquence est que la tension de commutation V_{ds} dépasse la valeur seuil que le MOSFET IRF1402, choisi pour ces simulations est capable de supporter sans dommage.

Au cours du mode 1, nous pouvons observer sur la figure 4.7 des pseudo-oscillations parasites sur V_{D0} . Pendant toute la durée de ce mode, la diode D_0 est bloquée et, en conséquence, l'étage secondaire du convertisseur est dans un état de circuit ouvert. À la fermeture du commutateur, la tension primaire entraîne l'apparition d'une tension secondaire proportionnelle au rapport de transformation m , créant ainsi des oscillations en raison des capacités parasites de D_0 et des bobinages. L'influence de la capacité et du coefficient de couplage sur la forme des différentes tensions du convertisseur est également mis en évidence sur la figure 4.7. Pour les valeurs choisies de la capacité de stockage intermédiaire, $C = 100 \text{ nF}$, celle du facteur de couplage, $k = 0,7$, nous pouvons observer pendant la phase de blocage correspondant aux modes 2 à 4 une légère ondulation de la tension V_C autour de sa valeur moyenne égale à 216 V dans notre application. Cette ondulation est due au transfert de l'énergie de fuite pendant le temps d'ouverture de l'interrupteur. Par ailleurs, au début cette phase, une tension transitoire apparaît sur V_{ds} , définissant un premier mode transitoire mode 2, suivi par un second mode intermédiaire, mode 3, correspondant à une importante chute jusqu'à zéro de V_{ds} . Enfin, ce mode 3 débute par des ondulations à haute fréquence dues à des phénomènes de résonance entre l'inductance primaire et les capacités parasites.

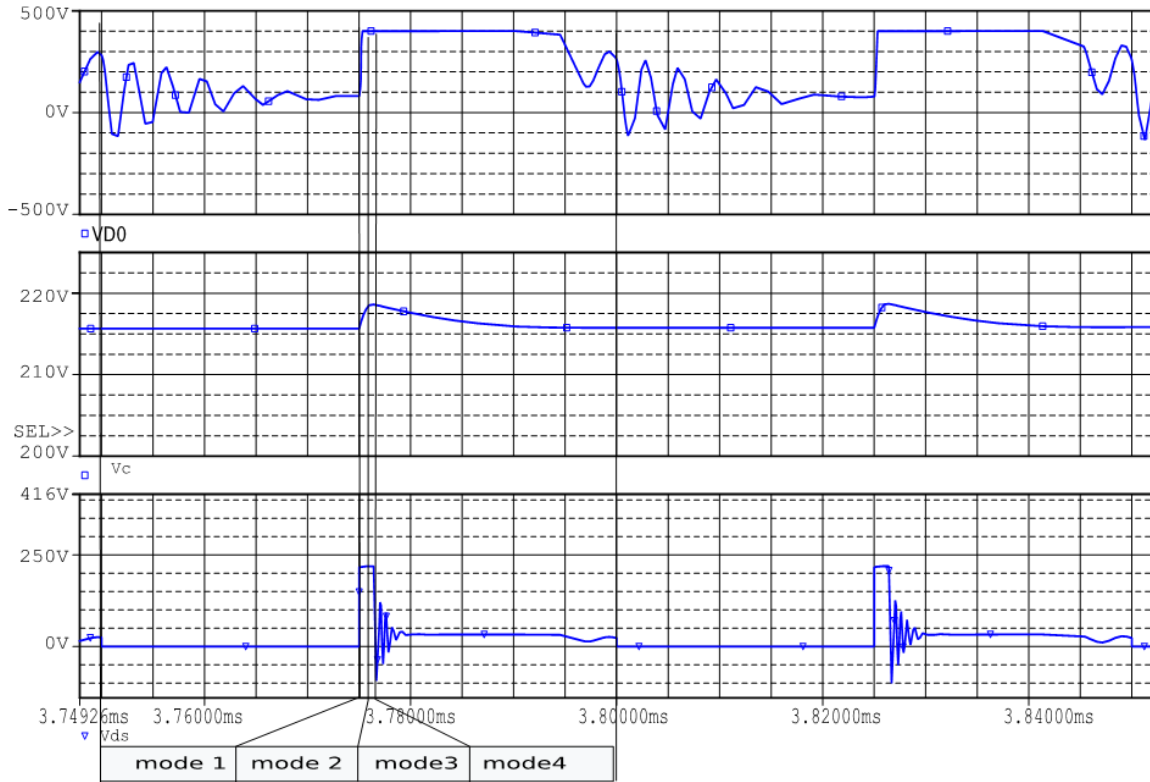


FIGURE 4.7 – Les différents tension V_{D0} , V_C , et V_{ds} dans le convertisseur MCB-RS.

Nous pouvons constater que le passage de l'ouverture à la fermeture à l'instant de commutation, à savoir la transition entre les deux modes principaux s'effectue différemment pour le MCB de base et le convertisseur MCB-RS. Nous notons que, lors de cette transition dans le système de base MCB, une impulsion de très haute tension se retrouve appliquée à l'interrupteur. Pour le MCB-RS, l'impulsion est immédiatement transférée via la diode D_1 au condensateur de récupération. Comme nous pouvons le voir dans la présentation ci-dessus pour les paramètres expérimentaux fixés pour cette simulation, et pour expliquer les différents modes du convertisseur MCB-RS, tous ces paramètres, comme les valeurs des composants, rapport cyclique, rapport de transformation et facteur de couplage, ont une énorme influence et interagissent sur le comportement global du convertisseur. C'est ce que nous allons vérifier maintenant.

Nous rapportons sur la figure 4.8, la relation entre la tension moyenne V_C aux bornes du condensateur, et le rapport de transformation m , avec le facteur de couplage k comme paramètre, pour des tensions d'entrée et de sortie, supposées fixes respectivement égales à 20 V et 400 V.

Le rapport cyclique α est égal à 0,5, nous avons effectué notre simulation pour des rapports de transformation m évoluant de 4 à 10 et des valeurs de k considéré comme un paramètre variant de 0,7 à 0,99. Nous observons d'énormes variations de la valeur moyenne de la tension de condensateur V_C avec k , dans un rapport de 1 à 4 lorsque k passe de 0,99 à 0,7. Cette tension V_e décroît de façon monotone avec m de l'ordre de 1% pour $k = 0,7$ et de l'ordre de 35% pour $k = 0,99$. À titre d'exemple, pour $k = 0,7$ choisis dans les simulations, dont les résultats sont présentes dans les figures 4.6 et 4.7, nous observons que la valeur moyenne de V_C décroît

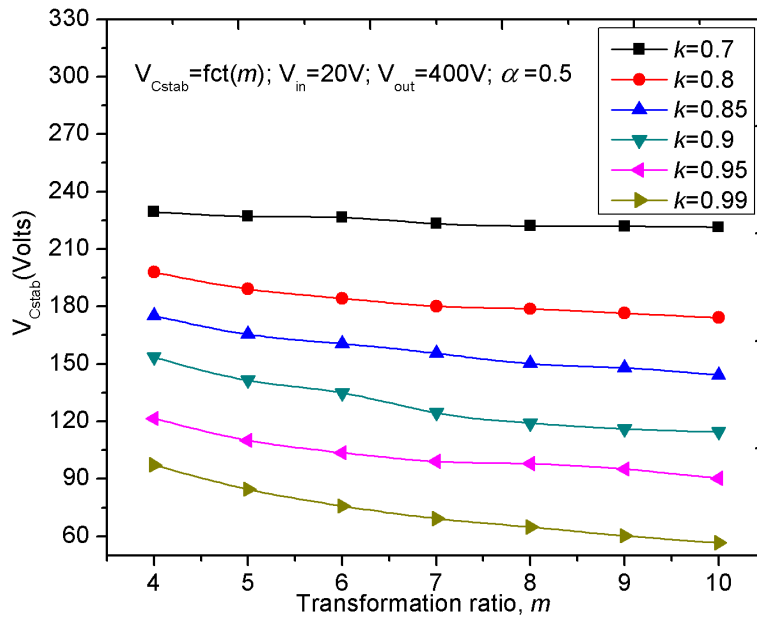


FIGURE 4.8 – La valeur moyenne de V_C en fonction du rapport de transformation m .

uniquement de 228 V à 226 V avec m variant de 4 à 10. Par ailleurs, pour $m = 10$, l'amélioration du facteur de couplage proche de sa valeur maximale $k = 0,99$ provoquera une diminution de V_C d'environ 60 V. Cette diminution de V_C en fonction de m , pour une valeur donnée de k , peut être expliquée par l'effet lié au fonctionnement normal de l'autotransformateur. D'autre part, l'augmentation de V_C avec la diminution de k , pour une valeur donnée de m , correspond à une augmentation de l'énergie de fuite que le système doit récupérer. Ce processus de récupération sera analysé dans le paragraphe suivant.

La relation entre la tension moyenne du condensateur V_C et le rapport cyclique de l'interrupteur en prenant $m = 10$ est illustrée sur la figure 4.9 avec le coefficient de couplage k pris comme paramètre variant de 0,7 à 0,99.

Avec l'augmentation de α , toutes les courbes présentent une augmentation monotone avec deux pentes principales. Avec les paramètres choisis, V_e , V_s et m , V_C augmente lentement pour les faibles valeurs de α entre les valeurs 0,1 et 0,7, tandis qu'au-dessus de la valeur seuil $\alpha = 0,7$ correspondant à un changement de comportement de la tension du condensateur, l'augmentation de V_C est rapide. Lorsque k est proche de 1, on constate que la valeur moyenne de la tension du condensateur V_C tend à être constante pour des valeurs de rapport cyclique au dessous de la valeur de seuil. Pour des valeurs élevées du rapport cyclique, l'énergie stockée dans L_{f1} de l'inducteur primaire au cours de la mise sous tension de phase, mode 1, atteint un niveau très élevé et ne peut plus être recyclée facilement en raison de la faible durée relative de la phase de mise hors circuit de récupération, à savoir les modes mode 2 à mode 4. Donc le commander MPPT à ce convertisseur sera limité par valeurs de α .

Enfin, nous avons analysé le comportement du convertisseur MCB-RS pour trois tensions d'entrée égales à 20 V, 30 V et 40 V, pour $m = 10$ et un duty cyclique de transistor $\alpha = 0,5$ nous présentons dans la figure 4.9 la dépendance de la tension du condensateur V_C moyen avec k .

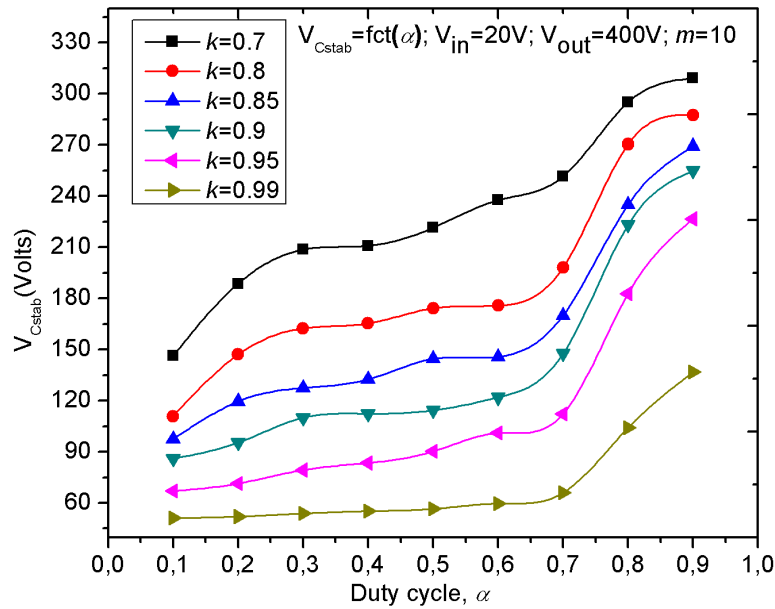


FIGURE 4.9 – La valeur moyenne de V_C par rapport au rapport cyclique α .

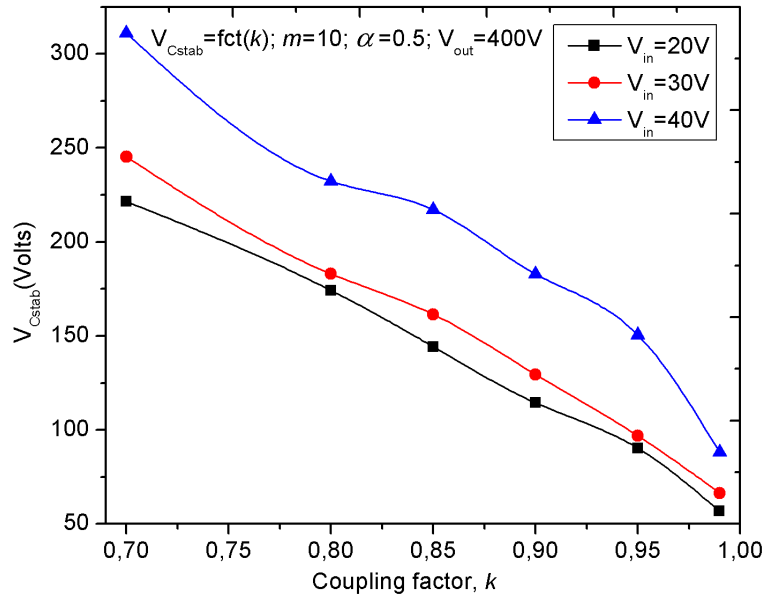


FIGURE 4.10 – Valeur moyenne de V_C par rapport au facteur de couplage magnétique du convertisseur de MCB pour fixe valeurs de V_e .

Nous observons une diminution monotone quasi linéaire de V_C avec k . Par exemple, si une limite supérieure pour V_C est fixée autour de 120 V correspondant à un seuil de dommage technologique proposé pour un MOSFET utilisé comme un commutateur, la figure 4.10 montre que, pour une tension correspondant à V_e égale à 20 V, k doit être supérieur à 0,9, mais k est dégradés par la présence des inductances de fuite comme cela, a été analysé au chapitre 3.

Dans la pratique, une valeur élevée de k peut être obtenue en utilisant des bobines d'inductance couplées les plus proches possible l'une de l'autre. Par ailleurs, la possibilité technique de réaliser cette performance existe dans des produits industriels de haute technologie, et est entièrement compatible avec les exigences de miniaturisation et de coûts attendus dans la réalisation de convertisseurs d'électricité pour les générateurs d'énergies renouvelables.

4.3.3 Analyse et modélisation du fonctionnement du convertisseur MCB-RS

Dans ce paragraphe, nous allons analyser et modéliser le cycle de fonctionnement du convertisseur MCB-RS, dont le mode de fonctionnement a été simulé dans le paragraphe précédent. Compte tenu d'une approche de base de la modélisation numérique d'un convertisseur MCB-RS [71] nous avons constaté que le cycle de fonctionnement du convertisseur est généralement dans la littérature [71] divisé en trois périodes, négligeant ainsi un mode transitoire important sans qui le fonctionnement ne peut être expliqué. À notre connaissance, aucune contribution supplémentaire de la littérature ne mentionne le comportement réel du convertisseur MCB-RS avec les quatre modes existants lorsque tous les paramètres effectifs sont pris en compte, en particulier le coefficient de couplage k , souvent considéré comme dans un cas idéal égal à 1 mais, qui est toujours en pratique inférieure à 1. Dans notre analyse, nous avons choisi d'étendre l'étude de la simulation précédente du convertisseur MCB-RS avec une approche précise et exacte par le développement d'un modèle physique. De ce fait, l'analyse du fonctionnement du convertisseur de MCB-RS montre qu'il est possible de le considérer comme une association de deux étapes de travail individuelles le long du cycle dans les périodes successives ou modes, par rapport à la fermeture et l'ouverture de l'interrupteur. En outre, nous avons analysé l'évolution des différents courants dans le circuit à la valeur maximale d'ondulation correspondant au mode de fonctionnement c'est à dire au mode de fonctionnement "à conduction continue". Le cycle complet est présenté dans la figure 4.4 ou apparaissent, comme dans la simulation les 4 modes (voir la figure 4.7).

Les quatre temps consécutifs du cycles sont appelés «modes de fonctionnement» en référence à une étude antérieure [71]. Deux de ces modes correspondent à la partie transitoire du cycle. Nous avons représenté, la figure 4.11.a, la forme linéarisée des courants I_{L1} , I_{L2} et I_C et sur la figure 4.11.b, le détail de l'évolution des courants pendant un cycle. Cette approche linéaire se justifie par le fait que les fluctuations observables sont majoritairement causées par des éléments parasites, tels que capacités parasites, inductances de câblage, etc. et se trouvent superposées sur les formes linéaires. Sur ces figures, la succession des étapes ou des modes que constituent le transfert d'énergie au cours d'une période complète est clairement montrée. En comparaison avec le temps de décomposition en trois modes comme proposé précédemment de la littérature [71] et afin de prendre en compte le comportement de fonctionnement réel du convertisseur MCB-RS dans lequel deux modes intermédiaires existent, au lieu d'un, on introduit dans la modélisation, un quatrième mode de fonctionnement comme illustré sur la figure 4.11.b. Nous considérerons d'autre part que les équations des tensions et des courants dans un transformateur avec bobinages couplés sont parfaitement décrites par une généralisation de la matrice des équations de base, à partir de analyse à la section 3.2.1 de chapitre 3.

Ainsi, nous pouvons écrire :

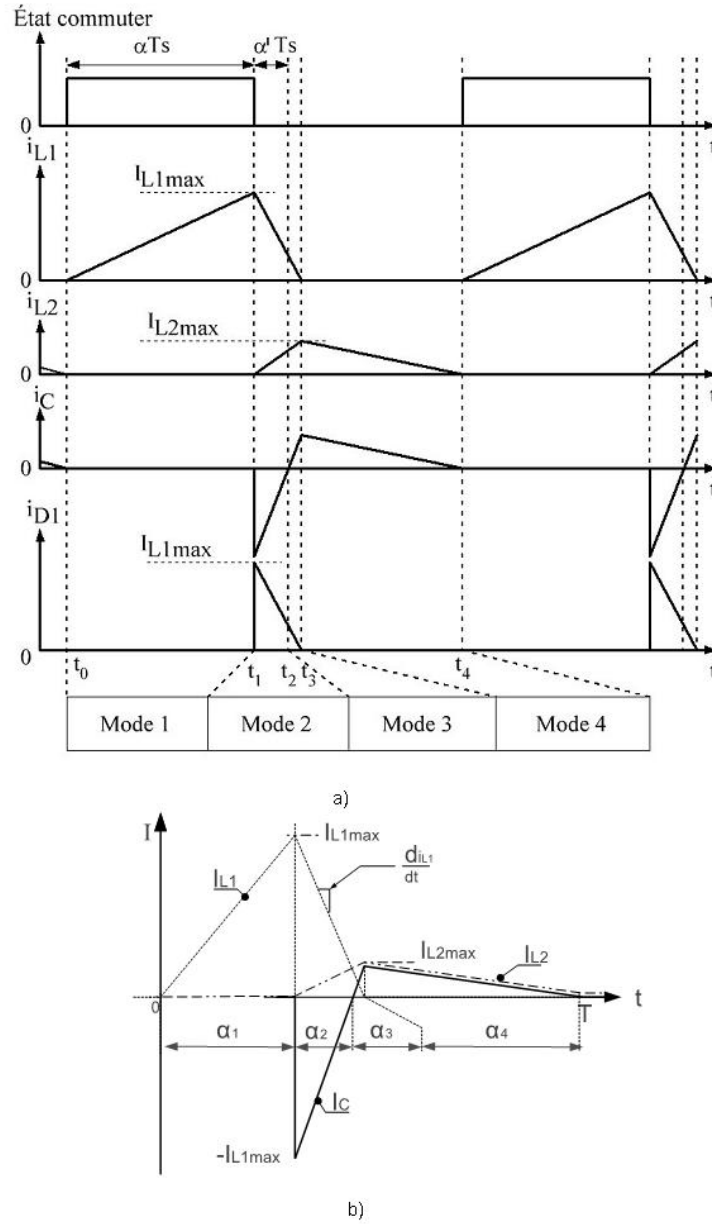


FIGURE 4.11 – La dépendance en temps de V_C et des divers courants du convertisseur MCB-RS au cours d’une cycle. a) les formes générales ; b) les détails des courants pendant un cycle.

$$\begin{pmatrix} v_{L1}(t) \\ v_{L2}(t) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L1 & M \\ M & L2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

avec les inductances L_1 et L_2 étant la somme d’une inductance principale en série avec une inductance de fuites, respectivement L_{f1} et L_{f2} soit

$$L_1 = L_{m1} + L_{f1} \text{ et } L_2 = L_{m2} + L_{f2} \quad (4.4)$$

Dans cette représentation matricielle, l'écriture des équations 4.3 ou 4.4 est intéressante pour l'explication des différents modes présents lors d'un cycle comme le début, la durée et l'arrêt qui sont définis par un changement de comportement ou de signe de l'une des tensions et intensités dans les inducteurs. Ainsi, la description des modes de fonctionnement graphiquement représenté dans la figure 4.11 et analysé maintenant.

Mode 1 [t_0, t_1] Au cours du mode 1, l'interrupteur M1 est mis en marche et les diodes D_0 et D_1 sont bloquées. La durée de mode est

$$\alpha_1 = t_0 - t_1 \quad (4.5)$$

Une tension constante est appliquée à l'inductance primaire, qui est ainsi traversée par le courant d'entrée I_{L1} . L'énergie fournie par la source de courant continu est alors stockée dans l'inductance magnétisante L_{m1} . Les états bloqués de D_0 et D_1 , imposent une valeur nulle au courant secondaire dans I_{L2} de l'inducteur couplé. Par le fait du rapport de transformation m , la tension de sortie sur l'anode de D_0 atteint une valeur de tension négative élevée en courant continu. Ainsi, dans ce premier mode de fonctionnement, comme le courant I_{L2} est égal à zéro, l'équation 4.3 peut être simplifiée, et nous pouvons écrire l'équation caractéristique initiale avec pour contrainte $I_{L2} = 0$

$$v_{L1} = L1 \frac{di_{L1}}{dt} \quad (4.6)$$

On obtient alors une augmentation linéaire du courant d'entrée I_{L1} comme on l'observe pendant le mode 1 sur la figure 4.11. La fin de ce mode se produit à l'instant t_1 , lorsque l'interrupteur $M1$ passe à l'état bloqué, après un temps égal à α_1 . Cette durée est seulement fixée par l'état de l'interrupteur, c'est à dire de la commande appliquée au switch. Pendant toute ce mode, I_{L1} varie avec une évolution considérée parfaitement linéaire de zéro à I_{L1max} et s'exprime sous la forme :

$$I_{L1max} = \alpha_1 \frac{di_{L1}}{dt} = \alpha_1 \frac{V_e}{L1} \quad (4.7)$$

Il est important de noter que, comme représenté par l'équation 4.7, la durée du mode 1, α_1 détermine directement la valeur maximale atteinte par le courant I_{L1} (I_{L1max}), qui correspond à un niveau d'énergie stockée qui sera transférée au cours de la seconde partie du cycle, du mode 2 jusqu'à la fin du mode 4.

Mode 2 [t_1, t_2] Le mode 2 est le premier mode transitoire du cycle, qui implique la mise en conduction naturelle des diodes D_1, D_0 . La fin de ce mode correspond au temps $t = t_2$ (voir figure 4.11.b) lorsque le courant dans le condensateur de récupération I_C s'annule. Ainsi, sa durée est $\alpha_2 = t_1 - t_2$. Pendant la durée de ce mode, l'énergie initialement stockée pendant le mode 1 dans l'inductance de fuite primaire est stockée temporairement dans le condensateur. L'énergie stockée dans l'inductance de fuite L_{f1} et dans l'inductance L_{m1} puis transférée ensuite vers l'étage de sortie par l'intermédiaire de l'étage de récupération chargé du stockage temporaire des énergies de fuite, lors de l'ouverture de l'interrupteur.

Pendant tout la durée de ce mode 2, c'est à dire pendant toute la durée de conduction des diodes D_0 et D_1 , les tensions v_{L1} et v_{L2} sont respectivement égales à $V_C - V_e$ et $V_{D0} - V_C$. Ainsi, le courant I_C du condensateur est lié au courant primaire I_{L1} , et aux courants secondaires de I_{L2} des inducteurs couplés par la loi de Kirchhoff que nous pouvons exprimer en fonction du temps comme étant :

$$\frac{di_C}{dt} = \frac{di_{L1}}{dt} - \frac{di_{L2}}{dt} \quad (4.8)$$

Les variations temporelles des courants I_{L1} et I_{L2} peuvent être exprimées en fonction des tensions V_e , V_C et V_s déduites de l'équation 4.8 avec l'expression littérale de k , l'équation du coefficient de couplage.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{(1-k^2)} \left[\frac{1}{L1} v_{L1} - \frac{M}{L1L2} v_{L2} \right] \quad (4.9)$$

et

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{(1-k^2)} \left[\frac{1}{L2} v_{L2} - \frac{M}{L1L2} v_{L1} \right] \quad (4.10)$$

Les deux expressions, 4.9 et 4.10 dans l'équation 4.8 permettent d'exprimer la variation du courant dans le condensateur I_C sous la forme :

$$\frac{di_C}{dt} = \frac{1}{(1-k^2)} \left[\frac{L2+M}{L1L2} v_{L1} - \frac{L1+M}{L1L2} v_{L2} \right] \quad (4.11)$$

Cette équation 4.11 est très utile dans la pratique pour prédire avec précision la durée de ce mode intermédiaire, mode 2. En effet, la simulation de ce mode montre clairement que le courant I_C commence exactement à la valeur du courant I_{L1max} et augmente ensuite jusqu'à zéro à la fin de ce mode, à l'instant t_2 . Comme représenté sur la figure 4.11.b et décrit ci-dessous. Ainsi, nous en déduisons à partir de l'équation générale précédente de ce mode, équation 4.11, l'expression de α_2 :

$$\alpha_2 = \frac{I_{L1max}}{\frac{di_C}{dt}} \quad (4.12)$$

L'équation 4.12 avec les deux équations 4.7 et 4.11 conduit à obtenir l'expression littérale de α_2 en fonction des inductances et des paramètres de couplage comme

$$\alpha_2 = \frac{\alpha_1(1-k^2)L2}{(L1+M)v_{L2} - (L2+M)v_{L1}} V_e \quad (4.13)$$

L'équation 4.13 représente la dépendance linéaire entre la durée du mode 2 avec la durée du mode 1 corrigé par un terme impliquant le facteur de couplage $(1-k^2)$. En d'autres termes, la durée du mode 2 est fonction de la quantité d'énergie emmagasinée pendant le mode 1 et sera plus courte pour un grand couplage entre les deux inducteurs qui permettent un transfert d'énergie rapide. Il est à noter que le facteur de couplage k est sous forme quadratique de l'expression de α_2 affichant son influence énorme dans le comportement du convertisseur.

Mode 3 [t_2, t_3] Au cours de ce deuxième mode transitoire du cycle, qui possède une durée égale à $\alpha_3 = t_3 - t_2$, le courant dans le condensateur est positif et s'écoule dans l'étage secondaire en même temps que le courant du primaire. La fin de ce mode t_3 correspond à l'instant où le courant primaire de la bobine d'inductance couplée de I_{L1} atteint zéro et, par conséquent, lorsque le courant $I_{L2} = I_{L2max}$. Au cours de ce mode, l'interrupteur M_1 reste éteint et les diodes D_1 et D_0 restent à l'état passant, comme dans le mode 2. Ainsi, ce mode est régi par le même ensemble d'équations que le mode précédent car il n'y a pas de changement dans l'état de conduction des composants.

Ainsi donc, de même que dans le mode 2, l'évolution des courants I_{L1} et I_{L2} est considérée parfaitement linéaire, pour rester conforme aux équations matricielles ainsi que dans une logique de non saturation magnétique, leurs expressions sont données par les équations littérales 4.9 et 4.10, et permettent d'écrire les expressions de I_{L1max} et I_{L2max} comme :

$$I_{Lmax} = -(\alpha_2 + \alpha_3) \frac{di_L}{dt} \quad (4.14)$$

Une fusion des équations 4.14, donne l'expression de I_{L2max} en fonction de I_{L1max} que l'on peut écrire :

$$I_{L2max} = -I_{L1max} \frac{\left(\frac{di_{L2}}{dt}\right)}{\left(\frac{di_{L1}}{dt}\right)} \quad (4.15)$$

Avec les expressions des variations des courants dans les deux inductances, équations 4.9, 4.10, et 4.15, nous obtenons :

$$I_{L2max} = \frac{L1v_{L2} - Mv_{L1}}{Mv_{L2} - L2v_{L1}} I_{L1max} \quad (4.16)$$

Finalement, considérant di_C/dt constant pendant $(\alpha_2 + \alpha_3)$, I_C atteint la valeur I_{L2max} à $t = t_3$, c'est à dire à la fin du mode 3, et l'on obtient la relation liant les deux temps intermédiaires suivant l'expression :

$$\alpha_3 = \alpha_2 \frac{I_{L2max}}{I_{L1max}} \quad (4.17)$$

Des équations 4.13 et 4.16 et de la dernière relation liant α_3 et α_2 , nous pouvons déduire l'expression d' α_3

$$\alpha_3 = \frac{[\alpha_1(1 - k^2)L2] (L1v_{L2} - MV_{L1})}{[(L2 + M)v_{L1} - (L1 + M)v_{L2}] (Mv_{L2} - L2v_{L1})} V_e \quad (4.18)$$

Comme pour l'équation 4.13 du mode 2 l'équation 4.18 du mode 3 montre la forte influence du couplage, k sur sa durée. Enfin, nous voyons que le mode 3 peut être considéré comme une extension du mode 2, nécessaire pour la récupération de toute l'énergie emmagasinée pendant le mode mais, par ailleurs doit être considéré comme un mode supplémentaire car il se définit clairement par le changement dans le signe du courant I_C et sa prise en compte permet, seule de calculer la durée des modes intermédiaires dans le fonctionnement du convertisseur.

Mode 4 [t_3, t_4] Dans ce mode à partir de t_3 , l'interrupteur M_1 reste ouvert et D_0 reste en conduction tandis que D_1 se bloque. Le courant primaire I_{L1} de l'inductance de couplage, est égal à zéro. Au tout début de ce mode, à l'instant t_3 , $I_{L2} = I_C = I_{L2max}$, alors que, pour la restauration complète de l'énergie, le courant $I_{L2} = I_C = 0$ et I_{L2} est nul, ce qui correspond également à la fin du cycle. Ainsi, dans ce quatrième mode de fonctionnement, comme le courant I_{L1} est égal à zéro, l'équation 4.3 peut alors être simplifiée et s'écrit

$$v_{L1}(t) = L2 \frac{di_{L2}}{dt} \quad (4.19)$$

On doit ici attirer l'attention sur le cas particulier que constitue cette description, puisque le démarrage du cycle suivant a lieu très exactement au moment où s'annule le courant I_{L2} . Cette hypothèse correspond à celle qui est généralement faite sur les systèmes à découpage lorsqu'on est à la limite de conduction. Une autre étude particulière pourrait donc être faite dans le cas où on se trouve en conduction continue sur le courant du primaire. Ce cas de figure se rencontre pour des valeurs de rapport cyclique élevées ainsi que des puissances importantes, et n'a pas fait l'objet d'une étude approfondie dans le présent travail.

La valeur de α_4 peut être calculée à partir de l'équation 4.2 en fonction de la durée des trois premiers modes. Sa valeur minimale, égale à α_{4min} , pour une réalisation complète de la restauration de l'énergie est définie par

$$\alpha_4 = \alpha_{4min} = -\frac{I_{L2max}}{\frac{di_{L2}}{dt}} = -\frac{I_{L2max}}{\frac{di_C}{dt}} \quad (4.20)$$

Il est à noter que lorsque $\alpha_4 < \alpha_{4min}$, c'est à dire pour une valeur élevée du rapport cyclique, l'énergie stockée dans l'inductance de fuite au primaire L_{f1} pendant le mode 1 ne peut pas être récupérée pendant la phase de récupération, qui s'effectue du mode 2 au mode 4, comme déjà observé au cours des simulations du convertisseur MCB-RS et rapporté dans la figure 4.9. Lorsque cette énergie est trop importante et incomplètement transférée, nous observons une augmentation de la tension de récupération sur le condensateur C, qui peut atteindre une valeur critique pour l'organe de commutation que constitue le transistor M1.

4.3.4 Comparaison entre la simulation et la modélisation du convertisseur MCB-RS

Afin de valider la justesse de notre analyse, il est indispensable de comparer la modélisation avec le comportement du convertisseur obtenu par simulation sous OrCad tel que représenté sur les figures 4.8 et 4.9. Pour que les résultats soient probants, il est préférable de comparer les valeurs clés du système avec les résultats obtenus par l'analyse, en fonction des paramètres tels que le rapport cyclique et le facteur de couplage k . Pour cette comparaison, on étudiera donc l'évolution de la tension moyenne V_C qui se développe aux bornes du condensateur. Néanmoins, cette valeur de V_C ne sera introduit qu'à la fin de l'analyse en raison de l'impossibilité d'obtention d'une équation simple mettant en relation les différents paramètres sus nommés.

En considérant comme négligeables les chutes de tension dans les diodes D_1 et D_0 , on identifie une première relation entre les deux tensions appliquées aux bobinages primaire et secondaire :

$$x = \frac{v_{L2}}{v_{L1}} \quad (4.21)$$

4.3. LE CONVERTISSEUR BOOST À COUPLAGE MAGNÉTIQUE À RÉCUPÉRATION (MCB-RS)95

x étant un coefficient de proportionnalité sans dimension.

Introduisons à présent ces différentiels de tension entre l'entrée et la sortie du convertisseur, à savoir :

$$\Delta V = V_s - V_e = v_{L2} - v_{L1} \text{ et } V_{20} = V_s \quad (4.22)$$

En conséquence, on en déduit :

$$x = \frac{\Delta V}{V_C - V_e} \text{ et } V_C = \frac{\Delta V}{1+x} + V_e \quad (4.23)$$

En tenant compte du fait que le condensateur C voit sa tension stable dans le temps, cela implique tout naturellement que la valeur moyenne dans ce condensateur est nulle et que par conséquent cela se traduit par une égalité des surfaces positive et négative du courant I_C , soit une surface décrite par I_C dans le mode 2, égal en module à la surface décrite par I_C dans les modes : mode 3 + mode 4. Cette égalité se traduit par :

$$I_{L2max} = \frac{\alpha_2}{T - (\alpha_1 + \alpha_2)} I_{L1max} \quad (4.24)$$

avec l'expression du courant I_{L2max} à la fin du mode 3 décrit par les équations 4.16, 4.24 qui peut être écrire alors

$$1 + \frac{Mv_{L2} - L2v_{L1}}{L1v_{L2} - Mv_{L1}} = \frac{T - \alpha_1}{\alpha_2} \quad (4.25)$$

En tenant compte de l'équation 4.13 exprimant α_2 , et en posant

$$\varepsilon = 1 + \frac{Mv_{L2} - L2v_{L1}}{L1v_{L2} - Mv_{L1}} \quad (4.26)$$

L'équation 4.25 peut s'écrire

$$\varepsilon = (T - \alpha_1) \frac{(m+k)v_{L1} - (\frac{1}{m} + k)v_{L2}}{mV_e\alpha_1(1-k^2)} \quad (4.27)$$

Enfin, avec l'introduction du coefficient de couplage k dans cette écriture, nous obtenons

$$\frac{kx - m}{\frac{x}{m} - k} = \left[\frac{(m+k) - (\frac{1}{m} + k)x}{\alpha m(1-k^2)V_e} \right] \frac{(1-\alpha)\Delta V}{1+x} - 1 \quad (4.28)$$

soit

$$x = \frac{(\frac{x}{m} - k) + \frac{m}{k} \left[(m+k) - x(\frac{1}{m} + k) \right] \beta}{\alpha m(1-k^2)(1+x)V_e} \quad (4.29)$$

avec

$$\beta = [(1-\alpha)\Delta V - \alpha m(1-k^2)(1+x)V_e] \quad (4.30)$$

Nous avons résolu l'équation 4.29 sous environnement logiciel Matlab permettant le calcul de V_C via les équations 4.23. Dans la figure 4.12 nous observons la courbe montrant de l'évolution

de V_C par rapport au cycle de fonctionnement de l'interrupteur de commande, en fonction des valeurs des paramètres m , V_e , V_s et k . Afin de rendre compte de la comparaison avec les résultats de la simulation, les valeurs de V_C obtenues dans un environnement OrCad sont également signalées par une ligne continue. Les résultats sont représentés en figure 4.9.

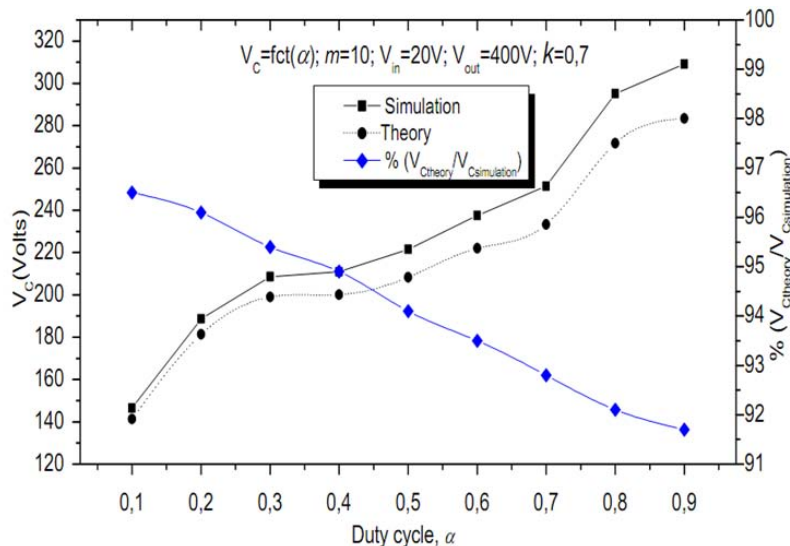


FIGURE 4.12 – Comparaison entre simulation et modélisation des résultats de V_C par rapport au cycle de service du commutateur pour $m = 10$ et $k = 0,7$.

