

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



**Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd**  
**Faculté de Technologie**  
**Département d'Electrotechnique**



## **Thèse**

Préparée au sein du Laboratoire des Systèmes de Traction Electriques – Batna (LSTEB)

Présentée pour l'obtention du diplôme de :  
**Doctorat en Sciences en Electrotechnique**  
**Option : Systèmes Electromagnétiques**

Sous le Thème :

**Contribution à la Conception d'un Système  
de Traction Électrique**

Présentée par :

**LAHRECH Mohamed Hichem**

**Soutenu le : 30/09/2023 devant le jury composé de :**

M'GUETTAFI Amor	Professeur	Université de Batna 2	Président
M'ABDELHADI Bachir	Professeur	Université de Batna 2	Rapporteur
M'ZAOUI Abdelhalim	Professeur	Ecole Nationale Supérieure de Technologie ENST à Alger	Examineur
M'BOUKEZZI Larbi	Professeur	Université de Djelfa	Examineur

**Année Universitaire 2023/2024**

## *Remerciements*

Le présent travail a été mené dans le Laboratoire des Systèmes de Traction Electriques (LSTEB) de l'Université de Batna 2.

Je remercie infiniment, Monsieur **Azeddine BENOUDJIT** pour la confiance qu'il m'a témoignée, ses encouragements et ses idées et contributions scientifiques m'ont été d'un grand apport pour l'aboutissement de ce travail.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance et ma profonde gratitude envers mon directeur de thèse Monsieur **Bachir ABDELHADI**, Professeur à l'Université de Batna 2, qui m'a encadré tout au long de la période de cette thèse et qui m'a fait partager ses brillantes intuitions. Qu'il soit aussi remercié pour sa gentillesse, sa disponibilité permanente et pour les nombreux encouragements qu'il m'a prodigués.

Je suis très honoré de la présence de Monsieur **Amor GUETTAFI**, Professeur à l'Université de Batna 2, pour avoir accepté de siéger dans mon jury et de l'avoir présidé.

J'adresse également mes remerciements à Monsieur **Larbi BOUKEZZI**, Professeur à l'Université de Djelfa, pour sa participation au jury de cette thèse en tant qu'examineur.

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur **Abdelhalim ZAOUI**, Professeur à l'École nationale supérieure de technologie ENST à Alger, pour sa participation au jury de cette thèse en tant qu'examineur.

Enfin, je tiens à remercier tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la concrétisation de mon travail.

## *Dédicaces*

*À mes très chers parents. Que Dieu les protège.*

*À mes chers frères et sœur.*

*À ma grande famille.*

*Et à tous mes amis.*

---

# **TABLE DES MATIÈRES**

---

## TABLE DES MATIÈRES

<i>REMERCIEMENTS</i> .....	I
<i>DEDICACES</i> .....	II
TABLE DES MATIÈRES .....	IV
<i>ACRONYMES ET NOMENCLATURE</i> .....	VII
TABLE DES FIGURES .....	XI
LISTE DES TABLEAUX.....	XIII
<b>INTRODUCTION GÉNÉRALE.....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE I: ETAT DE L'ART SUR LA TRACTION FERROVIAIRE</b>	
I.1 INTRODUCTION .....	5
I.2 L'AGE D'OR DU CHEMIN DE FER ET LES INNOVATIONS TECHNIQUES RECENTES .....	5
I.3 CHEMINS DE FER ET AUTRES MOYENS DE TRANSPORT CONCURRENTS ....	6
I.4 LES CHEMINS DE FER A L'ERE DU MONOPOLE ET DE LA CONCURRENCE ...	6
I.5 CAPACITE A TRANSPORTER DE GROS VOLUMES .....	7
I.6 CONSOMMATION D'ENERGIE.....	7
I.7 IMPACT ENVIRONNEMENTAL ET SECURITE .....	8
I.8 DEVELOPPEMENT HISTORIQUE DES CHEMINS DE FER ELECTRIQUES .....	9
I.9 HISTORIQUE DE L'ELECTRIFICATION DANS LE MONDE.....	15
I.10 CONCLUSION.....	19
<b>CHAPITRE II:ENTRAINEMENTSELECTRIQUES ET MECANIKES DANS LES SYSTEMES DE TRACTION FERROVIAIRE</b>	
II.1 INTRODUCTION .....	21
II.2 TOPOLOGIE DYNAMIQUE .....	21
<i>II.2.1 Les sous-stations</i> .....	22
<i>II.2.2 Les caténaires</i> .....	22
<i>II.2.3 Le pantographe</i> .....	23
<i>II.2.4 Ligne de toiture</i> .....	23
II.3 MOTEURS DE TRACTION .....	24
II.4 TRANSMISSION MECANIKES.....	26
II.5 ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES .....	28
<i>II.5.1 Chaînes de traction traditionnelle des années 90 : Motorisation asynchrone</i> .....	28
<i>II.5.2 Chaînes de traction modernes : Motorisation synchrone ou asynchrone</i> .....	29
<i>II.5.3 Chaînes de traction de l'AGV :</i> .....	29

II.5.4	<i>Transformateur électrique</i> : .....	31
II.5.4.1	Transformateur à basse fréquence LFT (Low Frequency Transformer) .....	31
II.5.4.2	Transformateur à moyenne fréquence MFT (Medium Frequency Transformer) .....	34
II.6	CONCLUSION.....	37
<b>CHAPITRE III: CONVERTISSEUR AC/DC BIDIRECTIONNEL A COMMUTATION DOUCE A BASE DE SIC 10KV</b>		
III.1	INTRODUCTION .....	39
III.2	CONCEPT DE MODE DE COURANT TRIANGULAIRE INTEGRE (iTCM).....	39
III.2.1	<i>L'état de l'art du fonctionnement du convertisseur PWM AC/DC</i> .....	39
III.2.2	<i>Dérivation de la topologie iTCM</i> .....	42
III.2.3	<i>Modulation iTCM</i> .....	45
III.2.3.1	Modulation de fréquence de commutation constante .....	45
III.2.3.2	Modulation de fréquence de commutation variable .....	47
III.3	CONCLUSION.....	50
<b>CHAPITRE IV:CONVERTISSEUR DC/DC BIDIRECTIONNEL ISOLE A BASE DE SIC 10 KV</b>		
IV.1	INTRODUCTION .....	52
IV.2	DEVELOPPEMENT DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE.....	52
IV.3	APPLICATIONS DE TRANSFORMATEUR MT/MF DANS LA TRACTION FERROVIAIRE .....	56
IV.4	CONVERTISSEURS DC-DC MT .....	56
IV.5	TECHNOLOGIES DE TRANSFORMATEUR MT/MF.....	58
IV.6	CONCLUSION.....	61
<b>CHAPITRE V:CONCEPTION OPTIMALE D'UN PECT POUR LA TRACTION FERROVIAIRE</b>		
V.1	INTRODUCTION .....	63
V.2	TOPOLOGIE DE PECT .....	63
V.3	ÉTAGE DE CONVERTISSEUR PFC (AC/DC) A MOYENNE TENSION.....	65
V.3.1	<i>Conception du convertisseur AC/DC iTCM</i> .....	68
V.3.1.1	Dimensionnement du condensateur $C_b$ .....	69
V.3.1.2	Conception du filtre d'entrée LCL.....	69
V.3.1.3	Dimensionnement du bus DC.....	70

V.3.1.4	Semi-conducteurs .....	70
V.3.2	<i>Résultats de simulations</i> .....	71
V.4	ÉTAGE DE CONVERTISSEUR (DC/DC) LLC (SRC) A MOYENNE TENSION ....	72
V.4.1	<i>Conception du convertisseur DC/DC isolé</i> .....	75
V.4.1.1	Demi-pont à base de MOSFET SiC 10 kV côté MT.....	75
V.4.1.2	Pont complet basé sur MOSFET SiC 3,3 kV côté BT .....	76
V.4.2	<i>Transformateur MT MF</i> .....	77
V.4.2.1	Géométrie et conditions de fonctionnement.....	78
V.4.2.2	Pertes dans le noyau et les enroulements .....	79
V.4.2.3	Modélisation thermique.....	80
V.4.2.4	Conception optimale du transformateur MF MT .....	80
V.4.2.5	Résultats de l'optimisation et sélection de la conception.....	81
V.4.2.6	Circuits équivalents de transformateur MF MT .....	84
V.4.3	<i>Résultats des simulations</i> .....	85
V.5	ISOLATION DES MOSFET SIC MT ET BLINDAGE DU TRANSFORMATEUR MT/MF .....	86
V.6	ESTIMATION DU POIDS ET DE VOLUME .....	87
V.7	CONCLUSION.....	89
	<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	91
	<b>RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES .....</b>	94
	<b>Liste des travaux concernant le sujet de la thèse.....</b>	99

# Acronymes

<b>AC</b>	Courant alternatif
<b>AGV</b>	Automotrice à Grande Vitesse
<b>BF</b>	Basse fréquence
<b>BT</b>	Basse tension
<b>CM</b>	Mode commun
<b>DAB</b>	Dual Active Bridge
<b>DC</b>	Courant continu
<b>DCX</b>	Transformateur à courant continu
<b>EMI</b>	Électromagnétique Interférence
<b>FEM</b>	Méthode des éléments finis
<b>GaN</b>	Nitride de Gallium
<b>GTO</b>	Gate Turn-Off Thyristor
<b>HF</b>	Haute fréquence
<b>HSL</b>	Pertes par commutation forcée
<b>IGBT</b>	Insulated-Gate Bipolar Transistor
<b>iTCM</b>	Mode de courant triangulaire intégré
<b>LF</b>	Basse fréquence
<b>LFT</b>	Transformateur à basse fréquence
<b>MCS-ZVS</b>	Fragmentation du courant magnétisant ZVS
<b>MF</b>	Moyenne fréquence
<b>MOSFET</b>	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
<b>MT</b>	Moyenne tension
<b>PETT</b>	Transformateur électronique de traction
<b>PFC</b>	Correcteur du facteur de puissance
<b>PMCF</b>	Pont Monophasé à Commutation Forcée
<b>PMSM</b>	Moteur synchrone à aimants permanents
<b>PWM</b>	Modulation de largeur d'impulsion
<b>RMS</b>	Racine carrée moyenne quadratique
<b>Si</b>	Silicium
<b>SiC</b>	Carbure de silicium
<b>SL</b>	Pertes de commutation
<b>SRC</b>	Convertisseur résonant série

<b>SSL</b>	Pertes de commutation douce
<b>SST</b>	Transformateur à semi-conducteurs
<b>TCM</b>	Mode de courant triangulaire
<b>TGV</b>	Train à Grande Vitesse
<b>ZCS</b>	Commutation à courant nul
<b>ZVS</b>	Commutation à tension nulle

## *Nomenclature*

$d_{HF}$	Rapport cyclique de bras de pont haute fréquence
$d_{LF}$	Rapport cyclique de bras de pont basse fréquence
$L_g$	Inductance de suralimentation
$\omega_g$	Fréquence angulaire du réseau AC
$U_{DC}$	Tension de bus DC
$P$	Puissance du système
$r$	Ondulation de courant maximale
$f_{min}$	Fréquence minimale de découpage
$C_{dc}$	Condensateur de bus DC
$f_{res}$	Fréquences de résonance
$C_f$	Condensateur du filtre
$L_f$	Inductance du filtre
$P_{sw}$	Pertes de commutation
$P_c$	Pertes de conduction
$L_\sigma$	Inductance de fuite du transformateur
$L_h$	Inductance magnétisante du transformateur
$n$	Rapport de transformation
$\rho$	Puissance volumétrique
$\gamma$	Puissance gravimétrique
$B_{pk}$	Densité de flux
$p_c$	Densité de perte
$a_w$	Facteur d'effet de proximité
$k_w$	Facteur de remplissage d'enroulement
$P_w$	Pertes d'enroulement
$\sigma$	L'épaisseur de peau

$r_{cw}$	Rapport entre les pertes de noyau et d'enroulement
$r_w$	Rapport entre les résistances d'enroulement AC et DC
$A_t$	Coefficient de convection et la surface exposée
$h_t$	Coefficient de convection
$\Delta T$	Echauffement du transformateur

---

# **TABLE DES FIGURES ET LISTE DES TABLEAUX**

---

## TABLE DES FIGURES

Figure I.1 : Réserves de pétrole dans le monde. ....	7
Figure I.2 : Évolution des prix du pétrole en dollars américains (valeurs de l'année 2013) de 1862 à 2012. ....	8
Figure I.3 : Première locomotive électrique de W. v. Siemens 1879, Berlin.....	10
Figure I.4 : Locomotive à courant continu de Baltimore & Ohio Railroad, 1895.....	10
Figure I.5 : Autorail expérimental triphasé à grande vitesse par AEG 1903 ; 210 km/h.....	11
Figure I.6 : SBB Ce 6/8 11 pour AC monophasé 15 kV/16,7 Hz ; 1920; 1650kW.....	12
Figure I.7 : Locomotive de marchandises 50 Hz de la SNCF. Série 12 000, 1950, 2650 kW, 85 t.....	12
Figure I.8 : Train à grande vitesse Shinkansen du Japan National Railroad, série 0 ; 220 km/h.....	13
Figure I.9 : Locomotive diesel Sulzer-Klose-Henschel 1912 à entraînement direct ; 1000kW.....	13
Figure I.10 : DE 2500 par BBC et Henschel 1971; 1840 kW (Bombardier Transport).....	14
Figure I.11 : Locomotive hautes performances 100 % électrique Classe 120 de la DB ; 1979, 5600 kW (Bombardier Transport).....	14
Figure I.12 : Train électrique à grande vitesse ICE 3 Classe 403 de la DB AG : 1999, 8000 kW, 330 km/h (Ch. Foerth).....	15
Figure I.13 : Automotrice à grande vitesse (AGV11) de l'opérateur Italien NTV: 2012, 10 MW, 300 km/h.....	15
Figure I.14 : Evolution de l'électrification ferroviaire. ....	16
Figure I.15 : Électrification ferroviaire en Europe et Nord d'Afrique.....	18
Figure II.1 : Disposition schématique de la traction électrique. ....	21
Figure II.2 : Représentation des caténaires 1.5kV et 25kV. ....	23
Figure II.3 : Deux exemples de pantographes. ....	23
Figure II.4 : Exemple de ligne de toiture schéma de principe des installations.....	24
Figure II.5 : Configuration de captage des rames à grande vitesse de 8 remorques.....	24
Figure II.6 : Rotor de PMSM (à gauche) et moteur complet PMSM (à droite).....	25
Figure II.7 : Bogie moteur d'une Automotrice à grande vitesse (AGV). ....	27
Figure II.8 : Applications de transmission mécanique. ....	27
Figure II.9 : Motorisation asynchrone dans la chaîne de traction à GTO années 90. ....	28
Figure II.10 : Motorisation asynchrone ou synchrone à aimants permanents dans les chaînes de tractions modernes à IGBT. ....	29
Figure II.11 : Chaîne de traction sous caténaire à tension alternative et continue.....	30
Figure II.12 : Modules de puissance ONIX233.....	31
Figure II.13 : Transformateur à colonne Locomotive BB36000.....	31
Figure II.14 : Composition de la cuve du transformateur ( Locomotive BB36000).....	32
Figure II.15 : Image d'un transformateur de l'AGV. ....	33
Figure II.16 : Conversion AC/DC indirecte compromettant un convertisseur DC/DC à résonance.....	34
Figure II.17 : Schéma de la structure multi-étage à résonance. ....	35
Figure II.18 : Structure à résonance (démonstrateur ABB). ....	36
Figure II.19 : Démonstrateur ALSTOM-SMA.....	37
Figure III.1: (a) Schéma de circuit d'un convertisseur AC/DC monophasé bidirectionnel à pont complet. (b) Formes d'onde de la tension de l'alimentation $u_g$ et du courant d'inductance de suralimentation $i_{Lg}$ sur une	

- période de gâchette. (c) Vue détaillée du courant  $i_{L_g}$ , des signaux de commande de porte et des instants de temps de commutation dure et douce correspondants. .... 40
- Figure III.2: (a) Convertisseur AC/DC bidirectionnel à pont complet avec une inductance supplémentaire  $L_b$  pour augmenter l'ondulation du courant et obtenir une commutation douce. Les formes d'onde correspondantes montrent le courant de gâchette  $i_g$  ainsi que le courant HF triangulaire  $i_b$  et le courant d'inductance de suralimentation  $i_{L_g}$ . Les valeurs moyennes des courants sont indiquées en pointillés. (b) Séparation des courants HF et BF en ajoutant un condensateur de blocage BF  $C_b$  en série à  $L_b$ . (c) HF contourne le réseau AC en renvoyant le courant  $i_b$  via  $C_b$  dans le pont complet. Le courant de gâchette  $i_g$  est à nouveau égal à  $i_g$  dans le circuit d'origine illustré à la Fig. III.1(a). Cependant, l'opération de commutation douce des MOSFET est réalisée. .... 44
- Figure III.3 : (a) Schéma de circuit du convertisseur MT PFC AC/DC avec filtre LCL côté AC et branche LC supplémentaire composée de  $L_b$  et  $C_b$  pour mettre en œuvre le concept TCM intégré, qui permet une commutation douce sur toute la période du secteur AC. (b) Rapport cyclique  $d_{HF}$  et  $d_{LF}$  des bras de pont HF et LF. (c) Enveloppes des courants  $i_n$  et  $i_{L_g}$  sur une période du réseau en cas de fréquence de découpage constante..... 46
- Figure III.4 : (a) Fréquence de commutation variable  $f_{sw}$  sur toute une période de réseau. La fonction est limitée à la fréquence minimale  $f_{min}$ , correspondant à la valeur choisie pour le fonctionnement à fréquence de découpage constante (35 kHz). (b) Enveloppes des courants  $i_b$  et  $i_{L_g}$  sur une période du secteur. Les MOSFET désactivent un courant constant  $I_{ZVS}$ , comme indiqué par les flèches vertes..... 48
- Figure III.5 : Formes d'onde de courant idéales du convertisseur iTTCM compte tenu des courants de fréquence de ligne capacitifs à travers  $C_b$  et  $C_f$ , qui provoquent une légère asymétrie des ondulations de courant dans  $L_b$  et  $L_g$ . Pour maintenir un courant de coupure constant (comme on peut le voir dans le courant  $i_A$ ), le modèle de fréquence de commutation devient asymétrique à l'intérieur de chaque demi-période principale..... 49
- Figure IV.1 : (a) Convertisseur DC-DC isolé basé sur des vannes à arc au mercure Thyatron. (b) Formes d'onde du pont inverseur. (c) Formes d'onde du pont redresseur..... 53
- Figure IV.2 (a) Mise à l'échelle d'un transformateur pour un rendement fixe et des fréquences variables. (b) Mise à l'échelle d'un transformateur pour une densité de puissance fixe et des fréquences variables. La région rouge ombrée représente le domaine où les conceptions sont exploitées en dessous de la densité de flux de saturation du noyau. Un transformateur de 25 kW avec des enroulements en cuivre et un noyau amorphe ("Metglas 2605SA1") est considéré. Les pertes de peau et d'enroulement de proximité sont négligées. La limite thermique du transformateur est également négligée. .... 53
- Figure IV.3 : (a) Convertisseur AC-AC isolé basé sur des transistors de puissance (avec des diodes en série pour obtenir des capacités de blocage de tension négative). (b) Un convertisseur AC-AC résonnant isolé basé sur des thyristors. Les formes d'onde clés sont illustrées pour le fonctionnement AC-AC, cependant, les deux topologies peuvent également être utilisées comme convertisseurs DC-DC.. 54
- Figure IV.4 : (a) SRC DC-DC isolé basé sur des thyristors. (b) DAB DC-DC isolé basé sur des transistors de puissance. Les principales formes d'onde sont illustrées pour le fonctionnement DC-DC.. .... 55
- Figure IV.5 : (a) SRC DC-DC isolé fonctionnant en mode de conduction discontinue demi-cycle (fréquence de commutation inférieure à la fréquence de résonance). (b) DC-DC DAB DC-DC isolé fonctionnant avec modulation de déphasage..... 57

Figure IV.6 : Types de transformateurs MF typiques. (a) Transformateur de type Shell avec E-core (b) Transformateur de type Shell avec U-core (C-core). (c) Transformateur de type noyau avec noyau en U (noyau C). (d) Transformateur planaire avec E-core (e) Transformateur coaxial avec E-core. (f) Transformateur coaxial avec noyau R (noyau toroïdal).....	59
Figure V.1 : Topologie du transformateur de traction électronique de puissance (PETT).....	64
Figure V.2 : Schéma de circuit du convertisseur MT PFC avec filtre LCL côté AC et branche LC supplémentaire composée de $L_b$ et $C_b$ pour mettre en œuvre le fonctionnement TCM intégré, qui permet une commutation douce sur toute la période du secteur AC.....	66
Figure V.3 : <b>a)</b> Vue détaillée des formes d'onde du courant d'inductance $i_b$ et $i_{Lg}$ avec le courant $i_A = i_b + i_{Lg}$ sortant du bras de pont HF $\{S_{11}; S_{12}\}$ . <b>b)</b> Rapport cyclique $d_{HF}$ et $d_{LF}$ des bras de pont HF et LF et fréquence de commutation variable $f_{sw}$ nécessaires pour garantir un courant ZVS constant. <b>c)</b> Formes d'onde de courant et de tension simulées sur une période de réseau complète pendant le fonctionnement à pleine puissance du convertisseur $\dot{r}$ TCM.....	67
Figure V.4 : Pertes de commutation douce (SSL) mesurées par calorimétrie des MOSFET SiC 10 kV pour différentes tensions de bus DC et différents courants commutés.....	71
Figure V.5 : Schéma structurel du convertisseur $\dot{r}$ TCM AC/DC simulé à l'aide du logiciel GeckoCIRCUITS. ...	71
Figure V.6 : Schéma de circuit du convertisseur résonant série LLC (SRC) composé d'un demi-pont SiC MOSFET 10 kV, d'un transformateur MF MT pour l'isolation galvanique et l'abaisseur de tension, d'un condensateur de résonance $C_r$ , et d'un MOSFET SiC 3,3 kV pont complet.....	73
Figure V.7: (a) Formes d'onde de tension et de courant simulées du SRC avec les signaux de commande de gâchette correspondants. Vue agrandie des tensions et courants côté MT et côté BT pendant (b) la montée de tension et (c) la descente, ainsi que les signaux de commande de gâchette. ....	74
Figure V.8 : Pertes de commutation douce (SSL) mesurées calorimétriquement des MOSFET SiC 3,3 kV pour différentes tensions de bus DC et différents courants commutés.....	77
Figure V.9 : Géométrie du transformateur MF MT considéré avec noyau en E, disposition de type coque. Les rapports $x_{cw}$ , $x_c$ et $x_w$ définissent les rapports d'aspect géométriques du transformateur MF MT.....	77
Figure V.10 : (a) Volume/rendement Optimisation Pareto du transformateur MF MT pour différentes fréquences de fonctionnement (code couleur) (b) Poids/volume/rendement Optimisation de Pareto du transformateur MF MT pour différentes élévations de température. ....	83
Figure V.11 : Rendu CAO du transformateur MT/MF.....	84
Figure V.12 :Distribution de la densité de flux du transformateur MT/MF à pleine charge. ....	84
Figure V.13 :Schéma structurel du convertisseur DC/DC isolé simulé à l'aide du logiciel GeckoCIRCUITS. ....	86
Figure V.14 :Dépendance du poids de l'armoire sur le volume fermé.....	87

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1 : Longueurs des lignes du réseau et proportion de systèmes ferroviaires électriques (2003). ....	19
Tableau II.1 : Rapports puissance/poids de différents types de moteur par chronologie.....	26
Tableau II.2 : Caractéristiques de la cuve : transformateur + inductance de ligne + Cuve + Huile. ....	33
Tableau III.1 : Caractéristiques du convertisseur PWM.....	41
Tableau V.1 : Tensions nominales et limites de tension d'exploitation pour les chemins de fer électriques selon EN 50 163. ....	65

Tableau V.2 : Spécifications du système de convertisseur AC/DC <i>i</i> TCM. ....	69
Tableau V.3 : Les pertes totales et les composants inductifs pour le fonctionnement <i>i</i> TCM, où $I_{ZVS} = 40,5$ A est choisi. ....	72
Tableau V.4 : Spécifications et caractéristiques du convertisseur DC/DC isolé. ....	76
Tableau V.5 : Paramètres d'optimisation du transformateur MF MT. ....	82
Tableau V.6 : Paramètres de conception du transformateur MF MT. ....	84
Tableau V.7 : Estimation de certains paramètres du design choisi. ....	88

---

# INTRODUCTION GÉNÉRALE

---

## **INTRODUCTION GÉNÉRALE**

Le retour aux systèmes de traction et de propulsion électriques était évident depuis la crise du pétrole durant les années 1970. Ces dernières années, le sujet de la pollution se pose avec plus d'acuité. L'effet de détérioration de l'environnement, dû aux moteurs thermiques, accentuera le regain d'intérêt aux transports collectifs au moyen de systèmes de traction (trains électriques, métros, tramways...). L'intérêt porté aux différents problèmes posés pousse les concepteurs à la création d'organismes consacrés aux études de ces grands systèmes de traction et de propulsion électriques pour un transport plus durable.

En effet, cette approche avec solution électrique faisait partie des anciens projets de la traction électrique, mais avec des contraintes techniques, politiques, économiques, écologiques, etc... Avec le développement de l'électronique de puissance et de l'outil informatique, ce problème est de nouveau reconsidéré avec des ambitions plus importantes car on est déjà passé au stade de la réalisation industrielle et de la commercialisation de ces nouveaux systèmes électriques. Ces systèmes se présentent comme l'une des alternatives les plus viables, principalement dans les zones urbaines à très fort taux de population. En Algérie, beaucoup de projets sont en cours (Alger, Oran, Constantine, Annaba, Sidi Bel abbés, Batna...). Par ailleurs, la conservation de l'énergie et de l'environnement alimente et occupe l'actualité scientifique et de recherche à travers le monde. Ces différents problèmes poussent d'un côté les états à remodeler leurs "Politiques Energétique et Environnementale" et d'un autre coté à mettre les concepteurs et les constructeurs des systèmes électriques devant un important défi qui est celui de la "Production d'énergie propre (Clean Energy)", ainsi qu'une "Utilisation rationnelle et propre de ces énergies". La demande énergétique est sans cesse croissante ainsi que le coût de sa production et de son exploitation. Cela nous conduit à l'amélioration du rendement des systèmes produisant ou consommant de l'énergie électrique.

Parmi les systèmes gros consommateurs d'énergie électrique les systèmes de "Traction et de Propulsion électrique" qui occupent une place importante avec environ 20% de la consommation mondiale. L'amélioration du rendement de ces systèmes conduira forcément à des économies importantes d'énergie et d'argent.

L'histoire des trains et de la technologie ferroviaire est l'une des plus grandes inventions de l'histoire moderne. Les chemins de fer ont commencé à s'étendre d'un océan à l'autre, ce qui a complètement changé le concept de temps de distance, la nouvelle technologie vient renforcer le rôle des chemins de fer en tant que ressource essentielle du vingtième siècle : cette

évolution de la chaîne de traction à grande vitesse se concrétisé par l'évolution des semi-conducteurs, des modules de puissance, du refroidissement, des moteurs. Notons bien que le transformateur (composé de tôle magnétique et de cuivre) est le seul composant qui n'ait pas subi de changement quoiqu'il soit l'élément le plus lourd et le plus volumineux de la chaîne ferroviaire. Comme cela a été déjà constaté, la masse demeure un point très délicat pour les trains à grande vitesse alors il est temps de faire des recherches pour rendre plus léger la fonction de conversion AC/DC dans la chaîne de traction. L'augmentation de la fréquence de fonctionnement du transformateur est nécessaire voire obligatoire pour réduire à puissance égale, la masse ainsi que le volume en ayant soin de garder un rendement global similaire voire supérieur. Pour l'exécution de cela l'identification et l'étude de différents topologies sont nécessaires. Il est primordial dans ce cas-là de connecter d'une façon direct une partie des convertisseurs statique sur la haute tension.