Dans cette figure, nous avons ajouté le rapport (en pour cent) entre les deux séries de valeurs de V_C . Dans la gamme considérée, ce rapport présente une erreur maximale entre les résultats des simulations et ceux des modélisations. Cette valeur est d'environ 8% pour une valeur de k proche de 1 et d'environ 4% à 8% pour le k allant de 0,7 à 1. Cette différence entre les résultats peut être expliquée par le fait que dans le modèle, nous avons négligé les chutes de tension dans les diodes et l'énergie de stockage dans l'inductance de fuite secondaire. L'influence de ces simplifications initiales sur V_C augmente avec l'augmentation de la durée du mode 1, c'est à dire, finalement avec le rapport cyclique α . Néanmoins, les résultats montrent une faible variation de l'erreur entre les simulations et les modélisations et ne remettent pas en cause les hypothèses du départ, voire les justifient.

D'une manière similaire, dans la figure 4.13, nous présentons les valeurs V_C par rapport au facteur de couplage k pour $m = 10$ et $\alpha = 0,5$.

On observe que l'écart entre les valeurs simulées et calculées pour V_C en fonction du facteur de couplage k variant ($k = 0,7$ valeur limite jusqu'au couplage parfait ($k = 1$) choisie pour les tests de validité du modèle varie d'environ 6% à 1,5% pour le k allant de 0,7 à 1. Cette erreur est cependant meilleure pour des valeurs élevées de k . Ici encore, les premières simplifications faites dans le modèle peuvent expliquer cet écart entre les valeurs simulées et calculées de V_C . En effet, pour des valeurs élevées de V_C , le comportement réel des composants, comme l'effet des diodes et les commutations des interrupteurs, présentent des effets énormes dans le comportement global du convertisseur. Surtout, lors de la simulation, nous avons observé et signalé sur la figure 4.7, que la tension sur le commutateur V_{ds} est toujours maintenue à une valeur positive, par la présence de la diode intrinsèque de substrat du transistor MOSFET qui intervient dans les simulations lors du choix du composant. Alors que dans le modèle, cette

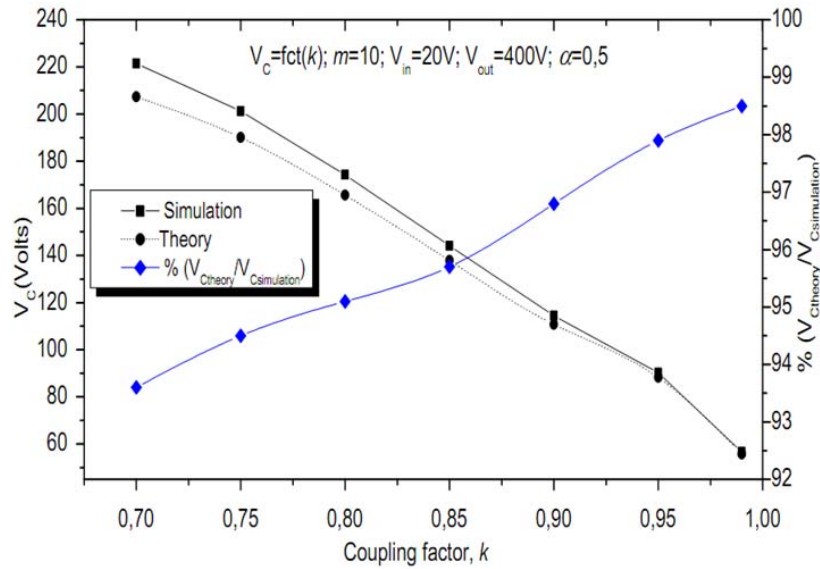


FIGURE 4.13 – Comparaison entre les résultats de simulation et de modélisation de V_C par rapport à l'élément de couplage pour $m = 7$, et $\alpha = 0,5$.

diode de substrat est négligée rapport, au cours du mode 4 de oscillation voisine sur zéro (voir figure 4.14), c'est à dire dans les parties négatives de la diminution de la valeur moyenne de la tension V_C .

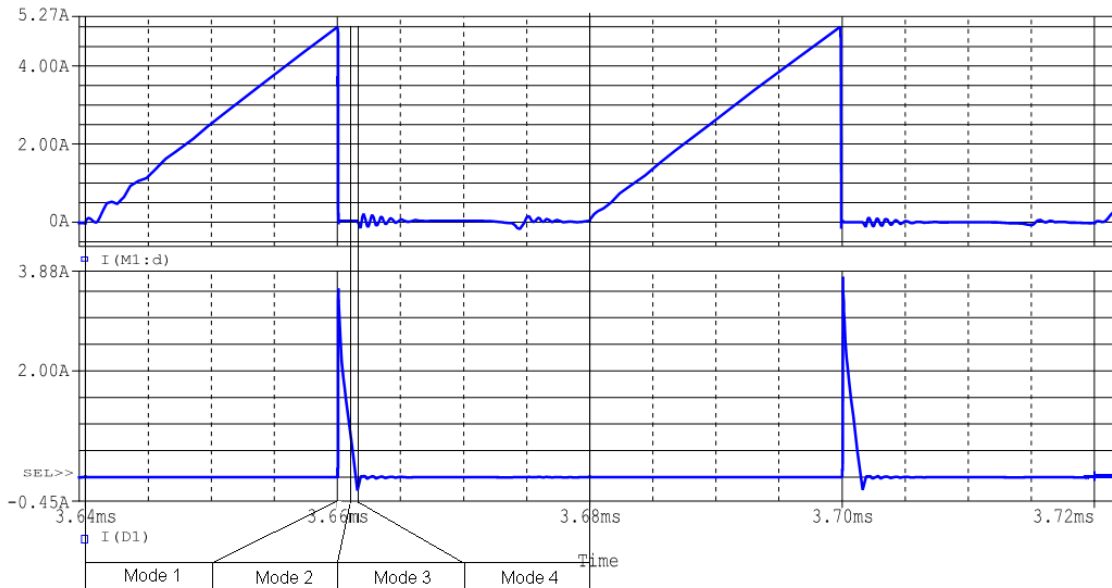


FIGURE 4.14 – Forme des courants I_{D1} et I_{M1} dans le convertisseur MCB-RS obtenus par simulation.

Il apparaît clairement que la simulation et les résultats calculés, comme représentés sur les figures 4.12 et 4.13, sont très proches. Cela permettra une approche mathématique ou in-

formatique lors d'un premier dimensionnement dans l'étape de conception d'un convertisseur MCB-RS.

4.4 Optimisations supplémentaires du convertisseur

4.4.1 Le convertisseur MCB-RS auto-alimenté

Les convertisseurs DC-DC pour le transfert des sources énergétiques renouvelables avec le valeur de tension variant, peuvent assurer leur propre auto-alimentation en fournissant une tension constante à tous les éléments électroniques les constituants. Nous avons proposé une solution technologique d'auto-alimentation générant les tensions de 5 V et 15 V nécessaires au fonctionnement des circuits du convertisseur MCB-RS développé au laboratoire. (voir à l'annexe 3 pour les photo du circuit).

Le schéma du convertisseur MCB-RS auto-alimenté par le panneau est représenté sur la figure 4.15.

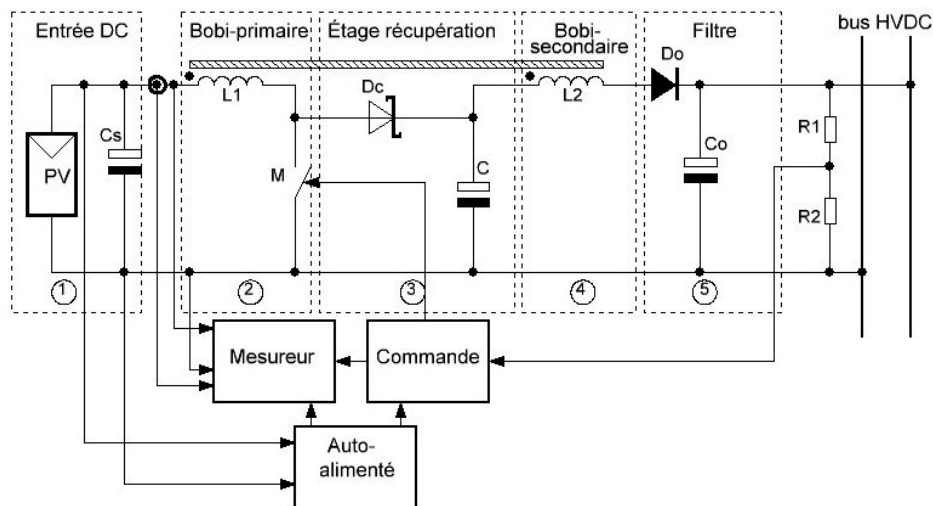


FIGURE 4.15 – Structure d'un convertisseur Boost à récupération intégrant l'auto-alimentation pour la conversion de l'énergie photovoltaïque.

Ce nouveau système contient cinq parties : (1) une source d'entrée DC qui peut être obtenue à partir d'un panneau photovoltaïque fournissant un courant continu (2) l'étage primaire incluant l'interrupteur M (habituellement un MOSFET) et, (3) par l'intermédiaire d'un circuit de récupération passif, couplé à (4), un étage Boost secondaire et en (5), un circuit de filtrage qui délivre la tension adaptée à la charge ou le bus HVDC. Un traqueur mis en œuvre dans un dispositif de commande auto-alimenté par la source détermine le maximum de la puissance disponible à partir de la source et qui sera être délivrée à la sortie.

Le circuit d'auto-alimentation

Le circuit auto-alimenté est représenté sur la figure 4.16. Le composant principal est un régulateur de LM2576 idéal pour la conception simple et pratique d'un régulateur abaisseur à découpage. Ce circuit est conçu pour alimenter une charge de 3,0 A maximum avec une excellente

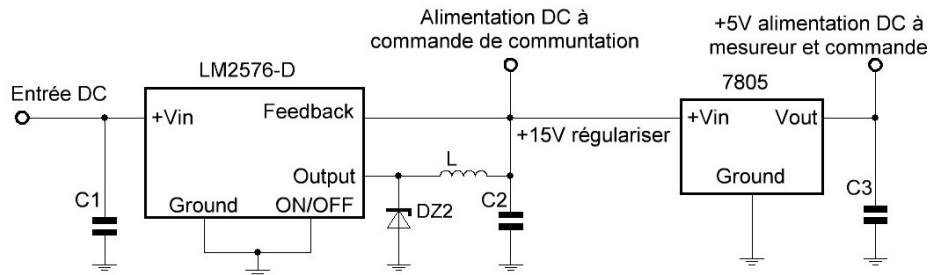


FIGURE 4.16 – Schéma complet de l'alimentation du Boost MCB-RS incluant la génération de la tension pour la partie calcul en 5V.

régulation de ligne et de charge. Ce régulateur est présenté en annexe 3. Ces sont disponibles pour des tensions de sortie fixes égales à 3,3 V, 5,0 V, 12 V, 15 V, et une version de sortie réglable. Étant donné que le convertisseur LM2576 est un bloc d'alimentation à découpage, qui est conçu dans la présente demande pour la commande et le contrôle du commutateur (MOSFET) du convertisseur, son efficacité doit être élevée ainsi que son rendement. La deuxième composante est un régulateur de LM7805 idéalement conçu pour des applications comme régulateur ballast linéaire délivrant une tension de sortie de 5 V. Dans la présente demande, ce composant fournit la puissance du micro-contrôleur, et la gestion de l'ensemble du système embarqué.

4.4.2 Autre évolution possible : Boost MCB à plusieurs étages RS haute rapporte tension

Comme on l'aura remarqué depuis le début de cette présentation, une tension comprise entre 120 V et 400 V n'est pas à proprement parler une valeur considérée comme «Haute» en électrotechnique. Cette valeur relativement basse n'a pas été choisie arbitrairement car elle repose essentiellement sur les contraintes fixées par le matériel sur lequel nous avons fait cette étude. Nos essais lors de la mise au point du convertisseur nous ont amené à des valeurs nettement plus élevées au point que dans une autre perspective encore, nous pouvons extrapoler le principe retenu pour cet élévateur pour la génération de tensions beaucoup plus élevées, à savoir des tensions allant jusqu'à 900 V voire 10 kV. Sur le principe, on peut dire que la structure que nous avons étudiée se prête tout à fait à des modèles à tension très élevée. On peut rappeler ici l'idée sous-jacente à cette augmentation de la tension qui est le transport d'énergie sur des supports de faible section ou utilisant d'autre matière que le cuivre qui tend à devenir une matière précieuse, donc sujette à la spéculation et aux fluctuations du marché. Il serait donc envisageable, grâce à l'augmentation de la tension, de diminuer les pertes de transport de l'énergie par l'utilisation de métaux moins précieux, voire des fibres de carbone. Une telle structure élévatrice a déjà été mise à l'étude dont le principe repose par exemple sur le doubleur dont le principe est rappelé en (section 4.3). Une autre structure impliquant un transformateur spécial est également envisagée. Il s'agit d'un transformateur doté de plusieurs secondaires. Le schéma général est donné à titre indicatif en figure 4.17.

Le schéma de principe de ce convertisseur reporté dans cette figure montre l'adaptation d'un double élévateur sur un convertisseur MCB-RS.

Nous avons simulé sous OrCad ce montage, représenté dans la figure 4.18, l'objectif étant d'étudier le comportement des tensions aux bornes des inductances. C'est à dire aux bornes de

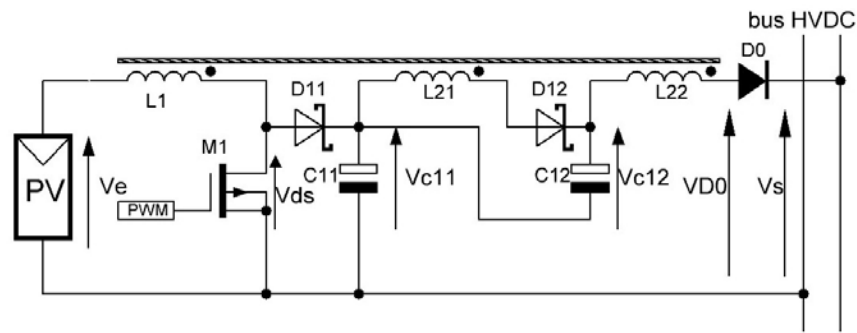


FIGURE 4.17 – Schéma d'un convertisseur MCB avec deux étages RS.

la bobine secondaire qui est divisé en deux parties $L21$ et $L22$ reliées alternativement à deux étage RS.

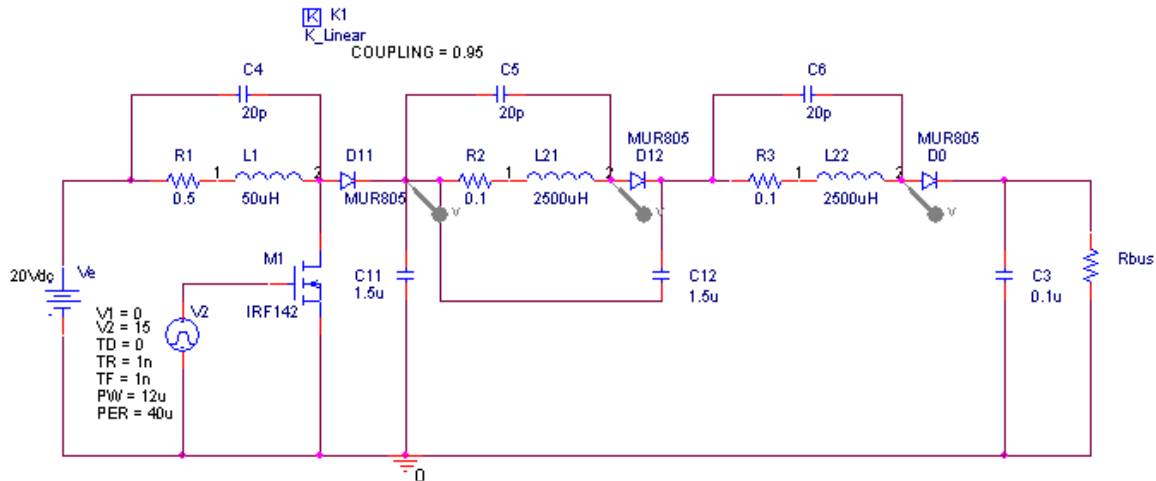


FIGURE 4.18 – Schéma de simulation sur Boost MCB avec deux étages RS à deux bobinages secondaires.

Dans un tel montage, le travail consiste à optimiser le rapport des deux enroulements secondaires du couplage. Nous avons choisi $L21 \leq L22$ pour assurer la tension sur la distribution et le stress de tension sur les diodes $D12$ et $D0$. Les résultats de simulation sont reportés dans les figures 4.19 et 4.20.

Ces résultats dans les figures 4.19 et 4.20 font apparaître très clairement la phase de récupération de l'énergie montrent les courbes des tensions V_{C11} et V_{C12} des condensateurs $C11$ et $C12$ suivie première et deuxième d'étage RS, plus stable car tout ces deux étages à tour de rôle la récupération d'énergie de fuit de bobinage primaire, correspondant au rapport de transformation par effet du Boost magnétique. On voit que malgré la faible valeur du coefficient de couplage qui générerait auparavant de fortes surtensions, la tension sur le transistor ne dépasse pas sa valeur maximale admissible, ce qui permet d'assurer sa protection.

Une telle structure, outre le fait qu'elle impose une réalisation particulière des bobinages, avec des contraintes d'isolement importantes, ne pose pas de problème pour obtenir des rapports

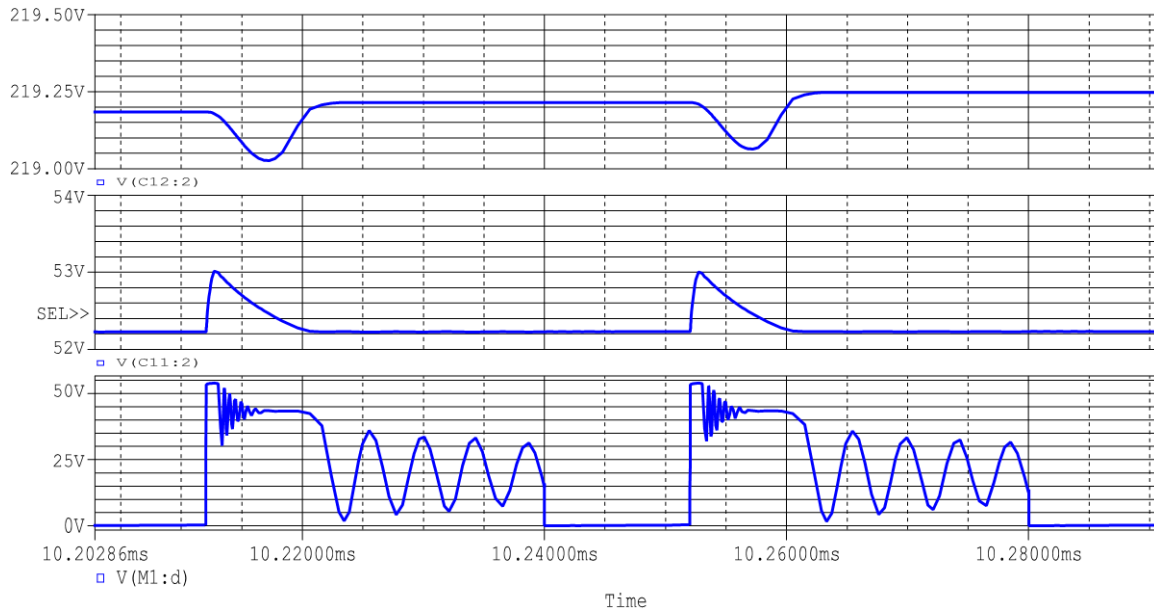


FIGURE 4.19 – Tension simulé des condensateurs dans deux étapes RS et sur le transistor.

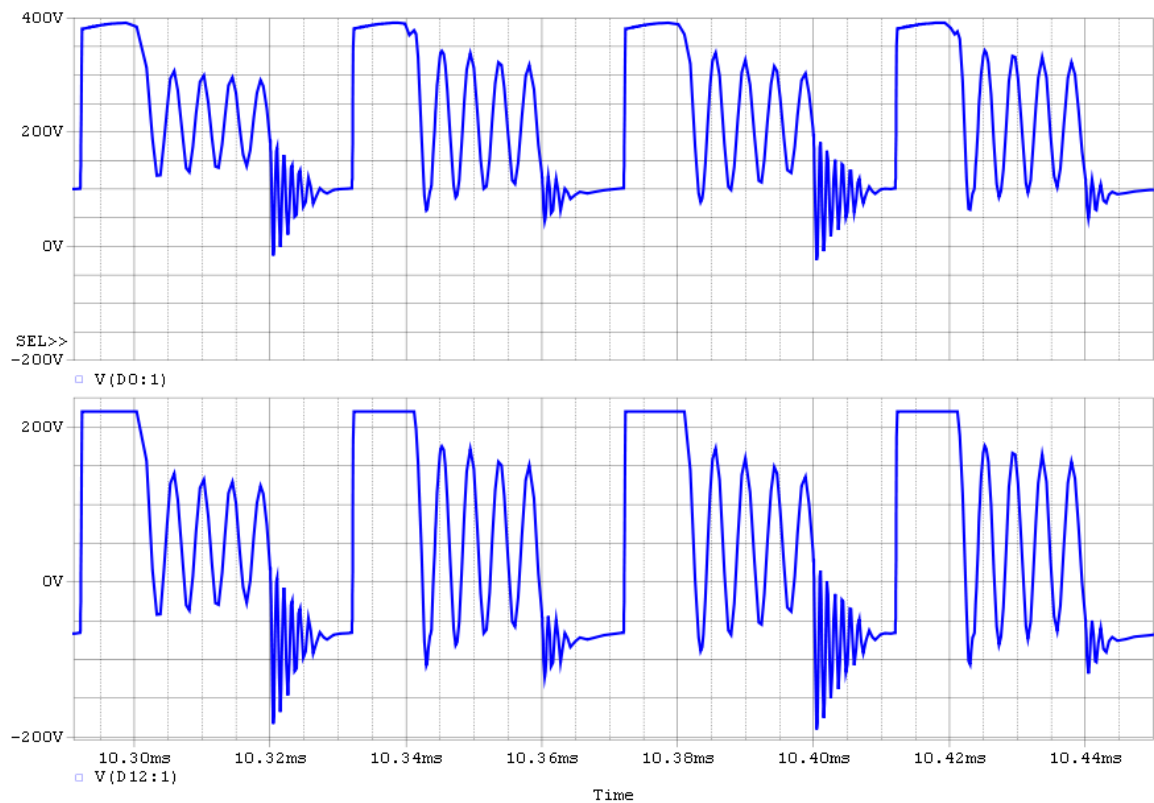


FIGURE 4.20 – Tension des diodes dans la deuxième étape récupération et redresseur.

d'élévation très élevés en gardant le bénéfice d'un rapport cyclique optimal autour de 50%. Par ailleurs, ce schéma présente l'avantage de pouvoir réduire la tension sur le commutateur et de ce fait de permettre un choix d'un MOSFET ayant une faible résistance R_{ds} , donc de faibles pertes contribuant ainsi à une amélioration du rendement. Cette architecture de convertisseur peut constituer une piste dans le développement de l'architecture distribuée sur bus HVDC. Notons que d'après les équations de base liant les différents paramètres de fonctionnement du convertisseur MCB-RS (tensions d'entrée, tensions de sortie, rapport cyclique et rapport de transformation), il est important d'étudier précisément les effets des variations de la tension du bus HVDC sur le réglage du MPPT du convertisseur. Les mesures en laboratoire ont montré qu'une interaction se produit entre les différents convertisseurs connectés sur le bus, ce qui entraîne des instabilités car le bus HVDC constitue un élément de couplage très serré. Néanmoins, dans le cadre de l'étude, elle n'est pas adaptée pour obtenir une tension de sortie devant correspondre à la tension d'entrée nominale (voire optimale) d'un onduleur connecté avec réseau de distribution AC.

4.5 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons présenté une analyse spécifique effectuée sur des convertisseurs individuels DC-DC à couplage magnétique en vue de leur intégration dans une architecture distribuée sur bus HVDC dans un système de conversion d'énergies renouvelables.

Nous avons souligné la grande influence du facteur de couplage dans le comportement global du convertisseur. Ce coefficient de couplage dépend essentiellement de la tension d'isolation et des diverses options et des contraintes de fabrication. La présentation a commencé avec le convertisseur MCB et a permis d'introduire les équations fondamentales qui décrivent le comportement des convertisseurs à couplage magnétique. Néanmoins, en raison de la faible efficacité du convertisseur MCB, nous avons poussé l'analyse sur le convertisseur Boost à couplage magnétique avec récupération (MCB-RS). L'analyse compare les résultats de simulation avec ceux de l'analyse discrète. Nous avons étendu cette étude à la modélisation du comportement du convertisseur Boost à Couplage magnétique avec l'étape de récupération permettant la prédiction des paramètres de fonctionnement, comme des courants et des tensions d'une manière plus utile, en se concentrant dans la présente étude sur la tension du condensateur V_C . La validité du modèle est démontrée sur un large éventail de valeurs du coefficient de couplage, de $k = 0, 7$, qui est une situation défavorable, jusqu'à la valeur idéale $k = 1$ considérée généralement dans la littérature, tout cela pour un rapport de transformation $m = 10$. L'analyse décompose, de façon original, l'ensemble du cycle en quatre modes, montrant la présence de deux modes intermédiaires existants à la commutation ; un de ces mode n'est généralement pas considéré dans la littérature comme ayant une influence sur le niveau d'énergie de récupération restituée dans le quatrième mode. Le mode 3 est considéré comme une extension du mode 2, nécessaire pour récupérer toute l'énergie emmagasinée dans le mode 1. Il commence quand un changement du condensateur signe courant I_C apparaît. La durée de ces deux modes intermédiaires est directement liée à la valeur du facteur de couplage k , ce qui montre la grande influence des inductances de fuite dans le processus de restitution de l'énergie. La présente analyse met en évidence l'utilité d'un auto-transformateur pour réduire l'effet de l'antisymétrie observée sur les impulsions de commutation dans le convertisseur basique quand un haut rapport élévation est nécessaire. Cette approche a été validée par une comparaison entre la simulation et le calcul affichant un très faible écart entre les résultats même pour une faible valeur du facteur de cou-

plage. Le modèle mathématique permet de déterminer exactement les limites technologiques du convertisseur en tenant compte des paramètres de couplage et de commande. Cette étude montre clairement que k influe sur la performance, le coût et la conception de convertisseurs DC-DC dans les systèmes de conversion d'énergie et de production. Par ailleurs, l'architecture MCB-RS permet une diminution de la tension V_{ds} appliquée sur le transistor MOSFET. Nous avons montré que dans un convertisseur MCB-RS, même avec une faible valeur du facteur de couplage, une tension plus basse est appliquée au transistor qui peut alors être choisi dans une famille de composants présentant une tension maximale faible V_{dsmax} avec un R_{dson} en conséquence faible. Ce choix entraînera une augmentation des performances des convertisseurs. En outre, le transfert d'énergie est amélioré par un meilleur équilibre du cycle de service, ce qui est un facteur supplémentaire d'une meilleure efficacité.

Dans le cadre de l'intégration d'un tel convertisseur dans un système de production d'énergie renouvelable, pour la conversion de l'énergie photovoltaïque, nous avons présenté une solution technique pour un circuit auto-alimenté assurant l'alimentation électrique du convertisseur.

L'étude présentée dans ce chapitre a montré des possibilités d'évolution de l'efficacité à faible coût des convertisseurs DC-DC à couplage magnétique et montre également une méthode d'étude possible de nouveaux systèmes dans cette famille de convertisseurs DC-DC à couplage magnétique.

Chapitre 5

Communication par courants porteurs sur bus HVDC pour la gestion et la supervision du générateur

5.1 Introduction

L'intérêt croissant pour les énergies renouvelables de nature intermittente semble devoir imposer un tout nouveau paradigme dans le domaine de la production puis de la distribution de l'énergie électrique. Le recours à des ressources considérées comme propres ne doit pas dégrader le niveau de sûreté du processus de production et de distribution tout en veillant à lui adjoindre un caractère durable et compétitif vis à vis des moyens conventionnels. Mieux, l'optimisation de la conversion d'énergie de sources renouvelables complémentaires comme le solaire ou l'éolien peut contribuer aux performances et à la stabilité d'un réseau de distribution électrique inter-connectant aussi des unités de production classique (centrales de base).

Comme rappelé dans la figure 5.1, l'approche que nous avons choisi pour la réalisation de générateurs d'électricité d'origine renouvelable performants basés est basée sur une architecture parallèle distribuée où les modules PV (ou autres sources d'énergie renouvelable) sont connectés sur le bus de puissance par l'intermédiaire de convertisseurs DC-DC individuels. Nous rappelons que cette topologie garde les avantages des associations série-parallèle (augmentation de la puissance de l'installation) tout en assurant l'individualisation de la recherche du point maximum des modules PV, ou des sources d'énergie. Cette architecture permet, si un système de communication lui est associé, une surveillance théoriquement de chaque panneau et donc une détection de défauts plus précoce et nécessitant alors un système de communication et de supervision.

L'apport des sources renouvelables peut être mieux contrôlé en recourant à une architecture distribuée intégrant le concept de réseau intelligent [108–110]. Cette approche relativement nouvelle facilite la production optimisée d'énergie pour chaque source raccordée mais il faut alors prévoir des dispositifs de communication entre les différentes unités de production et un contrôleur central pour la bonne gestion de l'énergie produite. Différents systèmes et technologies de communication sont alors possibles pour cet échange d'information. Nous pouvons citer les systèmes sans fils de type Wifi ou ZigBee, les communications par réseau spécialises point à point ou les communications par courants porteurs.

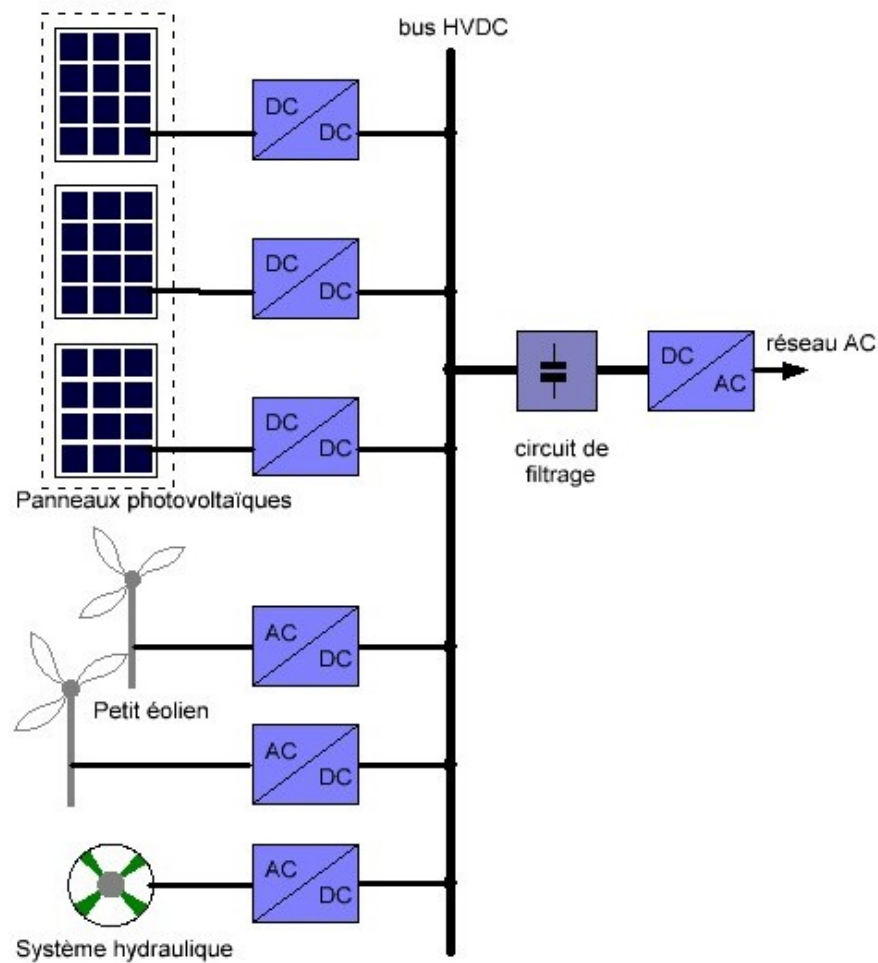


FIGURE 5.1 – Le concept général d'un système de production d'énergie électrique distribuée.

C'est pour cela que dans ce travail, toujours dans l'objectif d'une optimisation de la conversion énergétique de ces systèmes, donc de l'amélioration de leur rendement, nous avons choisi de doter nos convertisseurs de capacités de communication et de supervision. Nous avons ainsi développé un système de communication par courant porteur sur bus permettant d'assurer la communication entre les convertisseurs et un contrôleur central. Je vais présenter maintenant cette étude. Il est à noter que les aspects supervision ne sont pas abordés dans ce travail et feront l'objet au laboratoire LMOPS de prochains développements.

Fortement liés au développement des réseaux intelligents les moyens de communication s'appuyant sur les courants porteurs jouent un rôle clé dans la recherche d'une meilleure disponibilité de la distribution d'énergie tout en apportant des fonctionnalités supplémentaires comme la réalisation de supervision facilitant l'exploitation et la maintenance des générateurs à base d'énergie renouvelable. Le concept de transport d'énergie via un bus HVDC couplé à celui de communication entre sources d'énergie constitue ainsi une nouvelle approche dans la mise en œuvre de réseaux intelligents [111].

Dans la figure 5.2 nous présentons une modification de l'architecture parallèle composée

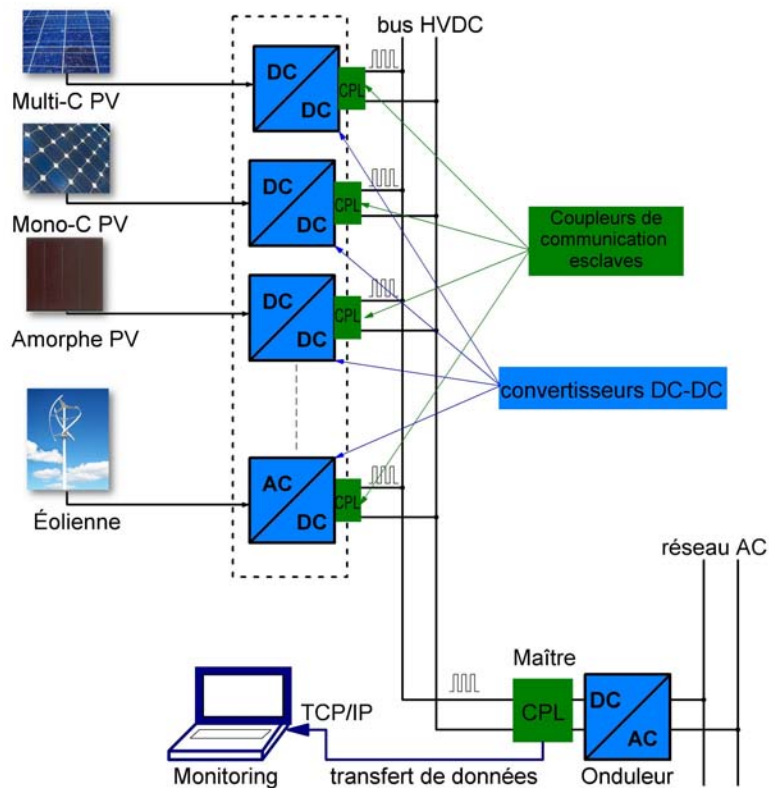


FIGURE 5.2 – *Système de communication par courants porteurs sur le bus HVDC.*

d'optimiseurs auto-alimentés par les modules PV associés (élevateurs DC-DC pourvus d'algorithmes MPPT) et intégrant les coupleurs de communication par courants porteurs. Seule la fonction de communication sera présentée dans ce chapitre, la conversion d'énergie d'ainsi que le dispositif d'auto-alimentation étant présentés quant à eux dans la section 4.4, chapitre précédent.

5.2 Les techniques de communication par courants porteurs en ligne

5.2.1 Présentation générale de la technologie des courants porteurs en ligne

Les besoins d'échange d'informations entre les différents systèmes de production d'énergie se font de plus en plus sentir, avec des problématiques d'augmentation de flux et de débit de données. L'interconnexion des contrôleurs gérant les systèmes de production de nature diverse doit permettre des échanges de données fiables. Classiquement, ces échanges sont mis en œuvre sous forme de liaison point-à-point à travers des lignes dédiées. Cependant, cette conception conduit à des réalisations complexes en câblage, difficiles à gérer. La technologie par courants porteurs est une réponse à la simplification des réseaux de communication associée à la production et au transport de l'électricité. Cela fait plus de 20 ans qu'a été proposée l'idée d'utiliser le réseau électrique comme mode de transmission de données en plus de sa fonction principale de transport d'énergie. Le principe repose sur une source de puissance, un émetteur et un récepteur

de signaux de données, comme le montre la figure 5.3. R_1 et R_2 représentent les résistances de ligne amont et aval par rapport à l'interface de couplage tandis que L_1 et L_2 sont les inductances parasites. Le signal U_d qui constitue le flux de données numériques à transmettre est associé à un signal haute fréquence U_p appelé porteuse, générant ici un signal modulé U_m . La modulation peut se faire par amplitude, par fréquence ou par étalement du spectre. L'amplificateur A1 a pour rôle d'amplifier le signal modulé de manière à ce que U_m ait un rapport signal/bruit acceptable. Le récepteur effectue quant à lui les opérations inverses. Le signal reçu est filtré sélectivement sur la fréquence de la porteuse, amplifié par A2, et enfin démodulé pour restituer le signal émis U_d . Enfin, il est à noter que pour augmenter la vitesse de transmission, de nombreuses recherches sur la modulation du signal, la compression de données et le codage de sécurité ont été réalisées.

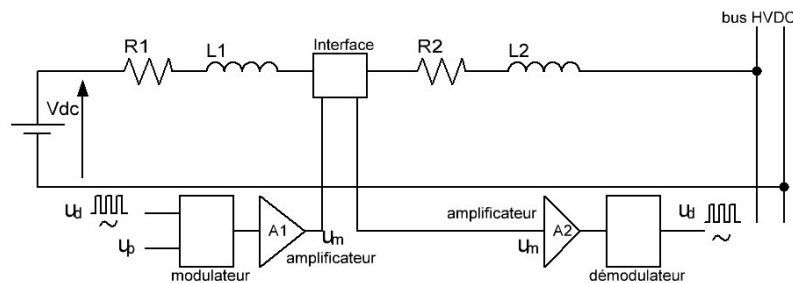


FIGURE 5.3 – Schéma de principe d'un système simple de communication par courants porteurs.

Avantages de la technologie des courants porteurs en ligne

Les principaux avantages des CPL sont les suivants :

- le CPL utilise les lignes électriques existantes ce qui permet d'éviter de lourds investissements et désagrèments liés à la construction d'un réseau de communication muni de ses propres lignes dédiées.
- grâce aux technologies CPL, les fournisseurs d'électricité disposent de solution de télé-métrie en procédant à distance à la lecture des compteurs, à la gestion dynamique (commutations) des sources et des charges, à la protection de l'installation etc...
- le CPL permet à des compagnies d'électricité de fournir des services BPL (Broadband over PowerLine services) comme l'accès à l'Internet, la télévision numérique, le multimédia... De nombreux clients peuvent utiliser ces services car le réseau de distribution électrique est présent presque partout et que son fonctionnement présente une bonne disponibilité. Le CPL peut ainsi être considéré comme un réseau local informatique (LAN).
- le CPL peut offrir une offre concurrente dans le secteur des télécommunications, en particulier pour les pays ne disposant pas d'un réseau téléphonique dense.
- le CPL peut transmettre des données à haute vitesse, son débit étant actuellement compris entre 14 Mbits/s et 500 Mbits/s.
- l'installation et le raccordement des appareils CPL est particulièrement simple.
- technologie adaptée à l'injection des productions d'énergie décentralisée (PDE) comme celles provenant des sources d'énergies renouvelables (photovoltaïque, énergie éolienne...) dans

le réseau de distribution public, ce en réduisant le coût de raccordement tout en accroissant les performances du système.

Inconvénients de la technologie des courants porteurs en ligne

Les principaux inconvénients des CPL sont les suivants :

- le CPL est une technologie dédiée à la communication «point à point».
- l'architecture du réseau électrique, les caractéristiques physiques du câblage et des perturbations générées par le courant électrique transporté peuvent affecter la qualité de la communication. Les terminaisons de ligne électrique provoquent des distorsions ou des atténuations du signal sur le réseau [112].
- l'atténuation du signal varie en fonction de la fréquence et de la longueur des liaisons [113].
- les interférences sur le réseau peuvent être considérées comme du bruit perturbant la communication par CPL. Les phénomènes les plus gênants sont les bruits impulsionnels qui apparaissent lors de la connexion d'appareils électriques sur le réseau. Par exemple, la commutation de simples interrupteurs d'éclairage peut produire des interférences non tolérées par le réseau de communication [114].
- l'atténuation du signal peut être causée par divers dispositifs actifs ou passifs [115]. Relais, transistors et redresseurs peuvent engendrer des signaux parasites dégradant la communication tandis que transformateurs et convertisseurs DC-DC atténuent presque complètement le signal. En outre les impédances dynamiques du réseau électrique sont à l'origine de bruits et d'atténuations qui ont un impact sur la communication [116].
- la communication CPL est sensible à la topologie du réseau électrique : une reconfiguration majeure de l'installation peut affecter la transmission des données.
- dysfonctionnements possibles si les modules CPL sont disposés sur des rallonges. Il faut connecter les boîtiers CPL directement sur les prises murales, ce qui n'est pas toujours aisé en appartements (emploi courant de blocs répartiteurs de prises).
- pas de véritable standardisation entre les différents fournisseurs de solutions CPL (spécifications propriétaires rendant les différents systèmes incompatibles entre eux).

La technologie des courants porteurs en ligne est principalement divisée en deux catégories : courants porteurs de nature AC et courants porteurs de nature DC. Leur principe de fonctionnement est décrit dans les paragraphes suivants.

5.2.2 Les systèmes de courants porteurs en ligne AC

Dans le cas où les débits de transmission n'ont pas besoin d'être très élevés ou que l'installation est appelée à subir peu de modifications la technologie CPL AC est particulièrement adaptée en raison de son caractère économique. Dans ce domaine les débits de transmission atteints actuellement permettent sans difficulté la réalisation de réseaux pour la transmission de signaux audio-numériques (14 Mb/s) et même pour celle de signaux audio-visuels. En raison des multiples avantages apportés par une installation facilitée (pas de conducteurs dédiés réseaux à prévoir) et des faibles perturbations occasionnées sur les bandes de radiodiffusion la technologie CPL AC a peu à peu investi les systèmes domotiques et s'est même présentée

comme une proposition alternative aux réseaux de communication dédiés à haut débit (réseau local) [117, 118].

5.2.3 Les systèmes de courants porteurs en ligne DC

La technologie de communication par courants porteurs en ligne DC s'est développée sur la base de celle, plus ancienne des courants porteurs AC. Bien que la tension mortelle soit plus élevée en continu qu'en alternatif certains constructeurs préfèrent se cantonner à des tensions proches de celles retenues pour l'alternatif. Ainsi on trouve une valeur de 42 VDC seulement dans une réalisation ayant trait à l'automobile afin de privilégier la sécurité [119]. Avec ce niveau de tension on rencontre inévitablement des intensités supérieures à celles que l'on aurait avec un système d'alimentation en courant alternatif de tension conventionnelle. Pour une puissance donnée sous faible tension, l'impédance de charge provoquant ces forts courants est naturellement assez basse, ce qui peut influencer les performances du système de communication par courants porteurs.

Comme nous l'avons vu dans les deux paragraphes précédents, aucune des solutions existantes, CPL-AC et CPL-DC existantes actuellement ne répond directement à la problématique que nous avons à résoudre. Néanmoins, avec un bus à haute tension continue nous avons choisi naturellement d'utiliser le CPL-DC en développant des solutions électroniques originales permettent la communication sur bus HVDC dans l'architecture distribuée.

En effet, des difficultés supplémentaires sont apparues en raison des variations du courant de puissance sur la ligne HVDC. Ces variations sont difficiles à prévoir ce qui oblige à ne pas se contenter pour le système de communication d'une adaptation d'impédance conventionnelle sur la ligne comme, par exemple, la mise en place d'une terminaison résistive. Par ailleurs, dans la définition du système de communication, et des contraintes technologiques associées, nous avons bien évidemment considéré le type et la quantité d'informations à échanger. En particulier ce système nécessite uniquement des vitesses et débits faibles contrairement aux exemples cités plus haut. Notons à ce propos, que suite à une étude initiale, un certain nombre de paramètres ont été initialement fixés par notre équipe comme des points de départ de l'étude, avec notamment le nombre de stations connectées au bus, l'impédance caractéristique nominale du bus, ainsi que la gamme de fréquences de la porteuse souhaitée. Il a été retenu les valeurs suivantes :

Impédance du bus HVDC :

- $1K\Omega$
- nombre de stations connectées sur le bus : 20
- Impédance du bus à la fréquence de porteuse = 50Ω

Pour ce qui concerne les aspects de compatibilités possibles avec d'autres systèmes de communication par courants porteurs tels que ceux utilisés par EDF et d'autres exploitants nationaux étrangers sur leurs réseaux, il est à noter que notre système de communication CPL sur bus HVDC est un système purement interne au générateur de production distribué d'énergie renouvelable que nous avons développé. De ce fait, notre système CPL se limite à des communications locales parfaitement isolées des réseaux de distribution. Il peut donc être optimisé pour cette fonction, indépendamment des dispositifs déjà existants.

5.3 Conception d'un système CPL pour bus HVDC

Les fabricants de dispositifs exploitant les énergies renouvelables cherchent à se différencier en proposant des fonctionnalités supplémentaires ayant trait à l'exploitation de l'installation (dispositions de contrôle-commande assurant de bonnes performances tout en garantissant sa stabilité) et à sa sûreté de fonctionnement (en particulier la sécurité vis à vis des personnes). Cela requiert cependant un volume d'échange de données élevé et un réseau de communication de données très fiable. Comme la production décentralisée à partir de sources renouvelables utilise le réseau de transport haute tension classique le recours aux courants porteurs n'affectent pas la qualité de l'énergie transmise. Cette constatation valable pour la haute tension AC peut être adaptée aux lignes de transport de courant continu haute tension en intégrant des systèmes CPL aux convertisseurs élévateurs DC-DC raccordés à la ligne.

La plupart des solutions de communication proposées par les fabricants proposant des solutions distribuées de production d'énergie s'appuient sur des systèmes et protocoles de communication déjà commercialisés pour d'autres types d'applications. Ces systèmes utilisant des bus de terrains ou des communications sans fils présentent en général une grande fiabilité avec notamment une excellente capacité de détection d'erreurs.

5.3.1 La solution de communication CPL retenue dans notre étude

En raison de sa facilité de mise en œuvre, nous proposons dans notre cas d'utiliser le protocole Modbus dans le cadre du développement d'une solution CPL sur bus haute tension continue. Le bus HVDC étant dans notre cas le support de la communication, son dimensionnement peut avoir un impact sur les performances des coupleurs (fiabilité et rapidité de transmission). En fonction de la distance il pourra s'avérer nécessaire d'intercaler des répéteurs CPL de puissance adéquate. En outre, comme les convertisseurs génèrent des harmoniques de courant en relation avec leur fréquence de hachage, il y a risque de perturber la porteuse du signal transmis si les fréquences sont proches.

Les modules-interfaces de communication sont couplés au bus de puissance au moyen d'un condensateur permettant la transmission des informations binaires tout en les isolant de la tension élevée du bus. Ils sont en quelque sorte greffés au convertisseur de puissance sans modification de leur structure de base. Les deux fonctions, conversion optimisée de puissance et communication, peuvent être assurées par un même micro-contrôleur standard (PIC de Microchip dans notre cas) dont la puissance est entièrement suffisante. La fonction de communication peut cependant être confiée à d'autres circuits que les systèmes micro-programmés comme par exemple les circuits FPGA (Field-programmable gate-array) qui participent à la réduction des coûts de l'ensemble du système [120].

Nous donnons, figure 5.4, le schéma simplifié d'un réseau à base de courants porteurs en ligne CPL. Une porteuse pouvant être un signal sinusoïdal ou non est superposée sur la ligne comme représenté dans la figure 5.4. On recense un seul nœud "CPL maître" pour n nœuds "CPL esclave". Tous les circuits CPL possèdent les fonctions émission-réception.

La figure 5.5 détaille le schéma de principe de la fonction d'émission pour les coupleurs esclaves et pour le maître.

Dans la figure 5.5, V_{conver} correspond à la tension d'un convertisseur DC-DC, R_{conver} à sa résistance de sortie, V_{hvdc} à la tension de la ligne DC. La résistance interne du convertisseur qui constitue une source de puissance doit tenir compte de tous les composants parasites des câbles d'alimentation et des diverses charges. Lorsque le nœud 1 est sur le point de transmettre

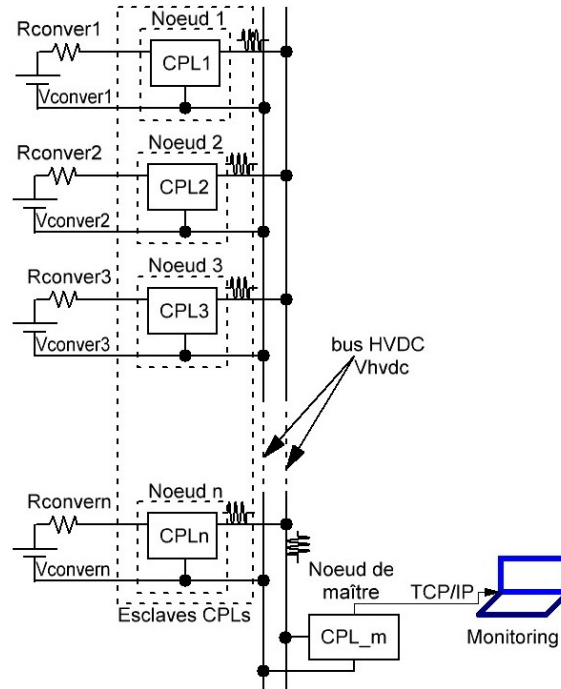


FIGURE 5.4 – Configuration générale d'un générateur composé de n convertisseurs continu-continu communiquant par coupleurs CPL sur le bus HVDC.

un signal au nœud maître via la ligne électrique à courant continu, le signal à émettre doit tout d'abord être amplifié par l'amplificateur qui n'est rien d'autre qu'un "Driver" de puissance destiné à fournir la puissance nécessaire afin d'obtenir un niveau de tension suffisant de porteuse en adéquation avec l'impédance caractéristique de la ligne électrique à courant continu. Dans ce mode de fonctionnement, la porteuse générée par l'émetteur est ensuite modulée en une série de trains d'ondes rectangulaires présentant des fronts de commutation très raides avec donc un nombre important d'harmoniques. Nous avons représenté schématiquement dans la figure 5.6 la forme des trains d'onde et du signal que l'on retrouvera sur le bus HVDC lors qu'une communication CPL.

La fréquence des changements du niveau de la porteuse est fonction du flux de données codées à transmettre. Compte tenu de l'impédance la ligne et de la relative faible fréquence de la modulation, les composantes harmoniques de l'enveloppe rectangulaire de la porteuse seront facilement filtrées et la fréquence fondamentale pourra ainsi être détectée par le récepteur.

Par ailleurs, le signal transmis sur la ligne est inévitablement atténué en fonction de la distance parcourue et peut être affecté de nombreuses dégradations (parasites, échos ...) en fonction des conditions d'exploitation de la ligne, sa longueur et la charge du système d'alimentation. Lors de la réception, le détecteur a pour missions premières la reconstitution du signal déformé et le filtrage du bruit. Le signal transmis par le nœud (1-n) esclave CPL par l'intermédiaire de la ligne électrique en courant continu est ainsi régénéré au niveau de chaque récepteur.

Afin d'obtenir une grande efficacité de transmission du signal sur la ligne électrique DC, il faut dans la conception du circuit, tenir compte de la puissance électrique consommée par le circuit CPL pour la génération de la porteuse ainsi que celle consommée dans le récepteur.

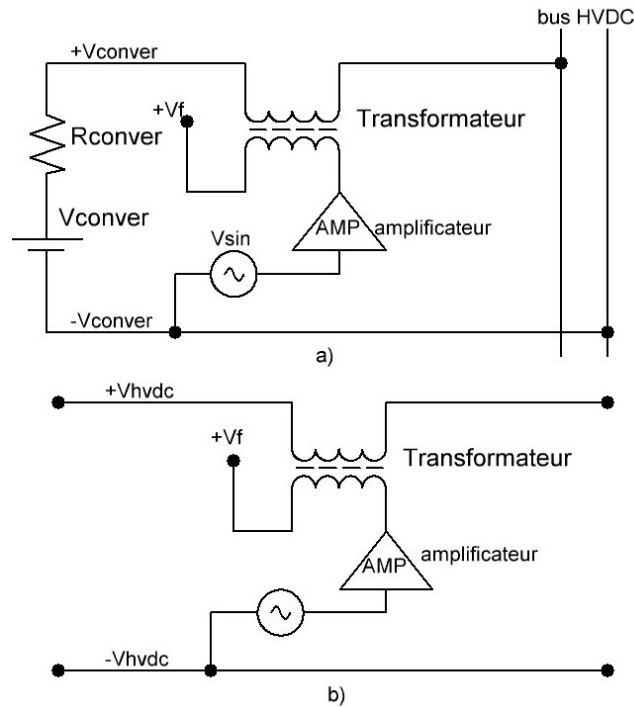


FIGURE 5.5 – Le circuit d'émission sur bus HVDC en utilisant un modulation d'amplificateur : a) circuit simplifié d'émetteur CPL esclave ; b) circuit simplifié d'émetteur CPL maître.

En effet, ceci constitue un point délicat car le bus est alimenté par des convertisseurs DC-DC constituant des générateurs à faible impédance, ce qui peut s'avérer une solution grande consommatrice d'énergie si l'impédance de la ligne est faible. D'ailleurs, il est généralement considéré que les principaux problèmes intervenant dans la conception de l'émetteur d'un circuit de communication CPL sont liés à la consommation de puissance et donc interviennent directement dans le dimensionnement correct de l'étage de sortie.

Cette contrainte a été une des raisons qui ont fait que la conception et la réalisation des circuits interfaces CPL ont été une des parties essentielles de mon travail de thèse. Toutes les solutions imaginées ont été simulés sous OrCad pour être optimisées avant d'être pratiquement réalisées.

5.3.2 Schéma de principe du système de transmission complet CPL

Dans la section 5.3.1, le principe de fonctionnement de base de l'émetteur de la porteuse a été discuté. Le fait d'utiliser le même vecteur de transport pour l'information d'émission et de réception des données en fait un système de communication simplex. La conception du système simplifié d'une communication par courant porteur DC simplex en utilisant l'émetteur de courant porteur en ligne proposé est illustrée à la figure 5.7.

La fonction du circuit représenté sur la figure 5.3 est de transmettre un flux de données de l'émetteur vers le récepteur. Le flux de données est codé et envoyé par l'émetteur modulé en amplitude et envoyé sur le bus. Le signal et sa porteuse sont filtrés et envoyés au récepteur pour être démodulé restituant le flux de données d'origine affecté d'un retard du au "delais

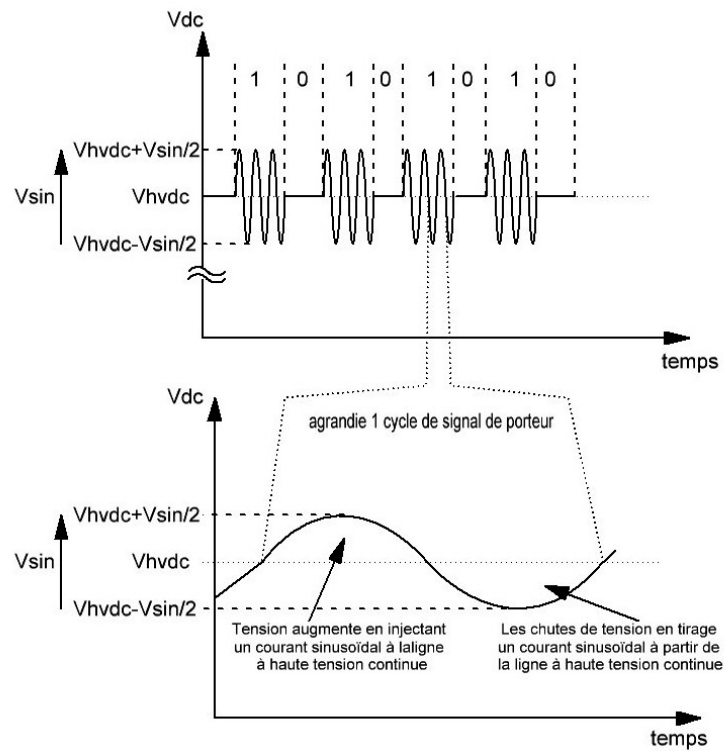


FIGURE 5.6 – Formes d'ondes de la tension du bus continu avec porteuse.

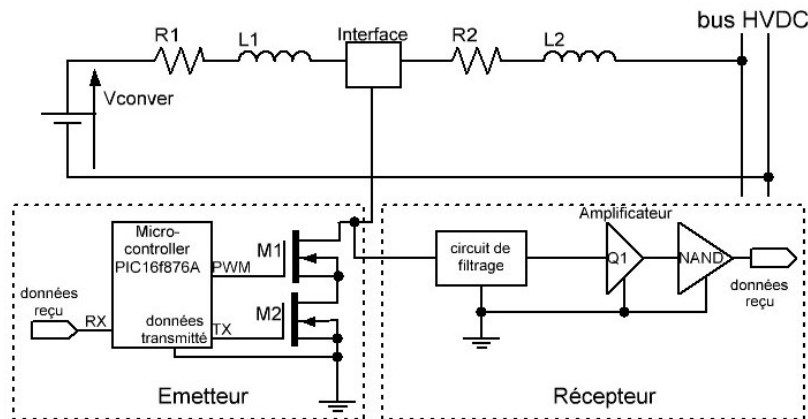


FIGURE 5.7 – Schéma de la proposition système de communication par courant porteuse DC avec communication

de groupe". La modulation d'amplitude ASK (Amplitude Shift Keying) s'avère pratique au vu de la simplicité de modulation et de démodulation. Dans ce type de modulation, la vitesse de transmission est de l'ordre de de 1 kbps [121].

Pour faciliter la communication sur le bus HVDC, il est nécessaire de prendre en compte la très faible impédance interne de la source de courant continu (dans ce cas, le convertisseur DC-DC) raccordée à la ligne HVDC. Comme nous l'avons précisé dans un paragraphe précédent,

l'émetteur de porteuse va devoir fournir une puissance non négligeable pour générer la porteuse du signal. Ce problème est important dans tous les systèmes par courants porteurs et notamment sur le système à courant continu présentant une charge importante et donc une impédance faible. Pour résoudre ce problème, on a inséré une inductance L_s comme reporté sur la figure 5.10.b entre le convertisseur et le bus HVDC pour augmenter l'impédance en sortie du convertisseur DC-DC. La conséquence est une augmentation notable de l'impédance ramenée sur le bus et donc la diminution de la puissance du signal de porteuse. La valeur de l'inductance reste à optimiser, sachant qu'une valeur élevée serait souhaitable mais que les contraintes de place et de réalisation vont nécessiter un compromis. Pour ce compromis, nous avons choisi une inductance avec noyau quelques mH, suffisante pour augmenter l'impédance du convertisseur.

5.3.3 Protection contre les erreurs de transmission

Le micro-contrôleur reçoit les données série externes provenant des capteurs et encode le flux de données en utilisant un code correcteur d'erreurs. Dans les limites de la vitesse de fonctionnement et la puissance de calcul du micro-contrôleur, la primitive [122, 123]. Code de parité de «Hamming» a été choisi en raison de son processus de codage simple. Ce code, en association avec le bit de parité calcul sur chaque mot permet la détection de deux erreurs additives et en permet la correction d'une. Ceci nous a été suffisant pour évaluer la performance des prototypes que nous avons développés mais il est également suffisant pour un fonctionnement normal du type de systèmes qui nous concerne. Après que les données brutes sont codés, le micro-contrôleur peut alors générer une séquence d'impulsions rectangulaires contenant le flux de données codées tel que présenté dans les paragraphes précédents. Les données brutes sont ensuite modulée et transmis à la ligne électrique à courant continu en sortie de l'émetteur.

Je présente et décris dans les paragraphes suivants les schémas retenus pour les émetteurs et récepteurs permettant d'introduire la forme et les labels des signaux. La modélisation du signal CPL sera ensuite présentée avant la modélisation des circuits sous OrCad.

5.4 Le circuit émetteur CPL

5.4.1 Schéma de principe de l'émetteur CPL

Le circuit de base de l'émetteur chargé de générer la porteuse est représenté sur la figure 5.8. Il se comporte comme un amplificateur de commutation qui permet d'obtenir la puissance nécessaire qui va être envoyée sur la ligne électrique HVDC via le secondaire du transformateur.

Le circuit émetteur est basé sur un convertisseur Forward classique. Dans le schéma de la figure 5.8, $M1$ est un MOSFET canal N, $D2$ est une diode et la ligne purement résistive est notée " $R_{\text{ligne-hvdc}}$ ". V_{conver} représente la tension de la batterie pour alimenter l'ensemble du système. Pour la simulation du convertisseur DC-DC, une résistance de sortie a été placée en série ; elle est désignée par R_{conver} . V_{hvdc} est la tension de la ligne HVDC ; V_{impulse} est une source de tension de pulsation qui délivre en sortie une série d'impulsions rectangulaires attaquant le MOSFET $M1$. $Lp1$, $Lp2$ et Ls sont deux inductances couplées ayant la même inductance, formant le transformateur 1. La fréquence de la porteuse transmise à la ligne de puissance est égale à la fréquence de commutation de l'interrupteur $M1$. Afin d'assurer la symétrie du signal de porteuse, le rapport cyclique de commutation $M1$ est fixé à 50% que nous avons choisi (voir annexe 4 figure de bande CPL et l'intégration d'un convertisseur DC-DC MCB).

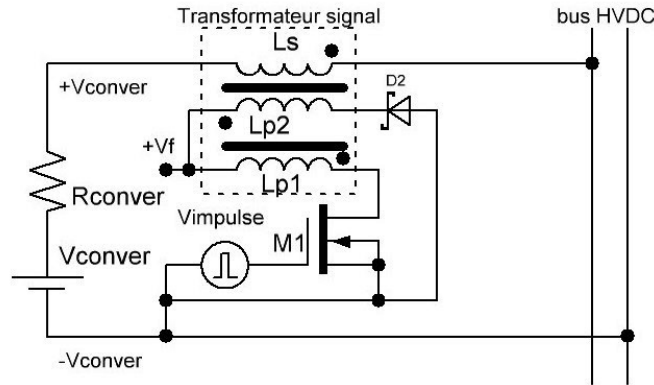


FIGURE 5.8 – Proposition d'émetteur de CPL entre le convertisseur DC-DC et le bus HVDC.

Les bobinages $Lp1$, $Lp2$ et Ls sont couplés suivant un sens précis sur le même principe du convertisseur Forward déjà mentionné. Ils ont la même inductance et sont traversés par des courants respectant les lois physiques propres aux circuits couplés. L'alimentation du primaire est assurée par la source Vf . L'inductance Ls ajoute sa tension sur la ligne électrique HVDC. En fonction de l'état de $M1$, Ls injecte son propre courant sur la ligne électrique HVDC par l'intermédiaire du transformateur. Il est à noter que les bobinages de $Lp1$ et $Lp2$ sont connectés ensemble à la source Vf , ce qui constitue une récupération optimale de l'énergie circulant dans le transformateur de modulation.

5.4.2 Fonctionnement de l'émetteur CPL

A partir du schéma de l'émetteur de la figure 5.8, le fonctionnement de l'émission de la porteuse peut se résumer à deux étapes représentées dans les schémas de principes de la figure 5.9

Étape 1

Lorsque le commutateur $M1$ est activé, l'émetteur dispose d'un circuit équivalent simplifié comme le montre la figure 5.9.a. Ls prélève un courant à partir du bus HVDC et tire vers le bas la tension de la ligne électrique à $V_{hvd\text{-}ouvert}$. Le courant circule dans $Lp1$ et stocke de l'énergie dans le transformateur. La forme d'onde de tension sur la ligne électrique HVDC est tel que représenté sur la figure 5.9.b.

Étape 2

Lorsque le commutateur $M1$ est éteint, l'émetteur dispose d'un circuit équivalent simplifié comme le montre la figure 5.9.c. L'énergie stockée dans le transformateur est restituée en partie à la ligne d'alimentation à travers $Lp2$ et est utilisée pour faire monter la tension de la ligne électrique HVDC à $V_{hvd\text{-}fermer}$. La forme d'onde de tension de la ligne électrique est telle que représentée sur la figure 5.9.d. Un cycle de transmission de la porteuse est terminé et $M1$ se rallume pour démarrer le cycle de commutation suivant.

D'après la figure 5.9, le signal de porteuse est rectangulaire avec une amplitude symétrique de part et d'autre de la tension moyenne du bus HVDC. La durée entre deux fronts consécutifs

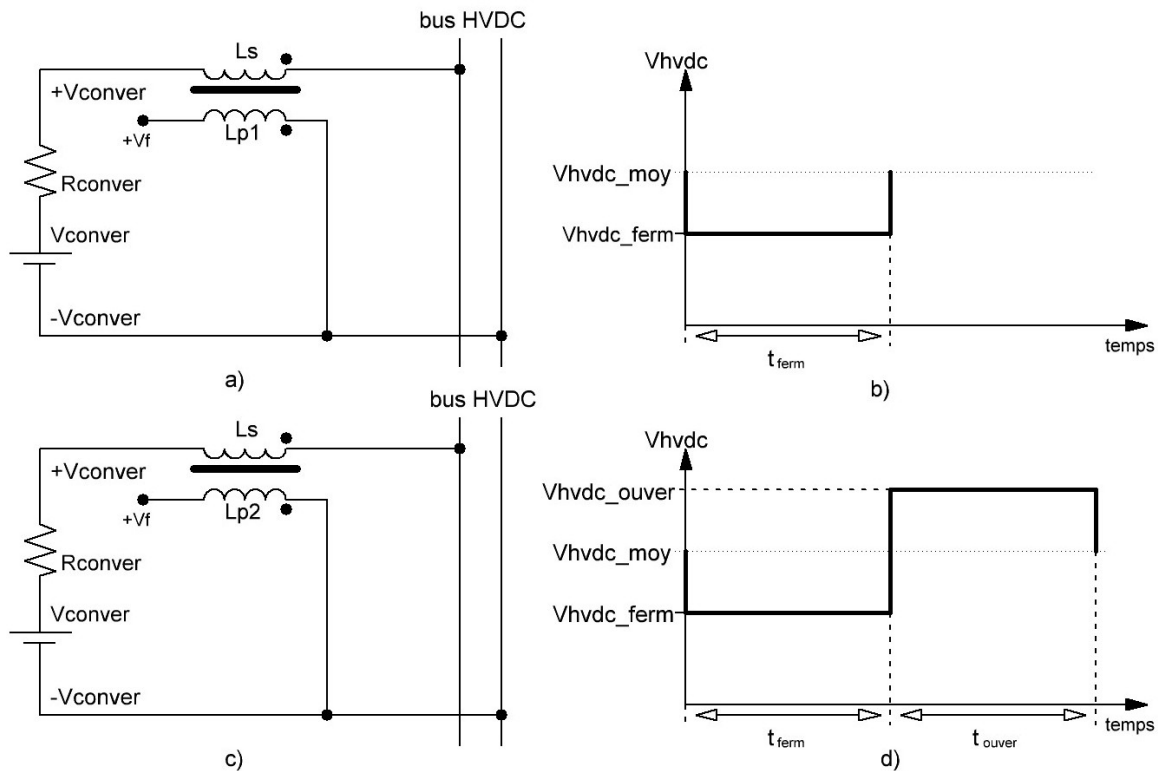


FIGURE 5.9 – Circuit équivalent simplifié de l'émetteur ondulation porte-proposé et les formes d'onde de tension de la ligne de puissance correspondant lorsque l'interrupteur $M1$ est (a - c) Ouvert; (b - d) Fermé.

est égale à la période de commutation de l'interrupteur $M1$, ce qui correspond à la période de la porteuse. La modulation de cette porteuse peut être démodulée grâce un système récepteur simple et robuste. La conception du récepteur de signal doit évidemment permettre la réception des signaux envoyés par n'importe quel émetteur relié à la ligne. Les procédures de mise en œuvre du récepteur proposés seront discutées dans les prochains paragraphes en détail.

5.4.3 Le circuit optimisé de l'émetteur CPL

Avec le circuit présenté dans la figure 5.10, nous proposons une solution pour réduire le courant dans les inductances secondaires L_s du transformateur.

En effet, lorsque elle transformateur est connecté en série avec sortie de convertisseur DC-DC, un courant continu le traverse, faisant apparaître une polarisation magnétique risquant d'amener le transformateur en saturation. Cette solution qui consiste à dissocier la composante continue de l'alternative permet d'utiliser un transformateur de très petit encombrement.

La figure 5.10.a montre la solution avec deux éléments passifs L_{sef} et C placés sur l'inductance L_s récupérant de la sorte le signal du transformateur pour l'envoyer sur le bus. La solution proposée à la figure 5.10.b, optimise l'interface CPL en la simplifiant. De plus, le signal du transformateur est isolé de la ligne DC grâce au condensateur $C1$, ce qui simplifie également la conception et le calcul par rapport la solution de la figure 5.10.a.

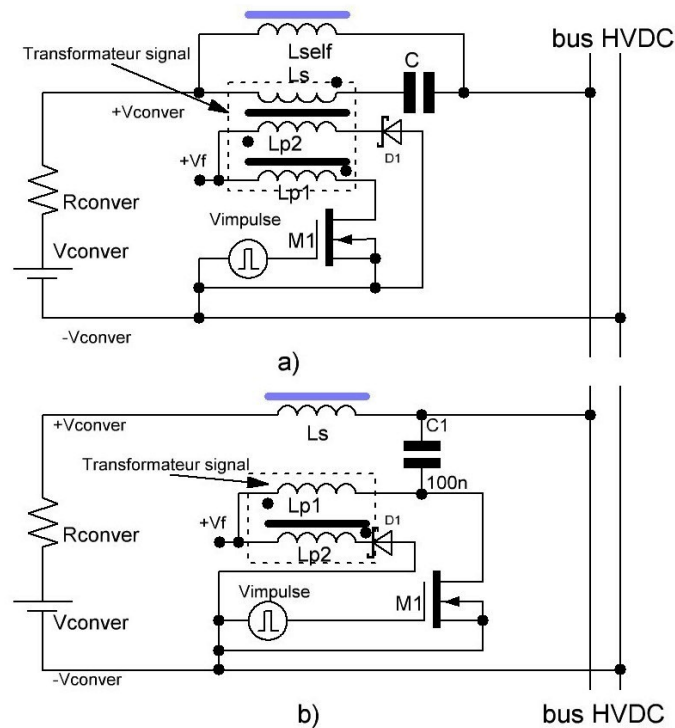


FIGURE 5.10 – Schéma des solutions d’interface dans l’étage transmetteur de CPL : a) solution L_{self} , C connecté à L_s ; b) Solution L_{self} , $C1$ connecté isolé avec signal de transformateur.

5.4.4 Emission des signaux CPL

L’émission de la porteuse est réalisée dans le circuit de l’émetteur. Les opérations du circuit sont contrôlées par un programme stocké dans la mémoire flash du microcontrôleur (16F876A). L’émetteur se comporte comme un modulateur ASK (Amplitude Shift Keying) et les deux niveaux logiques '0' et '1' du signal d’entrée sont représentés par deux amplitudes différentes ; dans la conception, ils sont représentés par une modulation à 0% et 100% respectivement avec une tension de 5 V et une fréquence de 50 kHz. Comme le système est conçu pour le contrôle et la surveillance des périphériques sur la ligne d’alimentation qui est conçue pour des échanges à faible vitesse de transmission, le débit de données a été fixé à 1kbit par seconde ce qui est une vitesse aisément pilotable par un microcontrôleur de type 16F876A. L’organigramme correspondant au programme d’émission d’un flux de données est représenté sur la figure 5.11.

5.5 Le circuit récepteur CPL

5.5.1 Le fonctionnement du récepteur CPL

La conception du circuit côté du récepteur est plus simple que du côté de l’émetteur. Le circuit se compose d’un filtre analysant l’amplitude de la porteuse reçue suivi d’une interface et d’un circuit de mise en forme des signaux.

Pour faciliter la communication des données sur le réseau électrique, la puissance du signal de la porteuse doit être suffisamment grande pour maintenir un signal acceptable par rapport

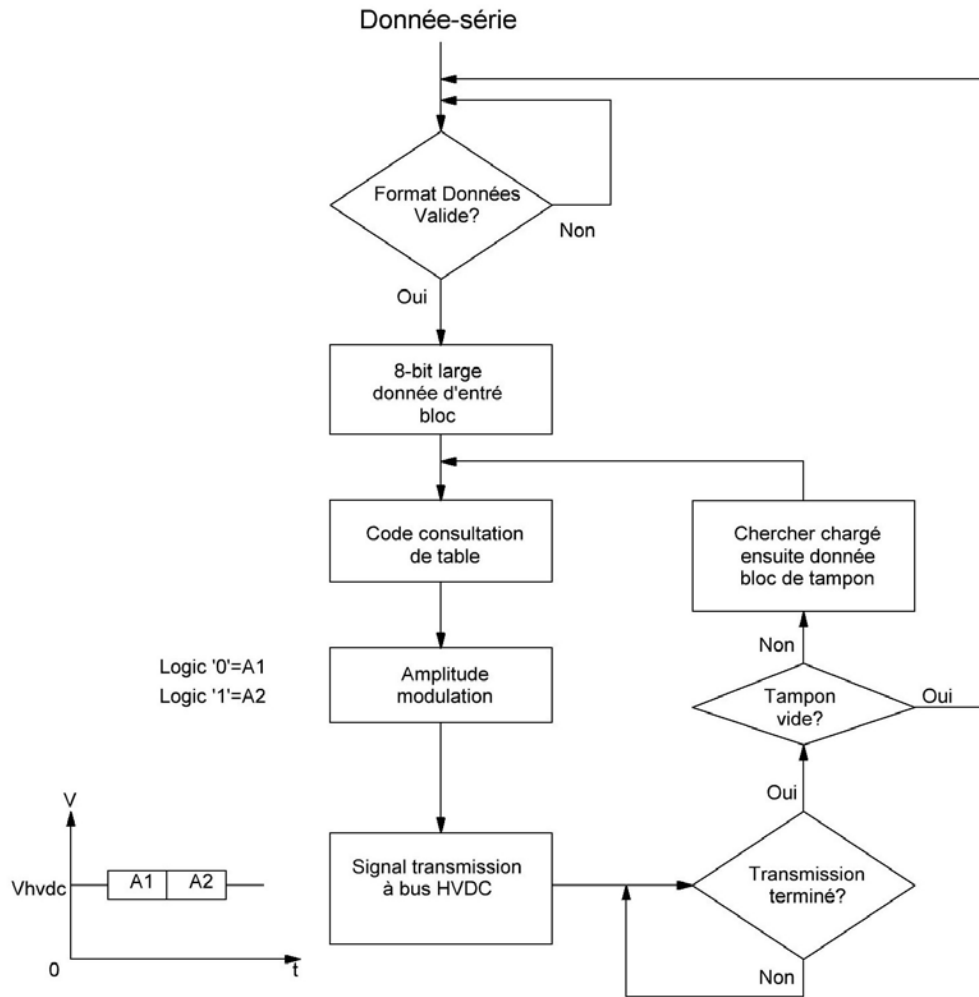


FIGURE 5.11 – Diagramme de fonctionnement de l'émetteur.

au bruit. L'entrée de l'onduleur raccordé en aval du bus présente une très faible impédance aux fréquences hautes en raison des condensateurs de filtrage dont il est équipé. Cette très faible impédance tend à constituer un véritable court-circuit aux signaux de porteuse du CPL.