De nos jours, les convertisseurs embarqués sur les infrastructures ferroviaires à courant alternatif constituent généralement un transformateur abaisseur à basse fréquence (LFT), isolant le convertisseur de la tension de l'infrastructure et abaissant la tension d'alimentation [1]. Les basses tensions alternatives de sortie sont transformées par des redresseurs connectés sur chaque secondaire du transformateur à basse fréquence en tensions continues sur les bus continus de traction. Ensuite, des onduleurs triphasés alimentent les moteurs de traction et les auxiliaires à partir des bus DC de traction.

Le transformateur électronique de traction (Power Electronic Traction Transformer PETT) utilise des transformateurs à moyenne fréquence (MFT). Il offre un moyen de réduire le poids, d'ajouter des fonctionnalités supplémentaires (augmenter l'espace pour l'hébergement des passagers, en particulier sur les trains régionaux) et d'améliorer l'efficacité énergétique. Néanmoins, du fait de sa faible fréquence de fonctionnement (typiquement 16,7 Hz ou 50 Hz), les chaînes de traction équipées de LFT sont lourdes et ont un rendement relativement faible [1].

De nombreuses études ont porté sur les transformateurs PETT pour remplacer les transformateurs de fréquence de ligne. Ces nouveaux convertisseurs offrent de nombreux degrés de liberté au concepteur (fréquence de découpage, matériau magnétique et tension nominale des interrupteurs). La fréquence du réseau ne définit pas la fréquence de fonctionnement et, par conséquent, peut être utilisée comme degré de liberté supplémentaire, ce qui permet une atténuation (avec un produit volt-seconde réduit appliqué au noyau magnétique) [2]–[4].

Cependant, l'utilisation de la moyenne fréquence (MF) introduit de nouveaux défis : pertes de noyau supplémentaires (par exemple, dues aux courants de Foucault dans le noyau et à la relaxation magnétique), pertes à haute fréquence dans les enroulements (par exemple, dues aux effets de peau et de proximité) et résonances parasites [3].

De plus, les MFT nécessitent des convertisseurs de puissance, qui inversent et redressent les tensions et les courants à la fréquence de fonctionnement souhaitée [2], [4]. Avec les transistors bipolaires à gâchette isolée (IGBT) (ou avec les MOSFET au silicium à commutation dure), la fréquence de fonctionnement des MFT est principalement limitée par les pertes de commutation des étages onduleur et redresseur. Néanmoins, avec les nouveaux transistors à commutation rapide en carbure de silicium (SiC) et en nitrure de gallium (GaN) et les techniques de commutation douce, les pertes de commutation sont considérablement réduites et tout l'espace de conception des MFT peut être utilisé [2]–[5].

De plus, grâce au développement des MOSFET SiC à haute tension [6], ceux-ci peuvent être utilisés à la place des Si-IGBT dans les topologies PETT pour augmenter la fréquence de fonctionnement sans réduire le rendement du convertisseur [7]. Cela implique qu'une connaissance détaillée de la procédure de conception des MFT est nécessaire pour réaliser des MFT efficaces, compacts et peu coûteux en utilisant tout le potentiel des semi-conducteurs modernes [8], [9].

Dans ce travail de thèse, nous avons proposé un nouveau concept d'un transformateur électronique (MT) de traction de 1,2 MVA pour le réseau ferroviaire AC 15 kV/16,7 Hz, où une simple topologie PETT multicellulaire à deux étages le premier est un convertisseur bidirectionnel de 170 kW, (2,5 kV AC rms à 6 kV DC) suivi d'un deuxième convertisseur DC/DC bidirectionnel série résonant isolé de 46 kHz, (6 kV à 1,5 kV) pour chaque cellule. Dans ce contexte, une méthodologie est proposée dans cette thèse qui augmente le rendement du convertisseur et diminue sa taille et son poids. Le MT PETT conçu atteint un rendement de 98,95 % et une densité de puissance de 0,76 kVA/kg.

---

# CHAPITRE I

*Etat de l'Art sur  
la Traction Ferroviaire*

---

# **CHAPITRE I: ETAT DE L'ART SUR LA TRACTION FERROVIAIRE**

## **I.1 INTRODUCTION**

Depuis l'aube de l'activité humaine jusqu'à nos jours, le transport sûr et rapide des personnes et des marchandises a été un objectif constant de toute société. Il est généralement admis que les innovations fondamentales dans le développement des transports comprenaient la découverte de la roue (vers 3000 avant J.-C.), navigation (environ 3000 avant J.-C. dans le Nil en Égypte, environ 2000 avant J.-C. dans la mer par les Phéniciens),

Le chemin de fer, sous leur forme actuelle, font leur apparition au début du 19e siècle dans les mines britanniques. Leur principale caractéristique est le mouvement guidé de la roue par la piste grâce à un contact métal sur métal.

Cependant, les précurseurs des chemins de fer de notre époque sont apparus bien avant le 19e siècle. Le mouvement des chariots ou des wagons sur des guides métalliques est illustré dans une gravure de 1550 trouvée à Bâle, en Suisse, qui montre les méthodes de transport utilisées dans les mines d'Alsace. Le mouvement guidé des voitures en général était déjà connu à l'époque romaine, comme en témoignent les rainures creusées dans le dallage de pierre pour faciliter et accélérer le mouvement des voitures [10].

## **I.2 L'AGE D'OR DU CHEMIN DE FER ET LES INNOVATIONS TECHNIQUES RECENTES**

Le développement des chemins de fer a été influencé de manière décisive par la première révolution industrielle, l'introduction de la vapeur et l'exploitation extensive des pays vers 1830 et les réseaux ferroviaires ont atteint leur densité maximale au début du 20e siècle. Un facteur contribuant à la croissance massive des chemins de fer était la grande vitesse (selon les normes de l'époque), qui permettait des connexions rapides. Les machines à vapeur avaient déjà atteint (en essais) des performances impressionnantes : 125 km/h en 1850 en Grande-Bretagne, 145 km/h en 1895 en France, 210 km/h en 1903 en Allemagne. Bien que les vitesses maximales d'exploitation aient été beaucoup plus faibles (1/2 à 2/3 des vitesses d'essai), elles ont contribué à la croissance rapide du transport ferroviaire.

L'adoption de la traction électrique, au début du 20e siècle, a permis un développement ultérieur des chemins de fer, tandis que l'application de la signalisation et du contrôle automatique des trains dans les années 1950 a facilité l'exploitation et augmenté la capacité de

charge des chemins de fer. Les innovations technologiques majeures des cinq dernières décennies ont radicalement modifié les services ferroviaires. Ces innovations comprennent, entre autres, les trains à grande vitesse, les applications des systèmes de positionnement géographique (GPS) et des techniques de renseignement (IT) [11].

### **I.3 CHEMINS DE FER ET AUTRES MOYENS DE TRANSPORT CONCURRENTS**

Les temps ont cependant changé et ce qui était impressionnant au début du 20<sup>e</sup> siècle est vite devenu de moins en moins satisfaisant. Les avions, les voitures particulières, les bus et les camions offraient déjà des alternatives de transport à toutes les échelles. Face à la pression de la concurrence, les chemins de fer ont dû se moderniser et s'améliorer, notamment en matière de vitesse, de réduction des coûts, de meilleure organisation et d'amélioration des services offerts. On arrive ainsi à l'ère des trains à grande vitesse circulant à (250-320 km/h), une vitesse de 574,8 km/h a été atteinte par les trains à grande vitesse français en 2001 en essais

Néanmoins, parallèlement aux chemins de fer conventionnels (basés sur le contact métal sur métal), des recherches expérimentales se sont poursuivies depuis le milieu des années 1970 avec des techniques qui bien qu'utilisant le transport guidé par véhicule (comme les chemins de fer), évitent tout contact entre le véhicule en mouvement et l'infrastructure des roulements. Il s'agit de l'aérotrain et des systèmes à lévitation magnétique, ou Maglevs, qui, en essais, ont atteint des vitesses de 430 km/h pour l'aérotrain en 1974 et de 581 km/h pour le Maglev en 2003. Or, depuis 2004 les systèmes à lévitation magnétique ont été appliqués et fonctionnent à une vitesse de 431 km/h [10].

### **I.4 LES CHEMINS DE FER A L'ERE DU MONOPOLE ET DE LA CONCURRENCE**

Les chemins de fer ont joué un rôle motivant dans la première révolution industrielle après 1850 et ont été dans la plupart des cas développés par des entreprises privées, qui ont construit (et possédé) l'infrastructure ferroviaire qu'elles exploitaient, tout en fournissant le matériel roulant et le personnel appropriés. Cependant, les rendements des investissements ferroviaires ont été inférieurs aux attentes et des déficits importants sont rapidement apparus. Comme les chemins de fer avaient une position critique pour l'économie et la sécurité de chaque pays, de nombreux gouvernements ont nationalisé leurs chemins de fer depuis 1935. Ainsi, les chemins de fer sont devenus un monopole d'État, ce qui a eu comme effet positif les services ferroviaires intégrés au niveau de l'État et comme effets négatifs. La rigidité et la mauvaise adaptation aux exigences évolutives de l'économie et de la société [12].

## I.5 CAPACITE A TRANSPORTER DE GROS VOLUMES

La principale caractéristique du transport ferroviaire réside dans sa capacité à réunir plusieurs unités en trains. Les trains les plus lourds du monde sont les trains de marchandises transportant des marchandises en vrac comme le charbon, le fer, les céréales, etc. En effet, des trains de marchandises de 14 000 tonnes à attelages multiples sont utilisés quotidiennement aux USA, alors qu'en Australie les trains transportant des produits minéraux dépassent les 32 000 tonnes, en Chine 20 000 tonnes, au Canada 20 700 tonnes. En ce qui concerne les passagers, les chemins de fer sont capables de transporter un grand nombre de personnes. Les trains à grande vitesse des chemins de fer japonais ont transporté 520 000 passagers entre Tokyo et Osaka en une journée et régulièrement environ 370 000 personnes entre ces deux villes (sur une distance de 515 km) [11].

## I.6 CONSOMMATION D'ENERGIE

Le transport ferroviaire se caractérise par le mouvement guidé des roues sur les voies par le contact métal sur métal, ce qui réduit considérablement la résistance au roulement à moins de 3 kg par tonne transportée. Ainsi, pour une même force de propulsion, les véhicules ferroviaires transportent une charge beaucoup plus importante que les véhicules routiers. Ainsi, le transport ferroviaire consomme un tiers d'énergie en moins que le transport routier pour un même trafic. La comparaison devient plus définitive avec les avions, qui consomment pour un même trafic 5 à 7 fois plus d'énergie que les chemins de fer.

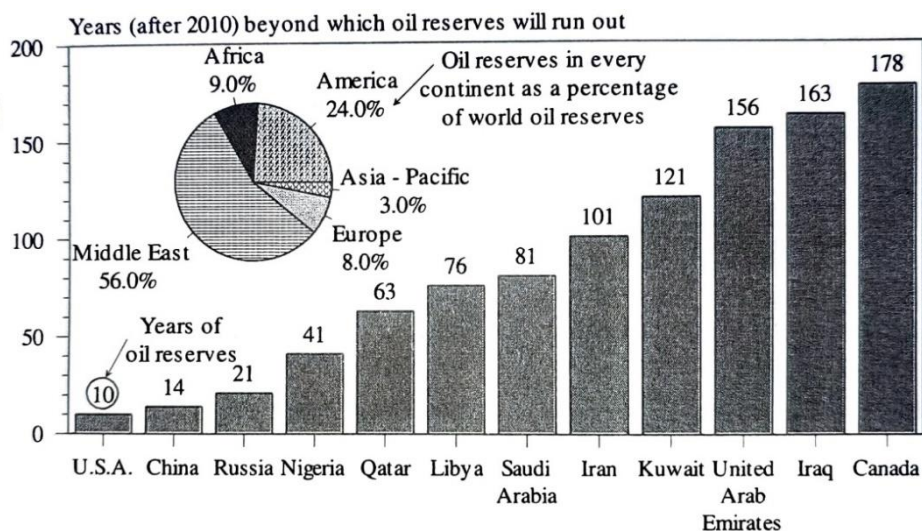


Figure I.1 : Réserves de pétrole dans le monde [11].

Les intérêts des entreprises et des groupes privés n'ont pas permis jusqu'à présent de prendre en compte le facteur consommation d'énergie dans les politiques de transport.

Cependant, les réserves de pétrole dans le monde entier peuvent satisfaire les besoins pour un maximum de deux générations à partir de maintenant (Fig. I.1), et elles ont été stimulées par les bas prix du pétrole pendant deux décennies (1983-2003), par rapport aux années précédentes, (Fig. I.2). Dans tous les cas, les années restantes pour lesquelles les réserves de pétrole peuvent satisfaire les besoins humains sont calculées sur les taux de consommation d'aujourd'hui, sans pouvoir prévoir avec précision les besoins à venir dans le futur lointain des économies émergentes, comme la Chine, l'Inde, le Brésil et d'autres. La demande mondiale de pétrole était en 2012 de 88,03 millions de barils par jour et devrait atteindre 109,7 millions de barils par jour en 2035 [11].

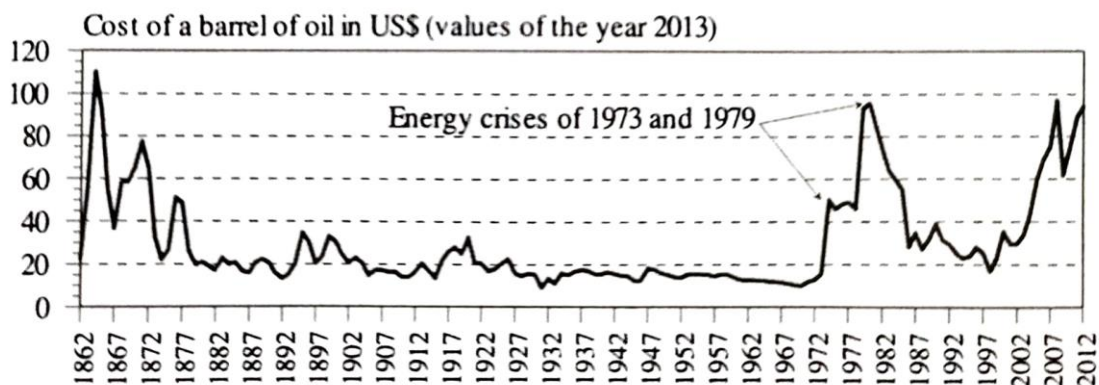


Figure I.2 : Évolution des prix du pétrole en dollars américains (valeurs de l'année 2013) de 1862 à 2012 [11].

## I.7 IMPACT ENVIRONNEMENTAL ET SECURITE

Un autre avantage du transport ferroviaire est sa pollution environnementale beaucoup plus faible. Les trains électriques ne produisent aucune émission, tandis que les trains à moteur diesel génèrent beaucoup moins de pollution que les automobiles pour le même trafic. Concernant les émissions de CO<sub>2</sub>, le transport ferroviaire de voyageurs génère pour un même trafic 1/2 d'émissions de CO<sub>2</sub> par rapport au transport routier de voyageurs et 1/5 par rapport au transport aérien. Les émissions de CO<sub>2</sub> du fret ferroviaire sont de 1/4,5 par rapport à la route et de 1/4 par rapport à la voie navigable.

Partout dans le monde, les gens sont devenus plus sensibles à la sécurité des transports. Pour un même trafic, le risque de survenance d'un décès est sept fois plus élevé en transport routier qu'en transport ferroviaire. Les performances ferroviaires sont véritablement impressionnantes [11].

## I.8 DEVELOPPEMENT HISTORIQUE DES CHEMINS DE FER ELECTRIQUES

Ayant eu un précurseur dans les voies enterrées dans les voies romaines avec une largeur similaire à l'écartement standard moderne, 1435 mm ou 4 pieds 8,5 pouces, l'Europe n'a vu le retour des systèmes de voies qu'au début de l'ère moderne, sous la forme de chemins de fer miniers : camions en bois, circulant sur de larges rails en bois. Au milieu du 18e siècle, les compagnies charbonnières d'Angleterre ont remplacé les rails en bois par des rails en fer ; le guidage était assuré par des fers angulaires fixés à l'extérieur de la voie. Les avantages étaient les plus évidents : le frottement de roulement a été considérablement réduit, la durabilité des rails a augmenté. Peu de temps après, la paire de roues à boudin fonctionnant sur des rails d'une section transversale en forme de champignon est apparue.

En 1804, F Trevithick utilisa pour la première fois la machine à vapeur à haute pression de J Watt sur un véhicule ferroviaire : la locomotive à vapeur était née. À partir de 1810, ces locomotives étaient largement utilisées dans les mines de charbon. En 1825, le tout premier chemin de fer de transport public a été établi entre Stockton et Darlington dans le nord-est de l'Angleterre, George et Robert Stevenson introduisant à cette occasion l'actuel 4 pieds 8,5 en écartement standard. En 1835, le premier chemin de fer de ce type a ouvert un service en Allemagne, reliant Nuremberg et Fürth.

Dans les années 1820, A. M. Ampère, H. C. Oersted et M. Faraday avaient découvert la force électro-magnétique et l'induction électrique. Par la suite, cela a conduit à des recherches sur l'utilisation de cette nouvelle source d'énergie pour les chemins de fer. Dès 1836, un wagon électrique a été testé en Écosse, alimenté par des moteurs électriques qui ressemblent aux récents moteurs à réluctance commutée. Ces essais, cependant, n'ont pas donné de succès considérables, car il n'y avait toujours pas de source d'énergie électrique efficace, fiable et économiquement viable. De telles machines ne pouvaient fonctionner qu'avec des batteries anciennes comme les éléments de Volta. Seule la découverte du principe électrodynamique par W. Von Siemens et Ch. Wheatstone dans les années 1860 permettait des quantités effectivement illimitées d'énergie électrique à l'aide de générateurs et donc d'augmenter la puissance des machines électriques [13].

En 1879, Siemens a présenté la première locomotive électrique à la foire commerciale de Berlin (Fig. I.3). Il était utilisé pour transporter les visiteurs sur le champ de foire et fonctionnait avec un moteur à courant continu (DC) d'une puissance continue de 2,2 kW, qui était alimenté par un rail porteur de courant placé entre les deux rails principaux, qui à son tour redirigeait le courant. du moteur au générateur. La vitesse maximale atteinte était de 13 km/h et la masse du

moteur était d'environ 2 tonnes, ce qui signifie un rapport puissance/masse de 0,9 kW/t, les locomotives modernes à haute puissance atteignent des valeurs d'environ 70 kW/t . À partir de 1882, ce système de propulsion à courant continu est appliqué aux tramways et aux chemins de fer miniers, l'alimentation étant généralement fournie par une ligne aérienne de contact [14].

Le premier chemin de fer principal entièrement électrifié a été ouvert en 1895 par le Baltimore & Ohio RR aux États-Unis d'Amérique : le tunnel de cinq kilomètres de la rue Howard au centre-ville de Baltimore a été électrifié par General Electric, en utilisant un système aérien de 675 V ; des moteurs électriques d'une puissance de 4 x 270 kilowatts ont été utilisés (Fig. I.4).

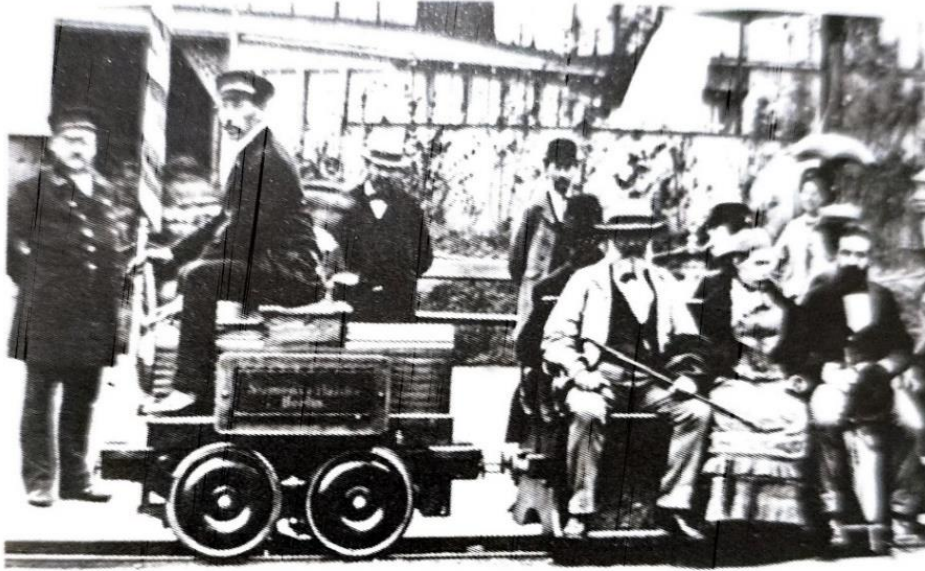


Figure I.3 : Première locomotive électrique de W. v. Siemens 1879, Berlin [13].

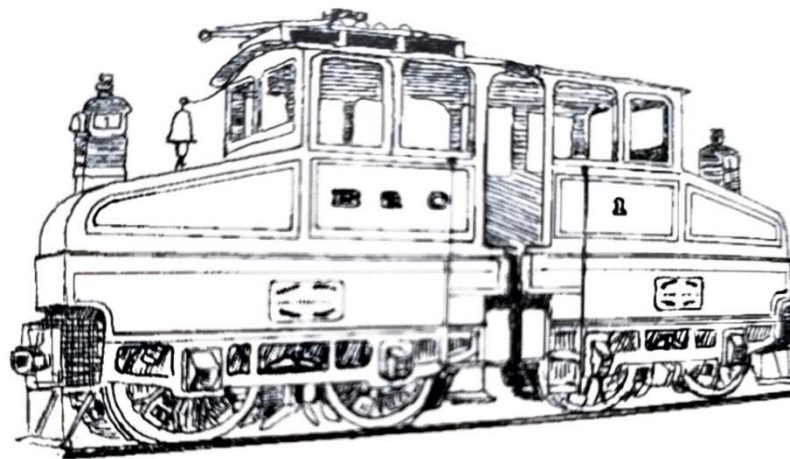


Figure I.4 : Locomotive à courant continu de Baltimore & Ohio Railroad, 1895 [13].

À partir de 1890 environ, les chemins de fer du nord de l'Italie et plus tard le tunnel du Simplon ont été électrifiés en courant alternatif triphasé (3AC). En 1903, la "Studiengesellschaft für elektrischen Schnellverkehr" (Société de recherche sur les transports rapides électriques) a mené des essais avec deux autorails électriques alimentés par un système aérien triphasé (Fig. I.5). Ces véhicules ont atteint des vitesses allant jusqu'à 210 km/h . Le système 3AC, cependant, souffrait toujours d'être compliqué à construire, en particulier aux intersections et aux aiguillages, ne permettant qu'un nombre limité de vitesses économiques en raison de la fréquence de ligne fixe. Au fur et à mesure que des systèmes plus avancés devenaient disponibles, la plupart des systèmes triphasés encombrants avaient été éliminés en 1970.

En 1903, H. Behn-Eschenburg, ingénieur chez Maschinenfabrik Oerlikon/Suisse réussit à appliquer des shunts de pôle de commutation ohmique au moteur à collecteur bobiné en série, obtenant ainsi la compatibilité avec l'alimentation en courant alternatif. En 1905, les essais à Seebach-Wettingen près de Zurich sont couronnés de succès. En 1912, les Länderbahnen allemands de Prusse, de Hesse, de Bavière et de Bade ont signé un "Accord sur l'exécution du transport ferroviaire électrique", établissant des normes de tension alternative monophasée (1AC) pour la traction à 15 kV et 16.7 Hz. Cette basse fréquence spéciale était nécessaire pour obtenir une commutation sans étincelle du moteur à collecteur bobiné en série. Peu de temps après, l'Autriche, la Suède, la Suisse et la Norvège ont rejoint, qui en partie avaient déjà commencé avec 15 Hz. La figure I.6 représente la célèbre locomotive électrique "Krokodil" des Chemins de fer fédéraux suisses (CFF) utilisée sur la route du col du Gothard en 1920.



Figure I.5 : Autorail expérimental triphasé à grande vitesse par AEG 1903 ; 210 km/h [13].

Les premières expériences d'utilisation de la fréquence "nationale" de 50 Hz pour la traction n'ont donné des résultats satisfaisants qu'en 1936, lorsque l'industrie électrique allemande a testé divers prototypes de locomotives sur la ligne d'essai de Höllental dans la Forêt-Noire, dont celles équipées de redresseurs à vapeur de mercure se sont avérées le plus réussi [13], [14].

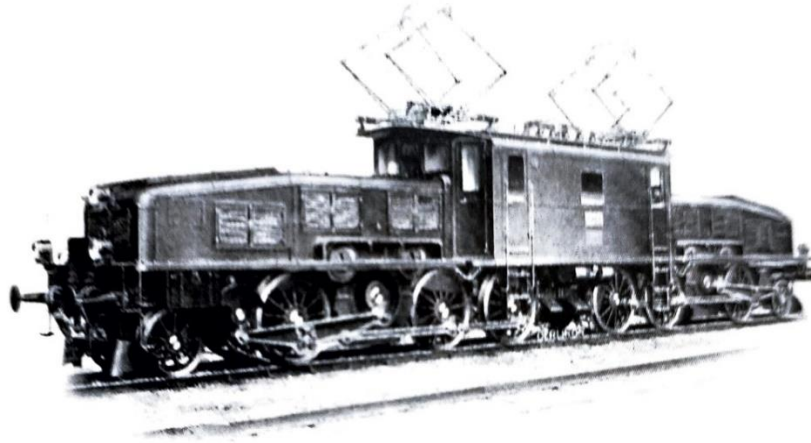


Figure I.6 : SBB Ce 6/8 11 pour AC monophasé 15 kV/16,7 Hz ; 1920; 1650kW [14].

Après la Seconde Guerre mondiale, cette région faisait partie de la zone d'occupation française ; Les ingénieurs français ont étudié le nouveau système et ont appris ses avantages et ses particularités, l'utilisant ensuite pour l'électrification des chemins de fer pour le transport de charbon à Lorraine-Nord France (Fig. I.7), introduisant une tension nominale de 25 kV. À partir de là, le système 50 Hz a été adopté partout dans le monde, utilisant cette fréquence sauf si le réseau national fonctionnait à 60 Hz. De nos jours, les trains à grande vitesse comme le "Shin Kansen" du Japon (Fig. I.8) et le "Train Grande Vitesse" (TGV) français atteignent des vitesses maximales supérieures à 320 km/h [10].

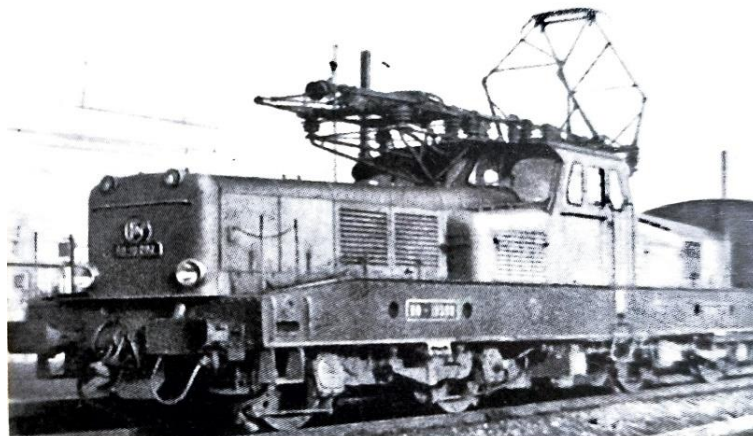


Figure I.7 : Locomotive de marchandises 50 Hz de la SNCF. Série 12 000, 1950, 2650 kW, 85 t [13]

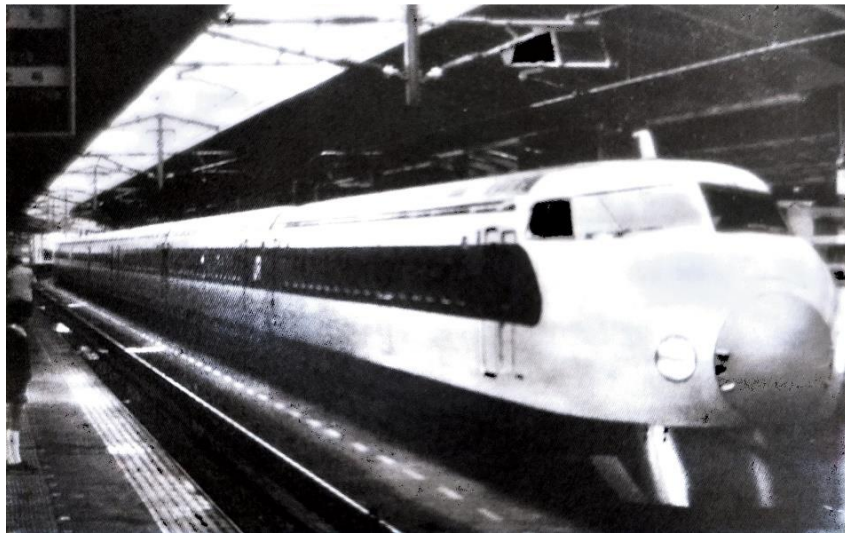


Figure I.8 : Train à grande vitesse Shinkansen du Japan National Railroad, série 0 ; 220 km/h [13].

1912 a vu l'avènement de la locomotive diesel, conçue par R. Diesel et la société suisse Sulzer (Fig. I.9). Il développait 1500 chevaux en utilisant une transmission directe sans engrenage ni embrayage. En raison des difficultés de démarrage d'un train lourd utilisant de l'air comprimé embarqué dans des bouteilles, cette nouvelle technologie s'est d'abord avérée infructueuse. Ce n'est que dans les années 1930 que la division Electro-Motive de General Motors a réussi à introduire la technologie d'entraînement diesel-électrique aux États-Unis. et l'introduction du convertisseur de débit hydraulique en Allemagne a permis une utilisation économique du moteur diesel dans la traction ferroviaire.



Figure I.9 : Locomotive diesel Sulzer-Klose-Henschel 1912 à entraînement direct ; 1000kW [13].

En 1971, la première locomotive diesel-électrique à technologie d'entraînement triphasée, produite par BBC et Henschel (Fig. I.10), a été mise en service : les convertisseurs de fréquence permettent désormais, grâce à une alimentation à fréquence variable/amplitude variable, d'utiliser la robuste cage d'écurie des moteurs à induction à la place des moteurs à collecteur coûteux en maintenance.

En 1979, la technologie d'entraînement triphasé a été appliquée aux locomotives à caténaire sous la forme de la première locomotive universelle haute performance, la classe 120 de la DB (Deutsche Bundesbahn) (Fig. I.11). Depuis 1990, cette technologie est la norme générale pour les trains à grande vitesse (Fig. I.12) (Fig. I.13) et les trains de marchandises lourds et/ou rapides ainsi que pour la plupart des chemins de fer de service de banlieue [10], [13], [14].

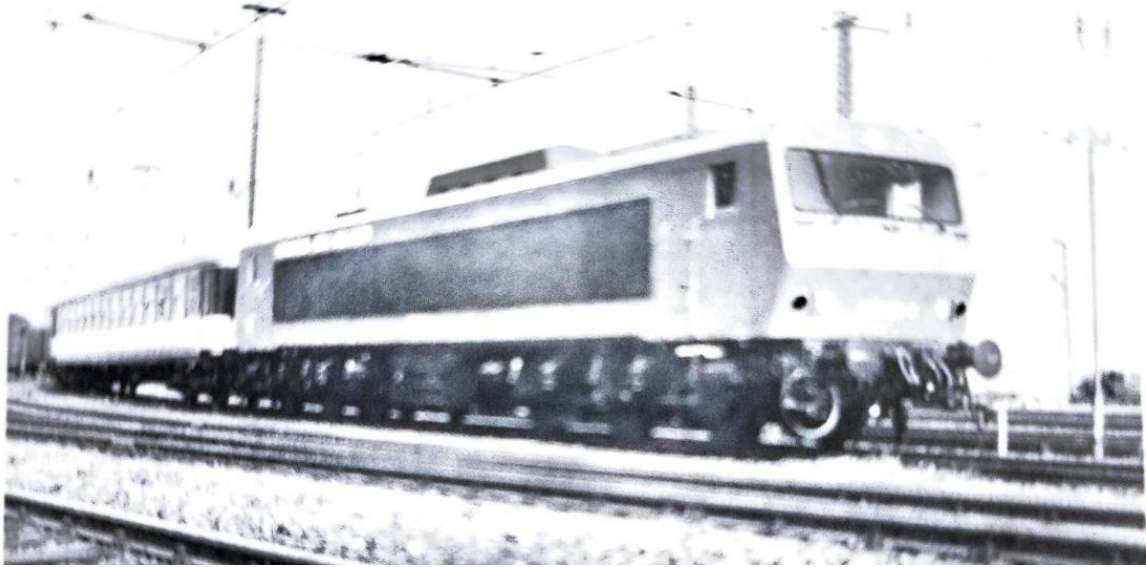


Figure I.10 : DE 2500 par BBC et Henschel 1971; 1840 kW (Bombardier Transport).



Figure I.11 : Locomotive hautes performances 100 % électrique  
Classe 120 de la DB ; 1979, 5600 kW (Bombardier Transport).

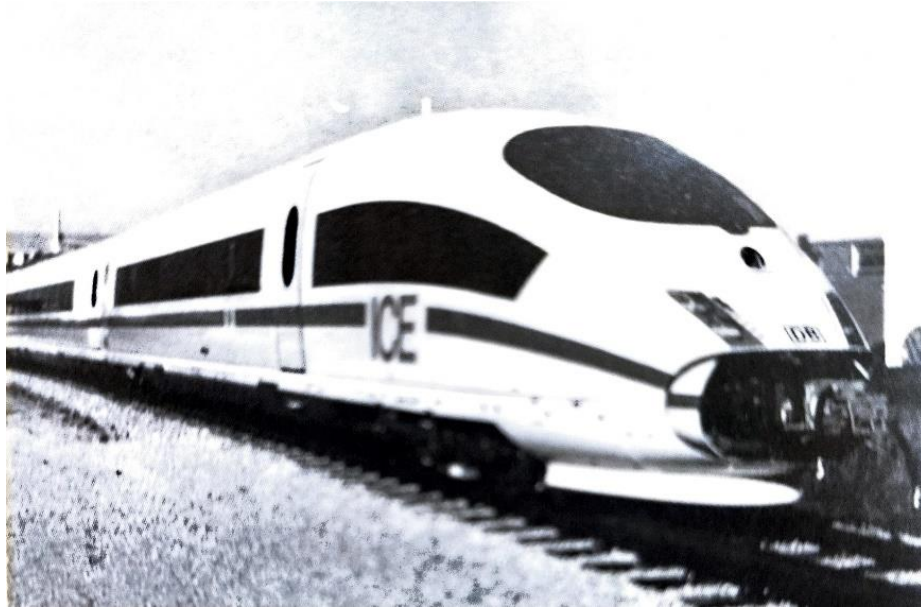


Figure I.12 : Train électrique à grande vitesse ICE 3 Classe 403 de la DB AG : 1999, 8000 kW, 330 km/h (Ch. Foerth).



Figure I.13 : Automotrice à grande vitesse (AGV11) de l'opérateur Italien NTV: 2012, 10 MW, 300 km/h [15].

## I.9 HISTORIQUE DE L'ELECTRIFICATION DANS LE MONDE

La Figure I.14 montre l'évolution des systèmes et la dépendance de cette évolution ainsi que celle de l'électrotechnique. C'est donc, bien entendu, la traction à courant continu qui s'est développée d'abord, car les premières applications industrielles furent réalisées selon ce système grâce à l'accumulateur et à la machine Gramme ; cette machine dont on a très vite découvert la réversibilité : de moteur elle pouvait devenir génératrice. La possibilité de fabriquer, de transférer, puis d'utiliser l'énergie électrique existait désormais.

Cependant, avant l'avènement du 20<sup>e</sup> siècle, grâce aux grands précurseurs tels Edison, Sprague, Siemens, Thury et Huber, l'électrification des chemins de fer suburbains, des métros, des lignes de montagne, vient peu à peu compléter celle des tramways, en même temps que des progrès importants apparaissent les moteurs et l'appareillage s'améliorent, la tension d'alimentation s'élève quelque peu. Mais comme les puissances requises sont de plus en plus

importantes et que les distances augmentent, tandis que les tensions réellement utilisables restent relativement faibles, on se heurte très vite aux limites du courant continu : il faut faire passer de très fortes intensités dans la ligne de contact. Pour éviter d'énormes chutes de tension, il faut prévoir un conducteur d'alimentation de très grosse section et rapprocher fortement les points d'injection du courant. De plus, comme on règle la vitesse en court-circuitant progressivement une résistance en série avec le moteur, on perd une énergie non négligeable dans le rhéostat. Par contre le moteur série à collecteur est celui qui se prête alors le mieux aux exigences de la traction grâce [10]:

- À la facilité de réglage de la vitesse par variation de la tension aux bornes du moteur
- À sa caractéristique auto-régulatrice (il ralentit lorsque le couple résistant augmente),
- Au fait qu'il peut développer un gros couple au démarrage.
- Au fait qu'il peut fonctionner en génératrice : il est donc utilisable au freinage de manière relativement simple.

Mais ce moteur est de fabrication coûteuse, il demande un entretien soigneux, son collecteur étant un élément délicat.

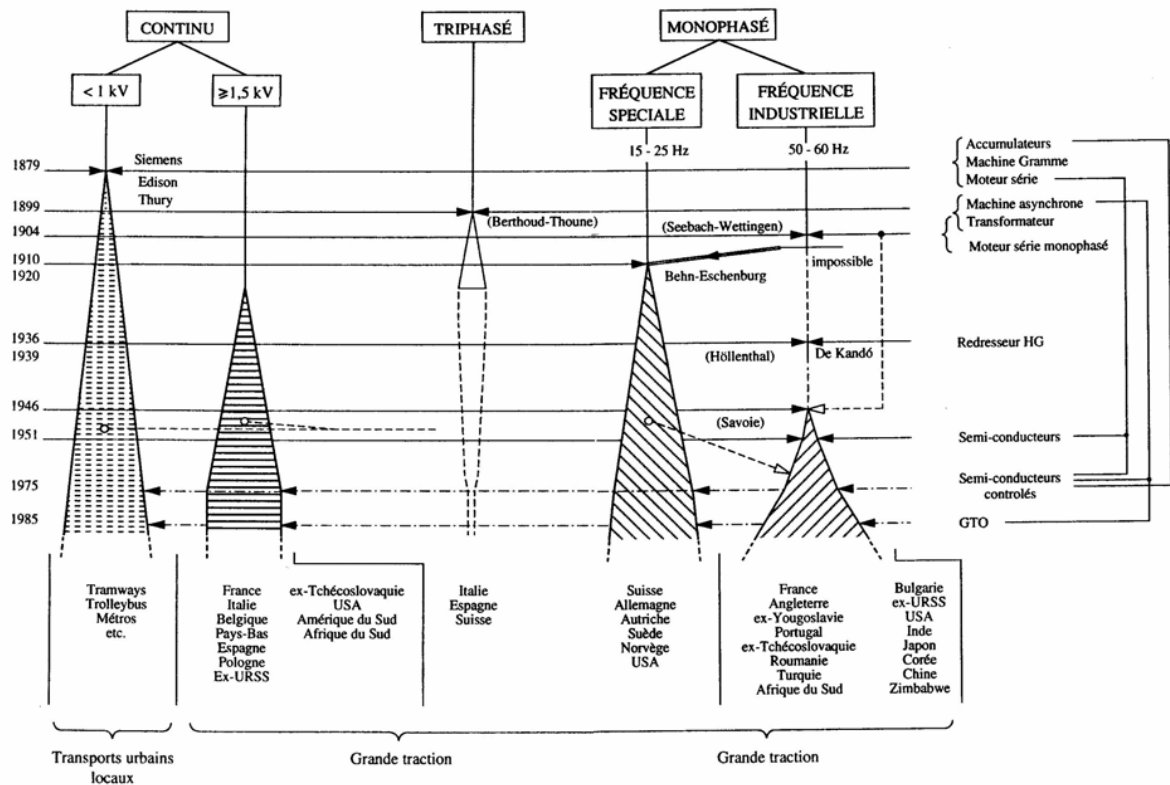


Figure I.14 : Evolution de l'électrification ferroviaire [10].

Dans la période (1888 à 1920) la traction triphasée à fréquence fixe est adoptée, les puissances mises en jeu commencent même à être suffisantes pour pouvoir concurrencer la

traction à vapeur, particulièrement sur les lignes à profil difficile, par exemple en Europe pour la traversée des Apennins entre Gênes et l'intérieur de l'Italie. Le moteur triphasé présente des qualités de robustesse et de simplicité que le moteur à collecteur n'a pas, et on peut le faire travailler facilement en récupération pour le freinage. Mais, il faut bien le reconnaître, le triphasé à fréquence fixe porte en lui les germes de son insuccès futur :

- La relative faiblesse du couple au démarrage,
- Le manque de souplesse du moteur dont le régime optimal ne se situe que près du synchronisme,
- La complication de la ligne de contact à phases isolées.
- L'impossibilité de rattraper un retard, puisqu'on ne peut pas forcer la vitesse,
- La double traction, qui ne peut pas être réalisée simplement.

On a tenté de pallier la robustesse du moteur asynchrone en multipliant les astuces pour permettre de régler la vitesse et le couple : réglage par résistances au rotor, modification du nombre de pôles, groupement en cascade (en tandem) et combinaison de tous ces moyens. On peut obtenir ainsi quelques régimes de vitesse, mais finalement au prix de complications constructives.

Les tramways et les systèmes ferroviaires souterrains fonctionnent de préférence sur une tension de courant continu (DC) de 600-750 V ; Les trains de banlieue et interurbains fonctionnent généralement à des tensions de 750 à 1500 V, ceci étant dû à la technologie des véhicules simple et bon marché, 750 V est utilisé dans le sud-est de l'Angleterre (Kent et Sussex). Dans le sud et le sud-ouest de la France ainsi qu'aux Pays-Bas, à partir des lignes suburbaines des gares terminus de la grande capitale, se sont développés des réseaux étendus de grandes lignes 1500 V. Si leur limitation de puissance (à moins de 5 MW par train) est un inconvénient distinctif, il est toutefois peu probable qu'ils soient remplacés par des systèmes d'alimentation plus performants. De plus en plus, les nouvelles lignes à grande vitesse sont électrifiées en 25 kV/50 Hz, plus ou moins isolé du réseau DC existant. La figure I.15 représente ces chemins de fer à courant continu de UN= 1,5 kV en hachurant de haut à gauche en bas à droite, les lignes à 750 V de bas à gauche en haut à droite [13].

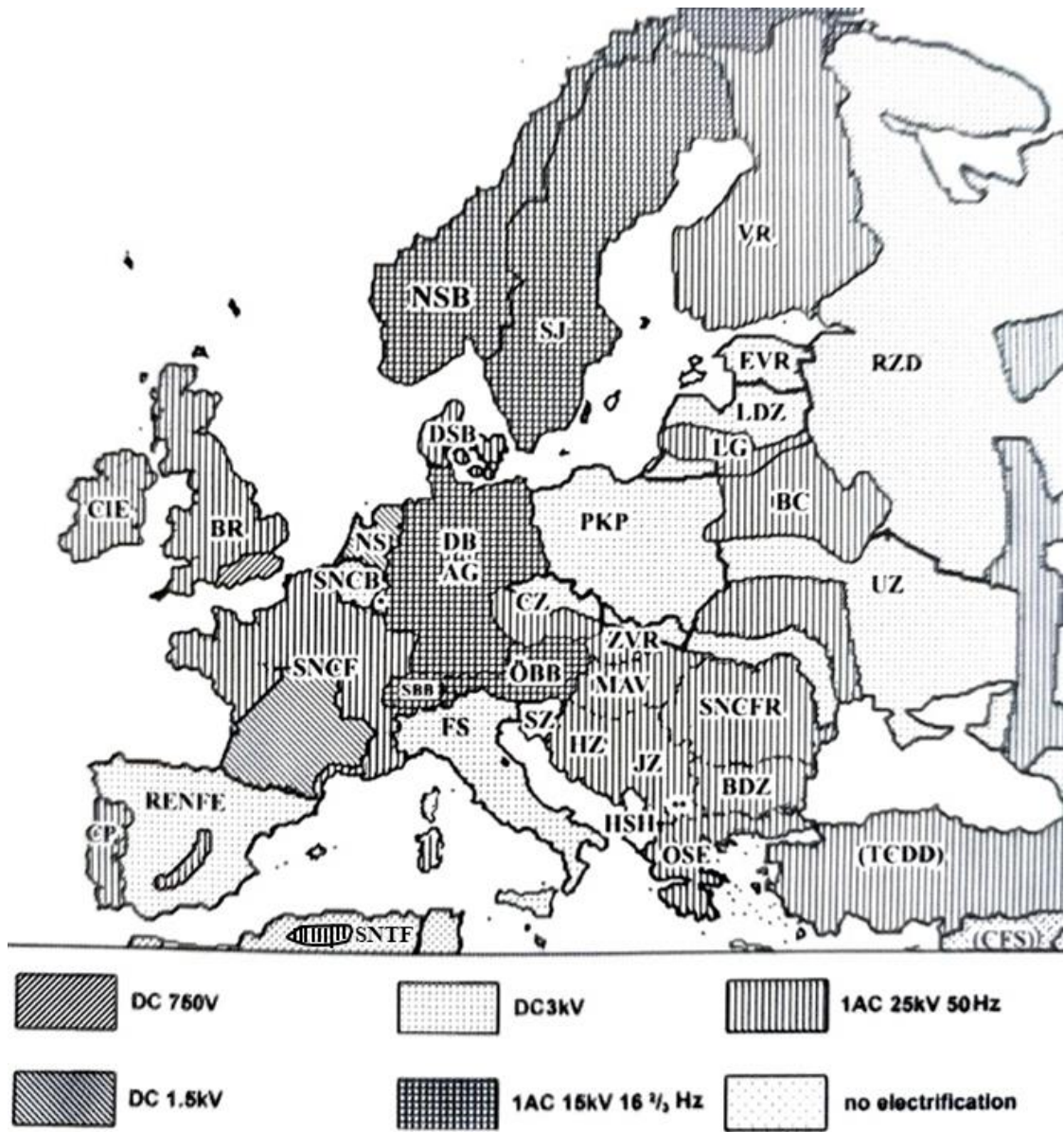


Figure I.15 : Électrification ferroviaire en Europe et Nord d’Afrique [13].

Au cours des années 1920, la Belgique, l’Italie, l’Espagne et l’Union soviétique, s’appuyant sur l’expérience américaine, ont établi des réseaux longue distance DC 3 kV, ce système étant adopté par la Pologne et le nord de la Tchécoslovaquie (et par exemple l’Inde, l’Afrique du Sud et le Brésil) après la Seconde Guerre mondiale. Les zones européennes utilisant ce système sont étroitement pointillées sur la figure I.15. Ce système a toujours utilisé deux moteurs d’entraînement en série jusqu’à ce que l’électronique de puissance, en particulier la technologie d’entraînement triphasée, remplace le moteur à collecteur.

La figure 1.11 montre les zones utilisant le système de courant alternatif 1AC 15 kV/16 Hz pour les chemins de fer longue distance en tant que zones en damier, notamment la Suède, la Norvège, l’Allemagne, la Suisse et l’Autriche. Ce système est utilisé depuis 1912.

Les régions utilisant l'électrification 25 kV/50 Hz sont représentées à l'aide de hachures verticales. Une attention particulière doit être accordée aux nouvelles lignes à grande vitesse ou à grande capacité 50/60 Hz au Japon, en France, en Espagne, aux Pays-Bas et en Algérie, qui traversent de vastes zones de voies ferrées à 1500 V DC (3 kV en Espagne et en Algérie). Le tableau I.1 illustre les différentes longueurs de réseau du système en 2003.

Tableau I.1 : Longueurs des lignes du réseau et proportion de systèmes ferroviaires électriques (2003) [13].

<b>DC 1500 V</b>	<b>15,318 km/ 9,497 miles</b>	<b>6.5%</b>
DC 3000 V	72,104 km/ 44,704 miles	30.3%
AC 15 kV/16 <sub>2/3</sub> , Hz	32,392 km/ 20,083 miles	13.6%
AC 25 kV/50 (and 60) Hz.	106,437 km/ 65,991 miles	44.8%
Autres	11,349 km/7,036 miles	4.8%
Total	237,600 km/147,312 miles	100.0%

## I.10 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté un historique de deux siècles sur les voix ferrés, les trains et l'électrification ferroviaire. La traction électrique ferroviaire est développée grâce l'avancement technologique dans les domaines tels que : électronique de puissance, machines électriques, télécommunication et systèmes de réseau électrique. Pour cela les trains de nos jours sont devenus plus puissants, rapide et moins polluants, nous présentons dans le prochain chapitre les différentes techniques de leurs entraînements électriques et mécaniques.

---

# CHAPITRE II

*Entrainements Electriques et  
Mécaniques dans les Systèmes  
de Traction Ferroviaire*

---

## CHAPITRE II: ENTRAINEMENTSELECTRIQUES ET MECANQUES DANS LES SYSTEMES DE TRACTION FERROVIAIRE

### II.1 INTRODUCTION

Les problèmes environnementaux, le réchauffement climatique et la crise économique de 1973 forment des éléments de motivation des études sur la conception les plus favorables dans le domaine de la traction électrique. Notre époque est caractérisée par l'étalement urbain qui augmente la congestion urbaine posant un problème de déplacement des habitants. Un trafic dense entraîne alors un engorgement des voies gênant ainsi la circulation en provoquant des embouteillages et le ralentissement sur les routes. Ce qu'a mis sur les rails d'autres systèmes de transport commun tels que (Tramway, train à grande vitesse...etc.), qui économisent beaucoup plus d'espace au sol que les systèmes de transport classique (voiture, bus, motocyclette).

Le principal but de ce chapitre est de présenter les types des systèmes de traction électrique dont les systèmes d'entraînements sont moutonnés qu'ils soient électriques ou mécaniques.

### II.2 TOPOLOGIE DYNAMIQUE

Le système complet se compose d'un circuit qui peut être déformé entre fourniture d'énergie par la sous-station et le train. L'énergie dispensée par la sous-station selon le niveau de tension adapté à l'utilisation possible par un véhicule de traction, voir la Figure II.1

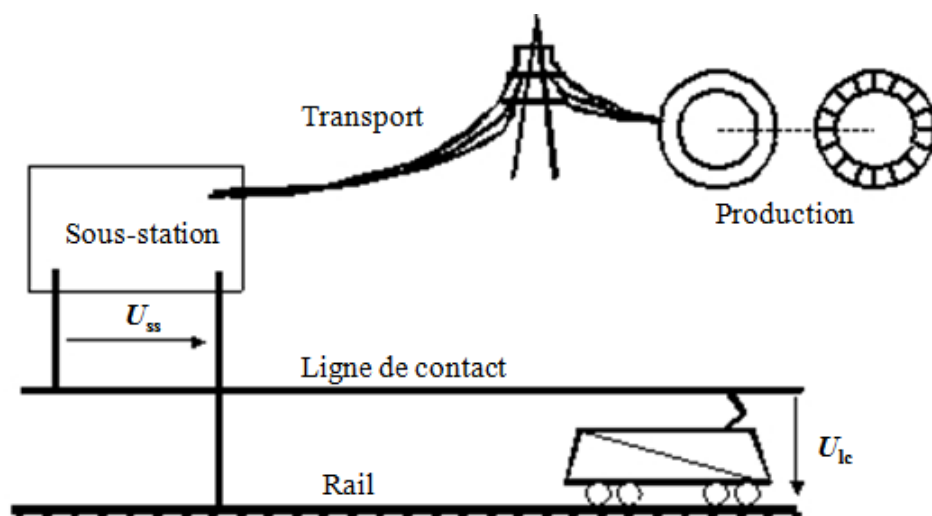


Figure II.1 : Disposition schématique de la traction électrique [10].

La puissance requise par la traction des trains est fournie par des sous-stations de traction réparties le long de la ligne. Ces sous-stations appliquent un système de tension électrique, le plus généralement entre les rails et une ligne de contact isolée. Celle-ci peut être aérienne ou au sol. Les véhicules moteurs sont équipés d'appareils de prise de courant à la ligne de contact, en général à contact glissant. Le courant circule dans les engins entre ces appareils et les roues. On dit couramment que le véhicule moteur capte l'énergie sur la ligne de contact et que le retour du courant se fait par les rails. Notons que ce terme de « retour » n'est pas très bien adapté; il n'a pas de signification physique; en continu on sait que la définition du sens du courant est arbitraire, les électrons se déplaçant en sens inverse; en alternatif le mot « retour » ne signifie rien [10].

### **II.2.1 Les sous-stations**

Le devoir du point sensible du systèmes d'alimentation des sous stations de garantir une qualité persistante du courant est répondre aux contraintes d'énergies des trains. La raison pour laquelle d'alimentation électrique sur environ 60 km se fait à Très Haute Tension (THT). La sous-station (poste électrique) a pour rôle de transformer le courant THT en courant de traction de 25 000 Volts.

Une sous-station peut comporter un transformateur qui produit les 25 000 Volts de la caténaire, une partie qui assure l'interface avec le réseau RTE 400/225 kV et une partie qui assure le contrôle et les protections électriques [16].

### **II.2.2 Les caténaires**

Les caténaire (Figure II.2) est un ensemble de câbles soutenu par des poteaux. Elles permettent d'acheminer l'électricité jusqu' aux trains. Cet ensemble de câbles porteuse sont alimentées grâce à des postes de redressement. Le rôle primordial de la caténaire est de distribuer le courant à la locomotive. A l'aide d'un appareil nommé pantographe, s'effectue le point de contact. Ce dernier doit être continu pour une parfaite transmission de puissance, [16].

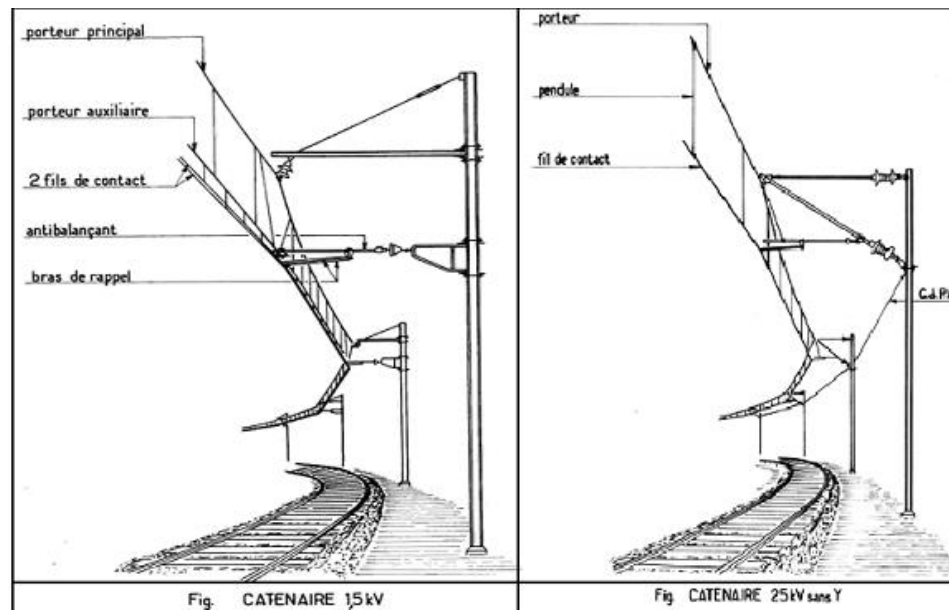


Figure II.2 : Représentation des caténaires 1.5kV et 25kV [16].

### II.2.3 Le pantographe

Il a pour fonction de capter le courant sur la caténaire pour le transmettre à la locomotive. Il est fait d'alliages légers qui comportent du carbone et du cuivre. Il est de forme « Z », et un archet au sommet, maintenu sur la caténaire à l'aide de ressorts avec une pression constante.