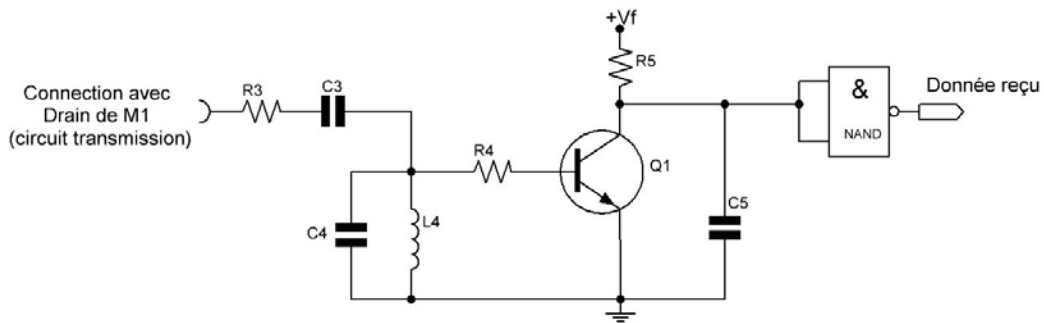


FIGURE 5.12 – Circuit de couplage de courant pour la réception du signal de porteuse.

Du point de vue de la qualité d'un système d'alimentation en courant continu de puissance, le signal porteur est en fait reçu comme un bruit devant être éliminé, ce qui est généralement effectuée par les gros condensateurs en parallèle sur l'entrée. Il est donc indispensable que l'impédance d'entrée de l'onduleur ait une impédance élevée sur son entrée, tout au moins pour des fréquences se situant autour de la fréquence de la porteuse du CPL. Dans ces conditions, un signal de porteuse est susceptible d'être capté par le circuit de couplage et le filtre du récepteur. Le circuit du récepteur avec son dispositif de couplage est représenté sur la figure 5.12.

Le récepteur constitué de son système de couplage et de son filtre passe bande détecte la modulation grâce à un détecteur de crête à transistor bipolaire. Le dipôle LC parallèle constitue un filtre passe-bande passif non saturable qui élimine tous les signaux parasites en dehors de la fréquence de la porteuse quel que soit le niveau appliqué au circuit. Seules les tensions dont les fréquences appartiennent à une bande centrée sur le maximum ont des amplitudes significatives (on peut considérer que les autres sont éliminées).

5.5.2 Réception des signaux CPL

L'organigramme de fonctionnement du récepteur est illustré à la figure 5.13.

Comme il est toujours possible de rencontrer des circonstances où se produisent de la distorsion et des collisions, la retransmission peut-être l'objet d'erreurs qui rendent indispensable la gestion des erreurs. C'est parce que l'approche de retransmission réduit le débit de données moyen dans un environnement bruyant qu'il est obligatoire de réduire la bande passante. Afin d'éviter lors de la retransmission, par ces erreurs mineures telles que la perte de bits, un code de correction d'erreur est utilisé. L'avantage de l'incorporation code correcteur d'erreurs dans les données brutes est que le processus de correction d'erreur est effectuée du côté du récepteur et qu'il n'affecte pas la vitesse de transmission moyenne du système.

5.6 Analyse de la communication CPL sur bus HVDC

5.6.1 Modélisation du signal CPL sur le bus HVDC

Soient L l'inductance de $Lp1$, $Lp2$ et Ls , α le rapport cyclique de commutation et T la période de commutation de l'interrupteur M1 de fonction dans la figure 5.9. Lorsque M1 est mis sous tension, les équations suivantes peuvent être obtenues.

La tension du bus HVDC lorsque l'interrupteur M1 est mis sous tension, $V_{hvd\text{-fermer}}$ est donnée par

$$V_{hvd\text{-fermer}} = V_{Ls} \quad (5.1)$$

$$i_{Ls} = \frac{V_{Ls}}{Ls} DT \quad (5.2)$$

$$V_{hvd\text{-fermer}} = V_{conver} - V_{hvd\text{-fermer}} - (R_{conver} + R_{ligne\text{-}hvd\text{-fermer}})i_{Ls} \quad (5.3)$$

En prenant en compte les expressions des tensions et courants, équations 5.1 et 5.2, l'équation caractéristique du circuit fermé, équation 5.3 s'écrit

$$V_{hvd\text{-fermer}} = V_{conver} - V_{hvd\text{-fermer}} - \frac{R_{conver} + R_{ligne\text{-}hvd\text{-fermer}}}{Ls} DT V_{hvd\text{-fermer}} \quad (5.4)$$

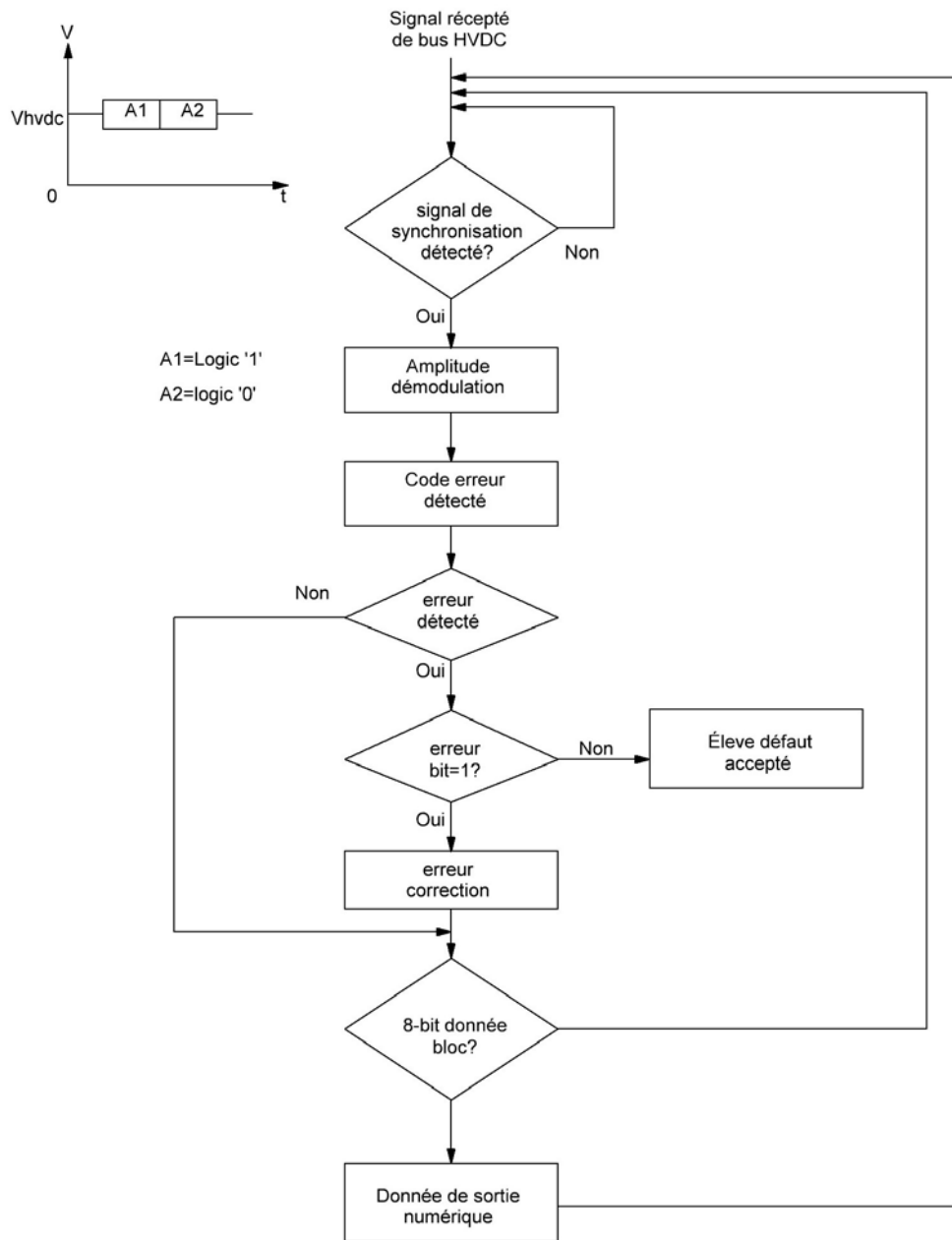


FIGURE 5.13 – Diagramme de fonctionnement du récepteur.

La tension du bus HVDC lorsque l'interrupteur $M1$ fermé est donnée par

$$V_{hvdcc-fermer} = (V_{conver} - V_{hvdcc}) \left[\frac{1}{1 + \frac{(R_{conver} + R_{ligne-hvdcc})DT}{Ls}} \right] \quad (5.5)$$

Quand $M1$ est ouvert, les courants et tensions respectent les équations suivantes

$$V_{hvdc-ouvert} = V_{Ls} \quad (5.6)$$

$$i_{Ls} = \frac{V_{Ls}}{Ls}(1 - DT) \quad (5.7)$$

$$V_{hvdc-ouvert} = V_{hvdc} - V_{conver} - (R_{conver} + R_{ligne-hvdc})i_{Ls} \quad (5.8)$$

De la même façon que précédemment, en prenant en compte les expressions des tensions et courants, équations 5.6 et 5.7, l'équation caractéristique du circuit ouvert, équation 5.8 s'écrit

$$V_{hvdc-ouvert} = V_{hvdc} - V_{conver} - \left(\frac{R_{conver} + R_{ligne-hvdc}}{Ls}\right)(1 - DT)V_{hvdc-ouvert} \quad (5.9)$$

La tension du bus HVDC lorsque l'interrupteur M1 est ouvert vaut alors

$$V_{hvdc-ouvert} = (V_{hvdc} - V_{conver}) \left[\frac{1}{1 + \frac{(R_{conver} + R_{ligne-hvdc})(1 - DT)}{Ls}} \right] \quad (5.10)$$

Et donc la tension de la porteuse crête-à-crête est finalement donnée par

$$V_{porteur} = V_{hvdc-ouvert} - V_{hvdc-fermer} \quad (5.11)$$

Par insertion des équations 5.5 et 5.10 dans l'équation 5.11 et en prenant $\alpha = 0,5$, on obtient

$$V_{porteur} = (V_{hvdc} - V_{conver}) \left[\frac{4Ls}{2Ls + (R_{conver} + R_{ligne-hvdc})T} \right] \quad (5.12)$$

Selon les équations 5.11 et 5.12 si R_{conver} est considéré comme fixe et $\alpha = 0,5$, l'amplitude du signal de porteuse est directement dépendante du rapport des spires des bobinages ici égal à l'unité et de la tension Vf appliquée au bobinage $Lp1$.

Pour vérifier la conception, des simulations ainsi que des expérimentations ont été faites et seront discutées dans les sections suivantes.

5.6.2 Simulations du comportement du circuit interface CPL sur bus HVDC

Le circuit de simulation est représenté sur la figure 5.14. Il s'agit d'un système de communication par courant porteur simplex DC avec un émetteur de signal et un récepteur. Le système est alimenté par un convertisseur de 400 V, qui est composée de la source de tension de 400 V V_{hvdc} avec une résistance interne très faible par conséquent, le saut. L'interface de CPL connecte entre le convertisseur DC-DC et le bus, donc R2 est ajoutés pour simuler les composantes caractéristiques de base de l'impédance de sortie de convertisseur. Dans le bus réel on peut modéliser simplifié par une impédance : la résistance et en plus condensateur parallèle pour filtrer fréquence basse. Les principes de fonctionnement et les considérations de conception d'un système de communication sur bus égal 400 VDC avec plusieurs charges seraient essayer dans la dernière section.

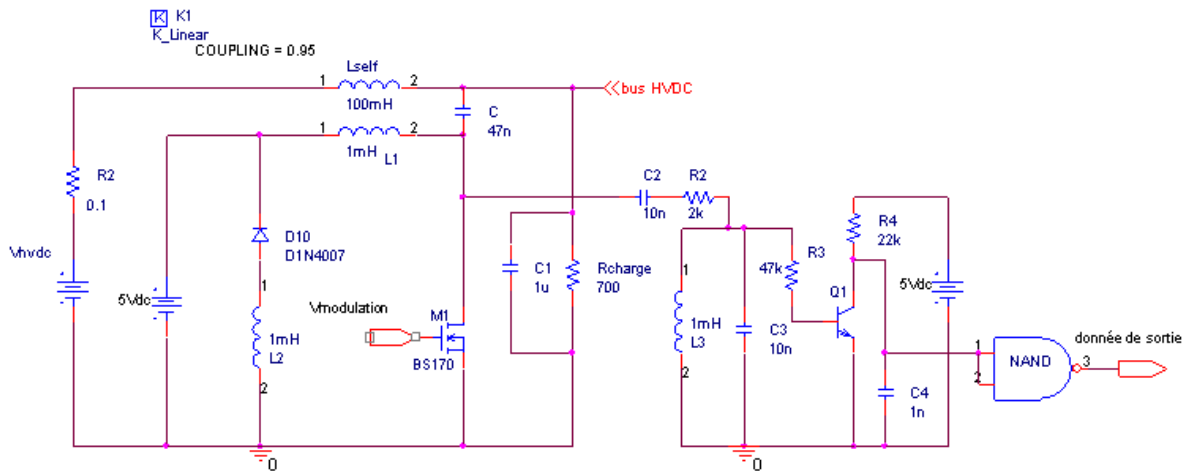


FIGURE 5.14 – Circuit de simulation d'un système de communication simple sur le bus 400V.

Les résultats de simulation sont obtenus en utilisant Pspice, qui présente des modèles précis des deux composants passifs et actifs tels que des diodes et des transistors MOSFET. La simulation décrit comment un flux de signal numérique est modulé en amplitude et transmis sur le bus de puissance HVDC grâce à un émetteur. Les opérations de détection et la démodulation le signal de la porteuse, la démodulation et le traitement des erreurs ne sont pas inclus dans la simulation, car ces opérations sont effectuées par le programme stocké dans le microcontrôleur.

La figure 5.15.a illustre la forme d'onde du flux de données original et la forme d'onde correspondante du signal à modulation d'amplitude sur le bus HVDC du côté émetteur. Dans la simulation, le train de données d'origine est mis en œuvre en utilisant une source d'impulsions programmable logique '0' et '1' représentés en logique positive par des tensions de 0 V et 5 V, respectivement. Étant donné que le circuit d'émetteur s'active uniquement lorsque la transmission de données est nécessaire, dans la simulation, l'émetteur est à l'arrêt lorsque le signal d'entrée est à zéro volt. La figure 5.15.b montre la tension d'ondulation du bus HVDC lors de la transition, ce qui provoque le changement du niveau de l'amplitude. Le temps de transition pour passer de l'état logique '1' à '0' logique est de $10 \mu\text{s}$. La figure 5.15.c, d et la forme d'onde de tension de l'inducteur $Lp2$ et le drain du transistor MOSFET $M1$ est comparé à la modulation de signal numérique d'origine.

La figure 5.16.a illustre la forme d'onde du flux de données et la forme d'onde correspondante du signal à modulation du côté récepteur. La tension régénérée par le circuit de détection de porteuse est représentée sur la figure 5.16.a. La figure 5.16.d représente la tension de sortie finale de l'ensemble du circuit du récepteur. La sortie du circuit de réception est une série d'impulsions rectangulaires, où l'intervalle de temps est égale à l'amplitude de modulation du signal de porteuse. D'après la figure 5.15.d à la figure 5.16.d, le signal de commande du transistor MOSFET $M1$ est comparé au signal de sortie du circuit récepteur. On observe que le flux de données d'origine est modulé avec succès, transmise à travers la puissance nette 400 VDC à l'aide de l'émetteur proposé et récupéré en utilisant le récepteur proposé.

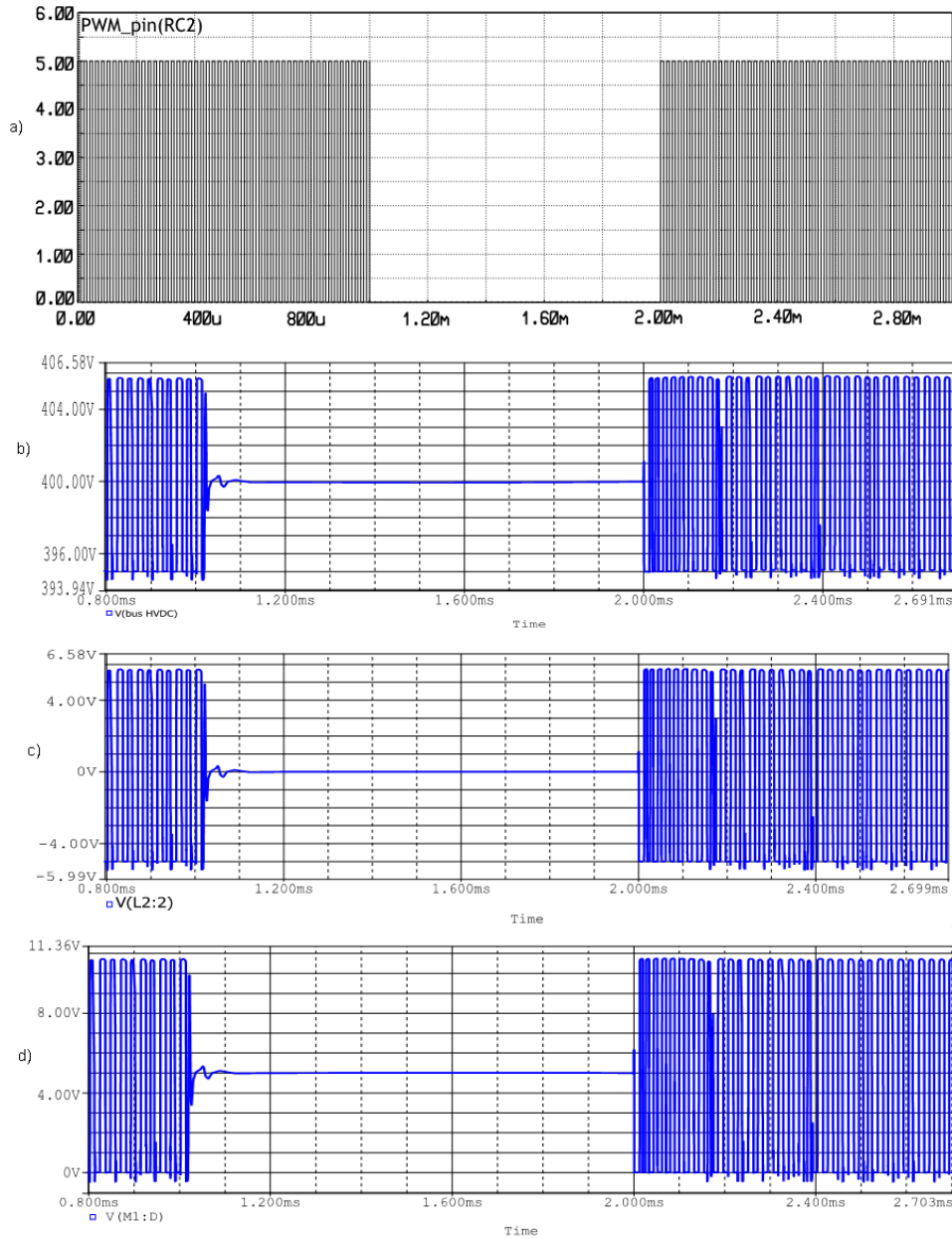


FIGURE 5.15 – Résultats de simulation à l'émetteur : a) Signal modulé à micro-contrôleur PIC 16f876A, b) Signal transmis sur le bus HVDC 400V, c) La courbe de signal à l'inductance L_{p2} de transformateur aussi katot diode, d) Signal amplifié sur drain de MOSFET.

5.6.3 Validation expérimentale sur prototype du comportement du circuit interface CPL

Dans la simulation précédente, le modulateur de signal est constitué d'un modèle de comportement analogique, les étages de gain et de limiteurs sont mises en œuvre par des composants idéaux. Étant donné que ces éléments n'existent pas en pratique, pour vérifier les performances du système de communication proposé, un dispositif expérimental, prototype de laboratoire,

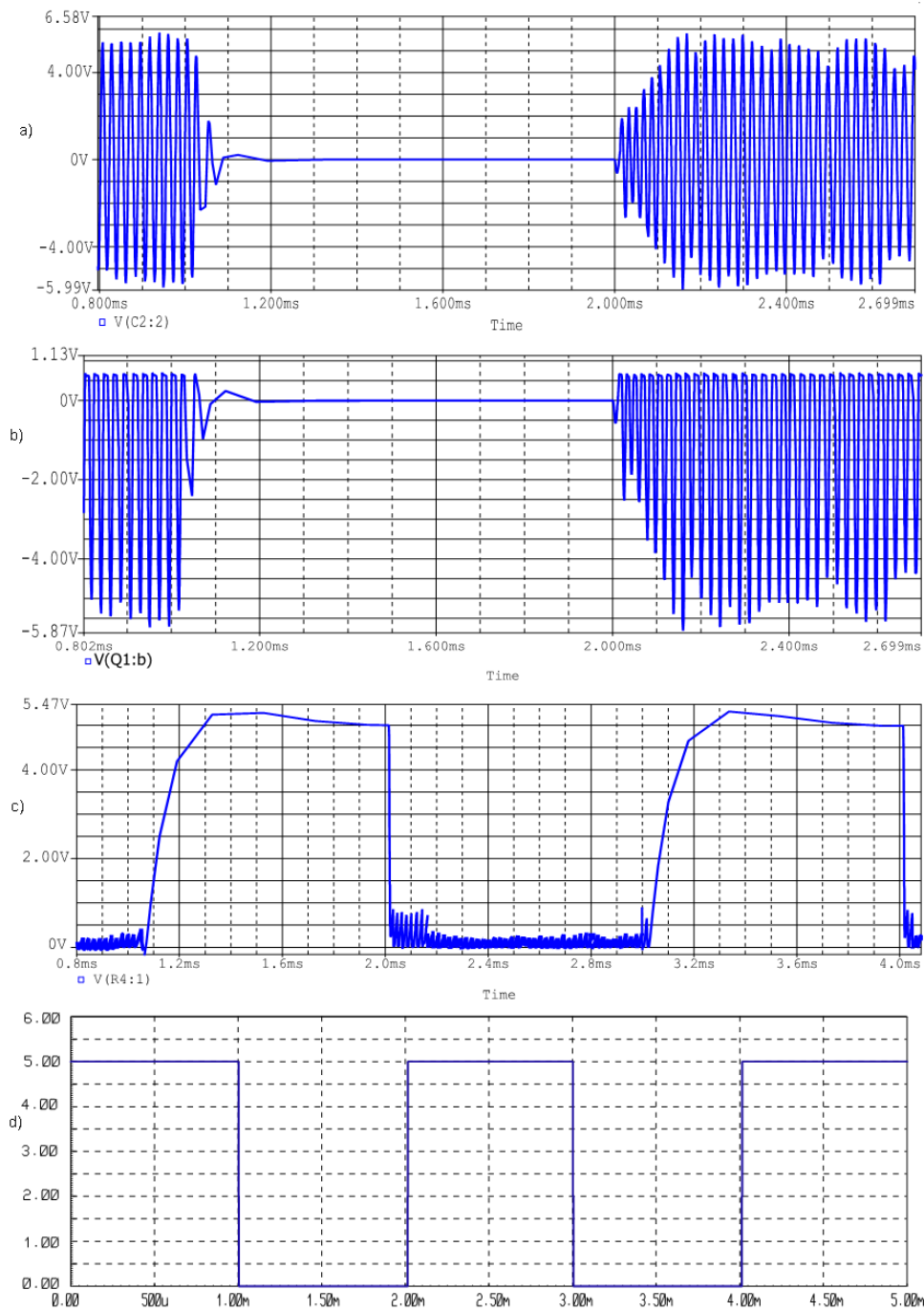


FIGURE 5.16 – Résultats de simulation au récepteur : a) Courbe de signal au circuit filtrage bande basse R1, C1, b) Signal d'entrée au base du transistor Q1, c) Signal amplifié au collecteur du transistor Q1, d) Signal de sortie de conversion A/N.

a été réalisé sur plaquette avec les paramètres indiqués : la fréquence de porteur 50 kHz, la modulation amplitude à «0» égal l'amplitude 0 V, la modulation amplitude à «1» égal l'ampli-

tude ± 5 V, et la résistance du bus HVDC égal 10Ω . La photo de ce prototype est placée dans l'annexe 6.

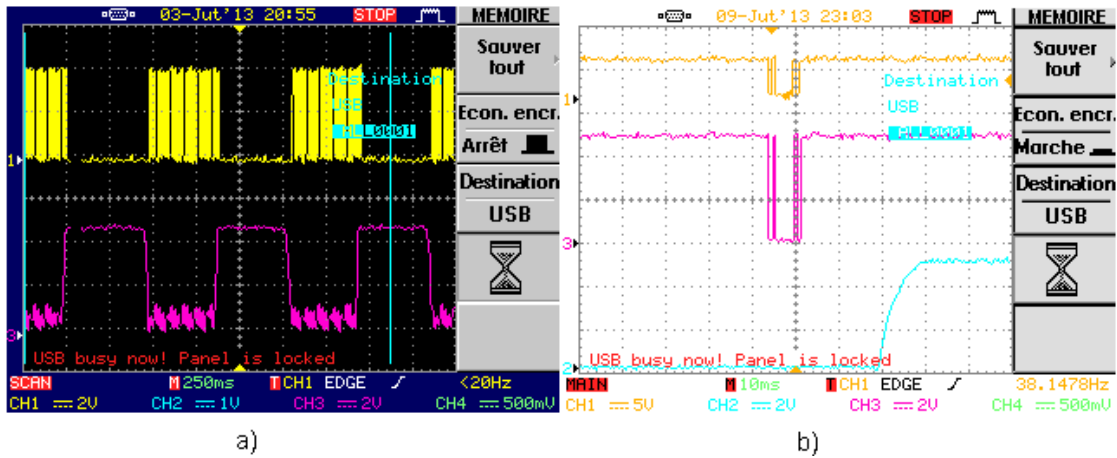


FIGURE 5.17 – Oscillographe lors des essais sur maquette : a) Signal jaune présente de modulation d'entrée MOSFET M1 d'émetteur, Signal violet présente de démodulation de sortie de récepteur ; b) Liaison par type RS 232 : signal jaune, présent de Tx/RC6 et signal violet, présent de Rx/RC7 du micro-contrôleur.

La configuration du dispositif expérimental est analogue au circuit représenté sur la figure 5.14 tandis que l'émetteur est commandé par un micro-contrôleur et la sortie du circuit de réception est reliée à un micro-contrôleur pour la détection de signaux. Afin de disposer d'un environnement de fonctionnement simple, un système de communication avec un seul bus 10Ω résistif est développé. Les résultats expérimentaux sont présentés sur la figure 5.17 et figure 5.18.

Sur la figure 5.18.a nous avons reçu à l'oscillogramme montrer de signal porteur amplifié sur bus pour assurer au processus transmis (signal jaune). Le signal d'entrée de récepteur après que le paquet est reçu par le filtre fréquence basse. La figure 5.18.b représente les tensions de modulation amplifiée zoomé au pôle katot de diode D10 et au drain de MOSFET M1 (comme figure 5.14) pour injecter sur bus HVDC. Dans les figures 5.18, nous constatons que les résultats expérimentaux montrent un bon accord à la simulation que ils présentent précédent.

5.7 Développement du convertisseur MCB-RS avec interface CPL sur bus HVDC

5.7.1 Définition des caractéristiques du système à développer

La conception du système de communication CPL associé au convertisseur MCB-RS étudié au chapitre précédent, pour une tension de bus égale à $400VDC$ est présentée dans cette section. Le système est essentiellement une combinaison d'un système de communication et d'un système de distribution de puissance. Nous nous intéresserons dans ce chapitre principalement à l'interface de communication CPL et donc, la partie convertisseur d'énergie étant indépendante dans notre étude, le convertisseur MCB-RS pourrait être remplacé par tout autre convertisseur DC-DC présentant en sortie les mêmes caractéristiques. Nous avons vu dans le paragraphe

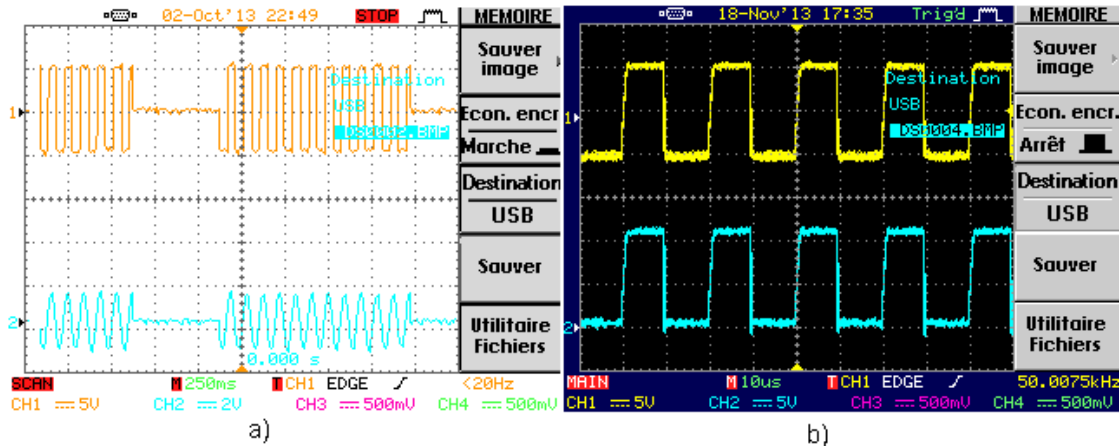


FIGURE 5.18 – Courbes obtenues à l’oscilloscope : a) Courbe jaune de signal porteur sur la ligne et courbe bleues de signal de sortie sur l’étage filtrage de récepteur ; b) Signal jaune présent pôle katot de diode D10 et signal bleu présent sur drain M1 d’émetteur.

précédent relatif à la simulation que les résultats montrent que la communication de données sur un bus HVDC de faible impédance est réalisable avec l’émetteur et le récepteur que nous avons proposés. Le circuit principal de l’émetteur est essentiellement un convertisseur de rattrapant avec la borne d’entrée et de sortie connectées ensemble et fonctionne en mode de commutation pour obtenir un rendement élevé de transmission de signaux. Étant commandés par un micro-contrôleur, l’émetteur de porteuse est en mesure de module en amplitude et transmet un flux de données 1kbps au filet de puissance. Parce que le signal de porteuse se déplace à travers le réseau d’alimentation sous forme de courant d’ondulation qui est filtrée par les condensateurs de filtrage du bus HVDC, pour faciliter la réception du signal, le récepteur est conçu pour être un coupleur en courant qui obtient le signal de porteuse à partir du courant de les condensateurs de filtrage. Le récepteur se comporte comme un simple courant de convertisseur de tension qui convertit le signal en impulsions de courant couplée sinusoïde, où la période de la séquence d’impulsions porte les fréquences fondamentales des amplitudes de modulation. Des processus de démodulation et de décodage du signal sont effectués par le micro-contrôleur avec programme figé dans le code. Mise en œuvre pratique de la communication proposée puissance nette DC est discutée. La simplicité du système de communication proposé DC de puissance nette, il est non seulement approprié pour bus HVDC.

Par ailleurs, l’architecture proposée dans ce travail associe la production d’énergie décentralisée et optimisée à son transport sur bus de puissance haute tension continue tout en intégrant des fonctions supplémentaires de supervision (comptage d’énergie, sécurité, diagnostics divers...) qui nécessite un débit supérieur à 1 kbits/s, d’autant que les fonctionnalités de l’architecture sont appelées à augmenter dans le futur (contrôle d’autres sources renouvelables que les modules photovoltaïques, gestion du stockage de l’énergie produite). Ce besoin en débit conditionne le choix du protocole à retenir pour le bus HVDC. D’autres considérations portent sur la fiabilité des échanges ainsi que sur la portée utile envisageable. Bien que chaque nœud individuel transmette peu de quantités de données à la fois, le volume total de données véhiculé entre le maître et ses esclaves est conséquent en raison de la scrutation cyclique du bus. En cours d’exploitation des perturbations importantes peuvent affecter le bus CPL, comme par exemple la suppression

de connexions. Ainsi, il est nécessaire de vérifier régulièrement la topologie du réseau CPL. Il est important de noter que le retrait ou l'ajout de nœuds de réseau modifient l'impédance de ligne avec des risques de perturbation pour les autres coupleurs [118]. Dans leur grande majorité, les publications s'appuient sur le principe de superposition (signaux de données s'ajoutant aux courants de puissance) [124]. Ce principe repose sur un réseau de transport au comportement linéaire dont les paramètres n'évoluent pas au cours du temps, hypothèses hélas pas toujours vérifiées pour la plupart des lignes électriques. On s'accorde généralement à considérer la capacité des lignes de transport comme paramètre principal influençant la propagation des signaux. Ce paramètre est en effet significatif lorsque l'impédance de charge est très supérieure à celle des câbles mais le fait est que la charge a souvent une impédance nettement inférieure à celle de la ligne. Pour exemples on peut citer la présence de condensateurs et de selfs que l'on peut trouver dans les onduleurs.

5.7.2 La partie matérielle de la communication CPL sur bus HVDC

Le réseau CPL développé au laboratoire, visible figure 5.19, repose sur des circuits interfaces ou coupleurs CPL (un maître pour n esclaves) constitués chacun d'un émetteur et d'un récepteur. Derrière chaque coupleur esclave, nous trouvons un convertisseur DC-DC et derrière le coupleur CPL maître, nous trouverons un contrôleur de type PC ou station de contrôle industrielle. La figure 5.20 détaille la structure des coupleurs, quasiment identique tant pour le coupleur maître que pour les coupleurs esclaves. La partie supérieure du diagramme décrit le coupleur maître pour lequel on remarque la présence d'un afficheur, la partie inférieure se rapportant aux coupleurs esclaves. Nous avons dans un premier temps testé le bus en l'absence d'élevateurs DC-DC en nous contentant de la transmission de simples données obtenues à partir de capteurs. Chaque coupleur possède un micro-contrôleur assurant plusieurs fonctions : émission sur sa ligne Tx, après numérisation, de données en provenance des capteurs et production simultanée d'une porteuse rectangulaire au moyen de sa sortie MLI, le tout afin de réaliser une modulation apte à transmettre l'information. Le signal résultant est enfin couplé au bus HVDC par le circuit d'interface. On note que la fonction inverse de réception est elle aussi effectuée par le même micro-contrôleur via une opération de démodulation réalisée par un circuit analogique spécifique. Il est à noter qu'en fonction de la version de micro-contrôleur implanté, il sera possible de confier d'autres fonctions au système comme la recherche du point de puissance maximum, la commande de l'élevateur, la mesure des grandeurs électriques utiles et un auto-diagnostic de l'association module PV (ou autres sources) / convertisseur DC-DC.

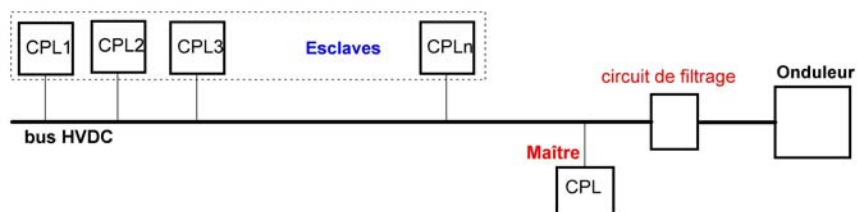


FIGURE 5.19 – Schéma du réseau CPL sur bus de puissance HVDC.

Dans la figure 5.19, nous avons représenté le maître, disposé en bout d'installation, sur un bus unique, au plus près de l'onduleur. Néanmoins, il est tout à fait envisageable de proposer une architecture de bus en étoile en cas de besoin.

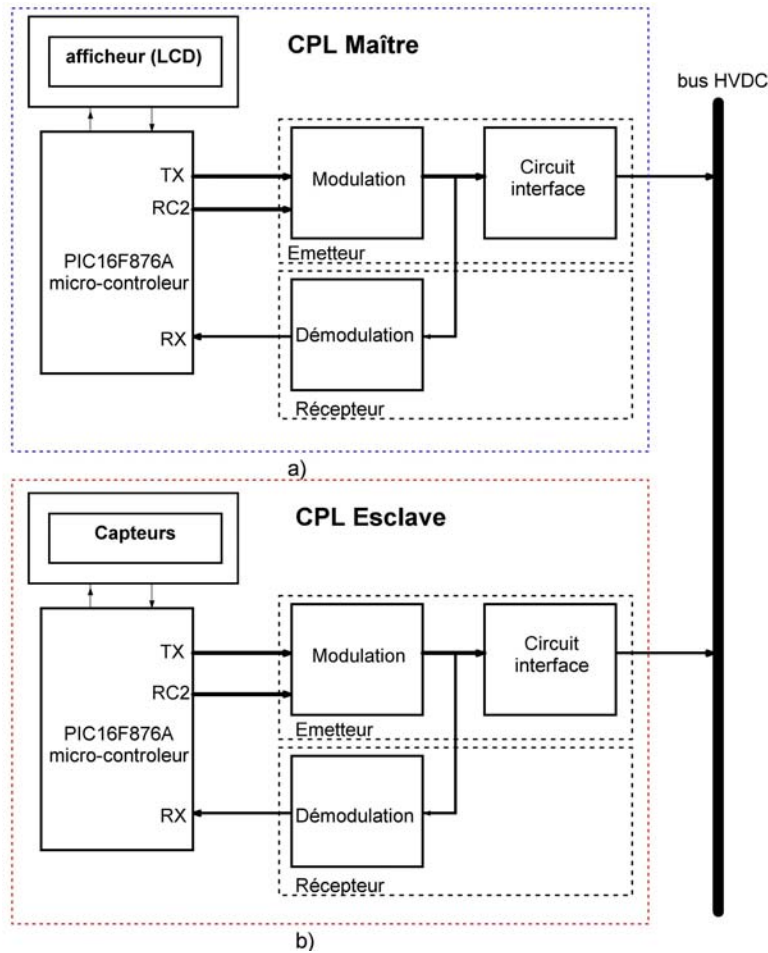


FIGURE 5.20 – Schémas des coupleurs CPL maître et esclaves : circuits de modulation, démodulation, couplage au bus gérés par micro-contrôleur

Dans la phase de développement, nous avons adjoint un afficheur à cristaux liquides au micro-contrôleur maître afin de visualiser les trames de données échangées, les grandeurs mesurées ou les informations de diagnostics. En outre la présence d'une led de visualisation permet de renseigner l'utilisateur sur le bon déroulement du programme effectué par le module CPL maître. Bien évidemment dans une version commerciale le maître du réseau CPL pourra bénéficier d'un système de visualisation plus élaboré.