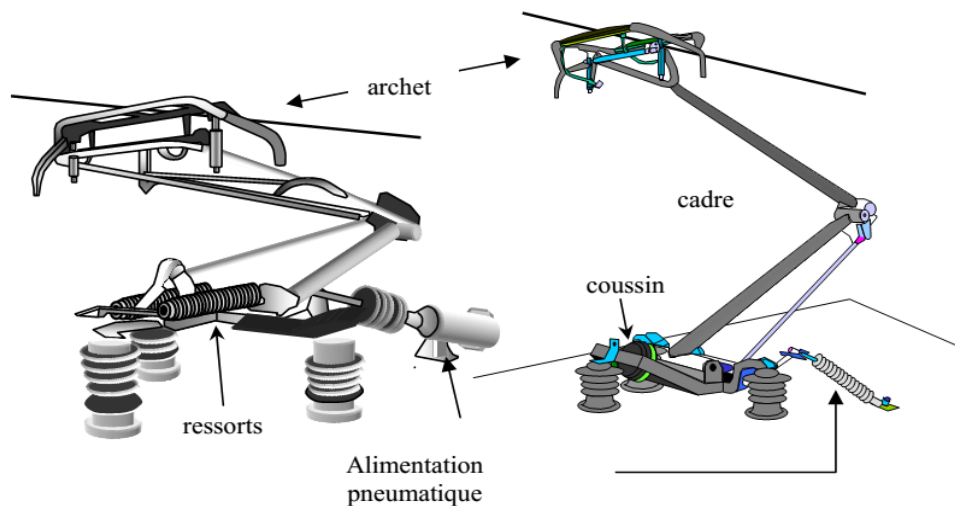


Figure II.3 : Deux exemples de pantographes [16].

### II.2.4 Ligne de toiture

Elle regroupe les appareils de haute tension tels que : Le commutateur (monophasé/continu) concernant les locomotives multi tensions, disjoncteur monophasé, parafoudres, mis à la terre de la ligne de toit, traversées de toiture et les barres de connexion conduisant le courant dans le compartiment machine. Son schéma de principe et son installation

sont représentés sur la figure II.4, chaque motrice est autonome sous tension continue avec une vitesse de 220 km/h (Figure II.5) [10].

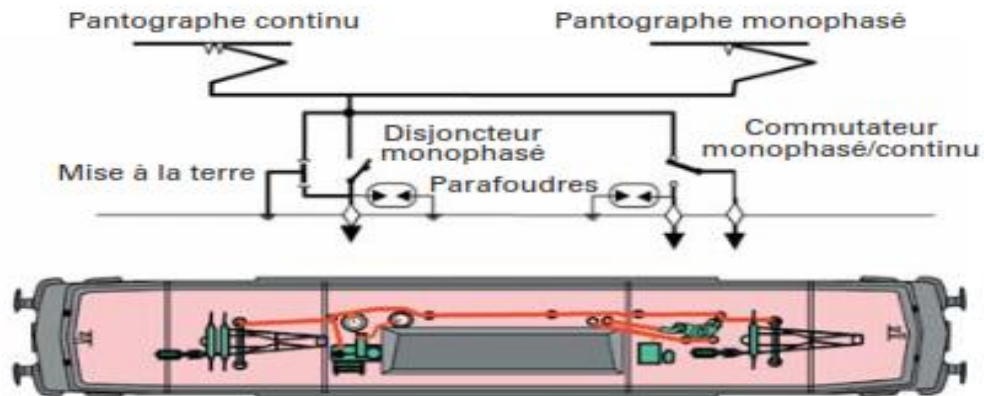


Figure II.4 : Exemple de ligne de toiture schéma de principe des installations.

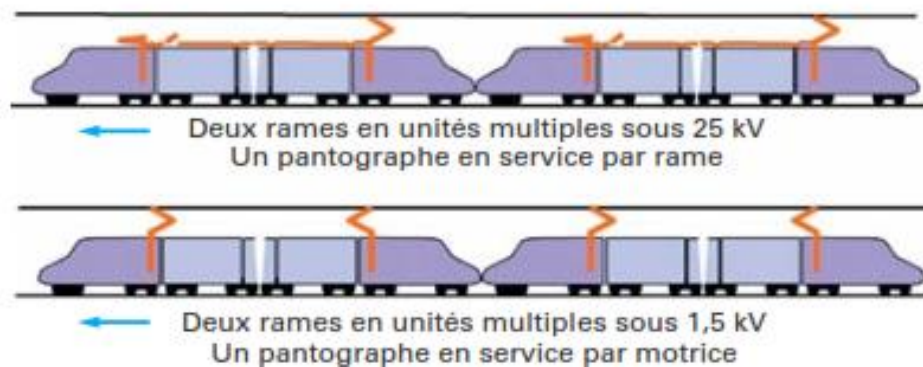


Figure II.5 : Configuration de captage des rames à grande vitesse de 8 remorques.

### II.3 MOTEURS DE TRACTION

L'essor spectaculaire de l'électronique de puissance et de l'électronique de commande ont amélioré l'efficacité de la traction électrique pour remplacer les convertisseurs électromécaniques par des convertisseurs statiques et aussi les moteurs à courant continu par des moteurs à courant alternatif. Nous avons envisagé deux solutions possibles, [13]:

1. Le choix s'impose du moteur synchrone à rotor bobiné par rapport au moteur asynchrone en raison de la simplicité des onduleurs de courant à thyristors qui ont été utilisés pour leur alimentation. Les onduleurs de tension pour les moteurs asynchrones comparativement aux onduleurs utilisés pour les moteurs synchrones n'ont pas besoin de circuits auxiliaires d'extinction des thyristors. Les avantages du moteur synchrone bobiné sont [15]:

- Couple de démarrage élevé,
  - Absence de collecteurs,
  - Simplicité et légèreté,
  - Aucune nécessité de circuits auxiliaires pour l'extinction,
  - Importance majeure du facteur de puissance, supérieur à 0,95.
2. L'utilisation des moteurs asynchrones en traction électrique est un choix qui a été imposé dans les trains à grande vitesse tel que le train Japonais Shinkansen « Série 300 » qui a passé à la motorisation asynchrone avec l'utilisation de thyristors GTO dans l'année 1992. Donc dès l'année 1995 et avec l'Eurostar cette tendance n'a pas tardé à s'imposer. Et actuellement sur les TGVs « POS, Duplex », fonctionnant par des modules d'IGBT.

L'utilisation des moteurs synchrones à aimants permanents (PMSM) (Fig. II.6) est une tendance actuelle qui procure des avantages par rapport aux moteurs asynchrones [15] :

- Meilleure efficacité énergétique que les moteurs à induction conventionnels (98% au lieu de 96 – 97%).
- Du fait de leur compacité, ils peuvent occuper moins d'espace qui les rend aptes à les intégrer au plus proche des essieux de bogies,
- Le rapport puissance poids est supérieur à 1kW/kg.
- Contrairement à la ventilation forcée nécessaire pour les moteurs asynchrones, le PMSM se refroidit par une auto ventilation.
- Fermeture totale du moteur qui permet la diminution du bruit et des coûts de maintenance.

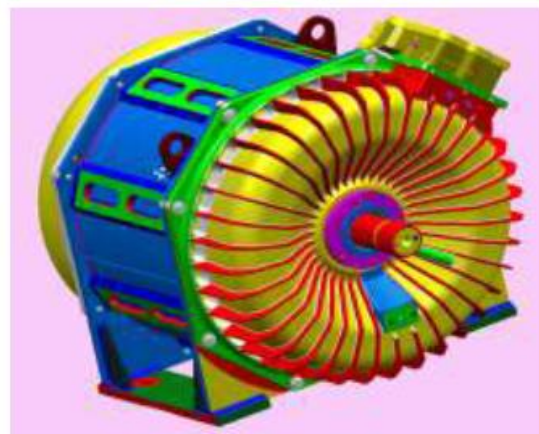
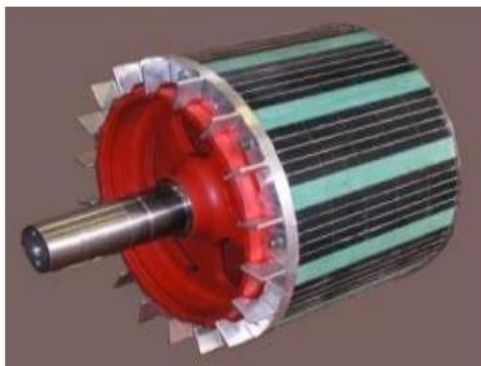


Figure II.6 :Rotor de PMSM (à gauche) et moteur complet PMSM (à droite) [15].

Le Tableau II.1 montre l'évolution par chronologie des technologies achevées pour les moteurs de traction des trains à grande vitesse qui a conduit à la diminution du volume et le poids, et à l'augmentation du rapport puissance/poids pour dépasser le 1kW/kg après l'utilisations du PMSM [10].

Tableau II.1 : Rapports puissance/poids de différents types de moteur par chronologie [10].

<i>Type de train</i>	<i>Type Moteur</i>	<i>Puissance (kW)</i>	<i>Poids (kg)</i>	<i>Rapport (kW/kg)</i>	<i>Mises-en Service</i>
Shinkansen Série 0	DC	185	876	0.21	1964
TGV Paris Sud est	DC	535	1560	0.34	1981
TGV Atlantique	Synchrone	1 100	1450	0.74	1989
Shinkansen Série 300	Asynchrone	300	390	0.77	1992
Eurostar	Asynchrone	1020	1260	0.81	1994
ICE2	Asynchrone	1200	1980	0.61	1997
Shinkansen Série N700	Asynchrone	305	394	0.77	2005
Shinkansen FASTECH 360S	PMSM	355	440	0.8	2007
AGV	PMSM	760	730	1.08	2011
Shinkansen Light weight	PMSM	305	276	1.1	-

#### II.4 TRANSMISSION MECANIQUES

L'objectif de la transmission mécanique est de transmettre le couple développé par les moteurs de traction aux roues motrices. Des éléments de suspension prennent place entre la caisse d'une locomotive et le cadre d'un bogie ainsi que les boîtes d'essieu (Fig. II.7). Partiellement, les moteurs sont fréquemment fixés au bogie ou à la caisse de la locomotive. On peut parler de moteurs totalement suspendus ou semi-suspendus. Alors dans ce cas-là, malgré les mouvements relatifs entre l'arbre moteur et les essieux la transmission doit assurer sa fonction et elle répond encore à deux buts [10] :

1. La transmission comprend un réducteur dans le cas d'utilisation d'un moteur qui tourne vite, ce moteur généralement est plus léger et moins volumineux qu'un moteur lent.
2. La transmission doit comprendre des éléments élastiques pour éviter que les chocs mécaniques subis par les roues se reflètent au moteur.

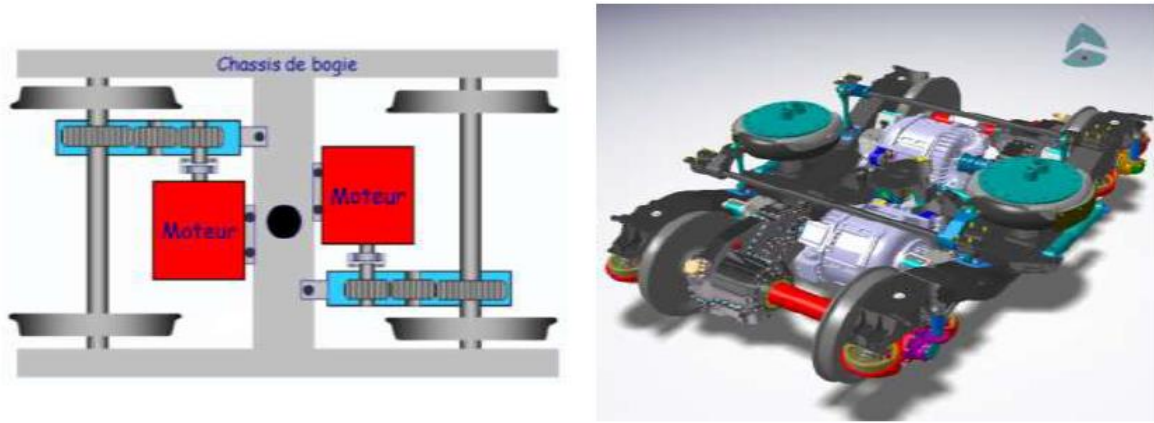
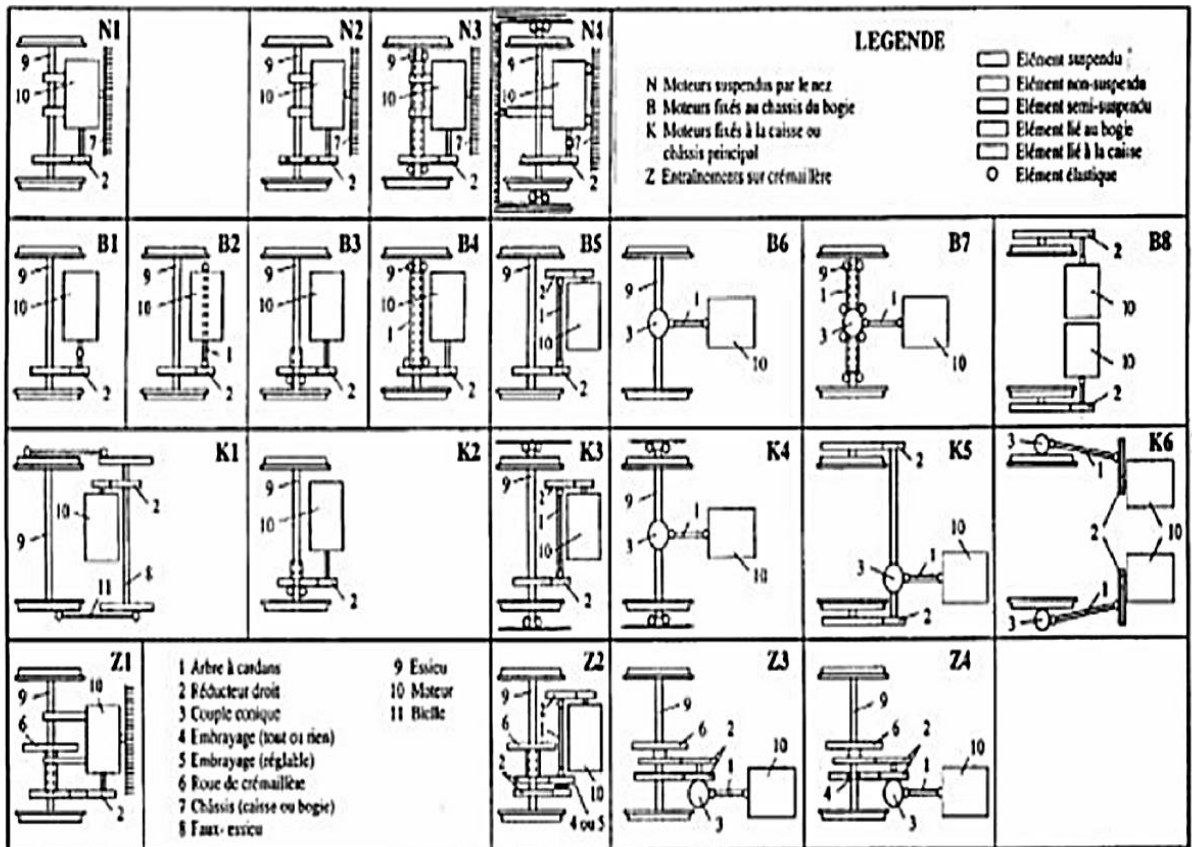


Figure II.7 :Bogie moteur d'une Automotrice à grande vitesse(AGV) [13], [15].

La transmission élastique contribue aussi à la longévité de la voie d'une façon que les chocs se produisent entre les essieux et les rails mais pas avec les arbres des moteurs.



N Moteurs suspendus par le nez  
 B Moteurs fixés au châssis du bogie  
 K Moteurs fixés à la caisse ou châssis principal  
 Z Entraînements sur crémaillère

1 Arbre à cardans      7 Châssis (caisse ou bogie)  
 2 Réducteur droit      8 Faux-essieu  
 3 Couple conique      9 Essieu  
 4 Embrayage (tout ou rien)      10 Moteur  
 5 Embrayage (réglable)      11 Bielle  
 6 Roue de crémaillère

Figure II.8 : Applications de transmission mécanique [10].

La Figure II.8 présente un inventaire de différentes configurations de transmission, la puissance mécanique des moteurs est transmise à la roue avec un rendement compris entre 0.94 et 0.99 [10].

## II.5 ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES

### II.5.1 Chaînes de traction traditionnelle des années 90 : Motorisation asynchrone

La naissance de Thyristors blocables (GTO) a engendré la réalisation d'onduleur de tension alimentant des moteurs asynchrones avec rotor à cage d'écureuil (Fig. II.9). La chaîne de traction pour le 1500V continu est composée d'un filtre d'entrée suivi d'un onduleur de tension. Nous constatons l'existence de deux versions de chaînes de traction alternatives: la première avec un étage d'entrée à redressement de tension (comme le TGV Eurostar), la seconde avec un étage d'entrée à redressement de courant à MLI (modulation de largeur d'impulsions) (cas de TGV NEC) [17].

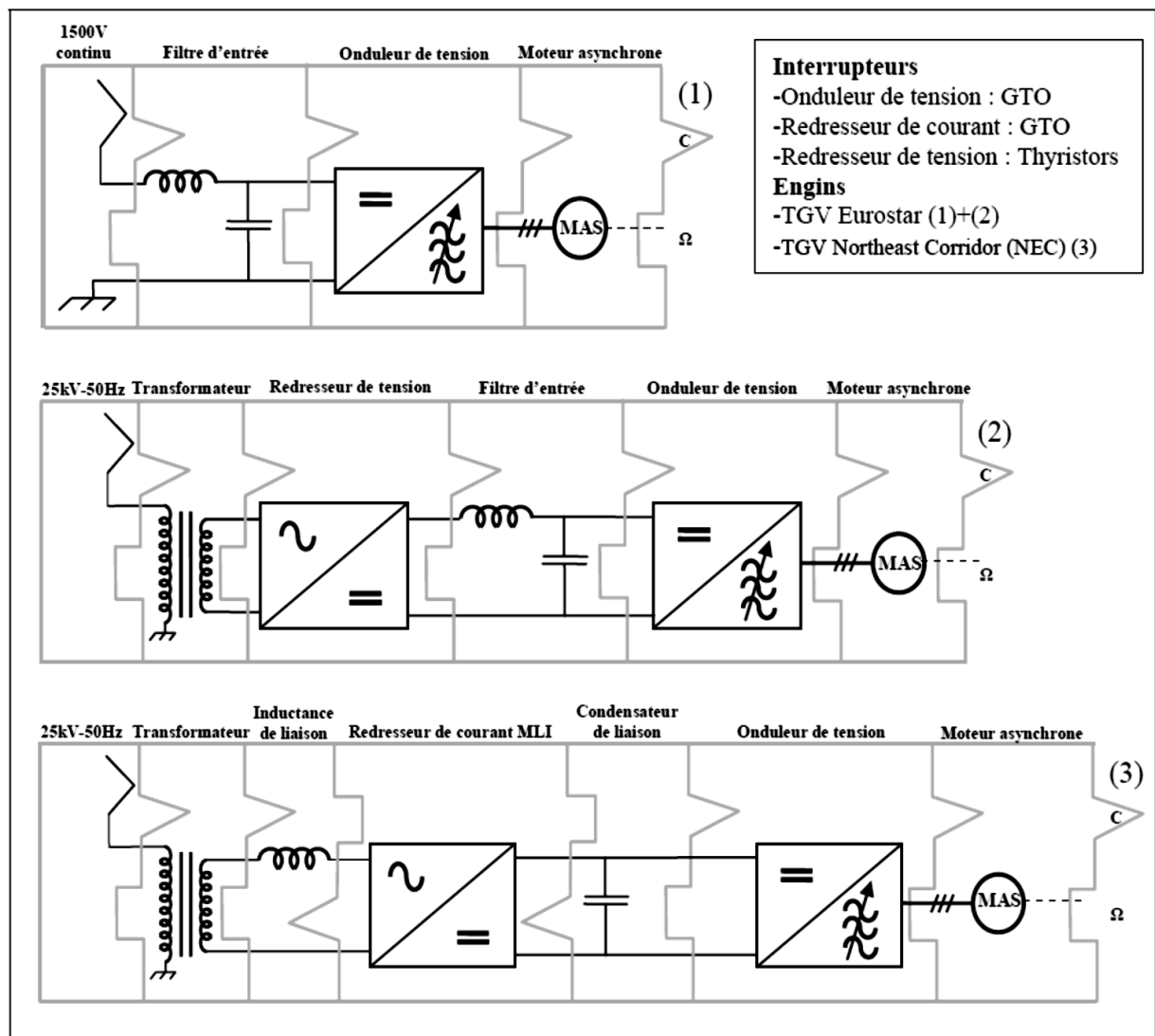


Figure II.9 : Motorisation asynchrone dans la chaîne de traction à GTO années 90 [17].

### II.5.2 Chaînes de traction modernes : Motorisation synchrone ou asynchrone

Les chaînes de traction actuelles (modernes) (Fig. II.10) sont formées concernant la partie 1500V continu d'un filtre d'entrée et d'un onduleur de tension. La chaîne de traction alternative est composée d'un redresseur de courant à Modulation de largeur d'impulsion, d'un transformateur, ainsi que d'un onduleur de tension. L'IGBT est le composant qui a été utilisé. Le moteur synchrone à aimants permanents remplace le moteur asynchrone avec rotor à cage d'écureuil dans les locomotives les plus récentes (Automotrice à Grande Vitesse) [17].

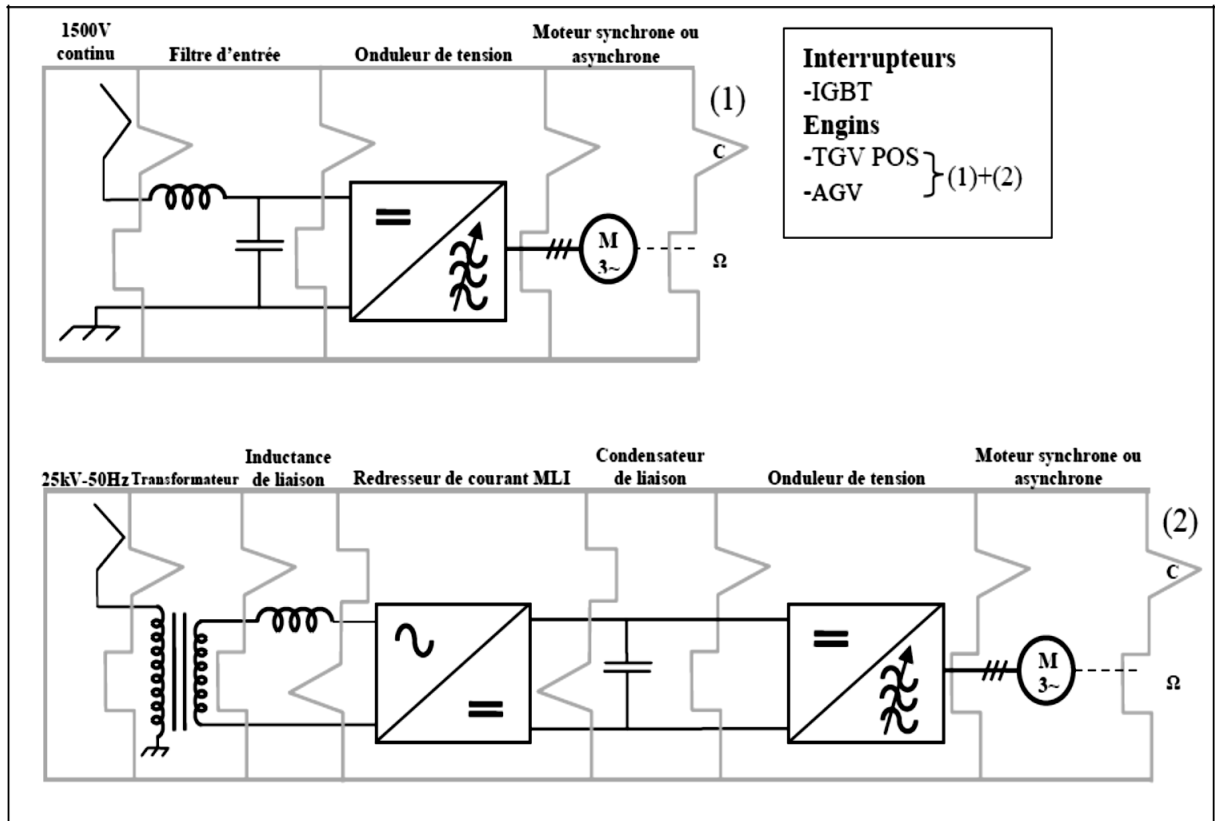


Figure II.10 : Motorisation asynchrone ou synchrone à aimants permanents dans les chaînes de tractions modernes à IGBT [17].

### II.5.3 Chaînes de traction de l'AGV :

Comme le montre la Figure II.11, l'objectif majeur de la chaîne de traction de l'AGV est de fonctionner avec une alimentation alternative ou continue [15].

1. En monophasé, le pantographe prélève le courant qui passe par un disjoncteur monophasé et un transformateur multi-enroulements qui abaisse à un niveau compatible la tension caténaire avec les semi-conducteurs permettant d'assurer l'isolement galvanique entre les convertisseurs de traction et le réseau. Nous constatons un redresseur commandé nommé PMCF (Pont Monophasé à Commutation Forcée) sur chaque secondaire. Le rôle des PMCF est de réguler la

tension continue du bus intermédiaire (filtrage par condensateurs). Les motifs de commandes des PMCF sont entrelacés dans le but de minimiser les harmoniques de courant renvoyés sur la caténaire, facilitant ainsi l'absorption un courant quasi sinusoïdal en phase avec la tension caténaire [15].

- En continu nous pouvons passer par un disjoncteur qui diffère du disjoncteur monophasé et avant d'arriver sur le bus intermédiaire, par une inductance de filtrage. Cette inductance peut être réalisée quand c'est possible d'utiliser les enroulements secondaires du transformateur. Nous trouvons un onduleur après le bus intermédiaire, qui assure l'alimentation du moteur de traction par l'intermédiaire des tensions triphasées, d'amplitude et de fréquence variables dans le but de réguler le couple aussi bien en traction qu'en freinage. Sur le bus intermédiaire nous trouvons aussi un hacheur rhéostatique. Sa fonction principale est non seulement de maintenir la tension à une consigne donnée lors d'un freinage électrique mais aussi de limiter la tension à l'entrée des onduleurs surtout dans les cas de surtensions transitoires (rôle d'écrêteur) [15].

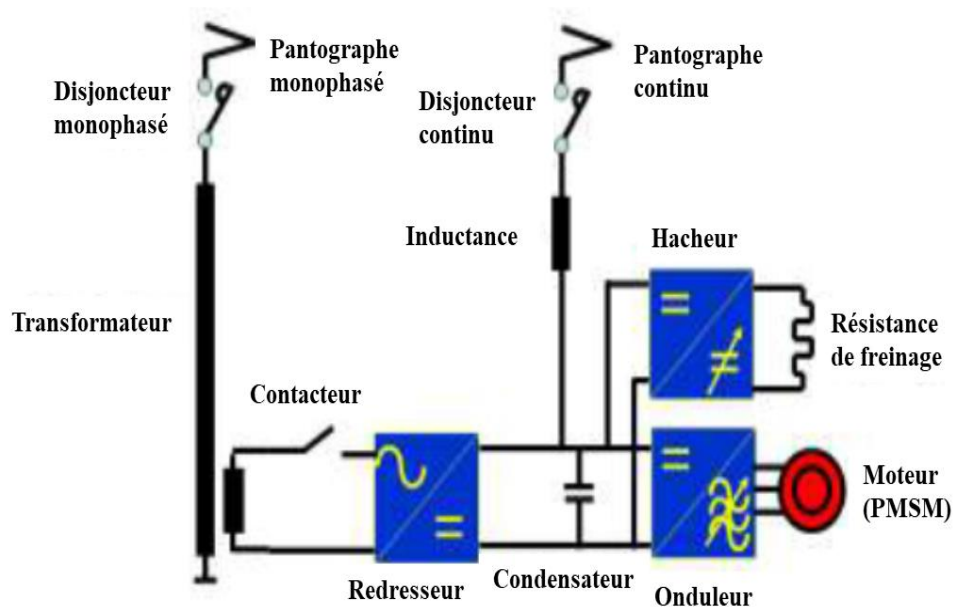


Figure II.11:Chaîne de traction sous caténaire à tension alternative et continue [15].