Nous montrons, figure 5.21, les schémas électriques des prototypes de coupleurs maître et esclaves avec quelques références de composants. Les différentes valeurs des éléments passifs ont été calculées en fonction des paramètres choisis initialement pour notre application, à savoir une installation de 4 kW ($V_{DC} = 400$ V, $I = 10$ A).

Un même micro-contrôleur (PIC16F876A de la société Microchip) a été retenu pour expérimenter la fonction de communication par courants porteurs en ligne associées à celle d'élévation de tension couplée à la recherche du point maximum de puissance. Les impulsions présentes sur le bus HVDC ont une amplitude supérieure aux niveaux logiques générés par le micro-contrôleur. Cette amplification des signaux est obtenue au moyen d'un transformateur présent dans l'étage

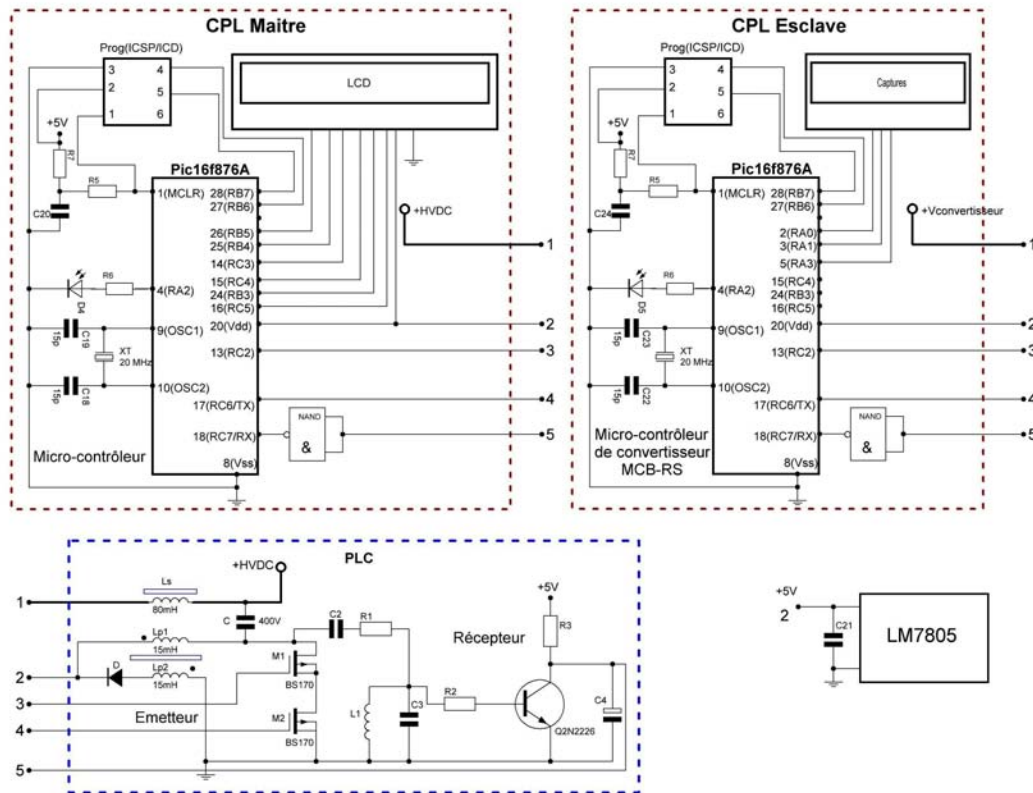


FIGURE 5.21 – Structure des coupleurs maître et esclaves : micro-contrôleur maître et esclaves (en haut), étages de modulation et de démodulation (en bas).

de modulation. Il est commandé par des transistors BS170 bien adaptés aux circuits inductifs. Le chronogramme figure 5.21 montre l'évolution des principaux signaux présents sur l'émetteur de chaque coupleur. Au repos, c'est à dire lorsqu'aucune information binaire n'a besoin d'être transmise (transistors M1 et M2 bloqués) il n'y a pas de courant dans l'enroulement primaire L_{p1} du transformateur et le condensateur de couplage a une différence de potentiel de 395 V pour une tension de bus HVDC de 400 V. Lorsque l'on veut transmettre un niveau binaire égal à 1, le transistor de trame M2 et le transistor de porteuse M1 sont mis simultanément en conduction. Un courant apparaît dans l'enroulement primaire L_{p1} . Comme le rapport de transformation du transformateur est de 1 alors que les enroulements sont bobinés en sens inverse une différence de potentiel de -5 V apparaît aux bornes de l'enroulement secondaire L_{p2} , sans possibilité de créer de courant en raison de la présence de la diode de blocage D (anode à -5 V et cathode à +5 V). Afin de réduire le courant prélevé sur le bus lors de la conduction des transistors on a intercalé, en aval du condensateur de couplage C, une self de blocage L_s de forte valeur (80 mH). Pendant la conduction des deux transistors la tension de bus chute à 395 V. Quand le signal de porteuse repasse à 0, le transistor M1 se bloque entraînant l'ouverture du circuit de l'enroulement primaire L_{p1} , donc l'interruption brutale de son courant de circulation $I_{L_{p1}}$. Une surtension inverse apparaît immédiatement aux bornes de L_{p1} dont la croissance est stoppée par la mise en conduction de la diode en série mise en série avec l'enroulement secondaire L_{p2} . Ainsi, côté secondaire la tension directe qui apparaît aux bornes de L_{p2} atteint au

maximum +5 V la chute de tension de la diode lorsqu'elle devient passante, soit environ 5,2 V pour une diode Schottky. Côté primaire la tension maximale correspond à 5 V augmentés des 5,2 V autorisés par le secondaire du transformateur, soit un total d'environ 10,2 V qui se trouvent appliquées sur le condensateur de couplage, décalant d'autant la tension de bus qui passe alors 405,2 V. Le courant du secondaire I_{Lp2} décroît quant à lui progressivement tout en étant récupéré dans le condensateur C21 disposé en parallèle sur la sortie du régulateur 5 V (LM7805), figure 5.21.

Comme le montre la figure 5.21 chaque convertisseur élévateur est raccordé au module CPL par la broche 1, ce qui signifie que la self de blocage doit être dimensionnée pour le courant de sortie du convertisseur (environ 1A). En revanche, il n'en n'est plus de même pour le coupleur maître qui voit passer la totalité du courant circulant dans le bus HVDC : ainsi, de coefficient d'auto-induction identique les selfs de blocage du coupleur maître et celles des coupleurs esclaves n'ont pas la même section de fils ni les mêmes noyaux magnétiques car elles ne sont pas parcourues par les mêmes courants.

L'étage de réception consiste à extraire les données binaires modulées sur le bus HVDC. A cette fin on a disposé un circuit bouchon (L1 et C3 en parallèle) accordé sur la fréquence de 50 kHz et connecté à la base d'un transistor bipolaire monté en commutation. Idéalement seules les impulsions de la porteuse sont sensées commander périodiquement le transistor en tout ou rien. Ainsi, lorsque la tension de base est inférieure à environ 0,6 V le transistor est bloqué, ce qui se répercute par une tension de collecteur de 5 V. Une porte inverseuse (porte NAND à 2 entrées sur la figure 5.21) intercalée entre le collecteur et l'entrée Rx du micro-contrôleur permet alors de reconstituer le bon niveau, qui, rappelons le, est inversé à l'émission. A l'occurrence d'une impulsion positive d'amplitude suffisante après filtrage par le circuit bouchon le transistor se débloque mettant le condensateur C4 en court-circuit, ce qui provoque sa décharge et une tension proche de 0 V sur le collecteur (tension de déchet), donc à l'entrée de la porte inverseuse. Lorsque l'impulsion est à son niveau bas la tension de base du transistor est négative, ce qui provoque son blocage. La remontée du niveau de tension sur le collecteur est alors ralentie par la charge du condensateur C4. Sa valeur doit être choisie de manière à ce que la tension d'entrée de la porte inverseuse reste toujours inférieure au niveau maximum assimilable à un niveau bas, ce jusqu'à l'occurrence d'une nouvelle impulsion positive.

Une logique TTL (NAND 7400) n'est pas adaptée car les entrées de la porte fournissent un courant sur niveau bas qui contribue à la charge du condensateur : la remontée de la tension de collecteur se trouve ainsi accélérée et comme le seuil de niveau bas est faible (typiquement 0,8 V), la porte commute rapidement de l'état 1 vers un état intermédiaire, puis enfin vers l'état 0 lorsque la tension de collecteur dépasse le seuil de niveau haut (typiquement 2 V). Il est à noter que l'on observe aussi un état de sortie intermédiaire lorsque la tension de collecteur chute rapidement lors du déblocage du transistor et qu'elle passe en dessous du seuil de niveau haut (2 V) avant de permettre la commutation franche à l'état 1 de la porte lorsque sa tension d'entrée passe en dessous du seuil de niveau bas (0,8 V) (figure 5.22).

Afin d'éviter l'apparition de ces fronts parasites sur l'entrée Rx on fait appel à des portes inverseuses en technologie CMOS : avec la porte NAND 74HC00 la tension d'entrée est reconnue à l'état bas jusqu'à typiquement 2,1 V, ce qui constitue une marge suffisante comme le montre la simulation à la figure 5.23.

Cette marge se retrouve encore améliorée dans le cas de la porte inverseuse avec trigger de Schmitt (74HC14) : avec un seuil typique de niveau bas de 1,40 V et un seuil de niveau haut à 2,38 V, cette porte présente des commutations franches sans parasites sur la broche Rx du

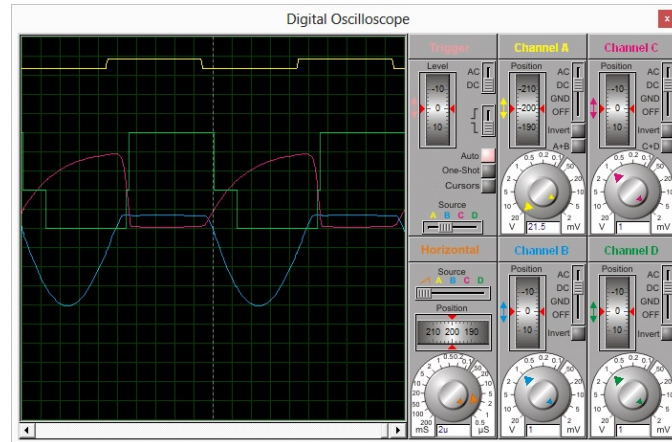


FIGURE 5.22 – *Porte inverseuse TTL : en jaune, impulsions sur le bus HVDC ; en bleu, signal de commande du transistor ; en violet, tension de collecteur ; en vert signal sur la broche Rx.*

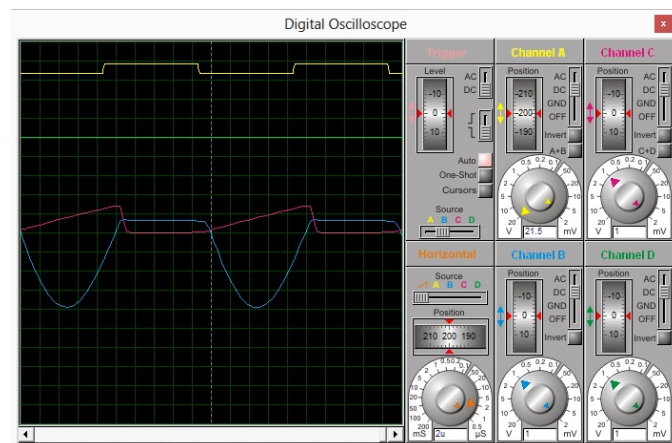


FIGURE 5.23 – *Porte inverseuse CMOS : en jaune, impulsions sur le bus HVDC ; en bleu, signal de commande du transistor ; en violet, tension de collecteur ; en vert signal sur la broche Rx.*

micro-contrôleur (figure 5.24).

La démodulation de la porteuse génère ainsi un signal à 1 sur la broche Rx du micro-contrôleur signifiant soit le niveau d'attente avant envoi d'un caractère conformément à la norme RS 232, soit un bit à 1 lors de la réception d'un caractère.

L'arrêt de la porteuse permet à la tension de collecteur de remonter jusqu'à 5 volts, provoquant la commutation de la porte inverseuse au niveau bas, donc la détection d'un bit à 0 sur la broche Rx. Il en découle qu'une absence durable de porteuse ne peut être interprétée par le micro-contrôleur récepteur comme un état d'attente suivant la norme RS 232 car la broche Rx reste à 0. C'est donc une génération de porteuse précédant l'envoi des caractères proprement dits qui assurera cette condition préliminaire.

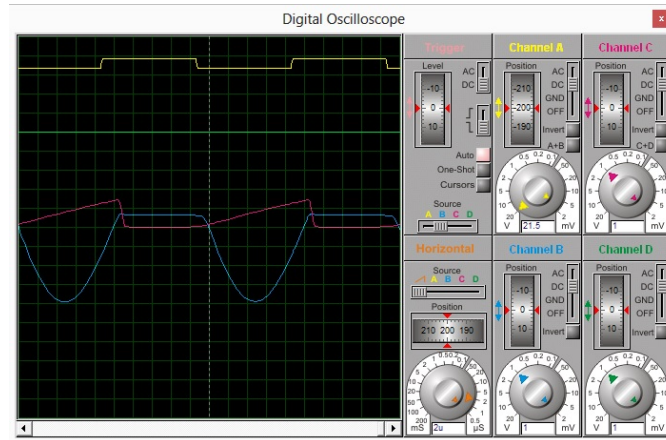


FIGURE 5.24 – *Porte inverseuse à trigger de Schmitt : en jaune, impulsions sur le bus HVDC ; en bleu, signal de commande du transistor ; en violet, tension de collecteur ; en vert signal sur la broche Rx.*

5.7.3 La partie logicielle de la communication CPL sur bus HVDC

Le protocole retenu dans un premier temps, le protocole Modbus Ascii [125, 126], nécessite de coder chaque octets de la trame de communication sous forme de deux quartets exprimés chacun sous forme de code ASCII. Chaque caractère ASCII est composé lui-même de 10 bits suivant un classique protocole UART : 1 bit de départ (START), 7 bits de données, 1 bits de parité et 1 bit d'arrêt (STOP). En fonctionnement émetteur les bits du caractère transitent par la broche TX en respectant la norme RS 232. La porteuse est réglée sur 50 kHz en paramétrant convenablement la sortie MLI du micro-contrôleur (broche RC2). L'étage de modulation associe ces signaux sur deux niveaux d'amplitude (modulation ASK) avant couplage sur la ligne de puissance. En fonctionnement récepteur l'étage de démodulation effectue l'opération inverse en reconstituant les niveaux binaires des caractères reçus. Ceux-ci se retrouvent sur la broche Rx du micro-contrôleur avant d'être mis en forme suivant la norme RS 232.

Présentation du protocole MODBUS

Le protocole Modbus a été développé en 1979 par la société Modicon afin de faire communiquer des automates programmables industriels (API), des ordinateurs de process et de manière plus générale les parties commande des systèmes automatisés. Il est devenu depuis un standard de l'industrie pour les échanges de données (E/S tout ou rien, grandeurs numériques ou numérisées) et leur archivage entre les dispositifs dédiés au contrôle industriel et ceux appliqués à la surveillance d'installation. Modbus est un protocole largement diffusé : ses spécifications sont dans le domaine public, ce qui s'est avéré fort utile dans la mise en œuvre de notre application de communication via les courants porteurs en ligne. Modbus un bus de terrain déterministe fonctionnant suivant la structure classique hiérarchisée maître-esclave. Le maître du bus de communication, qui a un statut de client, est seul autorisé à envoyer des requêtes aux dispositifs esclaves qui jouent ainsi le rôle de serveurs en fournissant par exemple comme réponses les données demandées par le maître, ou en prenant les mesures demandées dans la requête. Les esclaves sont typiquement des dispositifs périphériques (modules d'E/S, appareils de mesure, terminaux, variateurs...). Le maître est, dans les applications les plus courantes, un automate

programmable industriel ou un ordinateur hôte exécutant le logiciel d'application approprié.

Le maître peut s'adresser aux esclaves individuellement ou lancer un message de diffusion à tous les esclaves à la fois. Les esclaves renvoient une réponse à toutes les demandes qui leur sont adressées individuellement, mais ne répondent pas aux requêtes de diffusion. Les esclaves n'ont pas la possibilité d'émettre des messages à leur propre initiative et sont seuls autorisés à répondre aux requêtes du maître.

La requête du maître apparaît sous forme d'une trame de caractères constituée :

- de l'adresse de l'esclave interrogé,
- d'un code de fonction définissant l'action demandée,
- de toutes les données requises pour l'action,
- d'un champ de contrôle d'erreur.

La réponse de l'esclave concerné, de structure très similaire, apparaît aussi sous forme d'une trame composée :

- de l'adresse de l'esclave qui répond,
- du code de la fonction réalisée,
- des données devant éventuellement être retournées,
- d'un champ de contrôle d'erreur.

Si une erreur se produit dans la requête reçue (contrôle de la trame reçue différent du contrôle de la trame émise), ou si l'esclave est tout simplement incapable d'exécuter l'action demandée, l'esclave retourne un message d'exception. Le maître effectue également le contrôle d'intégrité des trames de réponse des esclaves.

Application du protocole MODBUS à la communication CPL

À ce stade, il est important de faire la distinction entre Modbus qui est un protocole d'application, donc au niveau 7 du modèle OSI, et qui a pour rôle de définir des règles d'organisation et d'interprétation des données dans le cadre d'une structure de messagerie, du support de transmission proprement dit qui correspond à la couche physique sous-jacente et qui n'est pas spécifié par le protocole. Dans notre cas nous avons ainsi utilisé au niveau 1 du modèle OSI la technique des Courants Porteurs en Ligne sur bus HVDC permettant la transmission des données binaires suivant un protocole UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter) prévoyant un bit de parité pour le contrôle des données.

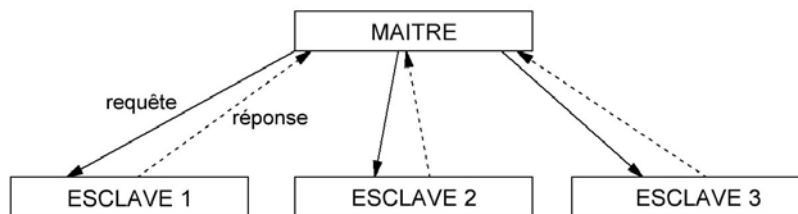


FIGURE 5.25 – Principe général des échanges maître-esclave.

Le protocole Modbus consiste en la définition de trames d'échange entre le maître et les esclaves. Comme le montre la figure 5.25 le maître envoie une demande appelée requête et attend

une réponse de la part de l'esclave interrogé. Ce dialogue maître–esclave peut être schématisé par une succession de liaisons point à point orchestrée par le maître. On constate que la structure hiérarchisée interdit à deux ou plusieurs esclaves de dialoguer spontanément ensemble.

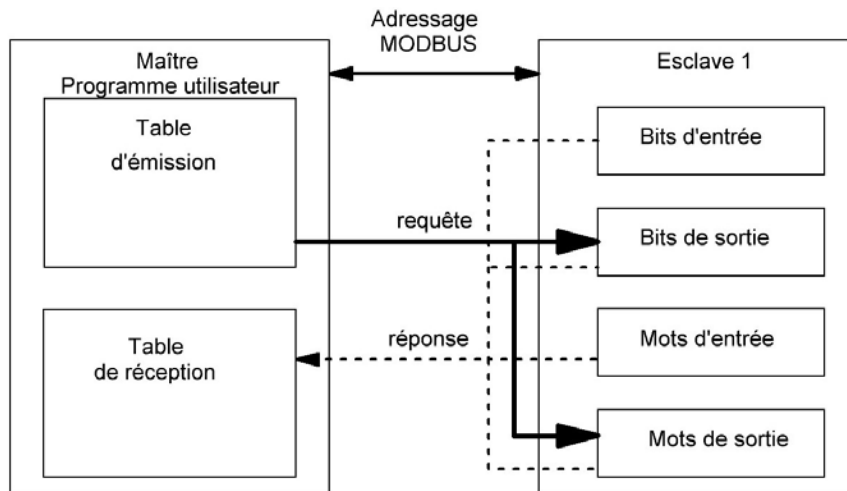


FIGURE 5.26 – Principe des échanges Modbus.

Dans la figure 5.26 ci-dessus sont exposés dans l'esclave 1 les quatre types d'objets disposés en tables et pouvant être échangés entre le maître et les esclaves :

- les bits d'entrée d'un module d'entrées/sorties,
- les bits de sortie modifiables par l'application du maître,
- les mots ou registres d'entrées qui peuvent provenir d'un module d'entrées/sorties,
- les mots ou registres de sortie modifiables par l'application du maître.

Le protocole Modbus autorise 65536 objets dans chaque catégorie, chacun adressable séparément.

Le maître ne dispose pas d'adresse sur le bus à la différence des esclaves raccordés qui ont chacun une adresse d'abonné distincte indépendante de leur emplacement physique. Les adresses sont numérotées de 1 à 247 au maximum et il n'est pas nécessaire de les affecter les unes à la suite des autres. Les adresses 248 à 255 sont réservées.

Message du maître à destination d'un esclave :

Le maître interroge un seul esclave à la fois et attend de la part de cet esclave une réponse (voir figure 5.27).

Message du maître vers tous les esclaves (mode diffusion) :

Le maître diffuse un message à destination de tous les esclaves présents sur le réseau en émettant l'adresse 0. Tous les esclaves du bus qui doivent reconnaître cette adresse de diffusion exécutent alors la requête sans émettre de réponse (voir figure 5.28).

Trame de requête du maître et trame de réponse de l'esclave :

La requête contient un code fonction indiquant à l'esclave adressé quel type d'action lui est demandé. Les données contiennent des informations complémentaires dont l'esclave a besoin pour exécuter la fonction dans la figure 5.29. La trame du maître se termine par un ou deux octets de contrôle (variable en fonction du type de transmission) permettant à l'esclave de s'assurer de l'intégrité du contenu de la requête.

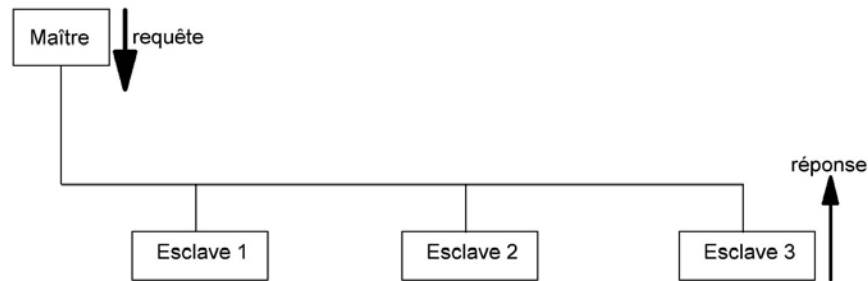


FIGURE 5.27 – Principe d'échange entre le maître et un esclave.

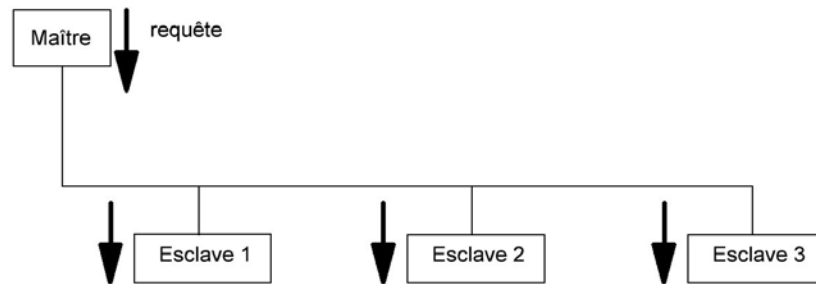


FIGURE 5.28 – Principe de diffusion d'une requête vers tous les esclaves.

N° d'esclave	Code fonction	Information spécifique concernant la demande	Mot de contrôle
1 octet	1 octet	n octets	2 octets

FIGURE 5.29 – Présence d'octets de contrôle d'intégrité de la requête reçue (mode RTU, voir plus loin).

Lors de la détection d'une erreur l'esclave modifie le code fonction en positionnant son bit de poids fort à 1 et retourne dans le champs de données de sa trame un code d'exception permettant au maître de connaître le type d'erreur voit à la figure 5.30. La trame d'exception est pourvue elle aussi d'octets de contrôle afin que le maître puisse la valider avant de la prendre en compte.

N° d'esclave	Code fonction	Données reçues	Mot de contrôle
1 octet	1 octet	n octets	2 octets

FIGURE 5.30 – Trame de réponse d'un esclave.

N° d'esclave	Code fonction	Code d'exception	Mot de contrôle
1 octet	1 octet	1 octet	2 octets

FIGURE 5.31 – Cas d'une trame de réponse contenant un code d'exception (mode RTU).

Les deux modes de transmission du protocole MODBUS.

On distingue deux modes de transmission série : le mode RTU et le mode ASCII.

Le mode RTU est le plus utilisé actuellement en raison de la légèreté des trames échangées, donc du débit plus élevé qu'il autorise à vitesse de transmission donnée et du fait de son encapsulage dans des protocoles comme TCP/IP à l'emploi universel. Cependant comme le laboratoire bénéficiait d'une certaine expérience en programmation du mode ASCII, c'est cette option qui a été choisie pour expérimenter, dans un premier temps, la communication sur bus HVDC via les courants porteurs en ligne. Il va de soit qu'en vue de performances améliorées (mise en œuvre d'une supervision pouvant exiger une fréquence de scrutation plus élevée du bus) le mode RTU sera lui aussi expérimenté. Mais quel que soit le mode retenu, il faut s'assurer que tous les équipements présents sur le réseau sont configurés selon le même mode.

Le mode RTU dans la figure 5.32 (Remote Terminal Unit, c'est-à-dire Unité terminale distante). Dans ce mode chaque octet composant une trame est codé sur 2 quartets exprimés chacun en hexadécimal (2 fois 4 bits).

START	Adresse	Fonction	Données	CRC	END
Silence	1 octet	1 octet	n octets	2 octets	Silence

FIGURE 5.32 – Trame RTU d'un message Modbus.

Une trame peut contenir au maximum 256 octets répartis sous forme de :

- un octet d'adresse à destination de l'esclave,
- un octet pour le code de fonction sollicitée,
- d'octets de données proprement dits (252 octets au maximum),
- deux octets de contrôle réalisant le CRC (Cyclic Redundancy Checking).

Chaque octet est quant à lui transmis suivant un protocole UART de 11 bits :

- un bit de départ (start),
- 8 bits de données, le bit de poids faible étant envoyé en premier,
- 1 bit de parité,
- 1 bit d'arrêt (stop).

L'obtention du CRC sur un format de 16 bits est un peu délicate. Elle s'appuie sur l'algorithme ci-dessous :

- 1) mise à 1 initiale des 16 bits du CRC,
- 2) exécution d'un OU exclusif entre le premier octet de la trame et l'octet de poids faible du CRC, le résultat étant positionné dans le CRC,
- 3) décalage du CRC d'un bit vers la droite, le bit de poids fort étant remplacé par un 0,
- 4) si le bit de poids faible est 0, répétition de l'étape précédente. Sinon si le bit de poids faible est 1, exécution d'un OU exclusif entre le CRC et la valeur hexadécimale A001,
- 5) répétition des étapes 3 et 4 huit fois.
- 6) répétition des étapes 2 à 5 pour chaque octet de la trame, hors CRC,
- 7) le CRC de la trame correspond à la dernière valeur calculée,
- 8) inversion des octets de poids fort et de poids faible du CRC avant positionnement dans la trame.

START	Adresse	Fonction	Données	LRC	END
1 caractère	2 caractères	2 caractères	n caractères	2 caractères	2 caractères « CR LF »

FIGURE 5.33 – Trame ASCII d'un message Modbus.

Dans ce mode chaque octet composant une trame est codé au moyen de deux caractères ASCII, chaque caractère étant codé sur 7 ou 8 bits pour chaque quartet de données à transmettre.

Nous voyons, figure 5.33, comment les champs de requête, données et de contrôle sont délimités : au début de la trame on trouve le caractère " :" et la fin les deux caractères "CR" (Carriage Return) et "LF" (Line Feed) en souvenir des télescripteurs électromécaniques employés dans les années 60 du vingtième siècle. Les caractères ASCII sont codés sur 7 bits dans notre application et sont exprimés sous forme hexadécimale dans la trame. Par exemple, le code de fonction 03 qui signifie lecture de mots (ou registres) de 16 bits sera affiché comme deux caractères ASCII "0" et "3". Il en va de même pour les données transmises et l'octet de contrôle. Le principal avantage du mode ASCII est la possibilité d'autoriser de longues périodes d'attente entre les trames. Par conséquent, un bon dactylo pourrait très bien simuler un maître en tapant une chaîne de caractères sur un terminal CRT à destination d'un esclave, tout en observant facilement la réponse de l'esclave.

L'octet de contrôle : le LRC (Longitudinal Redundancy Checking) est un octet obtenu en additionnant sans retenue tous les octets de la trame, hors délimiteurs de début et de fin, puis en complémentant à 2 le résultat. Le LRC occupe ainsi deux caractères ASCII avec le quartet de poids fort disposé en premier dans la trame.

Support de transmission : Chaque octet composant un message est transmis en mode ASCII de la manière suivante :

Sans contrôle de parité									
Début	Bit 0	Bit 1	Bit 2	Bit 3	Bit 4	Bit 5	Bit 6	Arrête	Arrête
Avec contrôle de parité									
Début	Bit 0	Bit 1	Bit 2	Bit 3	Bit 4	Bit 5	Bit 6	Parité	Arrête

FIGURE 5.34 – Trame de caractères pour ASCII 7-bits.

Le code ASCII dans la figure 5.34. On remarque que le bit de parité est au besoin remplacé par un bit stop supplémentaire.

Services supportés par Modbus :

Modbus offre 19 fonctions différentes. Elles se caractérisent chacune par un code fonction exprimé en hexadécimal sur un octet. Il est à signaler que les équipements utilisant Modbus ne supportent pas tous l'intégralité des codes fonction (voir annexe 5).

5.7.4 Intégration des outils matériels et logiciels de la communication CPL sur bus HVDC

Comme le protocole Modbus est de type applicatif (niveau 7 du modèle OSI), en ce sens qu'il ne définit que la structure des messages et leur mode d'échange, on peut utiliser n'importe quel support de transmission série (niveau 1 du modèle OSI) : RS 232, RS 422 ou RS 485.

La liaison RS485 est la plus répandue dans les applications industrielles car elle autorise les liaisons point à point et multipoints en configuration 2 fils (half-duplex) ou 4 fils (full-duplex). Elle est réputée pour sa bonne immunité aux parasites et les hauts débits autorisés. Dans le cadre de ce travail nous avons préféré retenir une liaison de type RS 232 facile à programmer sur micro-contrôleur PIC (ici un 16F876A) grâce aux fonctions adéquates fournies par l'outil de développement utilisé au laboratoire.

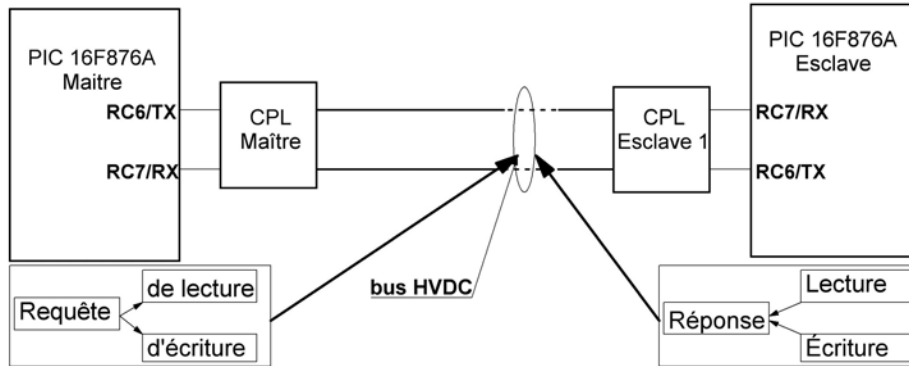


FIGURE 5.35 – Couche physique : liaison RS232 associée au CPL sur bus HVDC.

Nous avons réalisé des essais sur un système maître communiquant avec un esclave CPL par trame Modbus sur le bus HVDC comme présenté sur la figure 5.35. Une liaison RS 232 nécessite au minimum trois conducteurs : une ligne d'émission de données (Tx), une ligne de réception de données (Rx) et une masse. L'utilisation de coupleurs CPL permet de réduire le nombre de conducteurs à 2 : une ligne de donnée bidirectionnelle qui conduit aussi le courant de puissance et une masse. C'est le partage de la ligne de données qui permet d'attribuer tour à tour par logiciel la fonction d'émission ou de réception (half-duplex).

En outre la ligne de données se trouve dans deux états distincts :

- ligne en attente (pas de données échangées)
- ligne occupée (échanges en cours)

Nous n'avons pas implémenté le protocole Modbus dans son intégralité sachant qu'il s'agissait de vérifier la pertinence des choix technologiques retenus pour les coupleurs CPL. Aussi nous avons testé des échanges de trames avec un maître et deux esclaves réalisant les deux fonctions élémentaires suivantes :

- écriture par le maître d'un mot de 16 bits dans une adresse mémoire d'un esclave,
- lecture par le maître d'une adresse mémoire d'un esclave contenant un mot de 16 bits.

La figure 5.36 détaille la trame du maître désirant écrire une donnée sur 16 bits dans la mémoire d'un esclave. On distingue :

- l'adresse de l'esclave : 0 1,
- le code de la requête : 1 0 (écriture de n mot(s)),
- l'adresse de la mémoire à écrire : 0 0 (en BCD ici),
- le nombre d'octets à écrire : 0 2 (2 octets car un seul mot de 16 bits),
- le LRC : E 8.

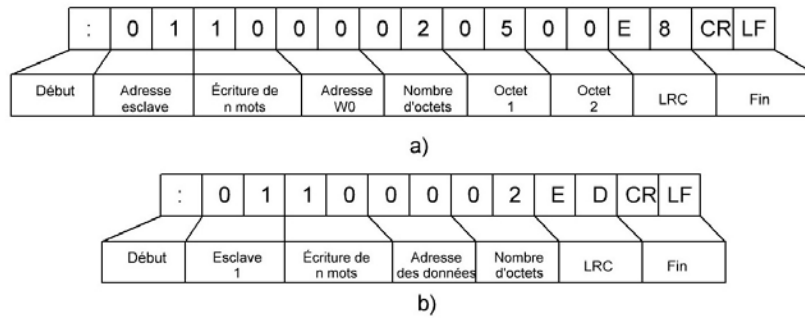


FIGURE 5.36 – a) Trame d'écriture d'un mot de 16 bits; b) Trame de la réponse de l'esclave après écriture de sa mémoire.

On remarque que le LRC de la réponse diffère de celui de la requête : cela est dû la différence de taille des deux trames (17 caractères ASCII pour la requête et 13 caractères pour la réponse).

La figure 5.37.a détaille quant à elle la trame du maître désirant lire une donnée de 16 bits de la mémoire d'un esclave. On distingue :

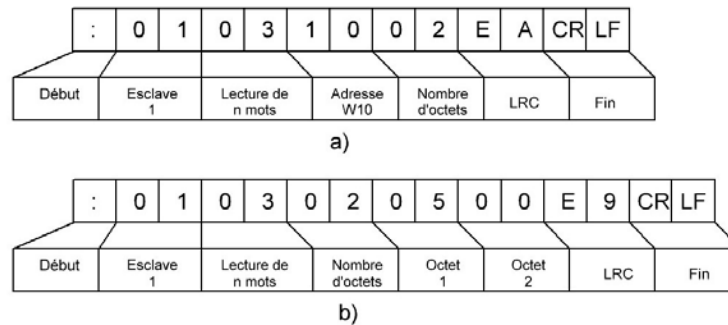


FIGURE 5.37 – a) Trame de lecture d'un mot de 16 bits; b) Trame de réponse de l'esclave après lecture de sa mémoire.

- l'adresse de l'esclave : 0 1,
- le code de la requête : 0 3 (lecture de n mot(s)),
- l'adresse de la mémoire à écrire : 1 0 (en BCD ici),
- le nombre d'octets à lire : 0 2 (2 octets car un seul mot de 16 bits),
- le LRC : E A.

La trame de lecture est moins longue (13 caractères) à la différence de la trame de réponse de l'esclave qui passe à 15 caractères en raison de la présence du mot de 16 bits lu.

L'organigramme de la figure 5.38 décrit la première version de programme "maître" réalisant une écriture dans une mémoire d'un esclave. La figure 5.39 décrit quant à elle le programme permettant à l'esclave de répondre à cette requête.