L'AGV est outillé d'unités de traction assurant un refroidissement à eau incluant de nouveaux modules. Leur compacité est d'autant plus forte que ceux des générations précédentes de trains à grande vitesse (Figure II.12). Les semi-conducteurs de l'AGV quant à eux sont liés à la génération d'IGBT calibrée à 6,5kV/750A. Ce faisant leur permettra un bon fonctionnement avec un bus continu principal à une tension nominale de 3,6 kV et la simplification par la suite

de la gestion des différentes tensions caténares que nous rencontrons au moment d'une exploitation internationale (fonctionnement à demi-puissance sous 1.5 kV et aucun hacheur sous 3kV). L'amélioration de la performance et la facilitation de la maintenance sont d'autant plus considérables que le volume et le poids sont bien réduits [15].

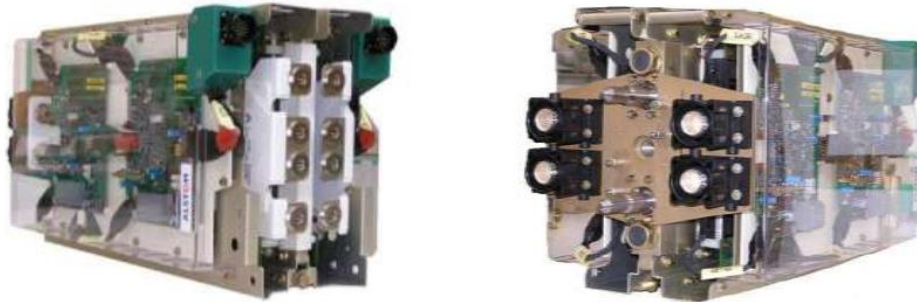


Figure II.12: Modules de puissance ONIX233 [6].

## II.5.4 Transformateur électrique :

### II.5.4.1 Transformateur à basse fréquence LFT (Low Frequency Transformer)

Les chaînes de traction récentes qui sont adaptées au fonctionnement des machines sur les réseaux monophasés, dont la chaîne de transmission de l'énergie électrique est constituée d'un transformateur (Fig. II.13) qui fonctionne sur le réseau 25kV-50Hz ou 15kV-16Hz<sup>2/3</sup>. Les transformateurs mis dans les cuves, baignent dans une liquide à la fois conducteur thermique et isolant diélectrique (Fig. II.14), dont la masse est non négligeable qui doit être d'une tonne pour l'exemple de la cuve de la BB36000 (Engin 6MW) du fait de l'importance de sa densité (FC72 typiquement 1700kg/m<sup>3</sup>). Dans la cuve nous trouvons aussi l'inductance de ligne du filtre d'entrée [17].

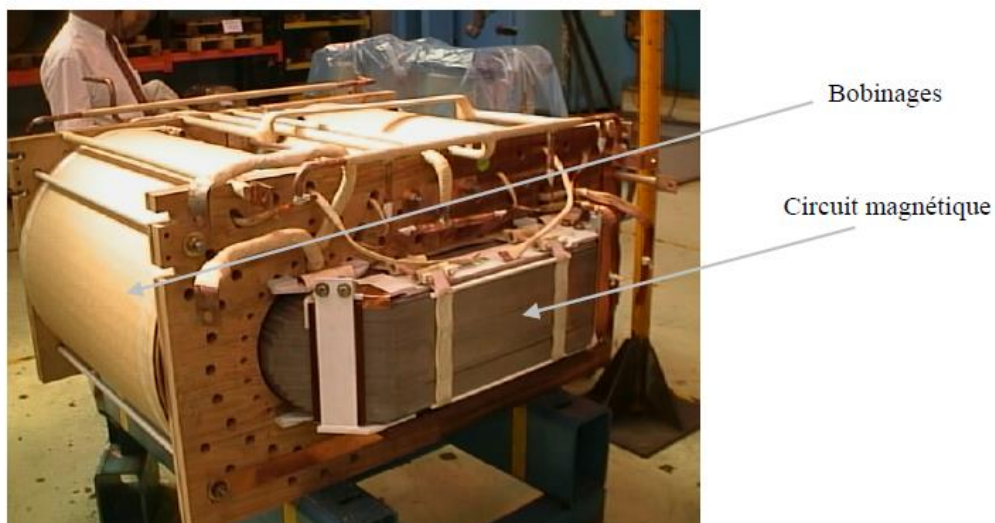


Figure II.13 : Transformateur à colonne Locomotive BB36000 [17].

La figure II.14 montre la structure de la cuve de locomotive BB36000 permettant la séparation de la masse du transformateur des autres éléments : la puissance massique du transformateur est estimée de 2MW/T.

Le tableau II.2 procures des exemples de dimensions des cuves contenant le transformateur pour diverses applications. La masse, le volume aussi bien que le rendement dépendent de la puissance et de la compatibilité de locomotive avec les autres réseaux alternatifs. Les différents exemples sur les TGV Duplex et du TGV POS démontrent l'augmentation aussi bien du volume que de la masse de la cuve pour des transformateurs à iso-puissance. Le premier est dimensionné pour fonctionner seulement sur le 25kV-50Hz, le second dimensionné dans le but de fonctionner sur les réseaux 15kV-16.7Hz[17].

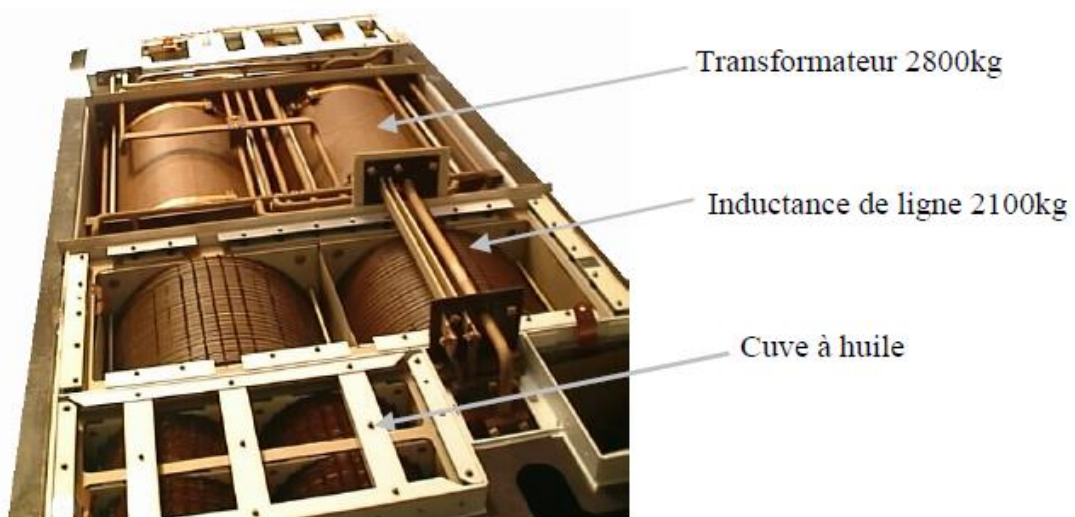


Figure II.14 : Composition de la cuve du transformateur (Locomotive BB36000) [17].

La structure des rames (alimentation de 1 ou 2 bogies-moteurs) joue un rôle dans la variation de la puissance de transformateurs. Le rendement du transformateur de l'AGV (Fig. II.15) a pour pourcentage 93.1%. Dans une étude comparative le rendement des transformateur ferroviaires est nettement plus faible qu'un transformateur de distribution dont le rendement est d'environ 99%. Effectivement, concernant les Automotrices Grande Vitesse, nous constatons la dégradation du rendement du transformateur (élimination du cuivre et de fer). Celui-ci placé sous la caisse dans le but de limiter son volume.

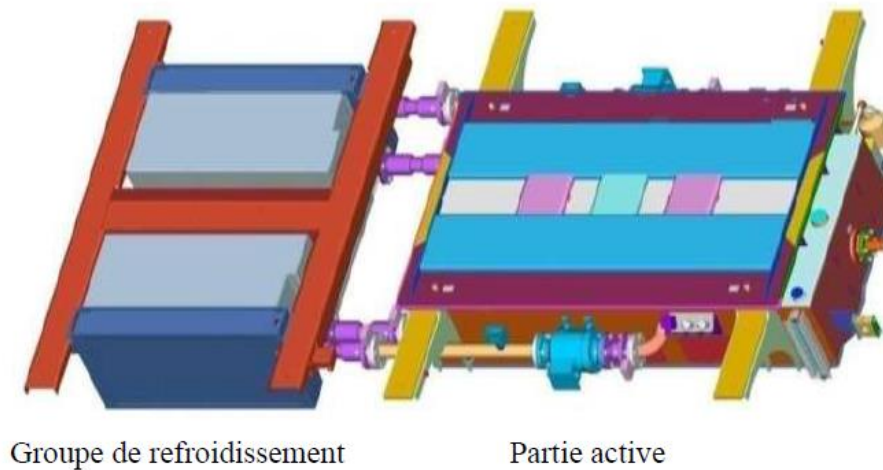


Figure II.15 : Image d'un transformateur de l'AGV [15].

Tableau II.2 : Caractéristiques de la cuve : transformateur + inductance de ligne + Cuve + Huile [17].

Engin	Modèle	Tension(s) D'alimentation	Puissance	Rendement	Volume	Masse
TGV	Duplex	25kV-50Hz 1.5kV-DC	4800kVA		11.52m <sup>3</sup>	8.2T
TGV	Corée	25kV-50Hz	7756kVA	92.2%		11.1T
TGV	POS	25kV-50Hz 15kV-16.7Hz 1.5kV-DC	4830KVA 3882kVA	94% 90.8%	13.21m <sup>3</sup>	9.35T
TGV	Dasy	25kV-50Hz 1.5kV-DC	4900KVA	95.7%	12.33m <sup>3</sup>	9.3T
AGV	4U	25kV-50Hz 15kV-16.7Hz 3kV-DC 1.5kV-DC	3900KVA 3044kVA	93.4% 90.2%	6.86m <sup>3</sup>	6.04T
AGV	3U	25kV-50Hz 3kV-DC 1.5kV-DC	3900kVA	93.1%	6,3m <sup>3</sup>	4.95T
Locomotive	Prima 6000 4U	25kV-50Hz 15kV-16.7Hz 3kV-DC 1.5kV-DC	6390kVA 5910kVA	95.6% 91.9%	22.5m <sup>3</sup>	14.79T
Locomotive	Prima 4200 3U	25kV-50Hz 3kV-DC	5500kVA 5622kVA	97% 93.6%	22.5m <sup>3</sup>	15.15T
Automotrice	Z2N Z20500 Z20900	25kV-50Hz	1700kVA	97.5%	3.82m <sup>3</sup>	2.350T
Automotrice	Tage	25kV-50Hz	1760kVA	97.6%	2 82m <sup>3</sup>	2.500T
Automotrice	TER2N Z23500	25kV-50Hz	1500KVA	97.9%	3.01m <sup>3</sup>	2.600T

### II.5.4.2 Transformateur à moyenne fréquence MFT (Medium Frequency Transformer)

Le principe de cette structure présentée bien au début des années 2000, est le fait de comporter trois étages de conversion (Figure II.16). Afin de créer un étage continu intermédiaire  $V_{DC\_1}$ , nous utilisons un redresseur de courant MLI. Ce convertisseur est maintenant situé en amont du transformateur, il est important de rajouter une inductance de liaison  $L_{in}$  entre le convertisseur et la caténaire[15].

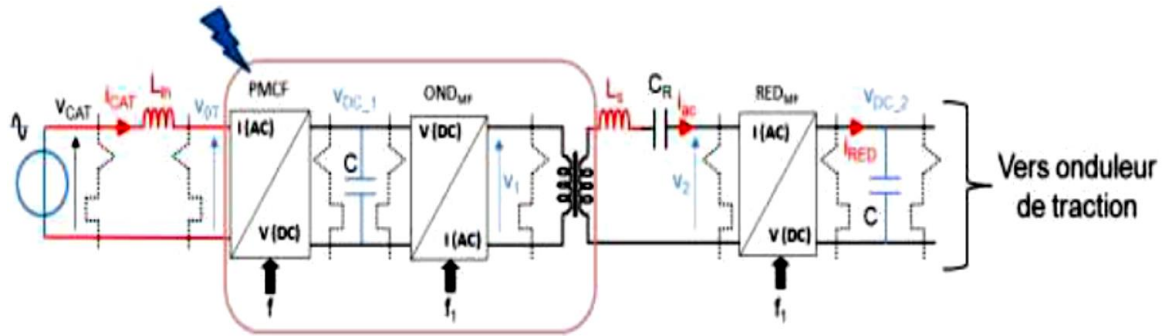


Figure II.16 : Conversion AC/DC indirecte comportant un convertisseur DC/DC à résonance [15].

Grâce à l'onduleur de tension  $OND_{MF}$ , la tension carrée de quelques kHz alimente le transformateur. Le convertisseur de sortie  $RED_{MF}$  assure à la fois le redressement du courant  $i_{ac}$  et impose la tension  $V_2$ . Cette structure spécifique consiste à l'utilisation d'un circuit résonant série conçu au moyen d'un condensateur  $C_R$  associé à l'inductance de fuite  $L_S$  du transformateur. L'objectif de commuter à zéro de courant d'une part et réduire au maximum les pertes en commutation des interrupteurs, d'autre part est lié à ce que la fréquence de résonance doit dépasser celle de commutation de semi-conducteurs. Du fait de l'incapacité des semi-conducteurs actuels à supporter des tensions supérieures à quelques kV, il faut placer les étages d'entrée en série afin d'être capable de fonctionner sous une tension caténaire de 25 kV. La mise ensuite en parallèle sur le bus continu[15]. La Figure II.17 démontre clairement le schéma global de cette structure de conversion.

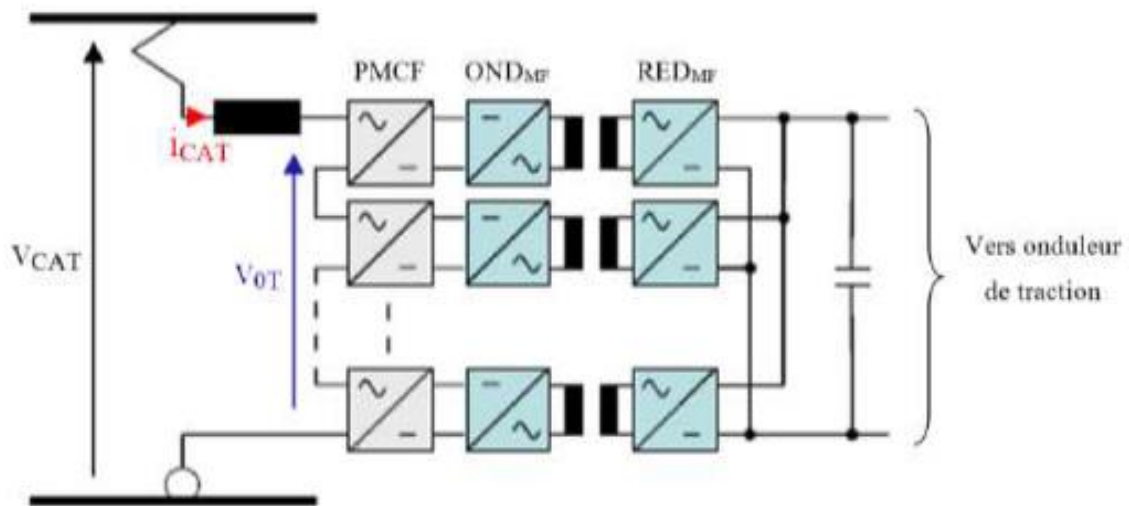


Figure II.17 : Schéma de la structure multi-étage à résonance [15].

Les études se sont penchées d'abord sur cette structure pour les chaînes de traction qui fonctionnent en 15kV- 16,7Hz du fait qu'au niveau du transformateur les gains en masse et volume sont plus avantageux que pour le 25kV-50Hz. Pareillement, le niveau d'isolation du transformateur est faible : 38kV<sub>RMS</sub> au lieu de 60kV<sub>RMS</sub>.

En 2011, un démonstrateur d'une puissance nominale égale à 1,2MW (puissance crête de 1,8MW pendant 30s) a été réalisé par ABB. Son principe est démontré dans le schéma à la Figure II.17. Le démonstrateur se compose de 9 étages (dont un pour redondance) utilisant des IGBT 6,5kV-400A qui fonctionnent à 350Hz pour les PMCF d'entrée mis en série. Également pour les interrupteurs de l'onduleur demi-pont à résonance. Le bus intermédiaire est de 3,6kV. Les transformateurs qui ont été réalisés à base de matériau nanocristallin, sont séparés (un par étage) mais tous placés dans une cuve commune, refroidis, isolés avec de l'huile. Leur inductance de fuite égale à 350μH alors que leur inductance magnétisante égale 6,5mH. Un condensateur série de 18μF a la possibilité d'obtenir une fréquence de résonance de 2kHz [13], [15].



Figure II.18 : Structure à résonance (démonstrateur ABB) [13].

Une fréquence de 1,8kHz est fixée pour la commutation de l'onduleur. Le courant au blocage atteint environ 38A (lié au courant magnétisant) pour une valeur maximale de courant dans le circuit oscillant de 170A. Le bus continu de sortie exerce sa fonction sous 1,5kV, le redresseur emploie donc des IGBT 3,3kV-800A. ABB communique un rendement de 96% au point nominal pour une masse de 4500kg. Ce démonstrateur est maintenant en test dans un engin aux Chemins de Fer Suisses.

Une structure qui comprend huit étages a été réalisée par ALSTOM-SMA (Fig. II.19). Nous avons donné des caractéristiques déterminées et adéquates pour une puissance continue de 1,5MW (2,25MW pendant 30s) sous 15kV-16,7Hz. Les PMCF conçu à partir d'IGBT 6,5kV-400A qui fonctionnent à 300Hz. Le bus intermédiaire, fixé à 3,6kV, est constitué de deux condensateurs 950 $\mu$ F en série. Un point milieu capacitif et un seul bras réalisé avec des IGBT 6,5kV-600A. ont été utilisés par l'onduleur à résonance qui exerce sa fonction à 4,5kHz

L'isolation galvanique était réalisée par un seul transformateur (réalisé à base de ferrite), qui comprend 8 primaires et 1 secondaire. La variation de 60 $\mu$ H à 90 $\mu$ H de l'inductance de fuite des enroulements primaires est due à la dissymétrie du circuit magnétique. L'inductance de fuite du transformateur associé au condensateur de résonance de 7,5 $\mu$ F donnerait une fréquence de résonance d'environ 7,5kHz. Le seul redresseur secondaire constitué de 12 modules IGBT (3 packs par interrupteur) 3,3kV-1200A. Un condensateur filtre de 2mF associé à un filtre 2f constitué d'une inductance de 0,9mH et d'un condensateur de 20,6mF. Le poids du convertisseur AC/DC complet est 3800kg pour un volume de 3,2m<sup>3</sup>, La tension du bus continu au secondaire est fixée à 1,65kV, le rendement était supérieur à 93% [13],[15].

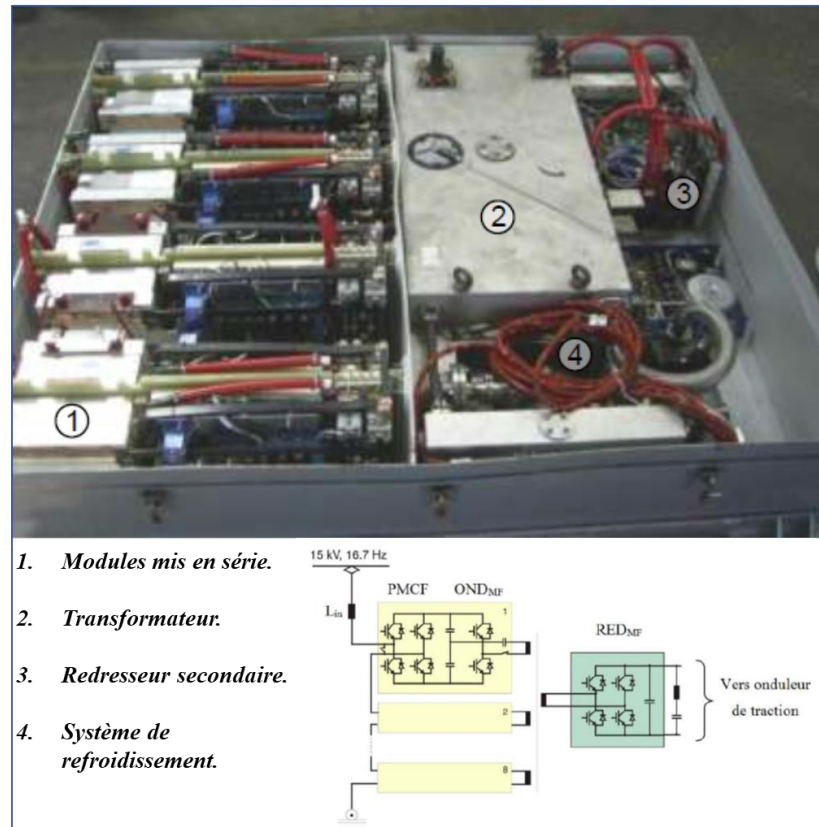


Figure II.19 : Démonstrateur ALSTOM-SMA [15].

## II.6 CONCLUSION

L'histoire des trains et de la technologie ferroviaire est l'une des plus grandes inventions de l'histoire moderne. Les chemins de fer ont commencé à s'étendre d'un océan à l'autre, ce qui a complètement changé le concept de temps de distance, la nouvelle technologie vient renforcer le rôle des chemins de fer en tant que ressource essentielle du vingtième siècle : cette évolution de la chaîne de traction à grande vitesse se concrétise par l'évolution des semi-conducteurs, des modules de puissance, du refroidissement, des moteurs. Notons bien que le transformateur (composé de tôle magnétique et de cuivre) est le seul composant qui n'ait pas subi de changement quoiqu'il soit l'élément le plus lourd et le plus volumineux de la chaîne ferroviaire. Comme cela a été déjà constaté, la masse demeure un point très délicat pour les trains à grande vitesse alors il est temps de faire des recherches pour rendre plus léger la fonction de conversion AC/DC dans la chaîne de traction. L'augmentation de la fréquence de fonctionnement du transformateur est nécessaire voire obligatoire pour réduire à puissance égale, la masse ainsi que le volume en ayant soin de garder un rendement global similaire voire supérieur. Pour l'exécution de cela l'identification et l'étude de différents topologies ont été nécessaires. Il est primordial dans ce cas-là de connecter d'une façon directe une partie des convertisseurs statique sur la haute tension. Dans les deux chapitres suivants, nous présentons les topologies de conversion alternative continu, la conversion suit deux étapes, dont la première est (AC/DC) et par la suite (DC/DC), le troisième chapitre est consacré pour l'étude des topologies récentes de conversion alternatif-continu tel que PWM, *i*TCM. Nous présentons dans le quatrième chapitre le convertisseur résonant isolé (DC/DC).

---

# CHAPITRE III

*Convertisseur AC/DC  
Bidirectionnel à Commutation  
Douce à base de SiC 10kV*

---

## **CHAPITRE III: CONVERTISSEUR AC/DC BIDIRECTIONNEL A COMMUTATION DOUCE A BASE DE SiC 10KV**

### **III.1 INTRODUCTION**

En raison de la tendance continue vers des rendements énergétiques et des densités de puissances plus élevées et du nombre croissant de charges et de sources DC connectées au réseau qui vont des applications à haute puissance (par exemple, les centrales photovoltaïques et les systèmes de traction électrique ferroviaire), une haute performance de conversion AC/DC devient de plus en plus importante. Le plus souvent, ces étages redresseurs/onduleurs sont des convertisseurs PWM à commutation dure qui souffrent généralement de pertes de commutation relativement élevées, même si des semi-conducteurs à large bande interdite sont utilisés, en particulier dans le cas de dispositifs à haute tension de blocage. Par conséquent, le rendement atteignable ainsi que la densité de puissance sont fortement limités, puisque les pertes de commutation définissent une limite supérieure pour la fréquence de commutation, et donc inhibent une éventuelle réduction des composants passifs. La stratégie la plus efficace pour réduire les pertes de commutation est d'appliquer des techniques de commutation douce.

Dans ce chapitre, le concept de fonctionnement en mode de courant triangulaire intégré (*i*TCM), est présenté. En ajoutant un circuit LC au convertisseur AC/DC PWM à pont complet, le courant TCM peut être divisé en ses composantes de courant HF et BF, qui circulent maintenant à travers deux inductances distinctes. Etant donné que la superposition des courants HF et BF, c'est-à-dire le courant TCM, n'est nécessaire dans les dispositifs semi-conducteurs que pour garantir la commutation douce, cette séparation de courant permet une conception dédiée des deux inductances, c'est-à-dire optimisée pour les courants BF ou HF, et se traduit ainsi par une amélioration attendue de rendement.

### **III.2 CONCEPT DE MODE DE COURANT TRIANGULAIRE INTEGRE (*i*TCM)**

#### **III.2.1 L'état de l'art du fonctionnement du convertisseur PWM AC/DC**

Une topologie très courante pour interfacier un réseau AC monophasé à un bus DC avec une capacité de flux de puissance bidirectionnel est la topologie de convertisseur AC/DC PFC à pont complet illustrée à la Fig. III.1 (a). Les commutateurs sont généralement actionnés avec une fréquence de commutation constante et un rapport cyclique variable (c'est-à-dire avec

PWM) pour générer la tension alternative sinusoïdale. Dans ce qui suit, on suppose que seule la branche de pont A est modulée en largeur d'impulsion. En revanche, le bras de pont B fonctionne comme un déphaseur de 50 Hz pour ne pas générer de tension HF CM au nœud de commutation B, qui est directement connecté au réseau AC, par exemple à un câble MT ou à un LFT. Sans perte de généralité, ce qui suit serait également valable pour des schémas de modulation alternatifs [18], [19].

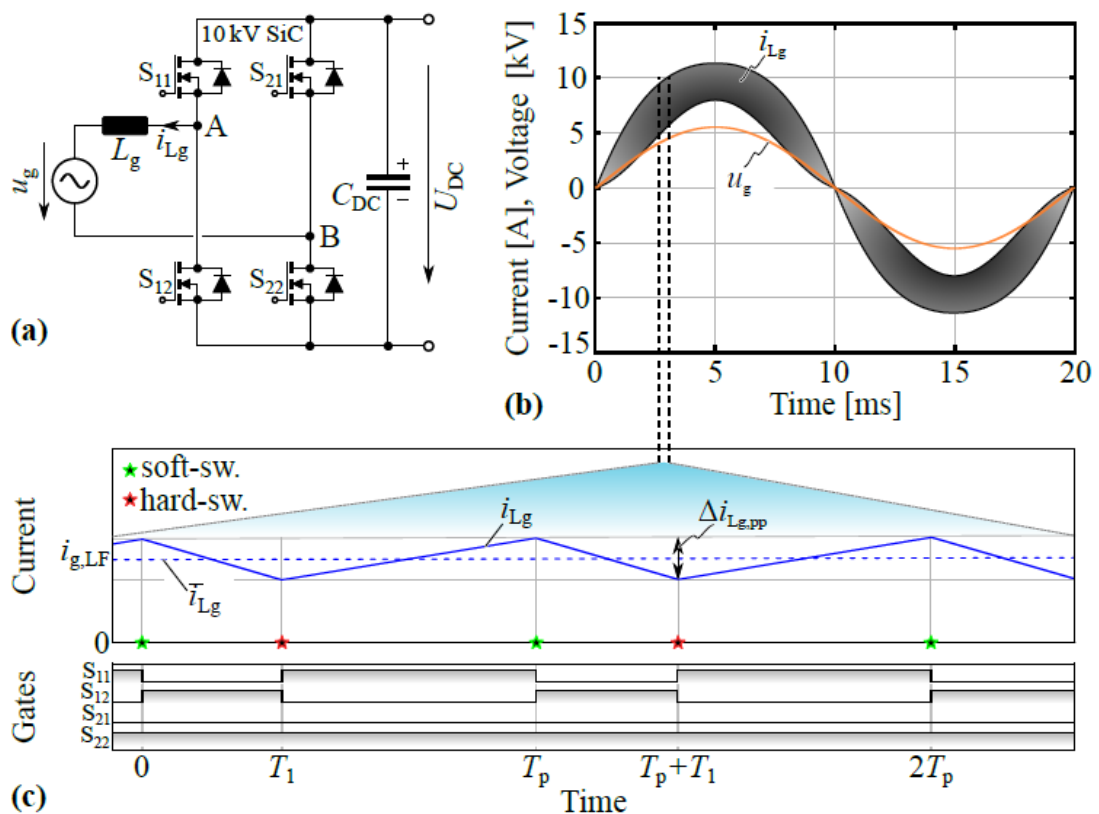


Figure III.1: (a) Schéma de circuit d'un convertisseur AC/DC monophasé bidirectionnel à pont complet. (b) Formes d'onde de la tension de réseau  $u_g$  et du courant d'inductance de suralimentation  $i_{Lg}$  sur une période de gâchette. (c) Vue détaillée du courant  $i_{Lg}$ , des signaux de commande de porte et des instants de temps de commutation dure et douce correspondants [19].