Le programme maître commence par afficher le titre de la manipulation ainsi que le type de trame envoyée par le maître. La donnée à écrire est ici le rapport cyclique concernant le hachage du boost associé à l'esclave CPL. Après que l'esclave ait répondu le LRC de la trame

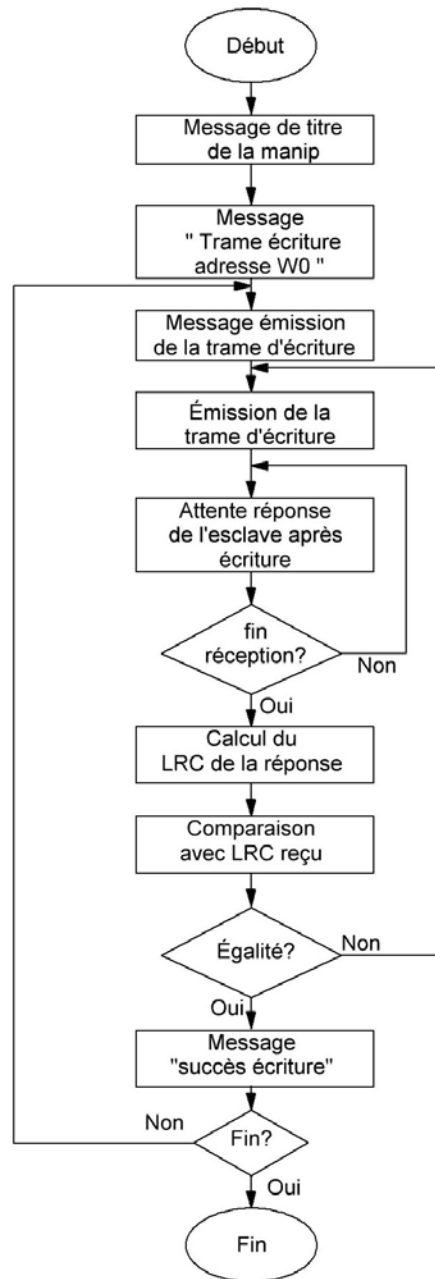


FIGURE 5.38 – Organigramme du programme CPL maître.

est recalculé par le maître puis comparé au LRC reçu. En cas d'égalité, il y a affichage d'un message de réussite, sinon le maître ré-voie la trame d'écriture. En outre le programme est bouclé pour faciliter la mise au point et la visualisation des trames d'émission et de réception sur un oscilloscope.

En ce qui concerne le coupleur esclave, le programme est légèrement différent sachant que le coupleur ne possède pas d'afficheur. On utilise donc une led pour toute indication utile en cours d'exécution. Le programme esclave attend une trame envoyée par le maître. Après réception, le

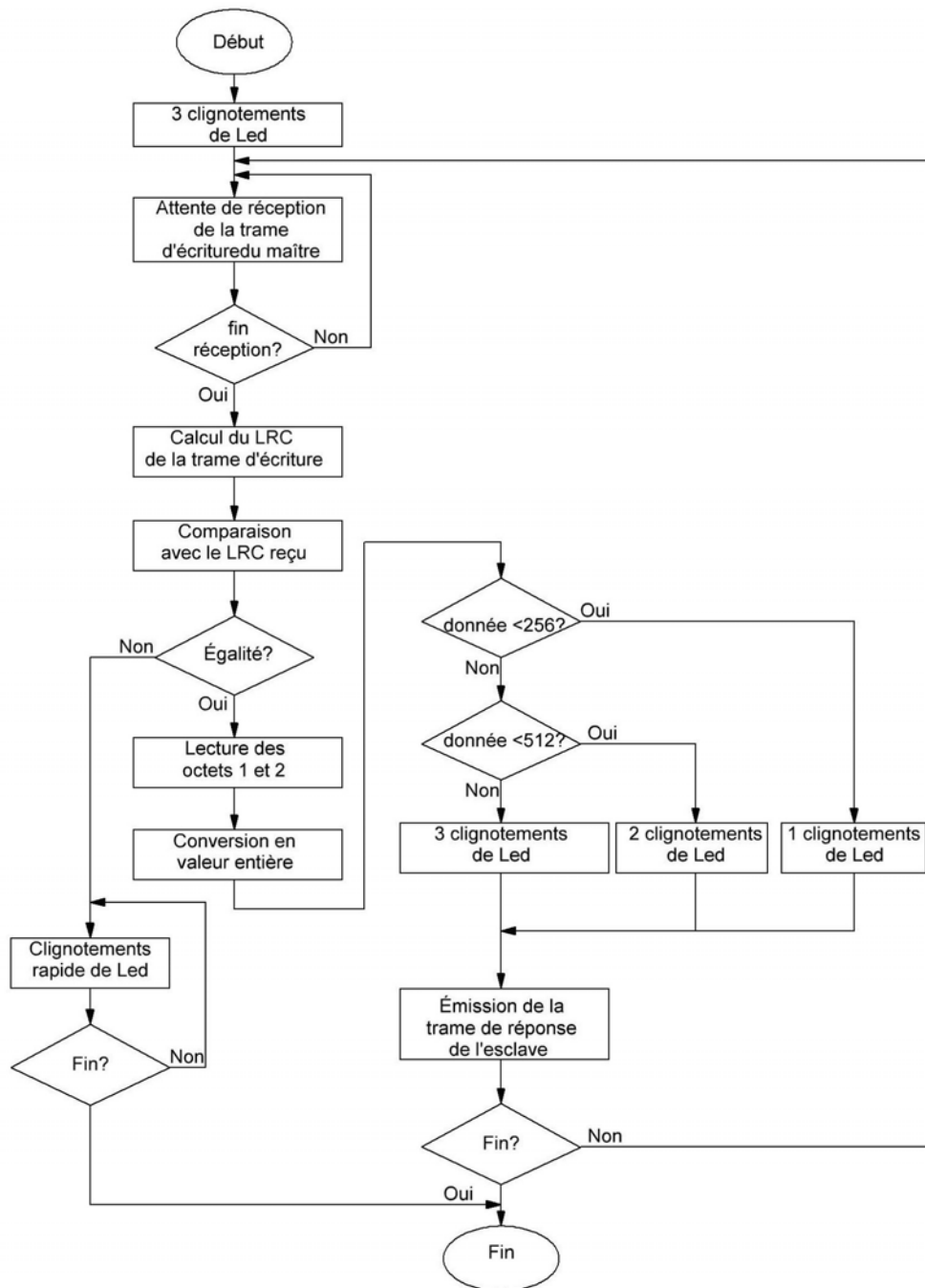


FIGURE 5.39 – Organigramme du programme CPL esclave.

LRC est recalculé puis comparé au LRC reçu. Lorsqu'ils sont différents le programme provoque le clignotement rapide de la led, signifiant une erreur sur la trame reçue (parasites probables sur le bus HVDC). En cas d'égalité, la donnée reçue (le rapport cyclique codé en entier sur 10 bits ici) est comparé à plusieurs seuils. Un rapport cyclique inférieur à 256 (25%) conduira à 1 seul clignotement. S'il est compris entre 256 et 512 (entre 25 et 50%) il y aura 2 clignotements

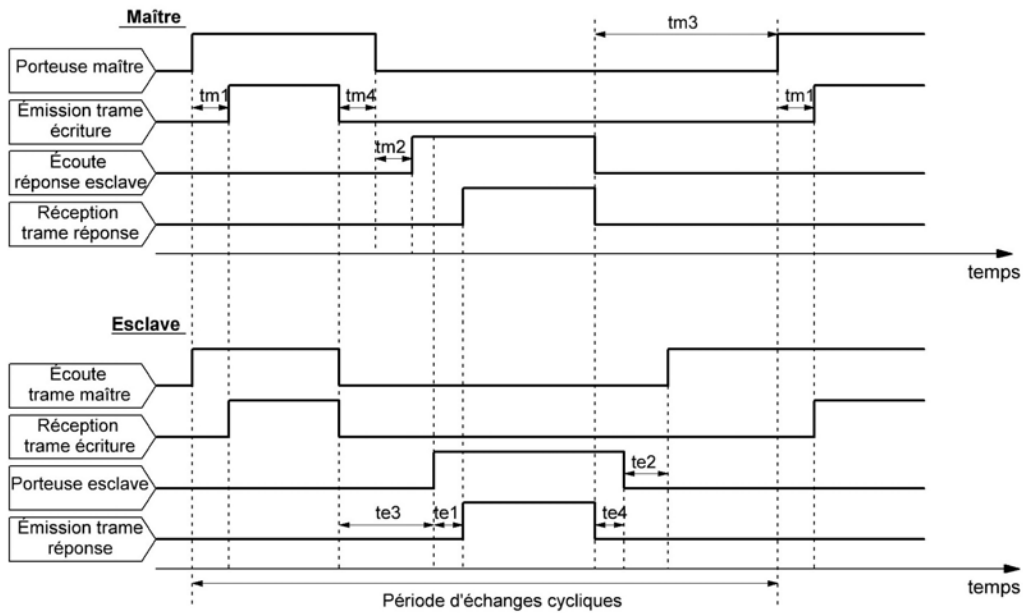


FIGURE 5.40 – Graphes de temps lors d'une communication CPL maître-esclave

et s'il est supérieur à 512 (50%) la led clignotera 3 fois.

La figure 5.40 décrit le séquençage des trames de requête du maître et de réponse de l'esclave. On remarquera en particulier la nécessité de générer la porteuse tant pour le maître que pour l'esclave un peu avant la transmission des données. Il est important en outre de maintenir la porteuse un peu après l'émission du dernier caractère de la trame. Dans le graphique dans la figure 5.40, nous avons expérimenté avec les valeurs de temps du CPL maître et CPL esclave donnés en annexe 6.

Les diverses temporisations dans la figure 5.40 sont dues pour une part, au maître avec : t_{m1} , le retard appliqué à l'émission de la trame d'écriture du maître après établissement de la porteuse, t_{m2} , la temporisation appliquée entre l'extinction de la porteuse du maître et la mise du maître en écoute, t_{m3} , le délai entre la fin de réception de la réponse de l'esclave et une nouvelle requête du maître et t_{m4} , le retard à l'extinction de la porteuse après émission de la requête du maître; et pour une seconde part, ces temporisations sont dues à l'esclave avec : t_{e1} , le retard appliqué à l'émission de la trame de réponse de l'esclave après établissement de la porteuse, t_{e2} , la temporisation appliquée entre l'extinction de la porteuse de l'esclave et la mise de l'esclave en écoute, t_{e3} , le délai entre la fin de réception de la requête du maître et l'établissement de la porteuse de l'esclave et t_{e4} , le retard à l'extinction de la porteuse après émission de la réponse de l'esclave.

Les différentes temporisation sont de l'ordre de quelques ms, adaptées au temps de montée ou de descente des niveaux logiques sur les broches Tx et Rx des micro-contrôleurs, après modulation ou démodulation via les circuits CPL.

Il découle du chronogramme certaines précautions temporelles à prendre pour éviter les chevauchements, ce qui s'exprime par l'équation suivante :

$$t_{e3} \geq t_{m2} + t_{m4} \quad (5.13)$$

et

$$t_{m3} \geq t_{e2} + t_{e4} \quad (5.14)$$

Du point de vue technique, les états d'écoute tant du maître que de l'esclave seront obtenus par l'autorisation de prise en compte d'interruptions provenant de la liaison RS 232 gérée par les micro-contrôleurs. L'inhibition de ces interruptions correspondra donc à la fin de prise en compte de caractères transitant sur le bus HVDC. Cela est absolument indispensable afin que le maître ou l'esclave par exemple ne soient pas perturbés par les caractères qu'ils sont en train d'émettre.

Nous avons également développé d'autres programmes pour réaliser des opérations de lecture de mémoire d'un, voire de deux esclaves. La figure 5.41 montre schématiquement le raccordement de deux coupleurs esclaves au bus HVDC, chacun étant bien entendu géré par le micro-contrôleur.

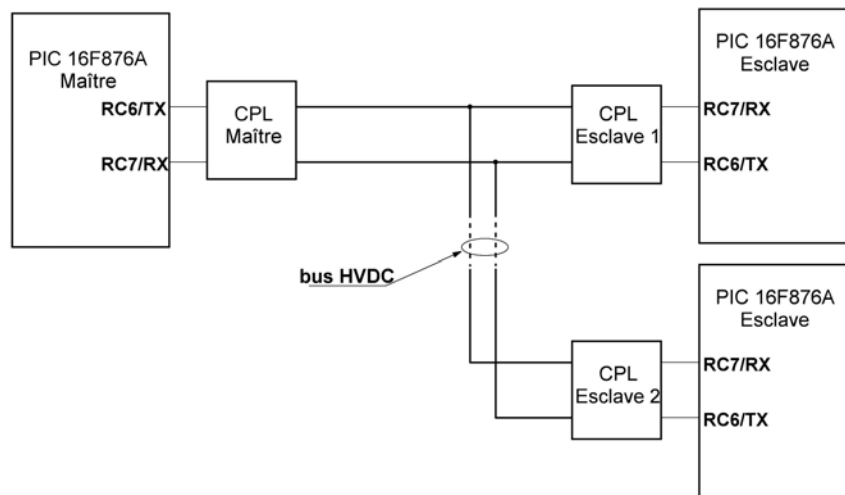


FIGURE 5.41 – Raccordement de deux esclaves CPL au bus HVDC.

On peut en outre être amené à disposer d'esclaves d'une autre nature que les simples élévateurs à MPPT intégrés. Il pourrait en effet s'avérer utile de disposer d'un terminal de dialogue indépendant du maître par exemple pour pouvoir être physiquement déporté de l'installation. Il devrait disposer d'assez d'intelligence pour communiquer les requêtes de l'utilisateur au maître avant répercussion par ce dernier sur les esclaves concernés.

En fonction des besoins induits par la mise en oeuvre d'une supervision d'installation performante le besoin d'une architecture pourrait se manifester. Des architectures de bus plus récentes que Modbus, telles Profibus développé par la société Siemens pour rester dans la philosophie des bus série adaptés au courants porteurs en ligne, permettraient en effet à plusieurs appareils d'être, à tour de rôle, maître du bus HVDC (cas du terminal de dialogue mis sur le même plan que le superviseur des optimiseurs) ce qui pourrait augmenter les performances en terme de réactivité par exemple. Un système multi-maître doit cependant disposer de règles d'arbitrage pour éviter les conflits lorsque plus d'un dispositif à la fois cherche à prendre le contrôle du bus et dans tous les cas, sans réelles nécessités voire avantages, cela complexifiera le développement, le fonctionnement le coût global du générateur.

5.8 Validation expérimentale de la communication CPL sur bus HVDC avec le protocole MODBUS

Les tests sur le CPL maître et deux CPL esclaves doivent permettre de vérifier si les performances signal de donné transmis sur le bus HVDC.

- Hardware, englobant les aspects relatifs à la communication, la tenue en caractéristique des divers composants des photovoltaïque, la stabilité des tensions sur le bus HVDC générées pour différents modes de marche etc...
- Software, impliquant surtout le traitement interne des variables d'état du système. Il s'agit ici de s'assurer que la surveillance du transfert d'énergie des panneaux photovoltaïques se positionne correctement sur le MPP et que la puissance est correctement transmise sur le bus HVDC. Enfin, on ne doit avoir aucun «plantage» logiciel ni redémarrage intempestif.

Cette partie expose les résultats de plusieurs expérimentations successives visant à vérifier d'abord la propreté des signaux numériques générés après modulation et démodulation sur le bus HVDC, d'étudier l'influence de la longueur des conducteurs du bus HVDC et enfin de chercher à déterminer la vitesse maximale de transmission des caractères. Il est à noter que les tests ont d'abord été faits en l'absence d'une haute tension continue sur le bus, afin d'exclure tout danger et surtout d'alléger le protocole expérimental car il n'est pas nécessaire ainsi de faire fonctionner les boosts (nécessité d'exposer les panneaux raccordés à un fort ensoleillement). Le travail expérimental s'est effectué pas à pas, d'abord entre le maître et un esclave puis avec deux esclaves.

Les oscillogrammes dans la figure 5.42 montrent tout les trames de requête sur l'émette Tx et la récepte Rx de CPL maître, CPL esclave. Le circuit matériel de CPL maître-esclave à la annexe 6. Les figure 5.42.a et 5.42.b représentent l'état logique des broches Tx et Rx des micro-contrôleurs maître et esclave :

- trace n°1 : en jaune, signal présent sur le Tx du maître,
- trace n°2 : en bleu, signal présent sur le Rx de l'esclave,
- trace n°3 : en violet, signal présent sur le Tx de l'esclave,
- trace n°4 : en vert, signal présent sur le Rx du maître.

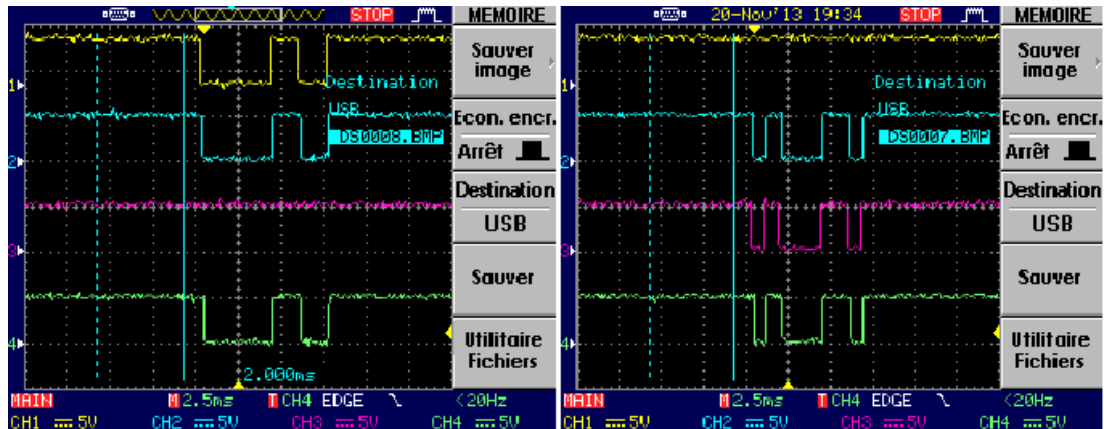
Figure 5.42.a, on remarque que le maître reçoit sur son Rx (trace n°4) le caractère ASCII qu'il émet sur le bus (trace n°1). C'est pourquoi il faut à tout prix inhiber logiquement les interruptions générées par la réception de caractères pendant ses phases d'émission.

La trace n°2 qui correspond à la réception du caractère par l'esclave et qui apparaît comme la copie exacte du caractère émis par le maître montre la qualité de la démodulation malgré la distance séparant le maître de l'esclave.

On vérifie enfin grâce à la trace n°3 que l'esclave est en écoute, donc qu'il n'émet pas.

La figure 5.42.b décrit les signaux intervenant lors de l'émission d'un caractère ASCII par l'esclave (trace n°3). On vérifie sans peine que le maître reçoit ce caractère ASCII sans erreur (trace n°4).

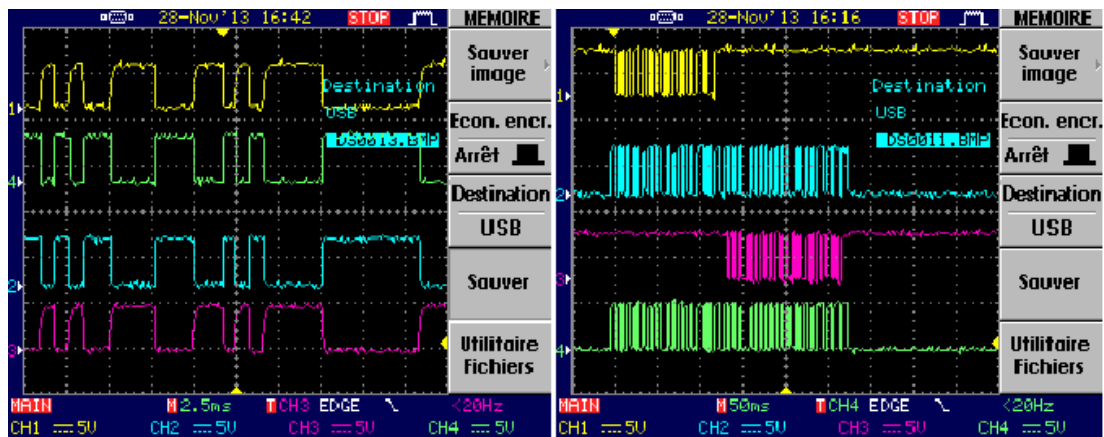
Une fois que les programmes d'émission du maître et de l'esclave ont été validés nous sommes passé à la programmation de véritables échanges. La figure 5.43.a fait apparaître des signaux de niveau logique complémentaire : en effet il ne faut pas oublier que le transistor du démodulateur génère sur son collecteur un état bas lorsqu'il est commandé par la porteuse active qui n'est active que lorsque le bit à transmettre est à 1. La trace n°1 (en jaune) visualise plusieurs



a) Émission d'un caractère ASCII par le maître ; b) Émission d'un caractère ASCII par l'esclave.

FIGURE 5.42 – Signaux présents sur les broches Tx et Rx des coupleurs maître et esclave.

caractères ASCII provenant d'une requête du maître émis par la broche Tx. La trace n°4 (en vert) correspond au signal démodulé par le récepteur du maître à l'entrée de sa porte inverseuse. La trace n°2 (en bleu) affiche le signal présent sur le collecteur du transistor de démodulation de l'esclave tandis que la trace n°3 rétablit par inversion le signal utile sur sa broche Rx.



a) Signaux de démodulation, avant et après inversion ; b) Trames de requête du maître et de réponse de l'esclave.

FIGURE 5.43 – Signaux présents sur les broches Tx et Rx des coupleurs maître et esclave.

La figure 5.43.b permet d'avoir une vue d'ensemble du processus d'échange entre le maître et l'esclave. Trace n°1 (en jaune) on voit distinctement la requête envoyée par le maître et trace n°3 (en violet) la réponse émise par l'esclave. Les traces n°2 (en bleu) et n°4 (en vert) visualisent l'intégralité des échanges présents sur les broches Rx des micro-contrôleurs (en bleu pour l'esclave et en vert pour le maître). On évalue sans peine la durée de l'échange à environ 275 ms. Cette manipulation ayant été effectuée pour une vitesse de transmission de 1200 bauds, on peut s'attendre, avec ce réglage, à une fréquence de scrutation d'un peu moins de quatre optimiseurs raccordés au bus HVDC chaque seconde.

5.8. VALIDATION EXPÉRIMENTALE DE CPL SUR BUS HVDC AVEC LE PROTOCOLE MODBUS147

Les oscillogrammes dans la figure 5.44 de CPL maître montrent des données requêtes à la deux CPL esclaves doivent permettre de vérifier si les performances signal de donné émetté sur le bus, chaque esclave a l'adresse différencié. Dans la figure 5.45 et la figure 5.46 montrent signaux de donné réponse de chaque CPL esclave.

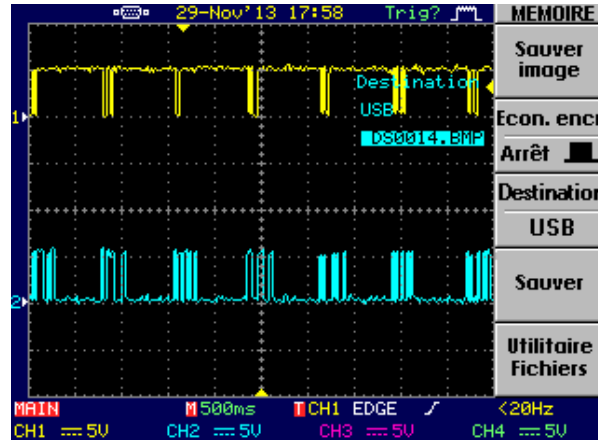


FIGURE 5.44 – Émission périodique de trames entre le maître et deux esclaves. Réception par chaque esclave (trace n°2, en bleu) des requêtes du maître (trace n°1, en jaune).

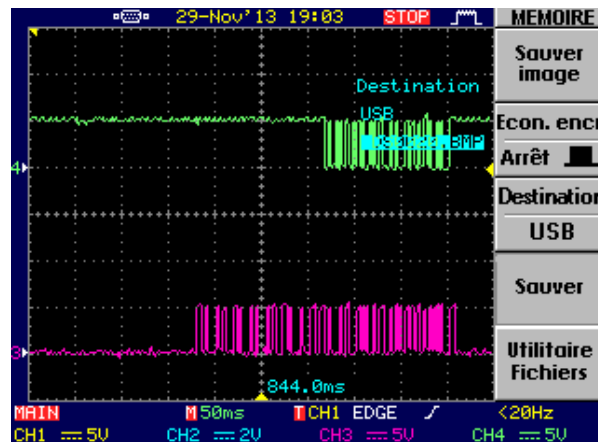


FIGURE 5.45 – Signaux réponse de CPL esclave première au maître.

Sur la figure 5.44 on voit que le coupleur maître envoie sur le bus une requête (trace n°1, en jaune) environ toutes les 750 ms : cependant un seul esclave n'est concerné à la fois ce qui explique pourquoi il ne ré-émet de réponse que toutes les 1500 ms environ.

On observe sur la figure 5.47 la trame zoomée d'un caractère ASCII transmis à la vitesse de 1200 bauds (800 microsecondes par bit). Le signal présent sur le bus est visible sur la trace n°1 en jaune. Il correspond aux impulsions émises par le circuit de modulation du maître ou de l'esclave. On constate que leur amplitude est de l'ordre de 10 V. Cependant on remarque l'apparition d'oscillations de fréquence très inférieure à celle de la porteuse pour chaque niveau bas transmis. Ces oscillations disparaissent à la réception grâce au circuit bouchon qui permet de les filtrer très efficacement. On vérifie en outre que le signal de commande du transistor

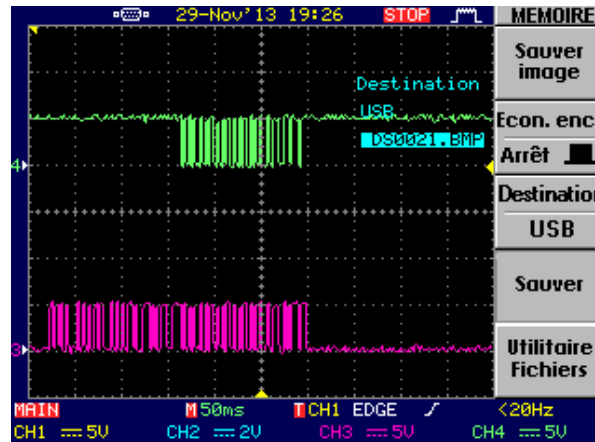


FIGURE 5.46 – Signaux réponse de CPL esclave deuxième au maître.

du récepteur (trace n°3 en violet) est atténué d'un facteur supérieur à cinq par rapport aux impulsions présentes sur le bus (moins de 2 V crête à crête). Cela est dû à la forte impédance d'entrée du démodulateur. Enfin, le signal numérique reconstitué sur la broche Rx (trace n°2 en bleu) ne présente respectivement qu'un très faible retard à la montée ou à la descente comparativement à l'établissement ou à l'extinction de la porteuse.

Dans la figure 5.47.a montre le retard entre le signal modulé d'entrée (signal vert) et le signal démodulé de sorti (signal bleu) de récepteur. Les oscillogrammes de la figure 5.47.b montrent le signal modulé, fréquence de porteur 50 kHz sur bus HVDC (signal vert). Les signaux que nous avons mesuré en oscilloscope au récepteur à la figure 5.47 pour l'optimisation de récepteur et vitess transmet donnée à tout le système CPL maître-esclave.

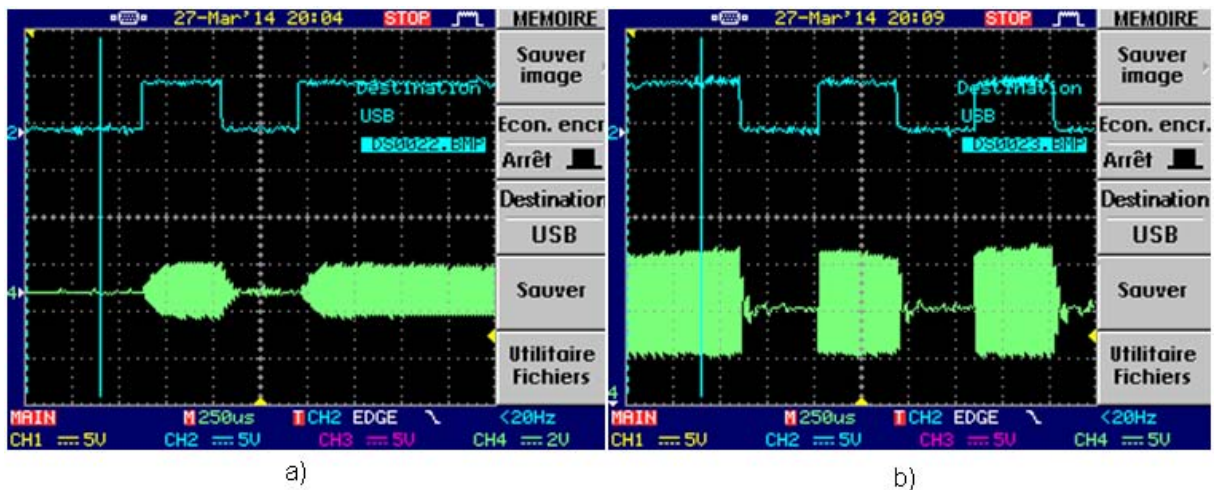


FIGURE 5.47 – Informations binaires modulées : a) Données de modulation d'entrée (signal vert) et démodulation de sortie (signal bleu) de récepteur (trace n°1 en jaune à l'émission et trace n°3 en violet à la réception et signal numérique reconstitué sur la broche Rx de l'esclave ou du maître trace n°2 en bleu) ; b) Données sur bus (signal vert).

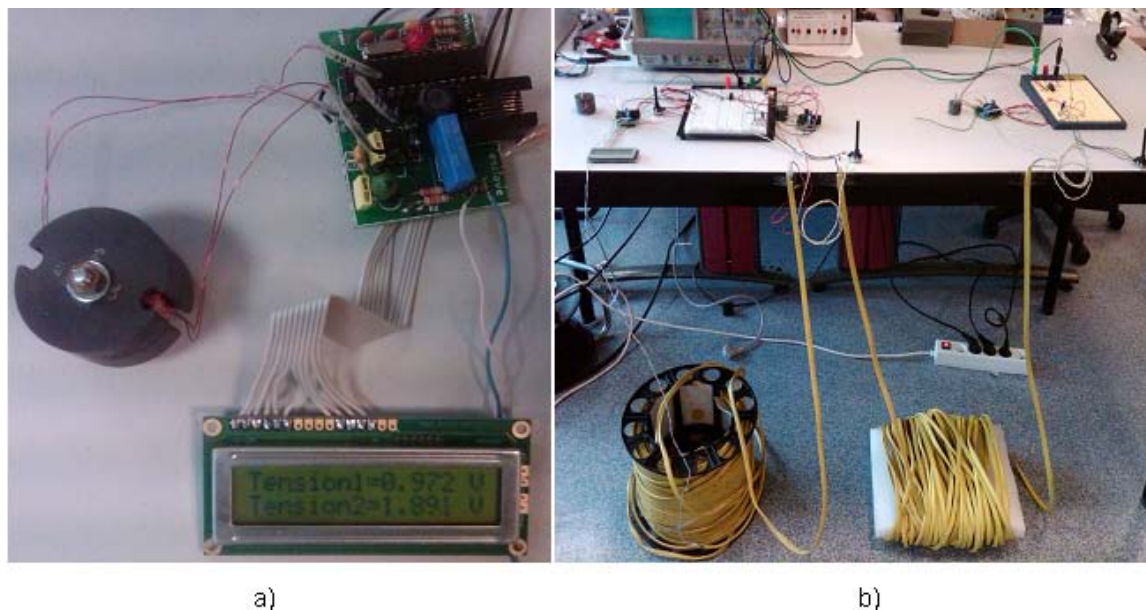


FIGURE 5.48 – Photos du banc CPL : a) Coupleur maître affichant deux mesures de tension transmises par 2 esclaves ; b) Bus reliant le coupleur maître à deux coupleurs esclaves distants d'une centaine de mètres.

Sur la figure 5.48 on voit distinctement deux bobines de câble initialement dédié à un autre bus de terrain (bus ASI pour Actuator Sensor Interface). La première bobine relie le coupleur maître au premier esclave (esclave 1) et est longue d'environ 100 mètres. La seconde bobine relie le premier esclave au deuxième (esclave 2) sur une longueur d'environ 50 mètres. La transmission d'informations sur le bus s'est révélée très fiable : les requêtes de lecture des mesures des coupleurs (ici la simple indication d'un potentiomètre sur une entrée analogique du micro-contrôleur des coupleurs esclave) ont toujours été interprétées sans erreur par les coupleurs esclaves. Symétriquement les réponses des esclaves se sont toujours traduites par des affichages de valeurs de tensions conformes à ce que donnerait un voltmètre. Une erreur détectée dans une trame aurait dû se traduire par un arrêt des communications et une indication de la défaillance par le clignotement rapide d'une led sur les coupleurs, ce qui n'est jamais arrivé pendant des tests de longue durée. A l'heure de la rédaction de ce manuscrit d'autres essais ont été effectués en appliquant une tension continue de l'ordre de 20 V sur le bus et en poussant la vitesse de transmission à 2400 bauds après quelques ajustements de composants, essais qui ont été couronnés de succès. Une autre amélioration de nature à augmenter la rapidité des échanges serait d'implémenter le mode RTU car il est, nous l'avons vu, théoriquement deux fois plus léger que le mode ASCII.

5.9 Conclusions

Dans ce chapitre nous avons présenté de nouveaux développements de système de communication dédiés à des générateurs répartis de production d'énergie renouvelable. L'étude s'est portée dans un premier temps sur la conception de dispositifs aptes à émettre et à recevoir des signaux numériques préalablement modulés suivant la technique des courants porteurs en ligne,

à réaliser les prototypes de coupleurs (un maître et deux esclaves) puis à les tester après avoir développé des programmes (langage C) implémentant une partie du protocole Modbus (mode ASCII). Les expérimentations se sont faites en condition de laboratoire sur des distances de bus tout-à-fait comparables à celles rencontrées sur des installations photovoltaïques réelles. Rien ne s'oppose désormais au raccordement d'élevateurs au bus HVDC via leur association aux coupleurs développés au laboratoire. L'installation photovoltaïque étant distante de plusieurs dizaines de mètres de la salle de recherche où ont été effectuées les différentes manipulations un câble a été tiré afin de raccorder ultérieurement un terminal de visualisation et/ou de dialogue pour l'affichage des différentes grandeurs supervisées sur l'installation ou la saisie de requêtes utilisateur. Le fait d'avoir retenu un protocole de communication éprouvé de longue date et constituant en quelque sorte un standard de l'industrie permet d'envisager une bonne pérennité des solutions proposées et une grande flexibilité en facilitant le raccordement de tout type de dispositif supportant Modbus. La communication a été testée avec succès, apte à transmettre et à recevoir des données sans erreur sur le bus soumis dans un premier temps à une tension continue de l'ordre d'une vingtaine de volts. Mais rien ne s'oppose au bon fonctionnement sous une tension réaliste de 400 VDC. Après cette première réalisation basse tension les futurs travaux porteront sur l'intégration de cette technique de communication à une supervision d'installation photovoltaïque produisant une haute tension continue.

Conclusions et perspectives

L'étude présentée dans cette thèse s'inscrit dans le cadre de l'amélioration des performances des systèmes de production d'énergie électrique, qu'elle soit produite par des panneaux solaires, à concentration ou non, des éoliennes de petites et moyenne puissance, le tout raccordé ensemble et formant un générateur composite complexe en termes de variables d'entrée.

Actuellement, des systèmes à optimiseurs sont basés sur des convertisseurs à faible élévation de tension (de l'ordre de 60 à 80 VDC) câblés en série. Cette solution industrielle actuelle entraîne un coût élevé du fait de l'augmentation actuelle et future du prix du cuivre et des distances mises en jeu dans les installations à générateurs répartis. L'avantage de ces systèmes sont le faible coût et l'absence de défauts secondaires suite à des ombrages ou des "mismatches".

Dans le présent projet et pour répondre aux objectifs d'optimisations, nous avons focalisé ce travail sur les générateurs photovoltaïques de moyenne puissance associant des convertisseurs DC-DC dans une architecture parallèle distribuée. Elle est composée d'un ensemble de panneaux-convertisseurs raccordés sur un bus haute tension continu sur lequel ils sont tous reliés et capables de communiquer par courants porteurs. En proposant un transport de l'énergie en tension élevée (et donc des optimiseurs à rapport de transformation beaucoup plus élevé), il est possible d'utiliser des câbles de transport de section plus faible permettant une diminution importante du coût "matière". Cela est d'autant plus envisageable au vu de l'évolution de l'électronique de puissance. Les panneaux sont des modèles classiques, intégrant un certain nombre de sous-modules câblés en plusieurs séries-parallèles lors de leur assemblage en usine. Aucun accès ni modification n'est donc possible sur ces composants.

L'architecture globale étant une structure de type "parallèle", elle permet aisément l'intégration d'outils de supervision. Dans cette configuration distribuée, le suivi du point de puissance maximale (MPPT) de l'ensemble du générateur est relégué à chaque convertisseur - optimiseurs DC-DC de panneau.

Ce travail de thèse, présenté dans ce rapport, a consisté dans un premier temps à étudier précisément le comportement très particulier d'un type de convertisseur DC-DC déjà présenté par le laboratoire comme une solution au délicat problème de l'élévation en haute tension continue de tensions d'entrée relativement basses et variables, telles que celles issues d'un panneau solaire ou d'une génératrice éolienne de petite puissance. Le principe de ce convertisseur est basé sur un élévateur (nommé MCB-RS dans le texte) boost à deux bobinages couplés magnétiquement incluant un étage de recyclage des énergies de fuites et est développé de façon originale grâce aux nouvelles performances des composants électroniques récents. Cet étage intermédiaire outre le fait qu'il améliore sensiblement le rendement global du convertisseur, assure de surcroît une faible tension sur le commutateur du convertisseur (le commutateur est un transistor MOSFET piloté par le calculateur), apportant un avantage considérable en termes d'efficacité, d'encombrement, de coût et de fiabilité par rapport aux élévateurs DC-DC tradi-

tionnels. L'ensemble du convertisseur étant géré par un micro-contrôleur, il assure en plus les fonctions de découpage, de calcul du MPPT, de communication et d'auto-test. Le rendement pondéré de conversion attendu du convertisseur et de son MMPT doit se rapprocher au plus près des 99%. Une des difficultés potentielles rencontrée pour atteindre ce rendement est lié à l'optimisation du couplage magnétique avec un choix adapté des inductances et du rapport de transformation permettant un rapport cyclique du commutateur MOSFET proche de 50%. La modélisation précise du comportement était donc indispensable, et suite à notre étude, nous disposons à présent d'un modèle comportemental précis permettant un dimensionnement adéquat. Une réalisation d'un optimiseur dc-dc auto-alimenté par le panneau a pu être faite puis testée avec succès.

La deuxième partie de cette thèse est orientée sur l'aspect de la communication inter-systèmes intégrant des outils de supervision intégrés à l'ensemble du générateur. En effet, il est indispensable d'associer le contrôle individuel des générateurs esclaves (panneaux PV, éoliennes ...) à un dispositif de monitoring de l'ensemble sous la forme d'un réseau adapté à ce besoin particulier. Une approche de réseau intelligent (Smart-Grid) est de ce fait développée en vue de surveiller, de mesurer et de vérifier en permanence le fonctionnement tout en optimisant la production d'énergie de l'ensemble du générateur. Un contrôleur maître, intégré au réseau, assure le pilotage de l'installation ainsi que l'interfaçage homme-machine. En ce qui concerne le medium de l'information, le choix s'est naturellement porté sur les courants porteurs par bus HVDC, ce qui a impliqué la levée de quelques verrous technologiques. Il était donc très important de démontrer la faisabilité d'une architecture distribuée communicante par courants porteurs de production d'énergie photovoltaïque sur bus HVDC. Des essais et des réalisations ont montré l'intérêt d'utiliser des modulations de types ASK associées à des fréquences de transport basses. Ce choix s'est avéré prometteur, même si des évaluations de performances sur d'autres modes de modulation/fréquences restent à explorer.

Les perspectives offertes par cette étude et qui concernent l'amélioration globale des rendements des générateurs peut et doit être étendue à tous les niveaux de la chaîne du traitement énergétique. Évidemment, les optimisations possibles du rendement se situent à tous les niveaux de la chaîne de production, à savoir : 1-les capteurs-cellules, par exemple l'intégration de cellules photovoltaïques à concentration dont le rendement actuel (Avril 2014) est supérieur à 31%, 2-les convertisseurs, par exemple par l'intégration de convertisseurs individuels toujours plus performants, par exemple intégrant une récupération active 3-l'architecture du système de contrôle et de régulation, par exemple architecture décentralisée "intelligente", 4-les outils de diagnostic et de maintenance.

D'autres perspectives sont offertes grâce aux récents travaux de recherche que notre laboratoire a publié. Il s'agit d'intégrer in situ des routines d'analyse de défauts sur les caractéristiques à vide et en charge des panneaux issus de nos plans d'expérience.

Des essais sur bus HVDC à très haute tension doivent encore être menés, avec détection des défauts, et caractérisation des distances maximales de transmission de ces courants porteurs.

En fonction de la configuration finale retenue de la centrale photovoltaïque, nous envisageons que le coût global d'investissement pourra même être plus faible que dans le cas d'une installation classique avec une économie faite sur le bus, supérieure au surcoût des convertisseurs. Un troisième aspect envisagé comme prolongement à cette étude est lié à la supervision du système. Les paramètres fonctionnels des panneaux et de leurs optimiseurs associés seront contrôlés à distance et la production d'énergie sera optimisée en temps réel. Pour ce faire, au niveau d'un module regroupant plusieurs panneaux, le développement matériel et logiciel d'une solution de

transmission de données sera proposée en utilisant les développements fait pendant ma thèse autour de la communication par courant porteur (CPL). Cette supervision devra permettre le suivi des performances de chaque panneau pour optimiser la production d'énergie, localiser les défaillances et réduire les temps de maintenance. Cela confèrera un rôle central au réseau de transport qui doit permettre alors de garantir la sécurité et la fiabilité de l'approvisionnement en électricité en permettant le raccord de nouveaux sites de production, en compensant grâce à un système de stockage, l'intermittence de la source pour assurer l'équilibre entre la puissance produite et la puissance consommée.

Bibliographie

- [1] EIA, Adam Sieminski, IEO. www.eia.gov, 25 July 2013.
- [2] International energy outlook. www.eia.gov/forecasts/ieo/pdf/0484%282013%29.pdf, July 2013.
- [3] Centre d'analyse stratégique (CAS) Agence française pour les investissements internationaux (AFII) Ministère de l'Economie et des Finances, Délégation interministérielle à l'aménagement du territoire et à l'attractivité régionale (DATAR). *Tableau de bord de l'attractivité de la France*. Edition 2012.
- [4] Principe de la Terre et des angles entrant dans le calcul de l'irradiation solaire. www.energieenvironnement-upmc.fr.
- [5] Le PV l'électricité solaire, une source durable d'énergie. www.statistiques.developpement-durable.gouv.fr, Juin 2008.
- [6] Il existe actuellement deux grandes technologies de modules photovoltaïques. www.photovoltaique.info/Les-types-de-modules.html.
- [7] Le développement du photovoltaïque dans le monde. www.enr.fr, mai 2010.
- [8] Le marché de l'industrie photovoltaïque. www.lemoniteur.fr.
- [9] B. Norton. *Harnessing Solar Heat*. Springer, 2013.
- [10] EurObserv'ER. *Baromètre Éolien*. Journal de l'éolien Numéro 12-2013, Février 2013.
- [11] M.A. Abella et F. Chenlo. *Choosing the right inverter*. pag 132, March-Avril 2011.
- [12] © EPCOS AG 2006. reproduction, publication and dissemination of this data sheet, enclosures here to and the information contained therein without epcos' prior express consent is prohibited.
- [13] Lm2576 datasheet. www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/172052/ONSEMI/LM2576.html.
- [14] Ministère de l'agriculture, de l'alimentation et des affaires rurales de l'ontario. rudiments de la digestion anaérobie. www.omafra.gov.on.ca/french/engineer/facts/07-058.htm.

- [15] G. et al. Antal, M. et Concas. *EPIA : European Photovoltaic Industry Association. Solar Generation 6 Executive Summary*. Renewable Energy House, Greenpeace International, Octobre 2010.
- [16] B.S. Richards and M.E. Watt. Permanently dispelling a myth of photovoltaics via the adoption of a new net energy indicator. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 11 :162–172, 2004.
- [17] Les progrès dans l'électronique de puissance. www.DESERTEC.org.
- [18] P. Jacques and M. Claude. *Rapport Énergies 2050*. Les archives du Centre d'analyse stratégique, Février 2012.
- [19] [R]évolution énergétique vers un avenir énergétique propre et durable, président du groupe d'experts intergouvernemental sur l'évolution du climat, Janvier 2007.
- [20] Energy balances of OECD countries (2013 preliminary edition), and energy balances of Non-OECD countries, international energy agency, October 2012.
- [21] U.S. Energy Information Administration, Monthly Energy Review (Washington, DC : April 2013), Table 7.2a. www.eia.gov/totalenergy/data/monthly/.
- [22] Ren21, renewables 2012 global status report (paris : 2012) and personal communications with regional report contributors, 2012.
- [23] Institut Technologique des canaries (ITC) Casa Africa Centre pour les énergies renouvelables et l'efficacité énergétique de la CEDEAO. *Énergies renouvelables en afrique de l'ouest : Le statut, les expériences et les tendances*. 978-84-8198-881-9, 2012.
- [24] Australia from australian government department of climate change and energy efficiency, "solar credits : Frequently asked questions (FAQs)", at credits-faq.aspx ; romania from f. vasilica and a. stanciu, "renewable energy review : Romania". RenewableEnergyWorld.com, 31 December 2012.
- [25] IRENA, assessment of renewable energy tariff-based mechanisms, policy brief, (Abu Dhabi : 2013).
- [26] Germany from "entwicklung der erneuerbaren energien in deutschland im jahr 2012", based on Working Group on Renewable Energy Statistics. 2012.
- [27] Energy infrastructure update for office of energy projects. www.ferc.gov, December 2012.
- [28] China renewables utilization data 2012, china national renewable energy center (CNREC). www.cnrec.org.cn/english/publication/2013-03-02-371.html, March 2013.
- [29] IEA implementing agreement on ocean energy systems (IEA-OES), "ocean energy in the world", and from IEA-OES. www.ocean_energy_systems.org/ocean_energy_in_the_world/, Annual Report 2012.

- [30] European Commission (com (2011) 31 final) : Commission staff working document - recent progress in developing renewable energy sources and technical evaluation of the use of biofuels and other renewable fuels in transport in accordance with article 3 of directive 2001/77/ec and article 4(2) of directive 2003/30/ec accompanying document to the communication from the commission to the european parliament and the council, 2011.
- [31] Le baromètre 2013 des énergies renouvelables électriques en france, Électricité de france. www.edf.com.
- [32] Panorama des énergies renouvelables 2013. www.rte-france.com.
- [33] Électricité réseau distribution france. www.erdfdistribution.fr.
- [34] Further information on the SPPA regulation and the act regulation is provided in asia pacific renewable energy manual. www.nortonrosefulbright.com/files/renewable-energy-in-asia-pacific-pdf-3mb-29339.pdf, Avril 2013.
- [35] B. Multon, O. Gergaud, G. Robin, and H. B. Ahmed. *Consommation d'énergie et ressources énergétiques*. Techniques de l'Ingénieur, D3900, 2003.
- [36] World energy outlook 2012, international energy agency. www.eia.gov, 2012.
- [37] Global status report, renewables. www.ren21.net, 2013.
- [38] Site WEB, visité le 29/01/2010. www.solarbuzz.com/facts-and-figures/retail-price-environment/module-prices.
- [39] Cette croissance soutenue, dans le domaine du photovoltaïque, permet de diminuer relativement rapidement le prix de vente des modules photovoltaïques. <http://energieia.voila.net/solaire/prix-moyen.htm>.
- [40] Wind energy barometer-euroobserv'er. www.energies-renouvelables.org, February 2013.
- [41] C. Alonso. *Contribution à l'optimisation, la gestion et le traitement de l'énergie*. PhD thesis, MÉMOIRE-HDR, Université Paul Sabatier – Toulouse III, 2003.
- [42] B. Estibals. *Contribution à l'amélioration des chaînes de conversion photovoltaïques par l'introduction d'architectures distribuées*. PhD thesis, MÉMOIRE-HDR, Université Paul Sabatier – Toulouse III, 2003.
- [43] S. Petitbon. *Nouvelles architectures distribuées de gestion et de conversion de l'énergie pour les applications photovoltaïques*. PhD thesis, Université Paul Sabatier Toulouse, 2009.
- [44] P. Petit. *Optimisation du transfert d'énergie dans les systèmes photovoltaïques*. PhD thesis, Université de Paul Verlaine, 2011.
- [45] W. Herrmann, W. Wiesner, and W. Vaassen. Hot spot investigations on pv modules- new concepts for a test standard and consequences for module design with respect to bypass diodes. In *Photovoltaic Specialists Conference, 1997., Conference Record of the Twenty-Sixth IEEE*, pages 1129–1132, Sep 1997.

- [46] B. Long. *Détection et Localisation de Défauts pour un Système PV*. PhD thesis, Université de Grenoble, August 2006.
- [47] B.H. Omar. *Conception et Réalisation d'un Générateur Photovoltaïque Muni d'un Convertisseur MPPT pour une Meilleure Gestion Energétique*. PhD thesis, Université Abou Bakr Belkaid-TLEMCEM, Décembre 2011.
- [48] A. Zegaoui. *Optimisation de la puissance d'un générateur photovoltaïque connecté au réseau*. PhD thesis, Université de Lorraine, Avril 2012.
- [49] A. Zegaoui, M. Aillerie, P. Petit, J.P. Sawicki, A. Jaafar, C. Salame, and J.P. Charles. Comparison of two common maximum power point trackers by simulating of pv generators. 6 :678–687, 2011.
- [50] A. Zegaoui, P. Petit, M. Aillerie, J.P. Sawicki, and J.P. Charles. Experimental validation of photovoltaic direct and inverse modes model. influence of partial shadings. 18 :1247–1253, 2012.
- [51] A. Ridha. *Étude d'une classe de systèmes photovoltaïques par une approche bond graph : modélisation, analyse et commande*. PhD thesis, Université des sciences et technologies de Lille, 2001.
- [52] S. Bacha et D. Chatroux. *Systèmes photovoltaïques couplés au réseau Nouvelles Technologies de l'Energie 1*. Chapitre X, 2006.
- [53] A.M. Pavan, S. Castellán, S. Quaia, S. Roitti, and G. Sulligoi. Power electronic conditioning systems for industrial photovoltaic fields : Centralized or string inverters? In *Clean Electrical Power, 2007. ICCEP '07. International Conference on*, pages 208–214, May 2007.
- [54] M. Femia, G. Lisi, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. Analysis of photovoltaic systems with distributed maximum power point tracking. *Transactions on Power Delivery*, 8 :343–351, Cambridge 2008.
- [55] E. Roman, R. Alonso, P. Ibanez, S. Elorduizapatarietxe, and D. Goitia. Intelligent pv module for grid-connected pv systems. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 53(4) :1066–1073, June 2006.
- [56] C. Cabal. *Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque*. PhD thesis, Université Paul Sabatier – Toulouse III, 2008.
- [57] S. Vighetti. *Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau : Choix et dimensionnement des étages de conversion*. PhD thesis, Université de Grenoble, 2010.
- [58] J.W. Kolar, T. Friedli, F. Krismer, A. Looser, M. Schweizer, P. Steimer, and J. Bevirt. Conceptualization and multi-objective optimization of the electric system of an airborne wind turbine. In *Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on*, pages 32–55, June 2011.

- [59] L. Linares, R.W. Erickson, S. MacAlpine, and M. Brandemuehl. Improved energy capture in series string photovoltaics via smart distributed power electronics. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*, pages 904–910, Feb 2009.
- [60] T. Shimizu, M. Hirakata, T. Kamezawa, and H. Watanabe. Generation control circuit for photovoltaic modules. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 16(3) :293–300, May 2001.
- [61] J.P. Ferrieux and F. Forest. *Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance : principes, composants, modélisation*. Collection Sciences sup. Dunod, 2006.
- [62] B.A. Alona. *New Optimized Electrical Architectures of Photovoltaic Generators with High Conversion Efficiency*. PhD thesis, Université Toulouse III Paul Sabatier, 2013.
- [63] Y. Louvrier. *Etude et optimisation multicritères d'un convertisseur DC/DC à canaux multiples entrelacés*. PhD thesis, l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2010.
- [64] P. Petit, A. Zegaoui, J.P. Sawicki, M. Aillerie, and J.P. Charles. New architecture for high efficiency dc-dc converter dedicated to photovoltaic conversion. 6 :688–694, 2011.
- [65] W. Jinping, B. Bocheng, X. Jianping, Z. Guohua, and H. Wen. Dynamical effects of equivalent series resistance of output capacitor in constant on-time controlled buck converter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 60(5) :1759–1768, May 2013.
- [66] A. Davoudi, J. Jatskevich, and P.L. Chapman. Simple method of including conduction losses for average modelling of switched-inductor cells. *Electronics Letters*, 42(21) :1246–1247, Oct 2006.
- [67] G.N. Love and A.R. Wood. Small signal model of a power electronic converter. In *Power Engineering Conference, 2007. IPEC 2007. International*, pages 636–642, Dec 2007.
- [68] M. K. Kazimierczuk. *High-frequency magnetic components*. Wiley, 2009.
- [69] R.J. Wai, C.Y. Lin, R.Y. Duan, and Y.R. Chang. High-efficiency dc-dc converter with high voltage gain and reduced switch stress. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 54(1) :354–364, Feb 2007.
- [70] B. Axelrod, Y. Berkovich, S. Tapuchi, and A. Ioinovici. Improved circuit of the switched coupled-inductor cell for dc-dc converters with very large conversion ratio. In *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, pages 1–10, Sept 2009.
- [71] Q. Zhao and F.C. Lee. High-efficiency, high step-up dc-dc converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 18(1) :65–73, Jan 2003.
- [72] D.B. Alexandre, M. C. Pera, J. Garnier, D. Hissel, G. Coquery, and J. M. Kaumann. Fuel cells multi-stack power architectures and experimental validation of 1kw parallel twin stack pefc generator based on high frequency magnetic coupling dedicated to on board power unit. 49(8) :2367–2383, 2008.

- [73] T. Dumrongkittigule, V. Tarateeraseth, and W. Khan-ngern. A new integrated inductor with balanced switching technique for common mode emi reduction in high step-up dc/dc converter. In *Electromagnetic Compatibility, 2006. EMC-Zurich 2006. 17th International Zurich Symposium on*, pages 541–544, Feb 2006.
- [74] Y. Gu, Z. Lu, Z. Qian, X. Gu, and L. Hang. A novel zvs resonant reset dual switch forward dc ndash ;dc converter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 22(1) :96–103, Jan 2007.
- [75] L.D. Salazar and P.D. Ziogas. A high-frequency forward dc/dc converter topology with transformer flux balancing capability. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 37(5) :409–418, Oct 1990.
- [76] B. Su, T. Yang, Z. Lu, and D. Xu. Soft-switching dual forward dc/dc converters employing secondary side control. In *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, pages 1855–1859, Sept 2009.
- [77] L. Calderoni, L. Pinola, and V. Varoli. Optimal feed-forward compensation for pwm dc/dc converters. In *Power Electronics Specialists Conference, 1990. PESC '90 Record., 21st Annual IEEE*, pages 235–241, 1990.
- [78] M.J. Ryan, W.E. Brumsickle, D.M. Divan, and R.D. Lorenz. A new zvs lcl-resonant push-pull dc-dc converter topology. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 34(5) :1164–1174, Sep 1998.
- [79] A. Tomaszuk and A. Krupa. High efficiency high step-up dc/dc converters – a review. 59(4) :475–483, 2011.
- [80] E.H. Kim and B.H. Kwon. High step-up resonant push-pull converter with high efficiency. *Power Electronics, IET*, 2(1) :79–89, January 2009.
- [81] K. Kazimierczuk. *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*. John Wiley and Sons, 2008.
- [82] I. Barbi and R. Gules. Isolated dc-dc converters with high-output voltage for TWTA telecommunication satellite applications. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 18(4) :975–984, July 2003.
- [83] S. Cuk and R.D. Middlebrook. Advances in switched-mode power conversion part ii. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IE-30(1) :19–29, Feb 1983.
- [84] E.R. Hnatek. *Design of Solid-State Power Supplies*. Van Nostrand Reinhold ; 3rd edition, 1989.
- [85] A.I. Pressman. *Switching Power Supply Design*. New York : McGraw-Hill, 1998.
- [86] R. Watson, F.C. Lee, and G.C. Hua. Utilization of an active-clamp circuit to achieve soft switching in flyback converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 11(1) :162–169, Jan 1996.

- [87] H.S.H. Chung, S.Y. Hui, and W. H. Wang. A zero-current-switching pwm flyback converter with a simple auxiliary switch. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 14(2) :329–342, Mar 1999.
- [88] M.Bekemans. Conception d’un convertisseur dc/dc fiable. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, juin 2003.
- [89] H. Chung, S.Y.R. Hui, and W.H. Wang. An isolated zvs/zcs flyback converter using the leakage inductance of the coupled inductor. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 45(4) :679–682, Aug 1998.
- [90] P.M. Barbosa and I. Barbi. A single-switch flyback-current-fed dc-dc converter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 13(3) :466–475, May 1998.
- [91] A. N. Jahromi, J. Faiz, and H. Mohseni. A fast method for calculation of transformers leakage reactance using energy technique. 16(1) :41–48, April 2003.
- [92] H. Foch et al. *Convertisseurs de type FORWARD -Dimensionnement du transformateur et de l’inductance de lissage*. Technique de l’Ingénieur, juin 1994.
- [93] F. Beauclair, J.P. Delvinquier, and J.P. Gros. *Transformateurs et inductances*. Techniques de l’Ingénieur, février 1998.
- [94] W. Hurley and D.J. Wilcox. Calculation of leakage inductance in transformer windings. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 9(1) :121–126, Jan 1994.
- [95] A.D. Abraham. *Modelling and estimation of leakage phenomena in magnetic circuit*. PhD thesis, California Institute of Technology, Pasadena, California, April 1986.
- [96] F. P. Thomas, T. R. Steven, and R. Alexander. Method for establishing a target magnetic permeability in a ferrite. 1997.
- [97] Neosid. product catalog. neosid, 2008. www.buerklin.com/en/catalog/SMD-transformers-type-Neosid-SM-R6-C105245.html.
- [98] Zhigang Liang, Rong Guo, Jun Li, and A.Q. Huang. A high-efficiency pv module-integrated dc/dc converter for pv energy harvest in freedm systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 26(3) :897–909, March 2011.
- [99] R.J. Wai, C.Y. Lin, Duan R.Y., and Y.R. Chang. High-efficiency power conversion system for kilowatt-level stand-alone generation unit with low input voltage. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 55(10) :3702–3714, Oct 2008.
- [100] Y.F. Liu and P.C. Sen. A general unified large signal model for current programmed dc-to-dc converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 9(4) :414–424, Jul 1994.
- [101] A. Bidram, A. Davoudi, and R.S. Balog. Control and circuit techniques to mitigate partial shading effects in photovoltaic arrays. *Photovoltaics, IEEE Journal of*, 2(4) :532–546, Oct 2012.
- [102] P. Petit, M. Aillerie, J. P. Sawicki, and J. P. Charles. Push-pull converter for high efficiency photovoltaic conversion. 18 :1583–1592, 2012.

- [103] K.B. Park, H.W. Seong, H.S. Kim, G.W. Moon, and M.J. Youn. Integrated boost-sepic converter for high step-up applications. In *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pages 944–950, June 2008.
- [104] V. Salas, E. Olas, A. Barrado, and A. Lazaro. Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems. 90(11) :1555–1578, 2006.
- [105] A. Zegaoui, M. Aillerie, P. Petit, J. P. Sawicki, J. P. Charles, and A.W. Belarbi. Dynamic behaviour of (pv) generator trackers under irradiation and temperature changes. 85(11) :2953–2964, 2011.
- [106] P. Petit, M. Aillerie, A. Zegaoui, J.-P. Sawicki, and J. P Charles. Rdson behavior in various mosfet families. In *Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on*, pages 353–357, June 2011.
- [107] J. P. Sawicki, P. Petit, A. Zegaoui, M. Aillerie, and J. P. Charles. High efficiency step-up hvdc converter for photovoltaic generator. 18 :1593–1600, 2012.
- [108] A. Pinomaa, J. Ahola, and A. Kosonen. Power-line communication-based network architecture for lvdc distribution system. In *Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), 2011 IEEE International Symposium on*, pages 358–363, April 2011.
- [109] P.J. Binduhewa, A.C. Renfrew, and M. Barnes. Microgrid power electronics interface for photovoltaics. In *Power Electronics, Machines and Drives, 2008. PEMD 2008. 4th IET Conference on*, pages 260–264, April 2008.
- [110] A. Bose. Smart transmission grid applications and their supporting infrastructure. *Smart Grid, IEEE Transactions on*, 1(1) :11–19, June 2010.
- [111] L. Vanfretti, D. Van Hertem, L. Nordstrom, and J.O. Gjerde. A smart transmission grid for europe : Research challenges in developing grid enabling technologies. In *Power and Energy Society General Meeting, 2011 IEEE*, pages 1–8, July 2011.
- [112] J. Anatory, M.M. Kissaka, and N.H. Mvungi. Powerline communications : The effects of branches on network performance. In *Power Line Communications and Its Applications, 2006 IEEE International Symposium on*, pages 70–75, 2006.
- [113] T.B. Zahariadis. *Home networking technologies and standards*. Artech House, 2003.
- [114] G. Mathisen and A.M. Tonello. WireNet : An experimental system for in-house power line communication. In *Power Line Communications and Its Applications, 2006 IEEE International Symposium on*, pages 137–142, 2006.
- [115] T. Q. Tran, C. Andrieu, and N. Hadjsaid. Influence of distributed resources on the ripple control signal transmission. In *Power Engineering Society General Meeting, 2004. IEEE*, pages 798–803 Vol.1, June 2004.
- [116] J. Bausch, T. Kistner, M. Babic, and K. Dostert. Characteristics of indoor power line channels in the frequency range 50 - 500 khz. In *Power Line Communications and Its Applications, 2006 IEEE International Symposium on*, pages 86–91, 2006.

- [117] K. Dostert. *Powerline Communications*. Prentice Hall, 2001.
- [118] H. Hrasnica, A. Haidine, and R. Lenhnert. *Broadband Powerline Communications : Network Design*. Wiley, 2004.
- [119] T. Teratani, K. Kuramochi, H. Nakao, T. Tachibana, K. Yagi, and S. Abou. Development of toyota mild hybrid system (ths-m) with 42v powernet. In *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International*, volume 1, pages 3–10, June 2003.
- [120] C. Erdogan, I. Myderrizi, and S. Minaei. Fpga implementation of bask-bfsk-bpsk digital modulators [testing ourselves]. *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, 54(2) :262–269, April 2012.
- [121] Y. Kim, S.W. Tam, G.S. Byun, H. Wu, L. Nan, G. Reinman, J. Cong, and M. C. F. Chang. Analysis of noncoherent ask modulation-based rf-interconnect for memory interface. *Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems, IEEE Journal on*, 2(2) :200–209, June 2012.
- [122] R. Gershon, D. Propp, and M. Propp. A token passing network for powerline communications. *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, 37(2) :129–134, May 1991.
- [123] Y. S Lee, D.K.W. Cheng, and S.C. Wong. A new approach to the modeling of converters for spice simulation. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 7(4) :741–753, Oct 1992.
- [124] Ch. Roychoudhuri and M. Tayahi. Spectral super-resolution by understanding superposition principle and detecting processes. 1(1) :146–153, 2006.
- [125] Protocol modbus. <http://modbus.org/tech.php1>.
- [126] B.B. Shabarinath and N. Gaur. Modbus communication in microcontroller based elevator controller. In *Control, Automation, Robotics and Embedded Systems (CARE), 2013 International Conference on*, pages 1–5, Dec 2013.

Annexe 1

Les matériaux magnétiques



Cross reference list of ferrite materials

cross_ref_list

Data Sheet

CROSS REFERENCE LIST OF FERRITE MATERIALS ACCORDING MANUFACTURER																					
ISKRA FERITI		1E	2E	1F	3F	1C	2C	4C	10G	16G	26G	19G	22G	12G	32G	25G	15G	45G	35G	65G	
SIEMENS	n.m. p.m.	K12	U17	K1		K10	M11	N4	M33	N22 N26	N48	N30	T37 T35	T44 T38	T42	N41	N27	N67	N87	N97	
PHILIPS	n.m. p.m.		4E1	4D2, 4F1	4C6 4C65	4A11, 4A15	4B1		3D3	3B7 3H1	3H3	3S1, 3E4 3C11	3E27 3E25	3E5	3E6	3B8	3C80	3C81 3C85	3C90,3 F3		
VOGT	n.m. p.m.	Fi130	Fi110	Fi150	Fi212	Fi292	Fi221, Fi242 Fi222		Fi262	Fi323		Fi340	Fi360	Fi410		Fi323	Fi322	Fi324			
NEOSID - MMG	n.m. p.m.	F28	F29	F25	F01 F16	F19, F52	F14, F302	FF1	F58	P10 P11	P12	F9N F9	F10 FT6	F39 FTA	F5A F5C	F5	F44	F45	F47		
LCC THOMSON	n.m. p.m.	H5, K5	H6, K6	H3 K3	H3	H1, C3	H2		S5, C5	A9 S1	S4 S3	A6 T6	A4, A5 T4	A3 A2	B1	B5, B6 B3	B2, B4 F1	F2			
KASCHKE	n.m. p.m.	K40	K14	K80	K120	K800	K250, K300	K1500 K2000	K700, K600	K2005	K2007	K4000	K6000	K8000 K1000 0		K2004	K2006	K2008			
TRIDELTA	n.m. p.m.								Mf 143	Mf 183		Mf 193	Mf 197	Mf 199		Mf 196B	Mf 196A Mf 196	Mf 198	Mf 198A		
SAGEM	n.m. p.m.			602	602	701			509	506	507	512	511	515			516 517	527			
PRAMET	n.m. p.m.					N7, HSR	N3			H20		H40	H60				H21	H24			
POLFER	n.m. p.m.	U-31	U-11	F-82			F-201 F-302		F-605	F-2001		F4001					F807	F814			
EM - VAC	n.m. p.m.					NF10				M2F M2F-A		M5 M4	M5 M6				M2TN- B	M2TN- C			
T D K	n.m. p.m.	K7A	K8	K6A			K5		H6F	H6B	H6K	H5A	HS52, H5B	H5C2	H5D	PC30	HV22	PC40	PC44	PC50	
FDK - FUJI	n.m. p.m.	H55Z	H56Z	H54Z	H53Z		H52A		H52B, 3H01	3H21	H22Z 3H20	2H04	2H06	2H10		6H10	5H20	6H20	6H40	7H10	
HITACHI / NIPPON	n.m. p.m.											GP 7	GP5,G Q5C	GP 11		SB-5S	SB-3L	SB-7C	SB-9C	SB1M	
TOKIN	n.m. p.m.		10L			700L	250L		F2003	F2001	H4000	H6000		H1200 0	B3100	B2500	B 25		B 40		
CERAMIC MAGNETICS	n.m. p.m.	C2075	N40	C2050	C2025	CN20	CMD1 0	CMD5 005	MN67	MN80		MN30	MN60	MC25				MN80			
MAGNETICS	n.m. p.m.								A	D	G	T, J	J	W		F			R	P	
FERRONICS	n.m. p.m.	P			K	J		G				B		T							
FAIR RITE	n.m. p.m.	67	68	65	61 23	43 26 / 28		64, 83					75	76 40			77	78 32			
STEVARD	n.m. p.m.		21	22								34									
TSC	n.m. p.m.											TSF- 5000		TSF- 010K			TSF- 7070	TSF- 7099	TSF- 5080		
TOMITA	n.m. p.m.											2 E3	2 E1	2 E2		2 E6	2 E6C				
ACME	n.m. p.m.											A05	A07	A10		P2					
COSMOFERRITE S	n.m. p.m.						CF102 M					CF 195	CF 195	CF 197		CF 101	CF 196	CF 129	CF 138		
Initial permeab.		25	13	80	125	900	300	2000	750	2200	2200	4300	6000	10000	12000	3000	2000	2300	2200	1800	
		HIGH FREQUENCY							LOW LOSS			HIGH PERMEABILITY				POWER MATERIALS					

n.m. = near match

p.m. = perfect match

* Research

Please contact us for further instructions!
ISKRA FERITI, d.o.o. does not take any responsibility in case of application failure, according misunderstanding of this table!

2nd edition

FIGURE A.1 – Tableau de matériaux magnétique chez les différents fabricants.

Annexe 2

Calcul du volume d'un transformateur

Surface bobinable et coefficient de bobinage

Dans cet exemple, nous supposons que la colonne interne est de section carrée, ce qui induit $S_F = b^2$. D'autre part, on définit le rapport entre les surfaces S_B et S_F :

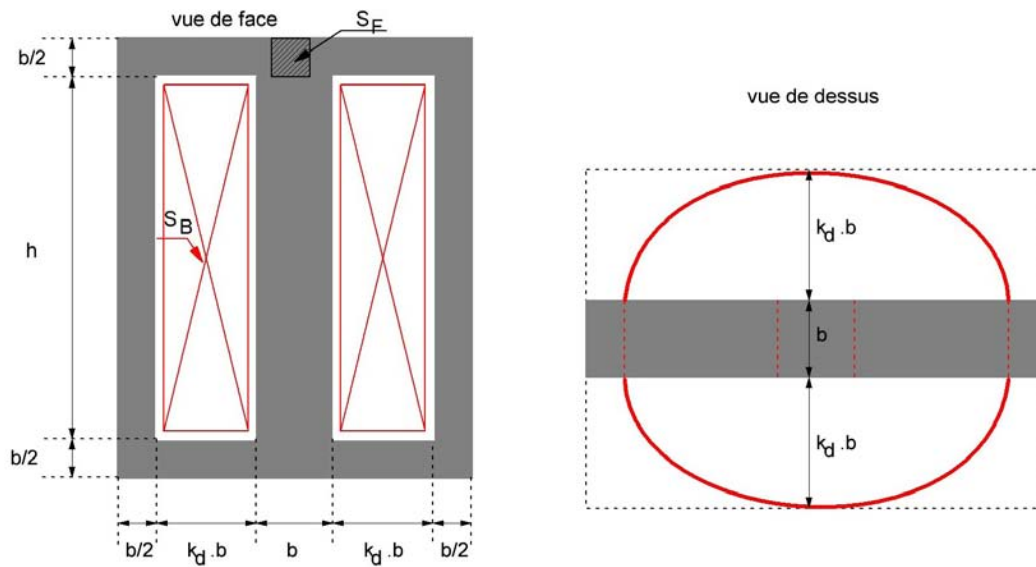


FIGURE A.2 – Géométrie d'un composant magnétique.

$$K_d = \frac{S_B}{S_F} \quad (1)$$

avec :

S_F : La surface effective du noyau magnétique.

S_B : La surface nécessaire pour loger les bobinages.

On déduit de tout ceci que :

$$A = K_d b^4, \text{ et inversement } b = \left(\frac{A}{K_d}\right)^{\frac{1}{4}} \quad (2)$$

$$h = \frac{K_d}{k_d} b \quad (3)$$

Si l'on observe de la figure A.2, on observe que le transformateur est inscrit dans le volume qui vaut :

$$V = (2b + 2k_d b)(h + b)(2k_d b + b) \quad (4)$$

Que l'on peut également mettre sous la forme :

$$V = 2b^3(1 + k_d)\left(1 + \frac{K_d}{k_d}\right)(1 + 2k_d) \quad (5)$$

On obtient :

$$V = \frac{2}{K_d^{\frac{3}{4}}}(1 + k_d)\left(1 + \frac{K_d}{k_d}\right)(1 + 2k_d)A^{\frac{3}{4}} \quad (6)$$

Effet de peau

Dans le cas d'un conducteur cylindrique, de longueur infinie (grande devant le rayon du conducteur), la résolution des équations de Maxwell–Ampère et Maxwell–Faraday :

$$\begin{cases} \vec{rot}(\vec{H}) = \vec{J} \\ \vec{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \end{cases} \quad (7)$$

avec

$$\begin{cases} \vec{E} = \rho \vec{J} \\ \vec{B} = \mu \vec{H} \end{cases} \quad (8)$$

(ρ la résistivité du matériau et μ la perméabilité du matériau), montre que la densité de courant n'est pas uniforme dans le conducteur. On définit l'épaisseur de peau par :

$$e_p = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} = \sqrt{\frac{\rho}{\mu\pi f}} \quad (9)$$

en mm avec f en Hz.

La résistivité du cuivre à 20°C vaut $\rho_{Cu} = \frac{1}{58} = 0,0172\mu\Omega m$. Le coefficient de température du cuivre vaut $\alpha = +0,0038K^{-1}$ et on peut écrire :

$$R = R_0(1 + \alpha(\theta - \theta_0)) \quad (10)$$

La résistivité du cuivre à 100°C vaut alors $\rho_{Cu} = \frac{1}{58}(1 + 0,0038(100 - 20)) = 0,0225\mu\Omega m$.

On constate que la majoration de la résistance du fil est considérable lorsque le rayon du conducteur est plusieurs fois supérieures à l'épaisseur de peau. En pratique, on s'arrange pour que le rayon du conducteur soit inférieur ou égal à e_p .

La photo de transformateur que nous avons développé au laboratoire LMOPS.

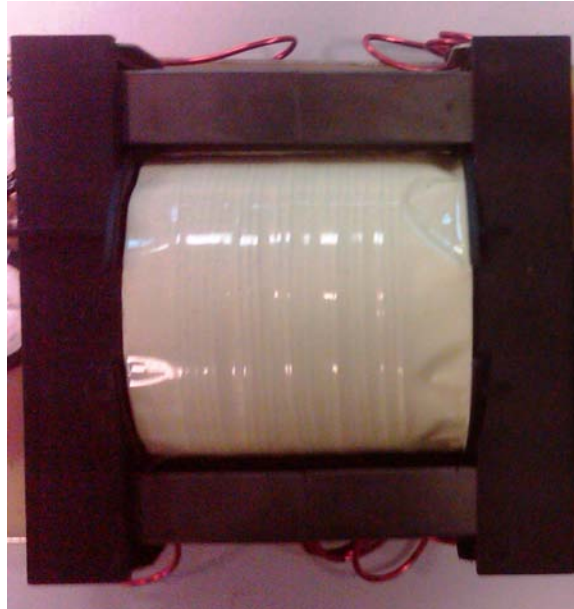


FIGURE A.3 – La photo transformateur fabriqué au convertisseur DC-DC MCB-RS.