Pour le fonctionnement de ce convertisseur de pointe, l'inductance de suralimentation  $L_g$  est généralement sélectionnée relativement grande pour maintenir l'ondulation de courant  $\Delta i_{Lg,pp}$  petite, par exemple, dans les 10 % à 40 % du courant BF de crête. Dans la Fig. III.1(b), la tension de réseau  $u_g$  et le courant d'inductance correspondant  $i_{Lg}$  sont représentés sur une période de réseau entière dans le cas où le convertisseur fonctionne comme un onduleur avec une ondulation de courant crête à crête de 40 %. Pour analyser plus en détail le fonctionnement du convertisseur, la figure III.1(c) montre une vue agrandie du courant d'inductance de suralimentation  $i_{Lg}$  et des signaux de commande de gâchette correspondants. Comme on peut le remarquer, en raison de la grande valeur de l'inductance, le courant de l'inductance reste

positif pendant tout le cycle de commutation pour la tranche de temps indiquée. Par conséquent, comme indiqué sur la Fig. III.1(c), la commutation douce n'est obtenue dans les transitions qu'aux instants  $t = k \cdot T_p$  (où  $k = [0, 1, 2, 3 \dots]$ ), alors que la commutation dure la commutation se produit aux instants temporels ( $t = T_1 + kT_p$ ) [19].

Tableau III.1 : Caractéristiques du convertisseur PWM [19].

Paramètre	Symbole	Valeur
Fréquence de commutation	$f_{sw}$	10 kHz
Énergie de commutation (par cycle)	$E_{sw}$	11 mJ
Ondulation de courant	$\Delta i_{Lg,pp}$	40 %
Inductance de suralimentation	$L_g$	47 mH
Pertes d'inductance	$P_{Lg}$	127 W
MOSFET $R_{DS,on}$ , $T_j = 125$ °C	$R_{DS,on}$	600 m $\Omega$
MOSFET courant rms	$I_{FET,rms}$	4.7 A
Pertes de commutation	$P_{sw}$	110 W
MOSFET pertes de conduction	$P_c$	53 W
Rendement estimée	$\eta_{PWM}$	98.7 %

Comme on peut le voir dans les résultats des mesures de perte de commutation conduites [19], l'énergie de perte de commutation dure d'un bras de pont constituée des MOSFET SiC 10 kV utilisés pendant un cycle de commutation complet est  $E_{sw} = E_{on} + E_{off} = 11$  mJ, si un courant d'activation moyen de 5A (moyenne de l'enveloppe inférieure du courant d'inductance de suralimentation sur la Fig. III.1(b) est pris en compte. Avec cette valeur et le courant efficace à travers les MOSFET, les pertes du semi-conducteur sont calculées. De plus, les pertes et le volume d'une inductance de suralimentation appropriée ont été calculés, et les performances d'un tel convertisseur PWM sont estimées sur la base de ces valeurs. Tableau III.1 montre les caractéristiques résultantes du convertisseur PWM dans le cas où une fréquence de commutation de 10 kHz est supposée [19].

Comme on peut le voir, les pertes de commutation sont deux fois plus élevées que les pertes de conduction des MOSFET, et la valeur d'inductance de suralimentation requise, ainsi que le volume de l'inductance de suralimentation (constituée d'un noyau amorphe et d'un enroulement de fil de litz avec 200  $\mu$ m diamètre du brin), sont relativement grands. De plus, le rendement ciblée de  $\eta_{l,AC/DC} = 99\%$ , ne peut pas être atteinte, tandis que la densité de puissance estimée est plutôt faible dans le même temps, car les composants de filtre supplémentaires pour obtenir un courant de gâchette lisse seraient également relativement importants. Si le volume des

composants passifs, tels que l'inductance de suralimentation, doit être diminué en augmentant la fréquence de commutation, les pertes de commutation augmentent encore plus, ou vice versa. Si les pertes de commutation doivent être diminuées, le volume de l'inductance augmente. Par conséquent, les performances (rendement et densité de puissance) du convertisseur AC/DC PWM conventionnel sont principalement et significativement limitées par le HSL des MOSFET SiC 10 kV.

Par conséquent, une méthode de réduction des pertes de commutation doit être développée pour augmenter les performances du système [18], [19]. Si l'on considère à nouveau les résultats des mesures de perte de commutation, les énergies de perte de commutation douce mesurées par cycle de commutation sont environ un facteur de 30 inférieures aux pertes de commutation dures correspondantes, c'est-à-dire  $2E_{ZVS} = 1/30 (E_{on} + E_{off})$  [18], [19]. Par conséquent, si la commutation douce peut être réalisée tout au long de la période du réseau, les pertes de commutation peuvent presque être éliminées ( $110W/30 = 3,66W$ ) [19].

Afin de transformer les transitions à commutation dure à  $t = T_1$  et  $t = T_p + T_1$  (cf. Fig. III.1(c)) en transitions à commutation douce, le courant de l'inductance doit inverser son sens à chaque cycle de commutation. Par conséquent, une ondulation de courant plus élevée est requise pour le schéma de modulation TCM [20]. Une méthode alternative pour obtenir une commutation douce est développée ci-après, et la topologie est dérivée étape par étape sur la base de la topologie conventionnelle du convertisseur PWM AC/DC illustrée à la Fig. III.1(a).

### III.2.2 Dérivation de la topologie *i*TCM

Comme déjà mentionné, une ondulation de courant plus élevée est nécessaire pour changer le signe du courant d'inductance à chaque cycle de commutation et pour permettre une commutation douce des MOSFET. Ceci peut, par exemple, être atteint en connectant une inductance  $L_b$  avec une valeur d'inductance relativement faible en parallèle à  $L_g$ , comme illustré à la Fig. III.2(a). Le courant de gâchette  $i_g$  est maintenant partagé entre les deux inductances selon la règle du diviseur de courant, et en raison de l'ondulation de courant élevée dans  $L_b$ , le courant de gâchette  $i_g$  est maintenant négatif aux instants  $t = T_1$  et  $t = T_p + T_1$ . Pour obtenir une commutation douce complète, le courant du réseau doit atteindre le courant de blocage minimum requis  $-I_{ZVS}$ , qui peut être calculé sur la base de la charge de sortie effective  $Q_{OSS}$  des MOSFET nécessaires pour charger/décharger leurs capacités de sortie  $C_{OSS}$  (et d'autres capacités parasites), et la durée maximale autorisée de cette transition de commutation résonnante (c'est-à-dire la durée du temps mort  $T_{dt}$ ). Par conséquent, afin de ne pas limiter la plage de rapport cyclique et/ou de pouvoir contrôler la tension d'entrée/sortie dans une large

plage,  $T_{dt}$  doit être petit, par exemple,  $c = 1\%$  de la période de commutation  $T_p$  [19], [20]. Le courant minimum requis  $I_{ZVS}$  peut être calculé approximativement comme suit :  $I_{ZVS} = Q_{OSS}/T_{dt} = Q_{OSS}/(c \cdot T_p)$  et est réglé sur  $I_{ZVS} = 4,5$  A pour le convertisseur à portée de main.

Les formes d'onde de courant atteintes sur la Fig. III.2(a) sont maintenant égales aux formes d'onde de courant d'un convertisseur en pont complet fonctionnant avec le schéma de modulation TCM habituel [18], [19]. La seule différence est que le courant TCM total est divisé en deux courants distincts. Étant donné que la même tension  $u_g - u_{AB}$  est appliquée à  $L_g$  et  $L_b$ , les deux inductances présentent des formes d'onde de courant de même forme avec des amplitudes LF et HF uniquement en fonction du rapport de  $L_g$  et  $L_b$ . En raison de l'inductance beaucoup plus faible de  $L_b$  par rapport à  $L_g$ , le courant HF mais aussi le courant BF circule principalement à travers  $L_b$  (cf. Fig. III.2 (a)) [18], [19].

Pour empêcher tout courant continu ou courant LF de circuler dans  $L_b$ , un condensateur  $C_b$  peut être ajouté en série à  $L_b$ , comme illustré à la Fig. III.2 (b) [18], [19]. Par conséquent,  $L_b$  ne transporte plus que le courant HF, et  $L_g$  conduit le courant BF total avec une petite ondulation HF superposée (cf. Fig. III.2 (b)). Comme indiqué, même si  $C_b$  est ajouté, le courant total du réseau reste inchangé (en supposant que la composante de fréquence du secteur de  $u_{AB}$  est ajustée de sorte que la chute de tension de la fréquence du secteur aux bornes de  $L_g$  augmente en conséquence) [18], [19].

Au lieu de connecter la branche  $L_b/C_b$  directement en parallèle à  $L_g$ , il est également possible de la connecter en parallèle à la branche  $L_g/C_f$  dans le but de contourner le réseau AC, c'est-à-dire de guider le courant HF directement dans le pont complet [19], comme illustré à la Fig. III.2 (c). Ainsi,  $C_f$  incarne le condensateur de filtrage généralement nécessaire. Cette modification n'affecte pas les deux courants  $i_{L_g}$  et  $i_b$ , car  $C_b$  empêche toujours un flux de courant à fréquence réseau et/ou représente une faible impédance uniquement pour les composants de fréquence de commutation de  $u_{AB}$ , ce qui entraîne les mêmes courants  $i_{L_g}$  et  $i_b$  que ceux obtenus à la Fig. III.2 (b). Par conséquent, la commutation douce est toujours obtenue puisque le courant  $i_A$  (en tant que somme des deux courants d'inductance) sortant du bras de pont A change toujours de signe à chaque cycle de commutation. Même si le condensateur  $C_b$  doit maintenant être conçu pour bloquer la pleine tension de gâchette  $u_g$ , l'avantage de cette modification est que le courant HF  $i_b$  ne circule plus dans la gâchette (où un effort de filtrage accru serait nécessaire) mais est conservé en interne dans le circuit. Par conséquent, ce concept est appelé mode de courant triangulaire intégré (*i*TCM) [18], [19].

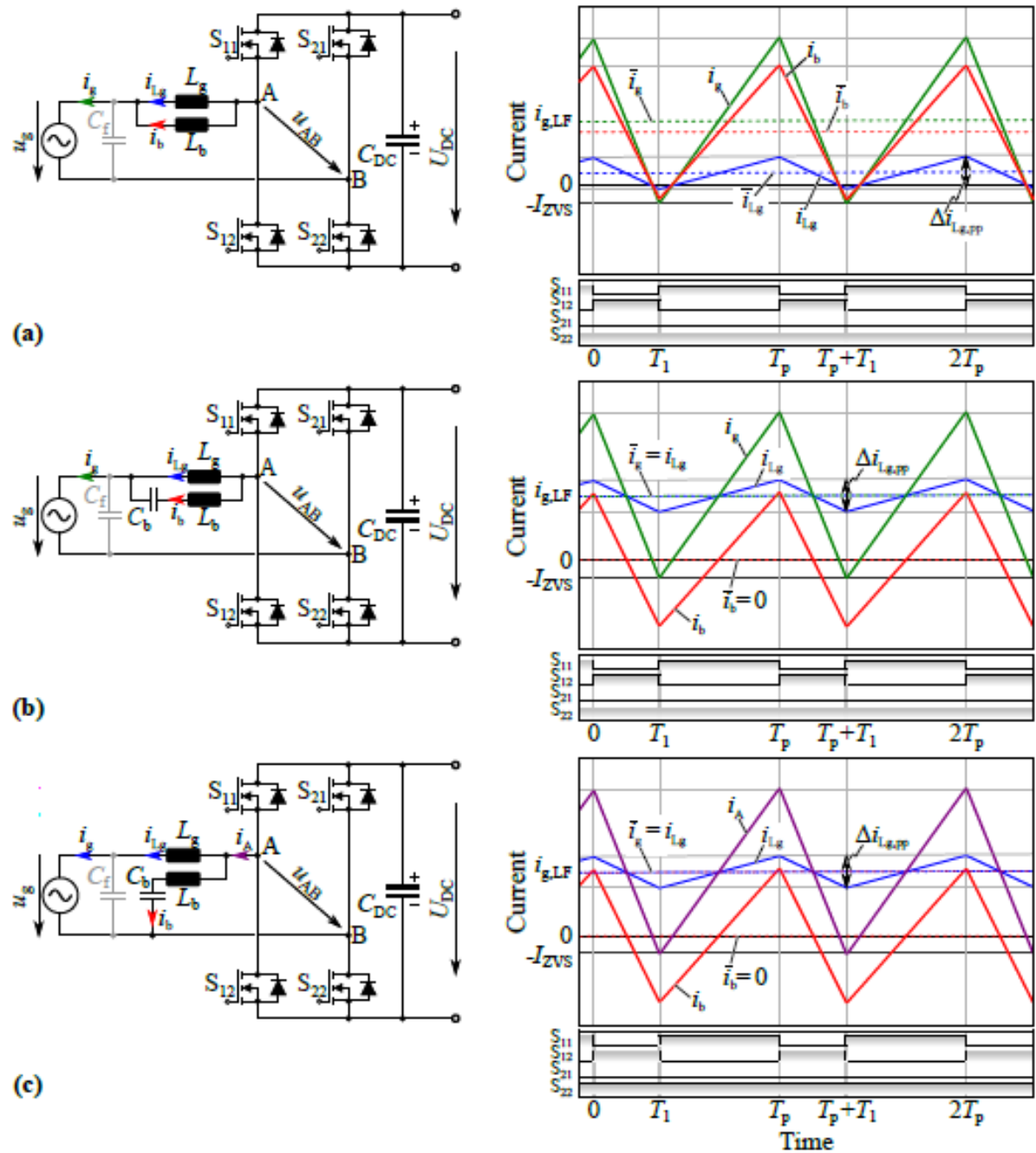


Figure III.2: (a) Convertisseur AC/DC bidirectionnel à pont complet avec une inductance supplémentaire  $L_b$  pour augmenter l'ondulation du courant et obtenir une commutation douce. Les formes d'onde correspondantes montrent le courant de gâchette  $i_g$  ainsi que le courant HF triangulaire  $i_b$  et le courant d'inductance de suralimentation  $i_{Lg}$ . Les valeurs moyennes des courants sont indiquées en pointillés. (b) Séparation des courants HF et BF en ajoutant un condensateur de blocage BF  $C_b$  en série à  $L_b$ . (c) HF contourne le réseau AC en renvoyant le courant  $i_b$  via  $C_b$  dans le pont complet. Le courant de gâchette  $i_g$  est à nouveau égal à  $i_g$  dans le circuit d'origine illustré à la Fig. III.1(a). Cependant, l'opération de commutation douce des MOSFET est réalisée [18], [19].

Par rapport au convertisseur AC/DC PWM à pont complet initial (cf. Fig. III.1 (a)), le courant de réseau  $i_g$  n'est pas affecté par le concept  $iTCM$  et, par conséquent, l'effort du filtre EMI vers le réseau AC reste le même. Cependant, en raison de la commutation douce dans le cas du fonctionnement  $iTCM$ , les pertes de commutation sont considérablement réduites par

rapport au convertisseur PWM à commutation dure. Ainsi, avec le concept *i*TCM, une fréquence de commutation plus élevée peut être appliquée, ce qui signifie qu'une valeur d'inductance  $L_g$  plus petite peut être sélectionnée pour la même ondulation de courant dans  $L_g$ . Par conséquent, même si une branche LC doit être ajoutée pour le fonctionnement *i*TCM, la densité de puissance peut être augmentée par rapport au fonctionnement PWM si le volume supplémentaire de la branche LC est inférieur au volume économisé de l'inductance de suralimentation généralement encombrante  $L_g$ . Par conséquent, par rapport au convertisseur PWM conventionnel, un rendement plus élevé et une densité de puissance plus élevée sont réalisables simultanément en utilisant le concept *i*TCM. Pour le fonctionnement du convertisseur AC/DC dans un réseau MT-AC, l'émission d'harmoniques de courant doit être limitée afin de ne pas générer de résonances de réseau. Par conséquent, un filtre LCL est ajouté et la topologie *i*TCM finale est illustrée à la Fig. III.3 (a), dans laquelle la branche LC a été dessinée entre les deux bras du pont pour une meilleure visibilité. Il convient de noter que l'étage de filtre supplémentaire n'affecte pas le principe de fonctionnement et, par conséquent, les formes d'onde illustrées à la Fig. III.2 (c) sont toujours valables [19].

### III.2.3 Modulation *i*TCM

La dérivation de la topologie *i*TCM a montré qu'une commutation douce peut être réalisée sur une base de temps de période de commutation. Cependant, pour un fonctionnement efficace du convertisseur, il est nécessaire qu'une commutation douce soit réalisée sur toute la période du réseau AC.

#### III.2.3.1 Modulation de fréquence de commutation constante

Pour de plus amples investigations, on suppose toujours que la branche de pont B du convertisseur *i*TCM (cf. Fig. III.3(a)) fonctionne comme déplier avec la fréquence du secteur, c'est-à-dire 50 Hz et est donc référencée comme branche de pont LF, alors que le bras de pont A est modulée en largeur d'impulsion avec une fréquence de commutation constante  $f_{sw}$  et est référencée comme jambe de pont HF. Les rapports cycliques correspondants  $d_{HF}$  et  $d_{LF}$  des bras de pont HF et LF sont illustrés à la Fig. III.4(b) [18], [19], [21].

Le point critique de la période du réseau AC, où le courant le plus élevé en  $L_b$  est nécessaire pour obtenir une commutation douce, est situé au pic du courant du réseau AC. Figure III.3(c) montre les enveloppes résultantes des courants  $i_{L_g}$  et  $i_b$  dans les inductances  $L_g$  et  $L_b$ , respectivement, sur une période de gâchette entière en cas de fréquence de commutation constante. La valeur d'inductance de  $L_b$  peut être calculée en fonction de l'ondulation de courant

crête à crête  $r$  (en % du courant secteur BF de crête) dans l'inductance de suralimentation  $L_g$  de manière à obtenir un courant de blocage de  $I_{ZVS}$  au pic du courant du réseau [18], [19], [22] :

$$L_b = \frac{\hat{u}_g^2}{2P(2-r)+2I_{ZVS}\hat{u}_g} \left(1 - \frac{\hat{u}_g}{U_{DC}}\right) \frac{1}{f_{sw}}, \quad (\text{III.1})$$

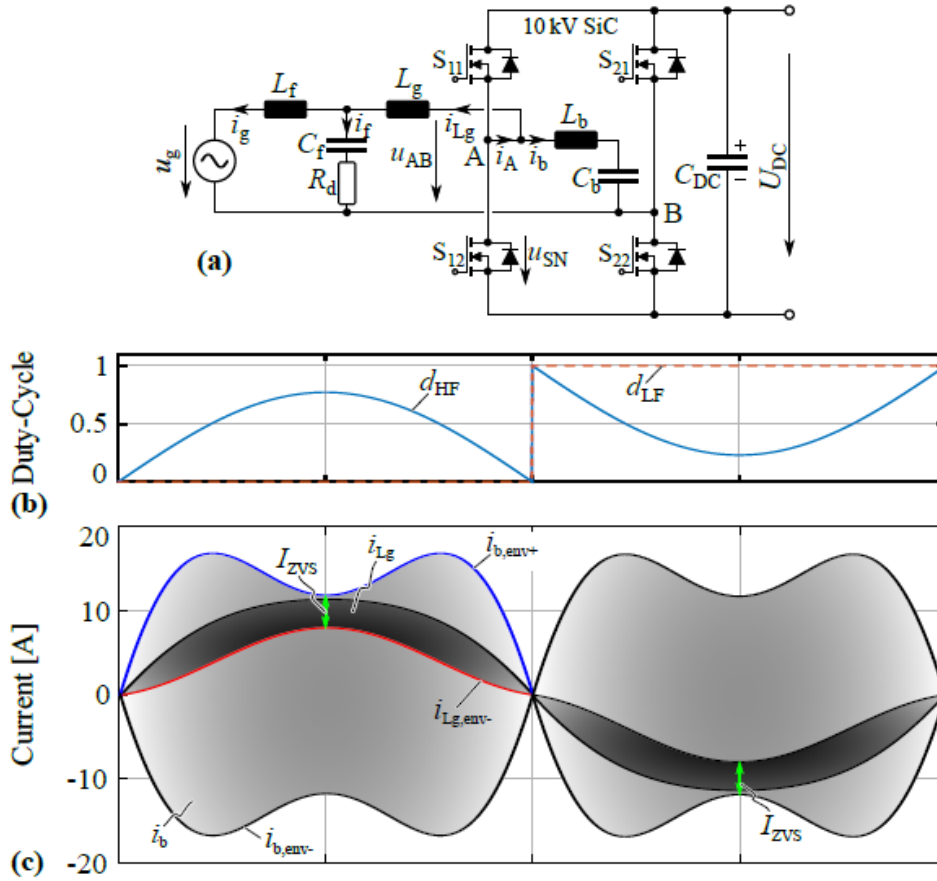


Figure III.3 : (a) Schéma de circuit du convertisseur MT PFC AC/DC avec filtre LCL côté AC et branche LC supplémentaire composée de  $L_b$  et  $C_b$  pour mettre en œuvre le concept TCM intégré, qui permet une commutation douce sur toute la période du secteur AC. (b) Rapport cyclique  $d_{HF}$  et  $d_{LF}$  des bras de pont HF et LF. (c) Enveloppes des courants  $i_b$  et  $i_{Lg}$  sur une période du réseau en cas de fréquence de découpage constante [18], [19].

Où  $\hat{u}_g$  désigne la tension de crête du réseau AC ( $\hat{u}_g = \sqrt{2} \cdot u_g$ ),  $U_{DC}$  est la tension du circuit intermédiaire et  $P$  est la puissance du système. De plus, la valeur d'inductance de l'inductance de suralimentation  $L_g$  dimensionnée pour une ondulation de courant maximale  $r$  peut être trouvée comme [18], [19], [22] :

$$L_g = \frac{\hat{u}_g^2}{2rf_{sw}P} \left(1 - \frac{\hat{u}_g}{U_{DC}}\right), \quad (\text{III.2})$$

Sur la Fig. III.3(c), pour les courants symétriques, le courant commuté peut être vu comme la différence entre l'enveloppe supérieure de  $i_b$  ( $i_{b,env+}$ ) et l'enveloppe inférieure de  $i_{Lg}$  ( $i_{Lg,env-}$ ),

c'est-à-dire  $i_{sw} = i_{b,env+} - i_{Lg,env-}$ , et comme on peut le voir, la commutation douce est réalisée sur toute la période du réseau. Cependant, au lieu de conserver la fréquence de commutation plutôt basse de 10 kHz et (comme déjà mentionné) de réduire les pertes de commutation d'un facteur 30 en fonctionnant dans des conditions de commutation douce par rapport à la commutation dure, un compromis entre densité de puissance et rendement est fait, et la fréquence de commutation est portée à 35 kHz. Ainsi, les pertes de commutation attendues sont encore très faibles, et en même temps, le volume des composants passifs peut être considérablement réduit [18], [19], [22].

Comme la montre la Fig. III.3(c), avec une fréquence de découpage constante, le courant commuté n'est pas constant sur la période du réseau mais varie fortement. En particulier à proximité de moments où le rapport cyclique  $d_{HF}$  est égal à 0,5 et l'ondulation du courant atteint son maximum, le courant commuté est bien supérieur à la valeur requise  $I_{ZVS}$  (indiquée par les flèches vertes). Il en résulte des courants efficaces plus élevés dans l'inductance  $L_b$  et les interrupteurs, entraînant ainsi des pertes de conduction plus élevées [18], [19], [22].

### III.2.3.2 Modulation de fréquence de commutation variable

Afin d'éviter ces pertes supplémentaires où  $|i_{b,env+} - i_{Lg,env-}| > I_{ZVS}$ , la fréquence de commutation peut être façonnée de manière à ce que l'ondulation du courant HF de  $i_b$  soit localement réduite, et à chaque transitoire de commutation, le courant de coupure souhaité  $I_{ZVS}$  est atteint [18], [19], [22], c'est-à-dire

$$|i_{b,env+} - i_{Lg,env-}| > I_{ZVS}. \quad (III.3)$$

L'enveloppe supérieure de  $i_b$  et l'enveloppe inférieure de  $i_{Lg}$  peuvent être exprimées comme [18], [19], [22] :

$$i_{b,env+} = A(t) \cdot \frac{\hat{u}_g}{2f_{sw}L_b}, \quad (III.4)$$

$$i_{Lg,env-} = \frac{2P}{\hat{u}_g} |\sin(\omega_g t)| - A(t) \cdot \frac{\hat{u}_g}{2f_{sw}L_g}, \quad (III.5)$$

avec

$$A(t) = |\sin(\omega_g t)| \cdot \left[ 1 - \frac{\hat{u}_g}{U_{DC}} \cdot |\sin(\omega_g t)| \right], \quad (III.6)$$

où  $\omega_g$  désigne la fréquence angulaire du réseau CA,  $P$  est la puissance du système et  $f_{sw}$  est la fréquence de commutation. En insérant (III.5) et (III.6) dans (III.4) et en résolvant pour  $f_{sw}$ , la

fréquence de commutation dépendante du temps, qui assure un courant de coupure constant  $I_{ZVS}$ , peut être trouvée comme suit [18], [19], [22] :

$$f_{sw} = \frac{A(t)\hat{u}_g^2}{4P|\sin(\omega_g t)| + 2\hat{u}_g I_{ZVS}} \cdot \left( \frac{1}{L_g} + \frac{1}{L_b} \right). \quad (\text{III.7})$$

Le modèle de fréquence de commutation résultant  $f_{sw}$  et les enveloppes des courants  $i_{Lg}$  et  $i_b$  sont illustrés à la Fig. III.4. Etant donné que les valeurs d'inductance de  $L_g$  et  $L_b$  ont été conçues pour le point de fonctionnement au pic du courant de réseau, la fréquence de commutation atteint son minimum  $f_{\min} = 35$  kHz exactement à ce point. Elle est aussi artificiellement limitée à  $f_{\min}$  aux passages à zéro. Comme on peut le voir, le courant commuté  $|i_{b,env+} - i_{Lg,env-}|$  est maintenant constant et égal à  $I_{ZVS}$  sur toute la période de la gâchette, comme indiqué par les flèches vertes sur la Fig. III.4(b) [18], [19].