Annexe 3

Le convertisseur MCB-RS auto-alimenté : Prototypes réalisés pendant la thèse

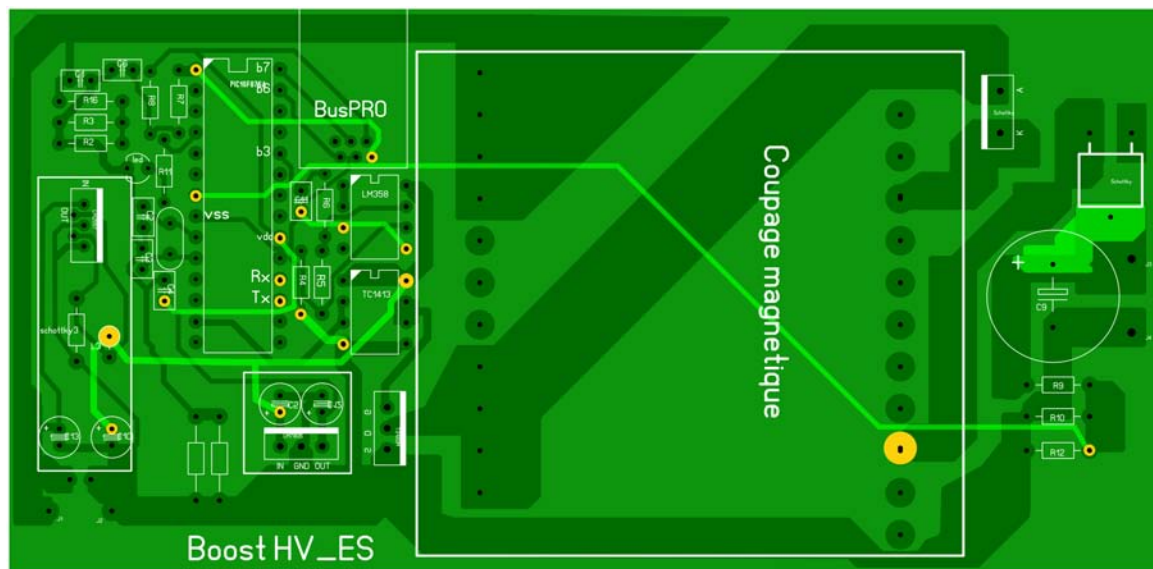


FIGURE A.4 – La circuit imprimé de convertisseur DC-DC MCB-RS auto-alimenté. Dimensions 69X140mm.



FIGURE A.5 – La photo convertisseur DC-DC MCB-RS auto-alimenté dedans circle rouge.

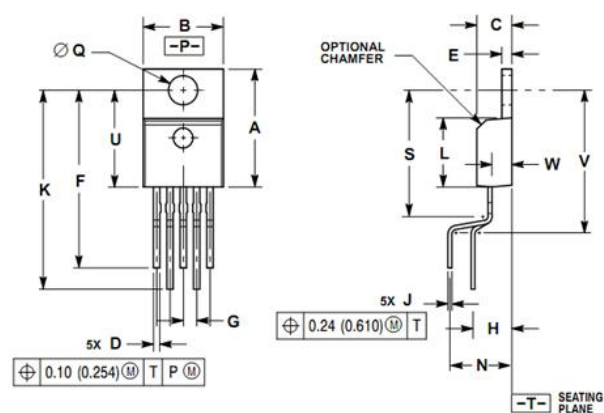


FIGURE A.6 – Dimensions de l'emballage du LM2576-D [13].

Annexe 4

Choix des bandes de fréquences et dimensionnement des interfaces CPL

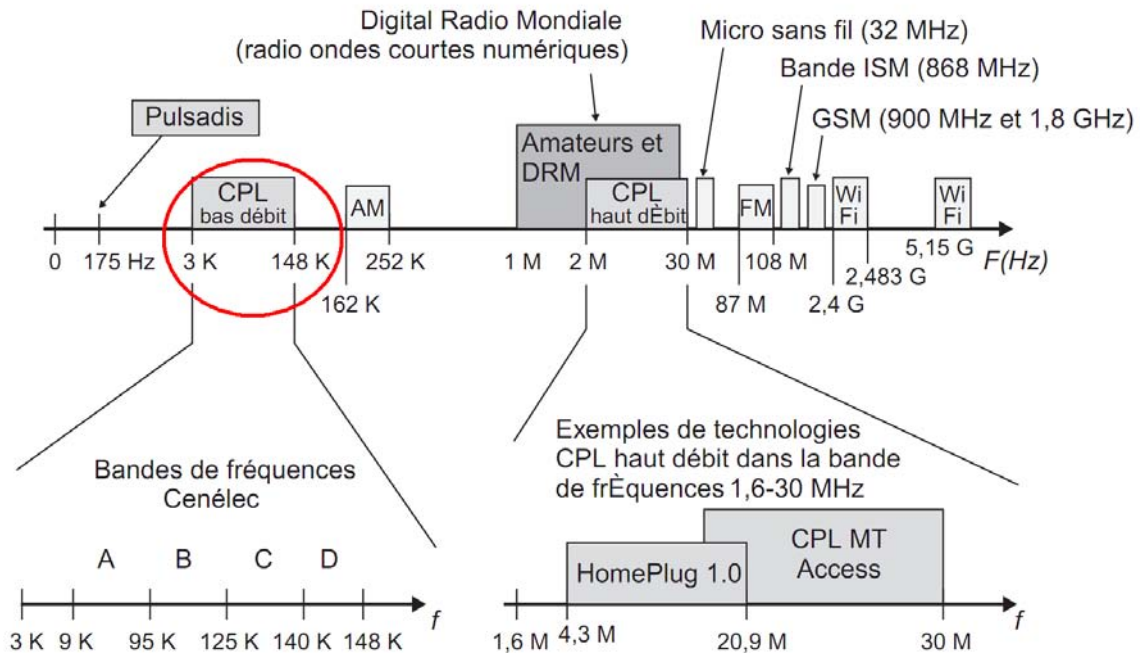


FIGURE A.7 – Bandes de fréquences utilisées par les réseaux CPL dedans cercle rouge.

Boost MCB-RS et communication par CPL

La structure d'un générateur complet de production d'énergie sur un bus HVDC intermédiaire avec le réseau à base de CPL proposée est illustrée à la figure A.8 du superposer à chaque convertisseur DC-DC du réseau de distribution alternatif comme dernier élément. La tension continue d'entrée est convertie et élevée à une haute tension en courant continu par les convertisseurs DC-DC connectés en parallèle sur le bus HVDC.

Sur la figure A.9, nous présentons une mise en œuvre matérielle simple basée sur l'intégration dans le convertisseur DC-DC d'un contrôleur d'interface périphérique (PIC)

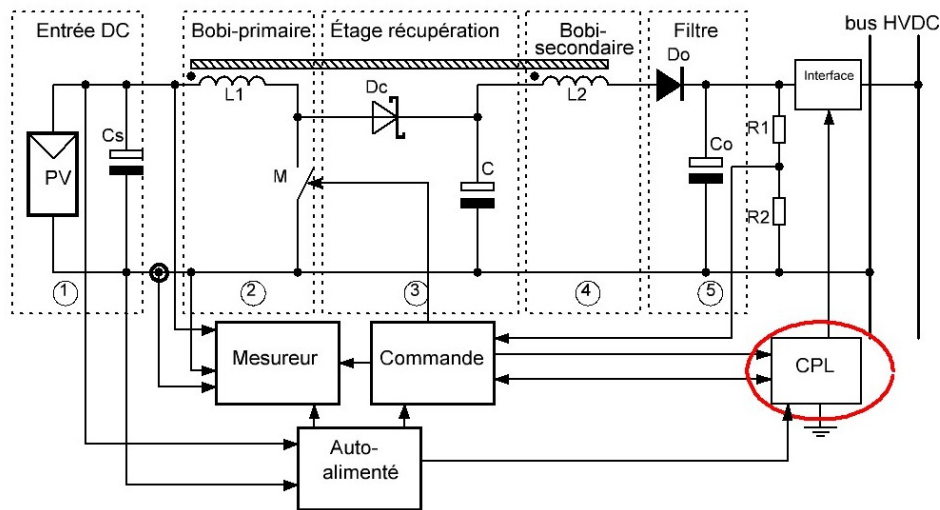


FIGURE A.8 – Schéma du convertisseur MCB-RS auto-alimenté avec courant porteur en ligne (CPL).

micro-contrôleur assurant les fonctions de suivi et automate CPL. Le système est adapté pour les communications de données au sein d'une zone de réseau local d'électricité, comme la lecture de compteur à distance automatique, le feu et le contrôle d'alarme de sécurité, etc Le système est construit en utilisant la modulation numérique, afin de réduire la complexité du convertisseur DC-DC global commandé - CPL. Le système de l'automate est connecté à des lignes électriques du bus HVDC utilisant des circuits d'interfaçage appropriés, qui sont utilisés pour fournir une isolation électrique et une adaptation d'impédance entre la puissance de conversion DC-DC une partie du convertisseur et le réseau de ligne électrique. Cela signifie que les systèmes CPL peuvent être considérés comme une partie supplémentaire de chaque convertisseur, sans modification de sa structure de base et qui permet une grande réduction du coût de l'ensemble du système.

Calcul de transformateur de CPL maître-esclave

Alimentation à découpage de type Forward à un seul interrupteur et enroulement de démagnétisation.

Tension d'entrée : $V_f = +5 \text{ V}$

Tension de sortie : $+5 \text{ V}$

Courant d'entrée : $0,15 \text{ A}$

Fréquence de découpage ultra-sonore. $f = 50 \text{ kHz}$

$D = 1/2$ (duty cyclique)

Choix du pot

Les résultats de simulation de transformateur de CPL :

Dans le cas courant continu de fonction, on a :

$V_f = V_{cc} = +5 \text{ V}$

Puissance de transformateur environ $P_e = 80 \text{ mW}$.

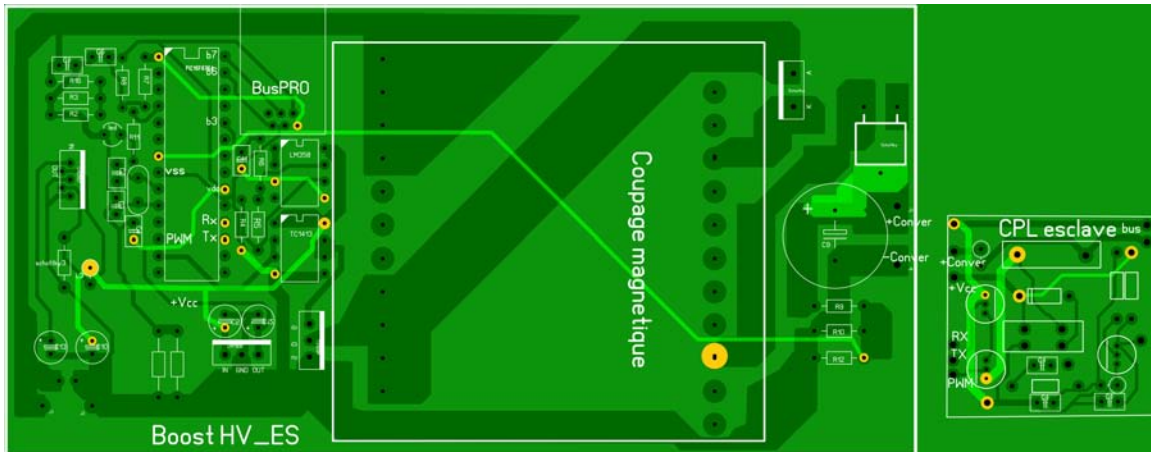


FIGURE A.9 – La circuit imprimé de convertisseur DC-DC MCB-RS auto-alimenté par la intégration courant porteur en ligne (CPL).

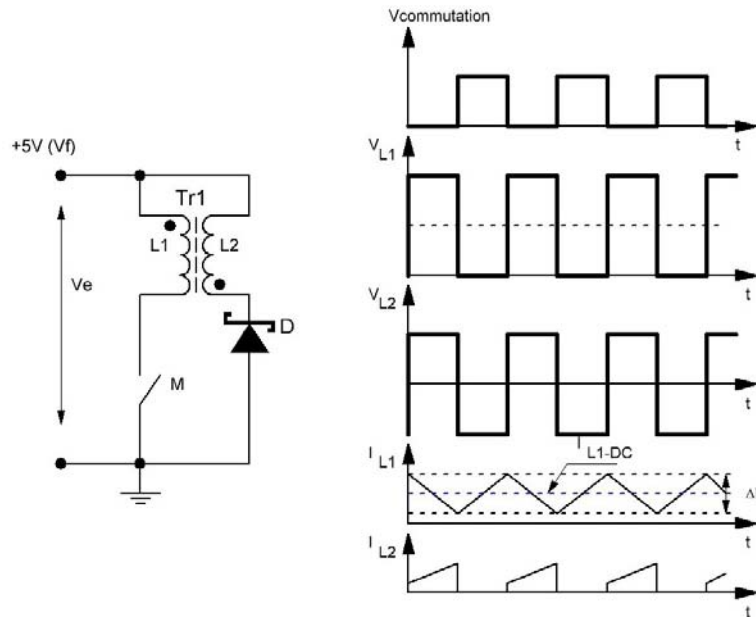


FIGURE A.10 – La fonction de transformateur dans le CPL.

A partir de fonction que nous simulons de circuit CPL. Le calculer d'inductance primaire de transformateur suivie :

$$L1 = \frac{V_{emin}}{\Delta I_1 f} D_{max} \quad (11)$$

avec D_{max} : duty cyclique

Le facteur de l'ondulation du courant $L1$

$$K_{fo} = \frac{\Delta I_1}{2I_{L1-DC}} = \frac{\Delta I_1 V_{emin}}{2P_e} Dmax \quad (12)$$

Remplacement 11 dans 12, on a :

$$L1 = \frac{(V_{emin} Dmax)^2}{2P_e f K_{fo}} \quad (13)$$

Choix $K_{fo}=0,4$ dans le cas courant continu de fonction.

$$L1 = \frac{(V_{emin} Dmax)^2}{2P_e f K_{fo}} = 1,9 \text{ mH} \quad (14)$$

Le produit de la zone de base ($A_e A_w$) qui est la zone magnétique section noyau multiplié par zone de fenêtre disponible pour l'enroulement, est largement utilisée pour une première estimation de la taille de base pour une application donnée.

$$A_e A_w = \left[\frac{L1 I_{1max} I_{1moy} 10^4}{B_{max} K_u K_i f} \right]^{\left(\frac{4}{3}\right)} [cm^4] \quad (15)$$

Lorsque K_u est sinueuse facteur qui est habituellement de $0,25 \sim 0,3$ pour un transformateur hors ligne. K_i est le coefficient de densité de courant (typiquement $400 \sim 450$ pour le noyau de ferrite). I_{1max} et I_{1moy} est le courant de crête et le courant efficace de l'inductance primaire. B_{max} est la densité de flux maximale autorisée en fonctionnement normal, qui est habituellement préréglé pour être la densité de flux de saturation de la matière du noyau ($0,3 \text{ T} \sim$ de $0,4 \text{ T}$).

Pour sélectionner le noyau approprié référer à la fiche technique de la fabrication. Habituellement, la forme de l'âme n'est pas une considération importante pour le fonctionnement en mode continu en raison des pertes de courant alternatif basse. Pour le fonctionnement en mode discontinu, la fenêtre de la zone d'enroulement est choisi aussi large que possible pour minimiser les pertes de liquidation AC. CE, ETD, EFD, LP noyaux sont toutes les formes de base de l'EE avec de grandes fenêtres larges. Les applications nécessitant profil bas peuvent bénéficier de l'aide de carottes EFD.

Calcule courant efficace et pic maximum de L1 :

$$I_{1max} = I_{L1-DC} + \frac{1}{2} \Delta I_1 = \frac{P_e}{V_{emin} Dmax} + \frac{V_{emin} Dmax}{2L1 f} \quad (16)$$

Remplacement dans 16, on a : $I_{1max}=33,5 \text{ mA}$

$$I_{1moy} = \sqrt{\frac{(1 - Dmax)}{3} \left[3(I_{L1-DC})^2 + \left(\frac{\Delta I_1}{2}\right)^2 \right]} \quad (17)$$

Remplacement dans 17, on a : $I_{1moy}=22,16 \text{ mA}$

On prendra donc : $B_{max} = 0,2 \text{ T}$ On optimisera le rendement du transformateur en égalisant les pertes joules et les pertes fer, ce qui impose : $J = 5 \text{ A/mm}^2$

$$s_1 = I_{1moy}/J = 0,004 [mm^2]$$

Choix les facteurs K_u , K_i et remplacement les résultats des I_{1max} et I_{1moy} dans 15, on a :

$$K_u = 0,25; K_i = 420.$$

$$A_e A_w = 3,2 \cdot 10^{-6} mm^4$$

on chois noyau de ferrite RM4.

$$A_e = 14,5 mm^2$$

Calcule de nombre de bobinage primaire :

$$n_1 = \frac{L1 I_{1max}}{B_{max} A_e} = 2001 \text{ spires} \quad (18)$$

$$n_2 = \frac{V_e + V_D}{V_e + V_{ds}} n_1 \quad (19)$$

avec

V_D : tension quand Diode fermé,

V_{ds} : tension quand commutateur MOSFET ouvert.

$$n_2 = 1901 \text{ spires} \quad (20)$$

La section de bobinage secondaire L2 :

$$s_2 = 0,95 * I_{1moy}/J = 0,004 mm^2$$

Comme on sait les paramètres de simulation tel que :

Comme on sait les paramètres de simulation tel que : courant moyen de L1 et L2 de transformateur, tension d'entrée, $m = 1$, fréquence de commutateur. On sera calculé d'inductance des conducteurs du transformateur avec valeur minimum.

$$L1 = L2 = \frac{E}{2f I_{moy1,2}} = \frac{5}{2 * 50000 * 0,15} = 0,5 mH \quad (21)$$

Calculer de Lsef à CPL maître-esclave

CPL Esclave

Tension et courant de sortie 400 V/1A à 50 kHz.

Si on se fixe une ondulation de courant de 10% de part et d'autre, ce qui permet de fonctionner en conduction continue jusqu'à 10% du courant nominal (soit 0,1A), la valeur Lsef de l'inductance d'interface de CPL est donnée, pour un fonctionnement à rapport cyclique = 1/2, par :

$$Lsef = \frac{V_s \Delta t}{\Delta I_s} = \frac{V_s (T/2)}{\Delta I_s} = \frac{V_s}{2f \Delta I_s} = \frac{400}{2 * 50000 * 0,1} = 40 mH \quad (22)$$

Si on se fixe, comme pour le noyau :

- une induction maximale $B_{max} = 0,2 T$;
- une densité de courant $J = 5 A/mm^2$;
- un coefficient de foisonnement évalué à $\alpha = 2,5$;

- le courant maximal étant de 0,66 A,

nous obtenons, d'après

$$A_e A_w \geq \frac{\alpha}{J B_{max}} Lsef I_s I_{max} = 10 * 10^{-8} m^4 \quad (23)$$

Nous pouvons donc prendre le même circuit magnétique que pour le conducteur noyau, (il faut choix noyau ferrite) PE22 T150X20X70 ou PC40 T150X20X70

La valeur $A_e = 7,1 cm^2$ donne le nombre de spires :

$$n = \frac{Lsef I_{max}}{B_{max} A_e} = \frac{40 * 10^{-3} * 1}{0,2 * 7,1 * 10^{-4}} = 282 \text{ spire} \quad (24)$$

La section du fil de cuivre est :

$$s = 1/5 = 0,2 mm^2$$

CPL Maître

Tension et courant de sortie 400 V/10 A à 50 kHz.

Si on se fixe une ondulation de courant de 10% de part et d'autre, ce qui permet de fonctionner en conduction continue jusqu'à 10% du courant nominal (soit 1A), la valeur $Lsef$ de l'inductance d'interface de CPL est donnée, pour un fonctionnement à rapport cyclique = 1/2, par :

$$Lsef = 4 mH \quad (25)$$

Si on se fixe, comme pour le noyau :

- une induction maximale $B_{max} = 0,2 T$;
- une densité de courant $J = 5 A/mm^2$;
- un coefficient de foisonnement évalué à $\alpha = 2,5$;
- le courant maximal étant de 11 A,

nous obtenons, d'après

$$A_e A_w \geq \frac{\alpha}{J B_{max}} Lsef I_s I_{max} = 110 * 10^{-8} m^4 \quad (26)$$

Nous pouvons donc prendre le même circuit magnétique que pour le conducteur noyau, $A_e \cdot A_w = 125 \cdot 10^{-8} m^4$ (il faut choix noyau ferrite)

La valeur $A_e = 75,6 cm^2$ donne le nombre de spires :

$$n = \frac{Lsef I_{max}}{B_{max} A_e} = \frac{40 * 10^{-3} * 11}{0,2 * 75,6 * 10^{-4}} = 29 \text{ spire} \quad (27)$$

Pour obtenir effectivement une valeur de $Lsef$ égale à 4 mH avec 29 spires bobinées sur ce noyau, nous devons introduire un entrefer e tel que :

$$e = \frac{\mu_0 n^2 A_e}{Lsef} = \frac{4\pi 10^{-7} 29^2 * 75,6 * 10^{-4}}{4 * 10^{-3}} = 2 mm \quad (28)$$

La section du fil de cuivre est :

$$s \simeq 10/5 = 2 \text{ mm}^2$$

Annexe 5

Code fonction sur un octet (en Hexadécimal)

Code	Nature des fonctions MODBUS	TSX 37
H'01'	Lecture de n bits de sortie consécutifs	*
H'02'	Lecture de n bits de sortie consécutifs	*
H'03'	Lecture de n mots de sortie consécutifs	*
H'04'	Lecture de n mots consécutifs d'entrée	*
H'05'	Ecriture de 1 bit de sortie	*
H'06'	Ecriture de 1 mot de sortie	*
H'07'	Lecture du statut d'exception	
H'08'	Accès aux compteurs de diagnostic	
H'09'	Téléchargement, télé déchargement et mode de marche	
H'0A'	Demande de CR de fonctionnement	
H'0B'	Lecture du compteur d'événements	*
H'0C'	Lecture des événements de connexion	*
H'0D'	Téléchargement, télé déchargement et mode de marche	
H'0E'	Demande de CR de fonctionnement	
H'0F'	Ecriture de n bits de sortie	*
H'10'	Ecriture de n mots de sortie	*
H'11'	Lecture d'identification	*
H'12'	Téléchargement, télé déchargement et mode de marche	
H'13'	Reset de l'esclave après erreur non recouverte	

FIGURE A.11 – *Tableau d'un octet en Hexadécimal.*

Les services sont classés en trois catégories :

- l'écriture ou la lecture de mots ou bits,
- les fonctions pour le diagnostic des équipements,
- les fonctions pour gérer les modes de marche d'un équipement.

Les principales fonctions en caractères gras sont décrites en détail en annexe.

Adressage TSX37 :

Le mot 0 est adressé par l'adresse 0, le mot n est adressé par l'adresse n.

Le bit 0 est adressé par l'adresse 0, le bit n est adressé par l'adresse n.

Voir le manuel de référence TEM 60000F pour adressage S1000.

Annexe 6

Les circuits CPL maître-esclaves : Prototypes réalisés pendant la thèse

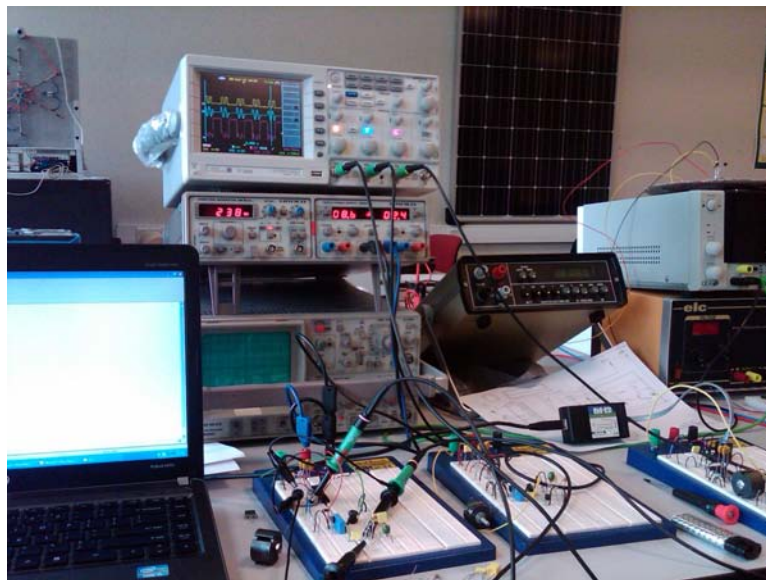


FIGURE A.12 – La photo de tester du CPL maître-esclave sur la plaquette.

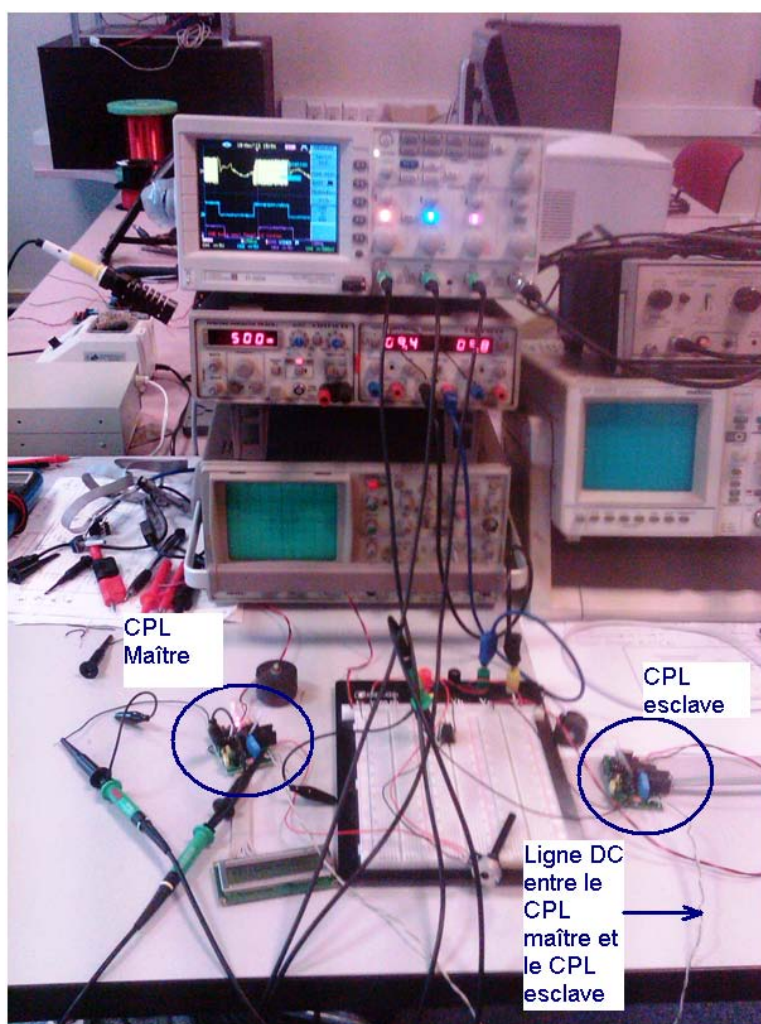


FIGURE A.13 – La photo d'essai trame du CPL maître-esclave.

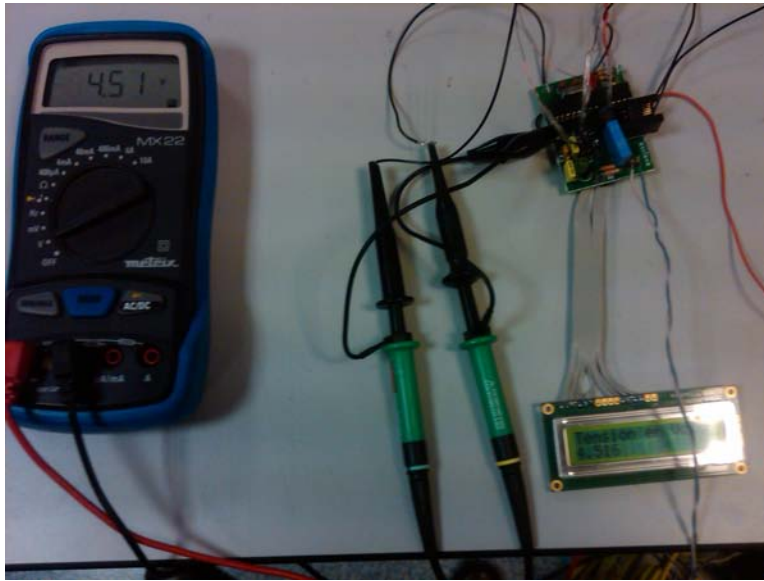


FIGURE A.14 – *Prototype du CPL maître.*

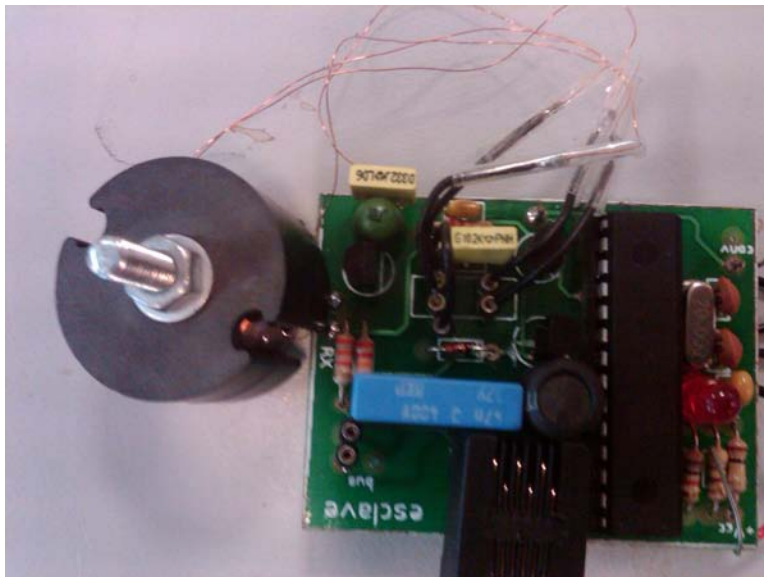


FIGURE A.15 – *Prototype du CPL esclave.*

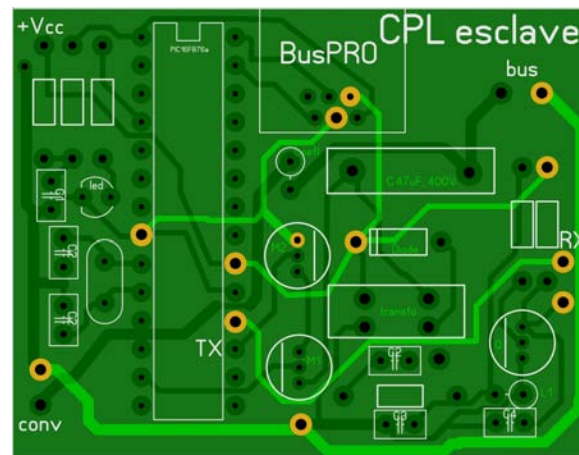


FIGURE A.16 – Circuit imprimé du CPL esclave indépendant avec convertisseur DC-DC. Dimensions 40X51,5mm.

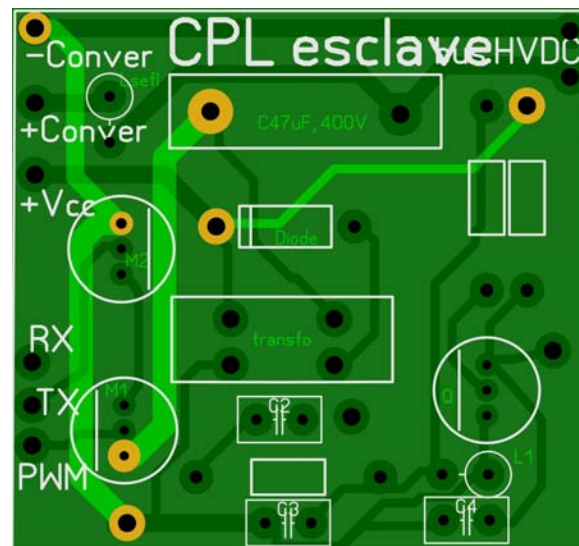


FIGURE A.17 – Circuit imprimé du CPL esclave intégré dans le convertisseur DC-DC. Dimensions 30X31,5mm.

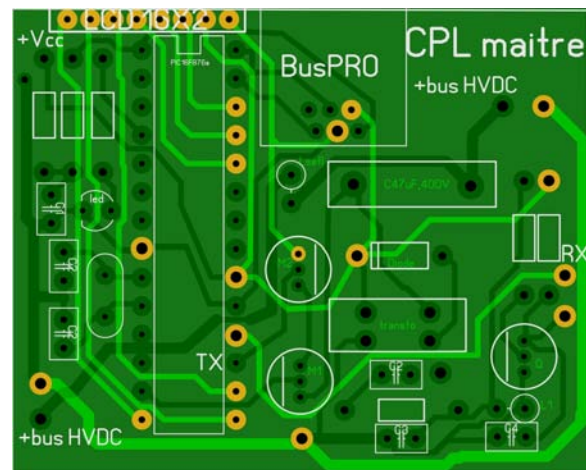


FIGURE A.18 – *Circuit imprimé du CPL maître. Dimensions 41,5X51,5mm.*

Publications et actes de conférences à comité de lecture

Publications

1. **The Vinh Nguyen**, Pierre Petit, Fabrice Maufay, Michel Aillerie, Jean-Pierre Charles. Powerline Communication (PLC) on HVDC Bus in a Renewable Energy System. Energy Procedia, Vol.36, pp657-666. (2013).
2. **T. V. Nguyen**, P. Petit, F. Maufay, M. Aillerie, J.P. Charles "Power-line communication between parallel DC-DC optimizers on High Voltage Direct Current bus" WIT Transactions on Ecology and The Environment, Energy Production and Management in the 21st Century : The Quest for sustainable, Ed. : Brebbia, Magaril 81 and Khodurnvsky, WITPRESS, Vol.190, 1297-1308, 2014 ISSN 1743-3541.
3. **T. V. Nguyen**, P. Petit, J. P. Sawicki, M. Aillerie, and J. P. Charles. DC power-line communication based network architecture for HVDC distribution of a renewable energy system. Energy Procedia, accepted, 2014.
4. **The Vinh Nguyen**, Pierre Petit, Fabrice Maufay, Michel Aillerie, Ali Jafaar, Jean-Pierre Charles. Self-powered High Efficiency Coupled Inductor Boost Converter for Photovoltaic Energy Conversion. Energy Procedia, Vol.36, pp650-656, 2013.
5. **Nguyen The Vinh**, Petit Pierre, Aillerie Michel, Salame Chafic, Charles Jean-Pierre. Efficiency of magnetic coupled boost DC-DC converters mainly dedicated to renewable energy systems : Influence of the coupling factor. International Journal of Circuit Theory and Applications, accepted, 2014.
6. F. Hannane, H. Elmossaoui, **T.V. Nguyen**, P. Petit, M. Aillerie, J.P. Charles. Forecasting the PV Panel Operating Conditions Using the Design of Experiments Method. Energy Procedia, Vol.36, pp479-487, 2013.
7. J-P Charles, F. Hannane, H. El-Mossaoui, A. Zegaoui, **T. V. Nguyen**, P. Petit, and M. Aillerie. Faulty PV panel identification using the Design of Experiments (DoE) method. IJEPES- International Journal of Electrical Power and Energy Systems, Vol.57, pp31-38.
8. Pierre Petit, Michel Aillerie, **The Vinh Nguyen**, Jean-Pierre Charles. Basic MOS-FET Based vs Couple-Coils Boost Converters for Photovoltaic Generators. International Journal of Power Electronics and Drive Systems, Vol.4, No.1, pp1-11, March 2014.

9. P. Petit, M. Aillerie, J. P. Sawicki, **T. V. Nguyen**, and J. P. Charles. Individual step-up converter with active recovery stage for high efficiency conversion of photovoltaic energy. Energy Procedia, accepted, 2014.

Communications

Communications internationales

TerraGreen 13 International Conference- Advancements in Renewable Energy and Clean Environment, Beirut-Lebanon, 15-17 February 2013

1. **The Vinh Nguyen**, Pierre Petit, Fabrice Maufay, Michel Aillerie, Jean-Pierre Charles.

Communication écrit "Self-powered High Efficiency Coupled Inductor Boost Converter for Photovoltaic Energy Conversion"

2. **The Vinh Nguyen**, Pierre Petit, Fabrice Maufay, Michel Aillerie, Jean-Pierre Charles.

Communication écrit "Powerline Communication (PLC) on HVDC Bus in a Renewable Energy System"

3. F. Hannane, H. Elmoosaoui, **T.V. Nguyen**, P. Petit, M. Aillerie, J.P. Charles.

Communication écrit "Forecasting the PV Panel Operating Conditions Using the Design of Experiments Method"

4th International Conference on Energy and Sustainability, Bucharest-Romania, 19-21 June 2013

4. **T. V. Nguyen**, P. Petit, F. Maufay, M. Aillerie, J.P. Charles.

Communication orale "Power-line communication between parallel DC-DC optimizers on High Voltage Direct Current bus"

The International Conference on Technologies and Materials for Renewable Energy, Environment and Sustainability, TMREES14, Beirut-Lebanon, 9-14 april 2014

5. **T. V. Nguyen**, P. Petit, J. P. Sawicki, M. Aillerie, and J. P. Charles.

Communication orale "DC power-line communication based network architecture for HVDC distribution of a renewable energy system"

6. P. Petit, M. Aillerie, J. P. Sawicki, **T. V. Nguyen**, and J. P.

Communication écrit "Charles. Individual step-up converter with active recovery stage for high efficiency conversion of photovoltaic energy"

Communications nationales

Séminaire de l'école doctorale EMMA Metz Avril 2012

7. **The Vinh NGUYEN**

Communication écrit "Influence du coefficient de couplage magnétique des convertisseurs DC/DC sur le rendement de production d'énergie renouvelable"

Doctoriales de université de Lorraine

8. **The Vinh Nguyen**, M. Aillerie, P. Petit.

Communication écrit "Convertisseur DC/DC Boost à Couplage Magnétique (MCB) autoalimenté à haut rendement pour la conversion d'énergie photovoltaïque"

Journées Des Doctorants de Laboratoire LMOPS 2011-2012

9. **The Vinh Nguyen**, M. Aillerie, P. Petit.

Communication orale "Architecture distribuée de gestion et de conversion d'énergie pour des ressources énergétiques renouvelables"

Journées Des Doctorants de Laboratoire LMOPS et de l'école doctoral EMMA 2012-2013

10. **The Vinh Nguyen**, M. Aillerie, P. Petit.

Communication orale "Architecture distribuée de gestion et de conversion d'énergie pour des ressources énergétiques renouvelables"

Journées Des Doctorants de Laboratoire LMOPS 2013-2014

11. **The Vinh Nguyen**, M. Aillerie, P. Petit, J.P. Sawicki, J.P. Charles.

Communication orale "Architecture distribuée de gestion et de conversion électrique d'énergies renouvelables"