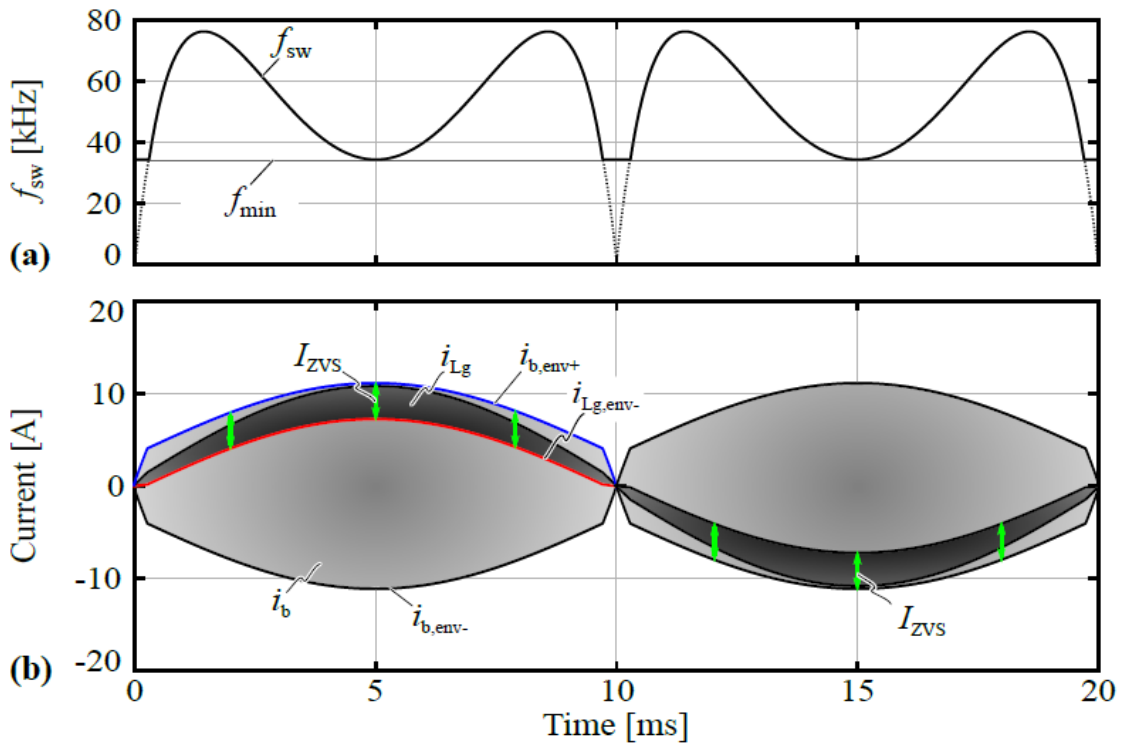


Figure III.4 : (a) Fréquence de commutation variable  $f_{sw}$  sur toute une période de réseau. La fonction est limitée à la fréquence minimale  $f_{\min}$ , correspondant à la valeur choisie pour le fonctionnement à fréquence de découpage constante (35 kHz). (b) Enveloppes des courants  $i_b$  et  $i_{Lg}$  sur une période du secteur. Les MOSFET désactivent un courant constant  $I_{ZVS}$ , comme indiqué par les flèches vertes [18], [19].

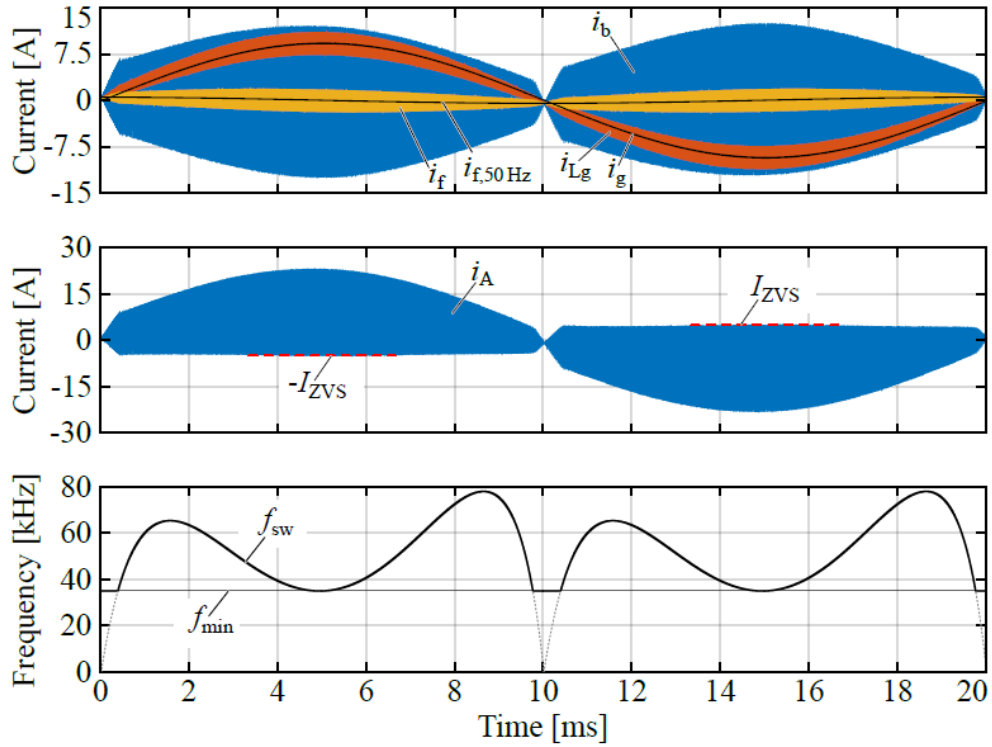


Figure III.5 : Formes d'onde de courant idéales du convertisseur iTTCM compte tenu des courants de fréquence de ligne capacitifs à travers  $C_b$  et  $C_f$ , qui provoquent une légère asymétrie des ondulations de courant dans  $L_b$  et  $L_g$ . Pour maintenir un courant de coupure constant (comme on peut le voir dans le courant  $i_A$ ), le modèle de fréquence de commutation devient asymétrique à l'intérieur de chaque demi-période principale [19].

Cependant, cette fonction n'est valable que pour un courant de gâchette en phase avec la tension de gâchette (c'est-à-dire un courant purement sinusoïdal dans ce cas). En raison des condensateurs  $C_b$  et  $C_f$  (cf. Fig. III.3(a)), ainsi que de  $C_t$ , qui seront introduits, le convertisseur doit fournir une petite quantité de puissance réactive, c'est-à-dire un petit cosinus LF les courants se superposent aux courants inducteurs  $i_n$ , et  $i_{Lg}$  considérés jusqu'ici. Pour maintenir un courant ZVS constant, cet écart par rapport à les formes d'onde idéales doit être compensé par la fréquence de commutation [18], [19], [22],

$$f_{sw} = \frac{A(t)\hat{u}_g^2}{4P|\sin(\omega_g t)| + 2(\hat{u}_g I_{ZVS} + \hat{u}_g^2 \omega_g C_{equ} \cos(\omega_g t))} \cdot \left( \frac{1}{L_g} + \frac{1}{L_b} \right). \quad (\text{III.8})$$

où  $C_{equ} = C_b + C_f$  est la capacité équivalente provoquant le courant cosinus LF.

La Fig. III.5 montre les formes d'onde de courant simulées pour une ondulation crête à crête de  $r = 40\%$  dans  $L_g$  avec le modèle de fréquence de commutation adapté, les condensateurs  $C_b$  et  $C_f$  étant pris en compte. Comme on peut le voir, le courant capacitif LF  $i_{f,50Hz}$  provoque un léger déphasage entre le courant de gâchette  $i_g$  et le courant d'inductance de suralimentation  $i_{Lg}$ . Néanmoins, avec le modèle de fréquence de commutation adapté, le courant

de coupure  $I_{ZVS}$  peut être maintenu constant, comme on peut le voir dans l'enveloppe du courant  $i_A = i_b + i_{L_g}$  sortant du bras de pont HF [19]. La fréquence de commutation moyenne est maintenant de 52,6 kHz, soit un facteur 5 supérieur à la fréquence de commutation d'origine du convertisseur PWM conventionnel (cf. Tab. III.1) [19].

Il convient de noter que la fréquence de commutation maximale augmente avec l'augmentation de la puissance réactive, c'est-à-dire que pour des niveaux de puissance réactive excessifs, le ZVS peut être perdu si, par ex. pour des raisons d'efficacité, une limite supérieure pour la fréquence de commutation maximale est définie. Le convertisseur à portée de main est conçu pour gérer des puissances réactives d'environ  $\pm 30\%$  de la puissance nominale.

### III.3 CONCLUSION

Dans ce chapitre, le concept de mode de courant triangulaire intégré (*i*TCM), qui est une méthode simple pour obtenir une commutation douce sur toute la période du réseau AC dans un convertisseur AC/DC bidirectionnel, est présenté. Par rapport au schéma de modulation PWM à commutation dure conventionnel, dans l'exemple donné d'un convertisseur AC/DC monophasé bidirectionnel basé sur SiC-MOSFET de 10 kV, avec le concept *i*TCM, la fréquence de commutation moyenne peut être augmentée d'un facteur de près de cinq fois, alors qu'à dans le même temps, les pertes des semi-conducteurs pourraient même être réduites de plus de 40 %. De plus, en raison de la fréquence de commutation plus élevée, la valeur de l'inductance de suralimentation volumineuse  $L_g$  peut être réduite de plus de quatre fois sans modifier l'ondulation de courant injectée dans le réseau MT, ce qui signifie que le concept *i*TCM permet de pousser l'optimum de Pareto vers des densités de puissance et des rendements plus élevés. Même par rapport à la modulation TCM conventionnelle, on peut s'attendre à une amélioration de la densité de puissance et de rendement.

---

# CHAPITRE IV

*Convertisseur DC/DC  
Bidirectionnel Isolé  
à Base de SiC 10 kV*

---

## CHAPITRE IV: CONVERTISSEUR DC/DC BIDIRECTIONNEL ISOLE A BASE DE SIC 10 KV

### IV.1 INTRODUCTION

Le LLC SRC est l'un des convertisseurs DC-DC à isolation galvanique les plus populaires car il fournit ZVS, des courants RMS réduits et couple étroitement les tensions d'entrée et de sortie, lorsqu'il fonctionne à (ou en dessous) de la fréquence de résonance, et, par conséquent, agit comme DCX sans nécessiter de contrôle de tension en boucle fermée. Ainsi, cette topologie a été retenue pour le convertisseur DC-DC bidirectionnel (6 kV à 1,5 kV, 46 kHz, 170 kW) du PETT étudié. Ce chapitre met d'abord un historique sur le développement des convertisseurs DC-DC. Ensuite, l'analyse du schéma de modulation (MCS-ZVS), qui permet un partage actif du courant magnétisant entre les ponts MOSFET côté primaire et côté secondaire. Il est démontré que le mécanisme ZVS agit comme un contrôleur, permettant un fonctionnement robuste en boucle ouverte du convertisseur. Enfin, nous présentons un état de l'art des technologies de transformateur MT/MF.

### IV.2 DEVELOPPEMENT DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Le convertisseur DC-DC isolé, est apparu en 1928, utilisant des vannes à arc au mercure Thyatron. Cependant, différents brevets, déposés en 1899, 1913 et 1916, utilisaient déjà le même principe avec des commutateurs mécaniques. Le convertisseur DC-DC isolé avec vannes à arc au mercure Thyatron est décrit à la Fig. IV.1. Un pont onduleur hache la tension continue d'entrée en une tension alternative rectangulaire qui excite le côté primaire d'un transformateur. La tension alternative rectangulaire apparaît également du côté secondaire du transformateur et est retransformée en tension continue par le pont redresseur. Ce principe de fonctionnement est encore utilisé de nos jours par les convertisseurs DC-DC isolés. Cependant, les performances de commutation des vannes à arc au mercure étaient limitées et les propriétés avantageuses des transformateurs à fréquences élevées ne pouvaient pas être exploitées [23].

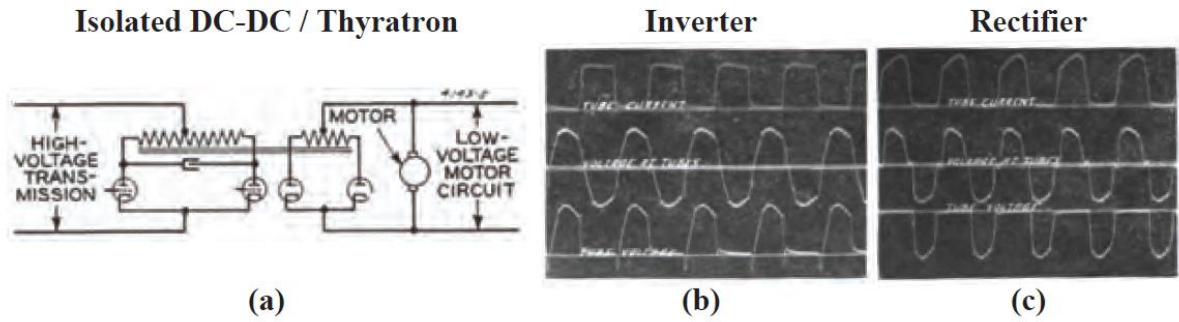


Figure IV.1 : (a) Convertisseur DC-DC isolé basé sur des vannes à arc au mercure Thyatron. (b) Formes d'onde du pont inverseur. (c) Formes d'onde du pont redresseur [23].

Le transistor a été inventé en 1947 et a ouvert de nouvelles possibilités pour réaliser des interrupteurs électriques efficaces. Peu de temps après, en 1958, le premier thyristor a été commercialisé et a été suivi, en 1962, par le thyristor GTO, offrant une alternative viable aux vannes à arc au mercure. En 1968, deux topologies de circuit ont été proposées afin de construire des convertisseurs isolés AC-AC et DC-DC comportant des transformateurs fonctionnant à MF [23]. Pour la première fois, les propriétés avantageuses des transformateurs MF ont pu être exploitées, conduisant à des systèmes compacts et efficaces (cf. Fig. IV.2).

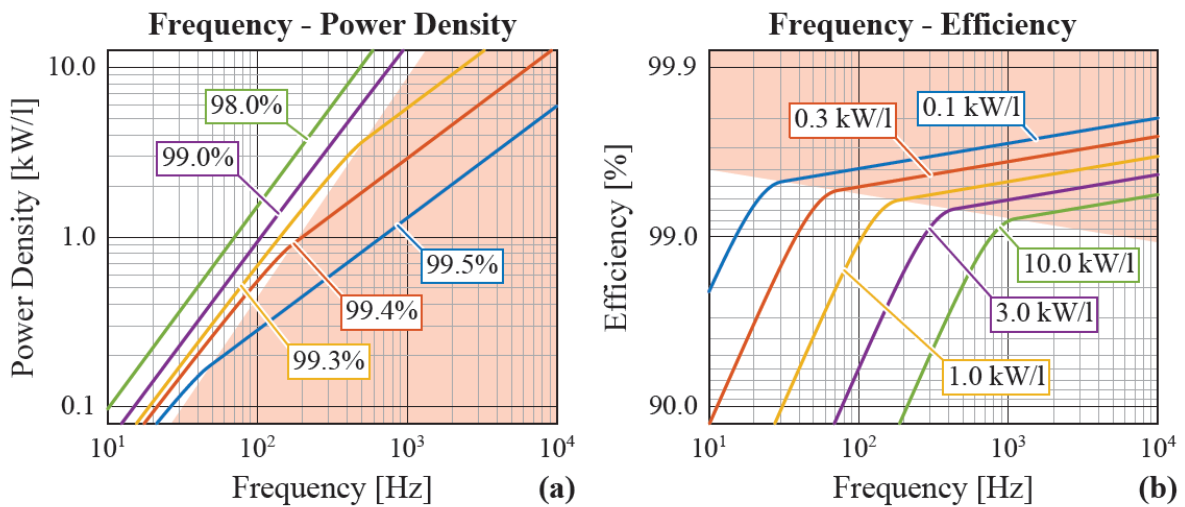
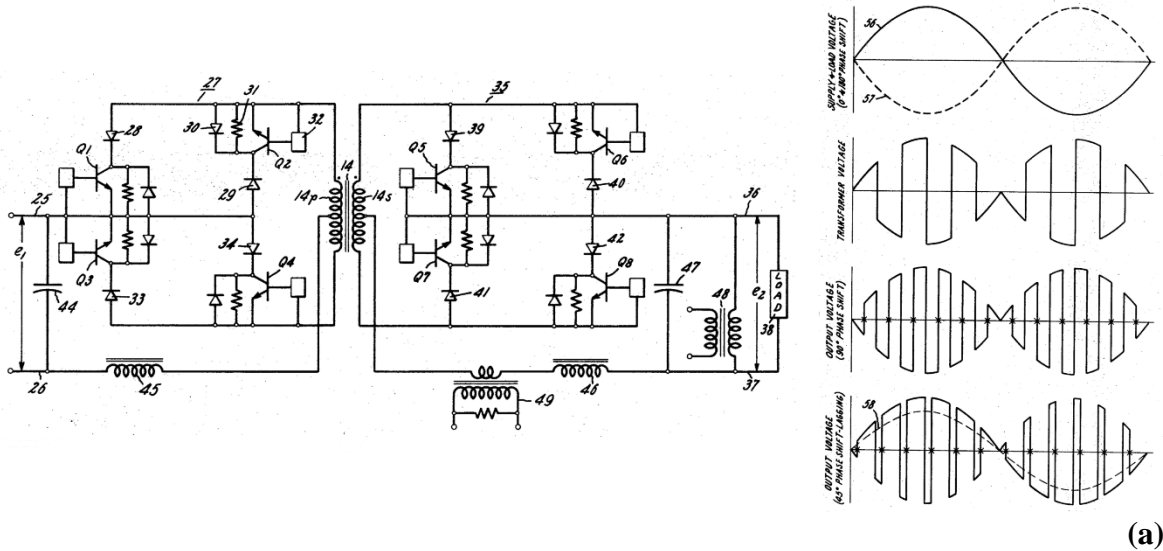


Figure IV.2 (a) Mise à l'échelle d'un transformateur pour un rendement fixe et des fréquences variables. (b) Mise à l'échelle d'un transformateur pour une densité de puissance fixe et des fréquences variables. La région rouge ombrée représente le domaine où les conceptions sont exploitées en dessous de la densité de flux de saturation du noyau. Un transformateur de 25 kW avec des enroulements en cuivre et un noyau amorphe ("Metglas 2605SA1") est considéré. Les pertes de peau et d'enroulement de proximité sont négligées. La limite thermique du transformateur est également négligée [23].

De plus, par rapport à un transformateur connecté au réseau, le circuit proposé offre des capacités de contrôle de tension et de courant supplémentaires. Le premier circuit, illustré à la Fig. IV.3 (a), est basé sur des transistors de puissance (avec des diodes en série). Encore une

fois, les tensions AC ou DC à basse fréquence sont découpées en impulsions rectangulaires, transmises à travers le transformateur MF (moyenne fréquence) et, enfin, redressées. Le deuxième circuit, qui est représenté sur la figure IV.3 (b), comporte un réservoir résonnant supplémentaire, qui permet l'utilisation de thyristors à la place de transistors de puissance de blocage. Cette dernière topologie est en fait la première version du populaire DC-DC SRC, qui est illustré à la Fig. IV.4 (a) [24].

**Isolated AC-AC / Power Transistors and Diodes**



**Isolated Resonant AC-AC Thyristors**

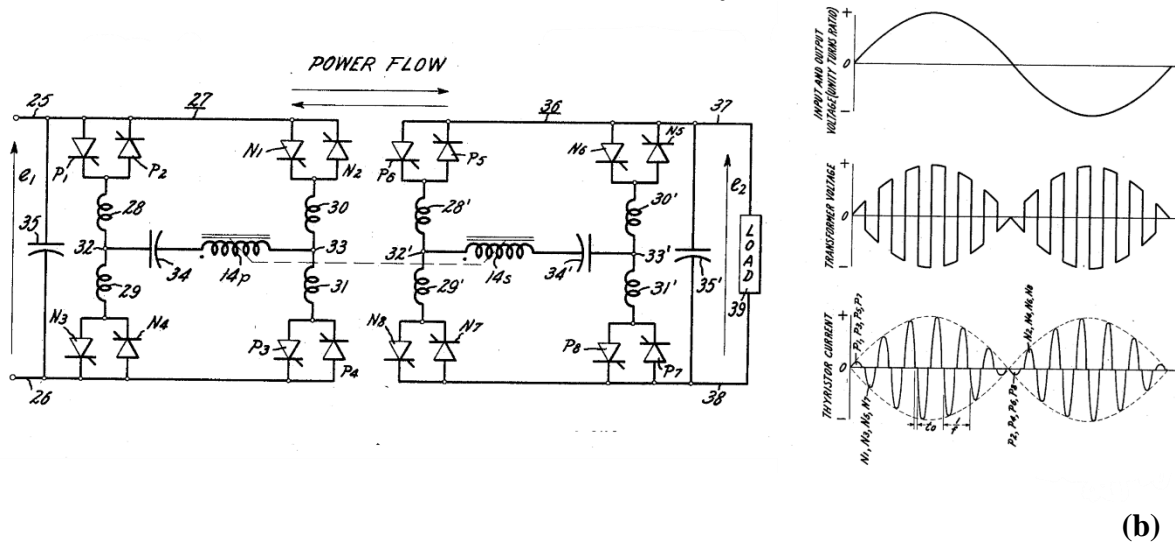
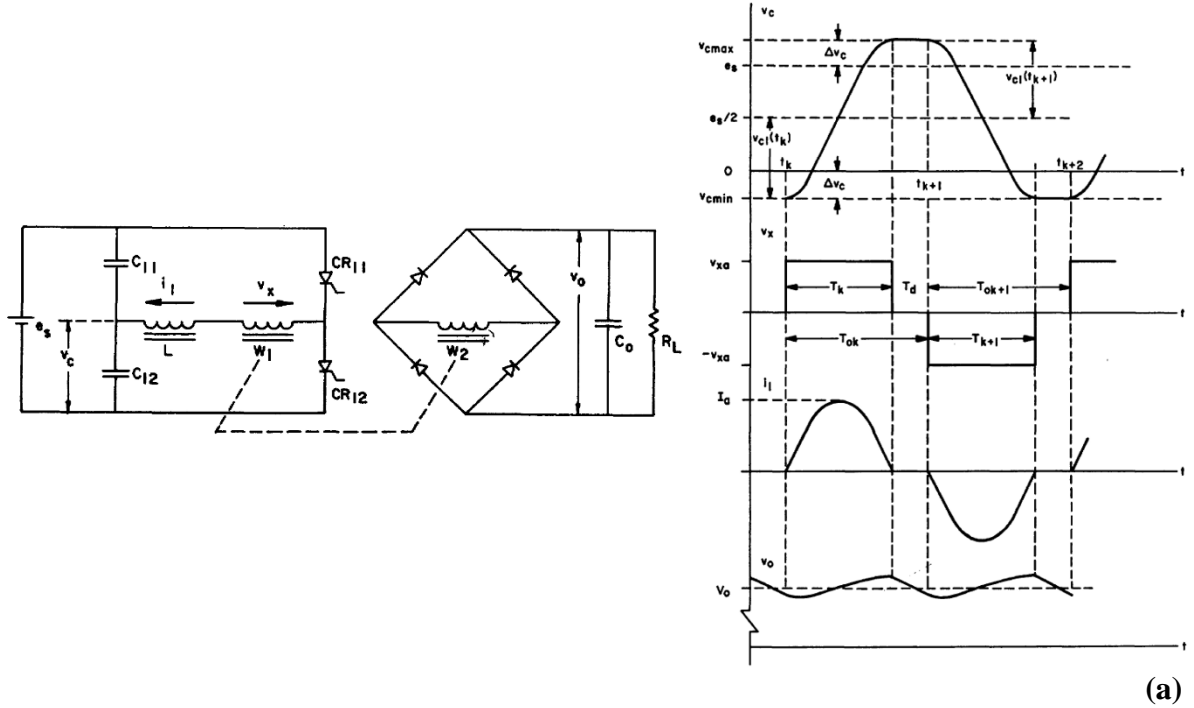


Figure IV.3 : (a) Convertisseur AC-AC isolé basé sur des transistors de puissance (avec des diodes en série pour obtenir des capacités de blocage de tension négative). (b) Un convertisseur AC-AC résonnant isolé basé sur des thyristors. Les formes d'onde clés sont illustrées pour le fonctionnement AC-AC, cependant, les deux topologies peuvent également être utilisées comme convertisseurs DC-DC [23].

L'apparition des MOSFET de puissance, en 1976, et des IGBT, en 1984, a permis de pousser plus loin la fréquence de découpage des convertisseurs DC-DC isolés. De nouvelles topologies ont également été introduites pour tirer parti du comportement de commutation de

ces nouveaux appareils, comme le DC-DC DAB, en 1988 [25]. Le DC-DC DAB, illustré à la Fig. IV.4 (b), exploite un transformateur MF entre deux ponts (sources de tension) fonctionnant avec des rapports cycliques et des phases différents.

**Isolated DC-DC SRC / Thyristors and Diodes**



**Isolated DC-DC DAB / Power Transistors**

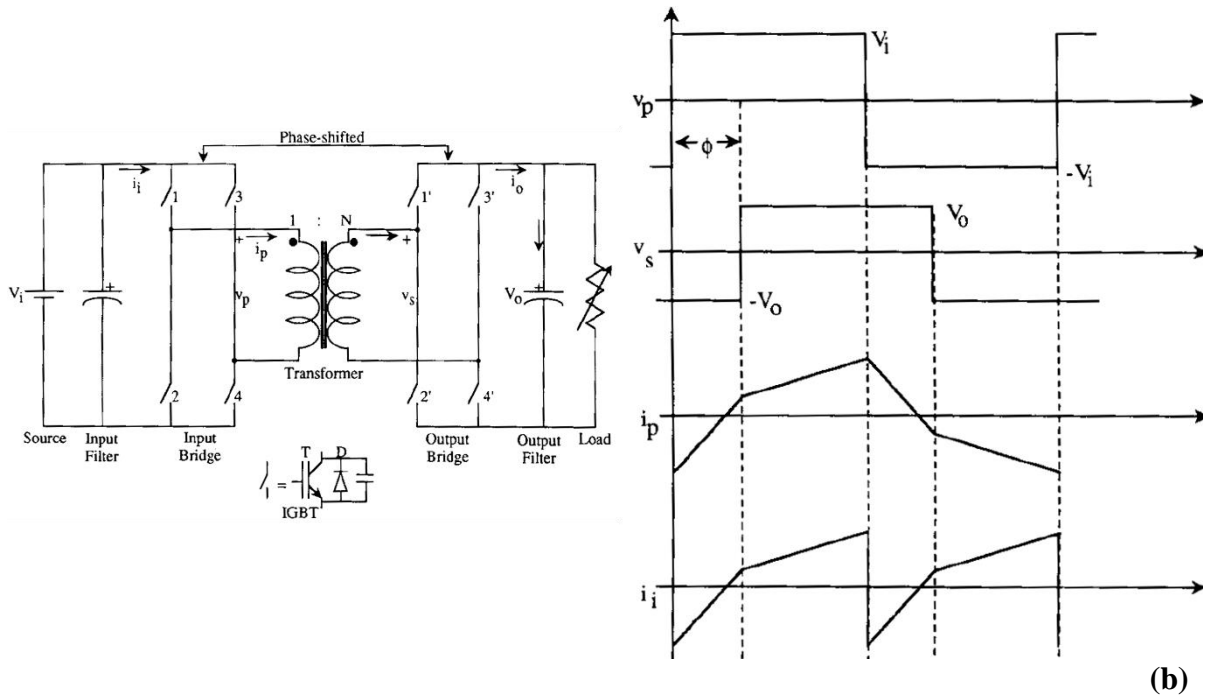


Figure IV.4 : (a) SRC DC-DC isolé basé sur des thyristors. (b) DAB DC-DC isolé basé sur des transistors de puissance. Les principales formes d'onde sont illustrées pour le fonctionnement DC-DC. Cette figure est reprise (et adaptée) de [25].

Au fil des années, l'émergence de nouvelles applications pour les convertisseurs isolés tels que les éoliennes, traction électrique ferroviaire et les panneaux photovoltaïques ont contribué au développement des convertisseurs DC-DC isolés de forte puissance, où les topologies SRC et DAB sont largement utilisées [26]. L'introduction des MOSFET SiC, avec des pertes de conduction et de commutation réduites (en 2011), promet d'autres améliorations de ces convertisseurs [27].

### **IV.3 APPLICATIONS DE TRANSFORMATEUR MT/MF DANS LA TRACTION FERROVIAIRE**

Les locomotives ou les trains à traction distribuée, qui sont connectés à un réseau de traction MT AC, utilisent des transformateurs abaisseurs BF combinés à des redresseurs afin d'alimenter les bus DC utilisés par les onduleurs du moteur [28]. De tels transformateurs sont encombrants, lourds et présentent des rendements limités, notamment pour les réseaux de traction 16,7 Hz ou 25 Hz. Dans de tels environnements à volume contraint, les SST offrent des avantages compétitifs décisifs [29]. De plus, les SST peuvent être utilisés comme convertisseurs statiques pour alimenter les réseaux de traction AC (16.7 Hz ou 25 Hz) ou DC à partir du réseau électrique AC (50 Hz ou 60 Hz) [23].

### **IV.4 CONVERTISSEURS DC-DC MT**

Presque toutes les topologies de circuit considérées nécessitent des convertisseurs DC-DC isolés de forte puissance utilisant des transformateurs MT/MF. Ces convertisseurs peuvent fournir plusieurs fonctionnalités : mise à l'échelle de la tension, contrôle de la tension, contrôle du flux de puissance et isolation galvanique [28]. Pour les systèmes connectés à un réseau MT, une isolation galvanique est nécessaire pour des raisons de sécurité, pour isoler les défauts (en particulier avec les réseaux DC) et en raison des politiques de mise à la terre différentes des réseaux MT et BT [23]. Les topologies les plus courantes pour les convertisseurs DC-DC isolés haute puissance sont le SRC et le DAB, qui sont illustrés à la Fig. IV.5 [2], [25], [28], [29].

Le DC-DC SRC est constitué d'un transformateur et d'un condensateur résonnant placé entre un pont onduleur actif et un pont redresseur passif [23]. Si un flux de puissance bidirectionnel est requis, les deux ponts doivent être réalisés avec des commutateurs actifs [28], [29]. Les SRC DC-DC haute puissance fonctionnent généralement en dessous de la fréquence de résonance (mode de courant discontinu à demi-cycle) avec un pont onduleur actif (cycle de service de 50 %) et un pont redresseur passif (redresseur à diode ou redresseur synchrone), comme illustré à la Fig. IV.5 (a) [23]. Ce mode de fonctionnement du DC-DC SRC est parfois

appelé DCX car il fournit un rapport de transfert de tension constant sans nécessiter de contrôle en boucle fermée [2], [29]. Avec ce schéma de modulation, des courants ZCS, ZVS et quasi-sinusoidaux sont obtenus. Cependant, la tension et le flux de puissance ne peuvent pas être contrôlés activement en mode de fonctionnement DCX. Néanmoins, le contrôle de la tension et du flux de puissance est possible avec une modulation de fréquence et/ou de rapport cyclique, ce qui est inhabituel dans les SRC DC-DC haute puissance [23], [30], [31].

Le DC-DC DAB consiste en un transformateur placé entre deux ponts actifs (convertisseurs) [25], [32]. Par conséquent, le DC-DC DAB permet intrinsèquement un flux de puissance bidirectionnel. Pour les DAB DC-DC, la modulation la plus simple est la modulation par déphasage, où les deux ponts (rapport cyclique de 50 %) fonctionnent avec un déphasage, comme illustré à la Fig. 1.5 (b) [25], [32]. Avec ce schéma de modulation, des courants ZVS et quasi-rectangulaires sont obtenus. De nombreux autres schémas de modulation existent afin d'obtenir un fonctionnement ZVS, ZCS ou buck-boost [25], [32]. Cependant, le DC-DC DAB nécessite un contrôle en boucle fermée pour stabiliser la tension et le flux de puissance [32].

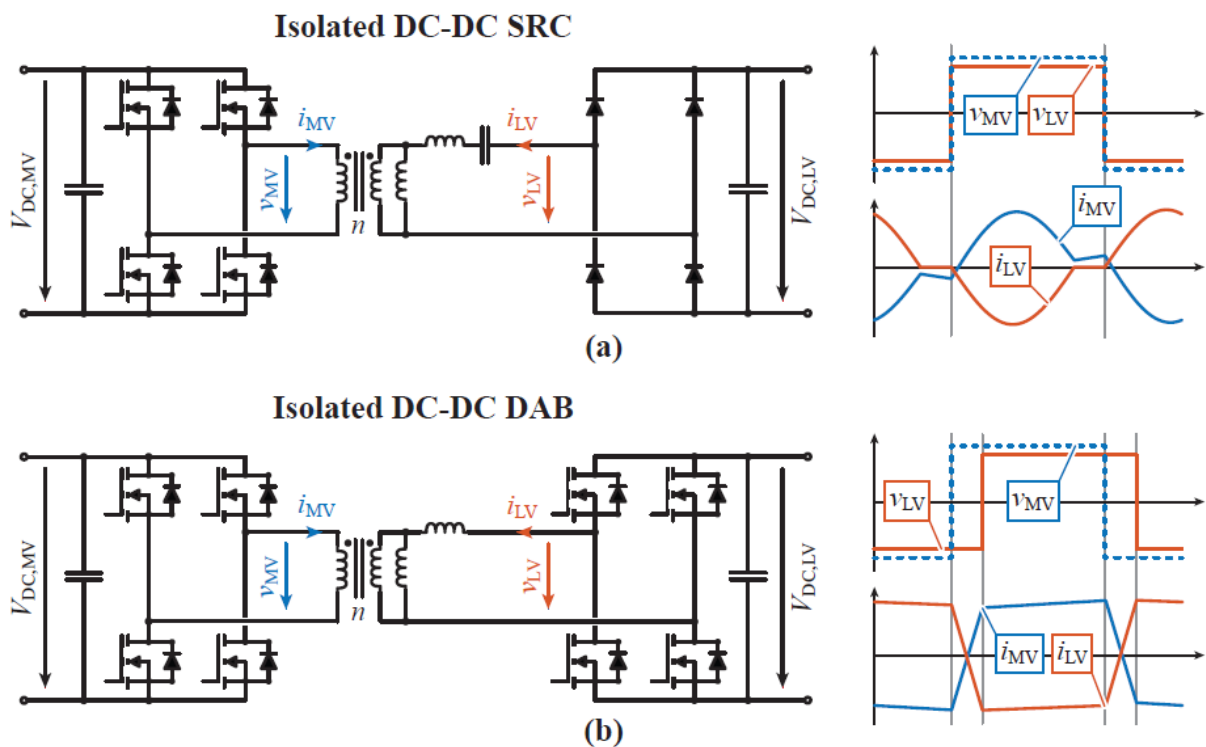


Figure IV.5 : (a) SRC DC-DC isolé fonctionnant en mode de conduction discontinue demi-cycle (fréquence de commutation inférieure à la fréquence de résonance). (b) DC-DC DAB DC-DC isolé fonctionnant avec modulation de déphasage.

Plusieurs possibilités existent pour réaliser les ponts onduleurs et redresseurs des SRC et DAB : ponts complets, demi-ponts avec bus DC séparés, ponts NPC [28]. De nombreuses extensions de ces convertisseurs peuvent être trouvées, avec des transformateurs triphasés, des ports multiples, des amortisseurs, des circuits résonnants alternatifs, etc. [25], [33].

#### IV.5 TECHNOLOGIES DE TRANSFORMATEUR MT/MF

La conception de transformateurs haute puissance MT/MF est un processus complexe qui nécessite de nombreux compromis [23]. De nombreux objectifs a priori incompatibles, tels que la densité de puissance, le rendement, la grande fréquence de fonctionnement et les grandes tensions doivent être combinés. Au fil des ans, de nombreuses études ont été menées concernant l'optimisation et la conception de tels systèmes. Les principaux défis et approches peuvent être résumés comme suit :

- **Géométrie** - Différentes géométries peuvent être utilisées pour réaliser des transformateurs MF [23]. Les principales variantes sont illustrées à la Fig. IV.6. Les solutions sont présentées dans les Fig. IV.6 (a)-(c) sont les choix typiques pour les transformateurs MF haute puissance [28], [29]. Les transformateurs planaires MF (cf. Fig. IV.6 (d)), qui comportent souvent des enroulements PCB, sont limités aux plages de puissance inférieures [23]. Enfin, les transformateurs coaxiaux MF (cf. Figures IV.6 (e)-(f)) représentent une alternative intéressante, mais difficile à mettre en œuvre en pratique [23].
- **Circuit équivalent** - Trois degrés de liberté existent pour un circuit équivalent de transformateur MF : le rapport de transfert de tension, l'inductance de fuite et l'inductance magnétisante [23]. Le rapport de transfert de tension est évidemment le paramètre le plus critique pour un convertisseur DC-DC. Cependant, l'inductance de fuite est activement utilisée par les topologies de convertisseur (par exemple, DAB et SRC) et l'inductance magnétisante est souvent nécessaire pour obtenir une commutation douce (ZVS ou ZCS) [23], [25], [32]. Par conséquent, tous les paramètres magnétiques d'un transformateur MF doivent être soigneusement contrôlés.

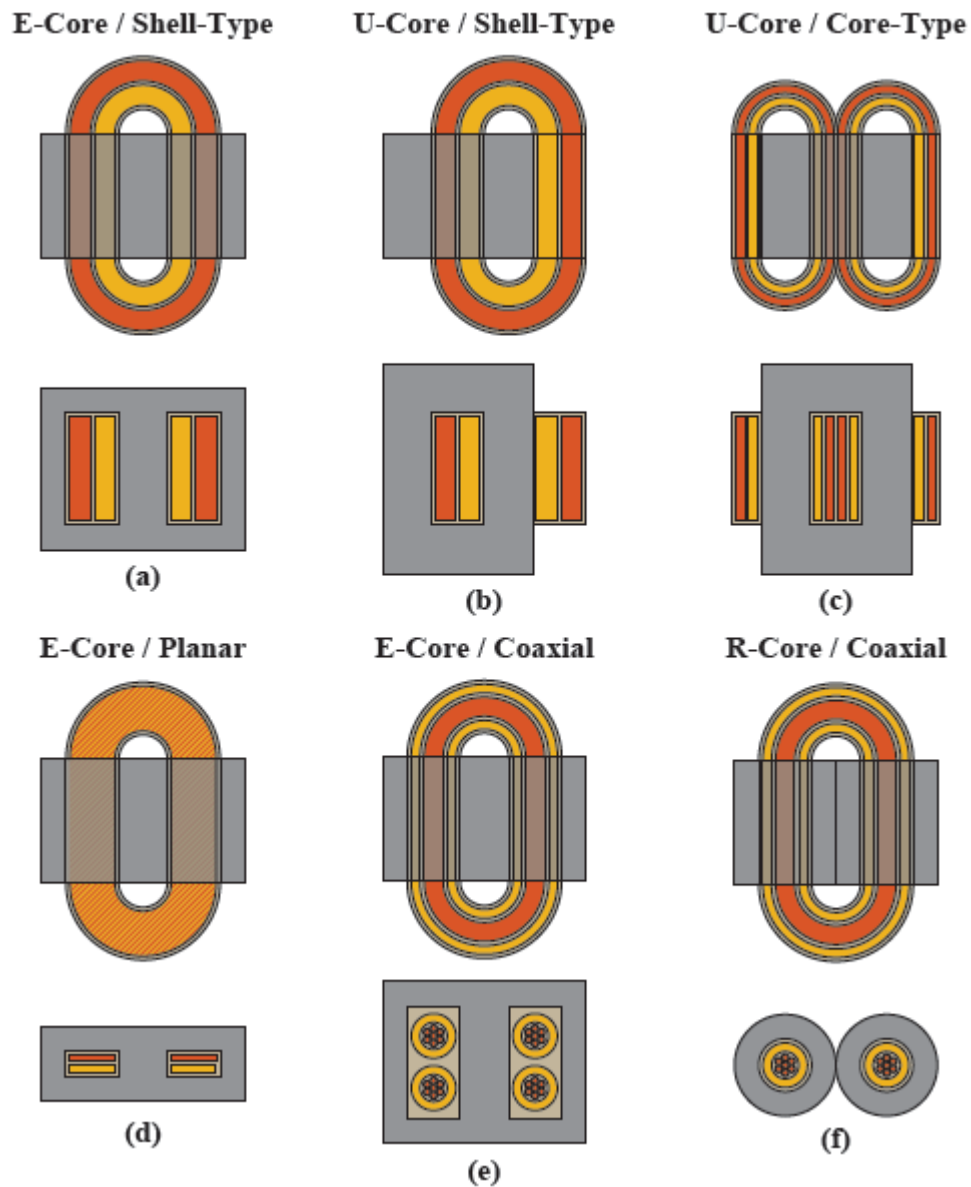


Figure IV.6 : Types de transformateurs MF typiques. (a) Transformateur de type Shell avec E-core (b) Transformateur de type Shell avec U-core (C-core). (c) Transformateur de type noyau avec noyau en U (noyau C). (d) Transformateur planaire avec E-core (e) Transformateur coaxial avec E-core. (f) Transformateur coaxial avec noyau R (noyau toroïdal).

- Pertes dans le noyau** - Le matériau du noyau doit être choisi en fonction de la fréquence de fonctionnement choisie et des performances souhaitées (rendement et densité de puissance). Pour les conceptions fonctionnant avec des fréquences limitées (jusqu'à 2 kHz), des noyaux laminés en acier au silicium avec des densités de flux de saturation élevées sont généralement utilisés [34]. Pour des fréquences plus élevées, des noyaux bobinés (amorphes ou nanocristallins) peuvent être sélectionnés (jusqu'à 40 kHz). Pour des fréquences encore plus élevées, les matériaux de ferrite avec des densités de flux de saturation réduites sont la seule option [34]. Les pertes dans le noyau (c'est-à-dire l'hystérésis et les pertes par courants de Foucault) sont généralement calculées avec des méthodes semi-

empiriques (par exemple, GSE, iGSE), qui sont calibrées avec des mesures (fréquence, densité de flux, forme d'onde et dépendances à la température) [23].

- **Pertes d'enroulement** - Pour les conceptions fonctionnant avec des fréquences limitées (jusqu'à 2 kHz), des fils solides ou des barres Roebel sont utilisés. Pour des fréquences plus élevées, les pertes par effet de peau et de proximité augmentent rapidement. Par conséquent, des géométries spéciales telles que des conducteurs en feuille ou des fils de litz sont sélectionnées pour atténuer les pertes HF [23]. De nombreuses méthodes analytiques et numériques ont été publiées pour calculer le champ magnétique dans les enroulements et les pertes associées de tels conducteurs HF pour des formes d'onde périodiques arbitraires [35].
- **Gestion thermique** - La conception thermique d'un transformateur MF est essentielle, même pour une conception très efficace. En raison de la densité de puissance élevée obtenue, la densité de perte est également augmentée. De plus, la distribution de température à l'intérieur d'un transformateur MF a un impact direct sur les pertes [23]. Le transfert de chaleur à l'intérieur d'un transformateur MF peut être réalisé par conduction thermique, conduits d'air, caloducs, conduites d'eau ou huile [23], [29]. L'extraction de chaleur vers l'air ambiant est réalisée par convection naturelle, convection forcée, dissipateurs thermiques ou échangeurs de chaleur (eau ou huile) [23]. De nombreuses méthodes analytiques et numériques ont été publiées pour calculer la distribution de température d'un transformateur MF [23], [34], [36].
- **Conception de l'isolation** - Une isolation électrique est nécessaire à l'intérieur des enroulements, entre les enroulements et entre les enroulements et le noyau. L'isolation est typiquement réalisée avec des matériaux de type sec et/ou de l'huile. Pour un transformateur MT/MF, le volume occupé par l'isolation peut être important et, par conséquent, réduit la densité de puissance obtenue. De plus, la résistance thermique de l'isolant limite également les performances thermiques. Le fait que l'isolation soit soumise à des tensions PWM MT/MF augmente également le risque de pannes thermiques et de pannes induites par les décharges partielles. Enfin, la puissance réactive capacitive oscillant dans l'isolant et les pertes diélectriques associées peuvent être importantes pour les transformateurs MT/MF [23].
- **Parasites** - Les capacités (et inductances) parasites d'un transformateur MF conduisent à des résonances et, potentiellement, à des oscillations. De telles oscillations peuvent perturber le schéma de modulation du convertisseur et créer des pertes supplémentaires, des surtensions et des problèmes d'EMI [23]. La

capacité CM du transformateur crée, en HF, un court-circuit à travers l'isolement galvanique, ce qui peut également être problématique. De plus, les champs électriques et magnétiques, provenant d'un transformateur MF, peuvent également provoquer des perturbations dans les circuits de contrôle et de mesure situés à proximité [23].

- **Processus d'optimisation** - Les aspects susmentionnés et les modèles correspondants peuvent être combinés afin d'obtenir une procédure d'optimisation pour les transformateurs MF [23], [34]. Différents critères peuvent être pris en compte, tels que l'efficacité, la densité de puissance, la fabricabilité et le coût, résultant en un problème d'optimisation multi-objectifs [36]. Différentes méthodes ont été proposées (par exemple, la force brute, l'optimisation du gradient et l'algorithme génétique) pour résoudre de tels problèmes, où les résultats sont souvent présentés avec des fronts de Pareto [23], [34], [36]. Il convient de noter que l'optimisation du transformateur MF ne peut pas être découplée de l'optimisation du convertisseur DC-DC complet. Cela est principalement dû à la fréquence de commutation, qui est un paramètre partagé entre le transformateur MF et les ponts du convertisseur. Par conséquent, un transformateur MF sous-optimal peut conduire à un convertisseur DC-DC optimal [36].

## IV.6 CONCLUSION

Deux principales topologies de circuit ont émergé pour la réalisation de convertisseurs DC-DC à haute puissance : le DAB et le LLC SRC.

Le DC-DC DAB a des fonctionnalités étendues, capacités de contrôle de la tension et du flux de puissance de plus, ZVS et/ou ZCS peuvent être réalisés. Cependant, les courants trapézoïdaux dans un DAB présentent un contenu harmonique important et les semi-conducteurs doivent généralement commuter le courant à pleine charge. Néanmoins, un contrôle de tension en boucle fermée du convertisseur est nécessaire.

Le DC-DC SRC présente plusieurs avantages tels que des courants quasi sinusoïdaux et la possibilité d'atteindre ZVS et/ou ZCS. Néanmoins, le contrôle du flux de puissance et/ou de la tension de sortie nécessite une modulation de fréquence et/ou un rapport cyclique dans une large gamme.

Le SRC, fonctionnant à (ou en dessous) de la fréquence de résonance, c'est-à-dire en mode de courant discontinu à demi-cycle, fournit un rapport de transfert de tension constant sans nécessiter de contrôle de tension en boucle fermée. Par conséquent, ce mode de fonctionnement du SRC est parfois appelé DCX et est largement utilisé pour les convertisseurs DC-DC à haute tension et puissance.

---

# CHAPITRE V

## *Conception Optimale d'un PETT pour la Traction Ferroviaire*

---

## CHAPITRE V: CONCEPTION OPTIMALE D'UN PETT POUR LA TRACTION FERROVIAIRE

### V.1 INTRODUCTION

Ce chapitre présente la conception et l'optimisation d'un transformateur électronique de traction à moyenne tension (MT) de 1,2 MVA pour le réseau ferroviaire AC 15 kV/16,7 Hz, où la présentation d'une simple topologie PETT multicellulaire à deux étages ; le premier est un convertisseur bidirectionnel de 170 kW, 2,5 kV AC rms à 6 kV DC PFC suivi d'un deuxième convertisseur DC/DC bidirectionnel série résonant isolé de 46 kHz, 6 kV à 1,5 kV pour chaque cellule.

Dans ce contexte, une méthodologie est proposée dans ce chapitre qui augmente le rendement du convertisseur et diminue sa taille et son poids. En conséquence, le premier étage utilise des MOSFET SiC de 10 kV basés sur le mode de courant triangulaire intégré (*iTCM*). Le deuxième étage utilise des MOSFET SiC de 10 kV côté MT, des MOSFET SiC de 3,3 kV côté BT et un transformateur MT moyenne fréquence (MF) fonctionnant à 46 kHz. Les transformateurs MF offrent un moyen de réduire le poids et d'améliorer l'efficacité énergétique, en particulier dans les applications électriques à unités multiples. Le transformateur MF MT nécessite des convertisseurs d'électroniques de puissance, qui inversent et redressent les tensions et les courants à la fréquence de fonctionnement souhaitée. Grâce au développement des MOSFET SiC haute tension, qui peuvent être utilisés à la place des Si-IGBT dans les topologies PETT pour augmenter la fréquence de fonctionnement sans réduire le rendement du convertisseur. Le MT PETT conçu atteint un rendement de 98,95 % et une densité de puissance de 0,76 kVA/kg.

### V.2 TOPOLOGIE DE PETT

Le développement présenté dans ce travail a été considéré à partir d'un réseau ferroviaire de 15 kV, 16,7 Hz. Cependant, compte tenu des exigences existantes et émergentes du marché pour les entraînements de traction, une puissance nominale de 1,2 MVA avec une capacité de crête de 1,8 MVA a été sélectionnée comme cible de conception. L'alimentation électrique AC 15 kV 16,7 Hz a été adoptée par certains pays européens tels que l'Allemagne, l'Autriche, la Suisse, la Norvège et la Suède [16].

Au lieu d'utiliser un seul MFT, une conception modulaire est basée sur des convertisseurs multi-cellulaires avec une connexion série à l'entrée et une connexion parallèle à la sortie de

plusieurs cellules de convertisseur, basé sur MOSFET SiC, c'est-à-dire des dispositifs à large bande interdite avec les tensions de blocage les plus élevées disponibles dans le commerce à ce moment. Les cellules de convertisseur individuelles se composent d'un étage de convertisseur AC/DC à correcteur du facteur de puissance (PFC) et d'étages DC/DC isolés connectés en série, comme illustré à la Fig. V.1. La connexion en série des étages de convertisseur AC/DC PFC à l'entrée permet une connexion à la ligne de chemin de fer à courant alternatif, et en raison de la connexion parallèle à la sortie, chaque cellule doit être évaluée à une fraction de la pleine puissance. L'approche modulaire permet une certaine flexibilité dans la conception, mais afin de déterminer les paramètres complets du système, plusieurs facteurs doivent être pris en compte. À première vue, le nombre minimal de cellules nécessaires pour le PETT dépend de plusieurs paramètres : la tension alternative d'entrée, la classe de tension MOSFET SiC, la tension de cellule sélectionnée après l'étage PFC AC/DC [37]–[41].

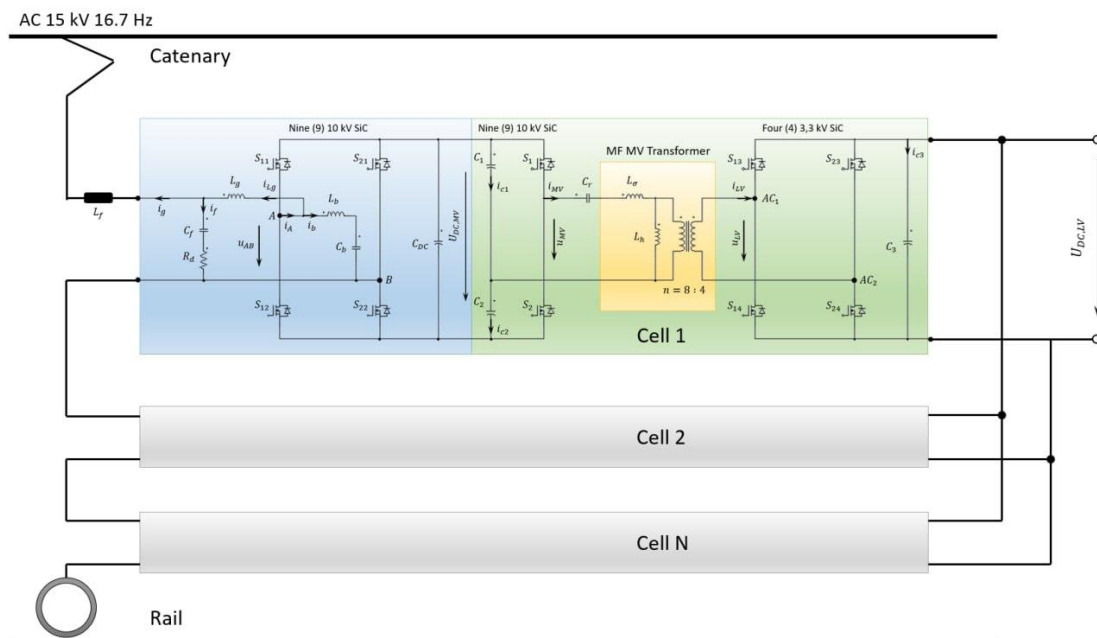


Figure V.1 : Topologie du transformateur de traction électronique de puissance (PETT).

Les tensions des différents réseaux ferroviaires peuvent différer considérablement de leurs valeurs nominales, comme spécifié dans la norme [16]. Ces tensions sont résumées dans le Tableau I pour plus de clarté (les valeurs efficaces sont indiquées pour le cas d'un système à courant alternatif). Sur la base des variations admissibles sur une ligne 15 kV, 16,7 Hz, la tension de crête de ligne maximale apparaissant dans le système est de 18 kV (jusqu'à 5 min, tension non permanente la plus élevée). Cependant, la norme décrit également une tension de 24,3 kV dans le réseau ferroviaire, qui peut apparaître à tout moment avec une durée allant jusqu'à 20 ms (surtension à long terme la plus élevée).

Tableau V.1 : Tensions nominales et limites de tension d'exploitation pour les chemins de fer électriques selon EN 50 163 [16].

Type d'alimentation	$U_n$ V	$U_{min2}$ V	$U_{min1}$ V	$U_{max1}$ V	$U_{max2}$ V	$U_{max3}$ V
DC 600 V	600		400	720	800	
DC 750 V	750		500	900	1000	1270
DC 1,5 kV	1500		1000	1800	1950	2540
DC 3,0 kV	3000		2000	3600	3900	5075
AC 15 kV 16,7 Hz	<b>15000</b>	11000	12000	17250	<b>18000</b>	<b>24300</b>
AC 25 kV 50 Hz	25000	17500	19000	27500	29000	38750

$U_n$  : tension nominale  
 $U_{min1}$  : tension permanente la plus basse  
 $U_{min2}$  : tension non permanente la plus basse, durée maximale 2 min  
 $U_{max1}$  : tension permanente la plus élevée  
 $U_{max2}$  : tension non permanente la plus élevée, durée maximale 5 min  
 $U_{max3}$  : sursension la plus élevée à long terme, d'une durée supérieure à 20 ms

Cette tension doit être supportée par les tensions de sortie du convertisseur AC/DC PFC (la somme des tensions intermédiaires du circuit intermédiaire doit être supérieure à la tension de ligne maximale) [37]. La sélection d'une nouvelle génération de MOSFET SiC 10 kV et le choix de 6 kV comme tensions intermédiaires nominales du circuit intermédiaire entraînent l'exigence d'avoir au moins quatre cellules (sans redondance) connectées en série côté entrée.

Compte tenu de ces aspects supplémentaires, il en résulte que le nombre de cellules  $N = 6$  est une solution plus réaliste, où  $N = 5$  est un nombre de cellules de base, et la sixième cellule est ajoutée pour la redondance (redondance  $N + 1$ ). Néanmoins, le fonctionnement avec quatre cellules est toujours possible, mais la capacité de maintien dans le cas d'une tension de ligne supérieure à 24,3 kV devient un problème. Avec une puissance crête de 1,8 MVA et un fonctionnement normal avec cinq cellules, chaque cellule est dimensionnée pour 240 kVA (360 kVA crête).

### V.3 ÉTAGE DE CONVERTISSEUR PFC (AC/DC) A MOYENNE TENSION

Cette section représente l'étage du convertisseur PFC AC/DC à moyenne tension. Pour cette étape, une topologie du convertisseur à mode de courant triangulaire intégré (*i*TCM) est établie. Il se compose d'un filtre LCL, d'une branche LC et d'un pont complet MOSFET. Le concept *i*TCM est une méthode simple pour obtenir une commutation douce sur toute la période du réseau AC en ajoutant un circuit LC au célèbre convertisseur AC/DC PWM à pont complet.

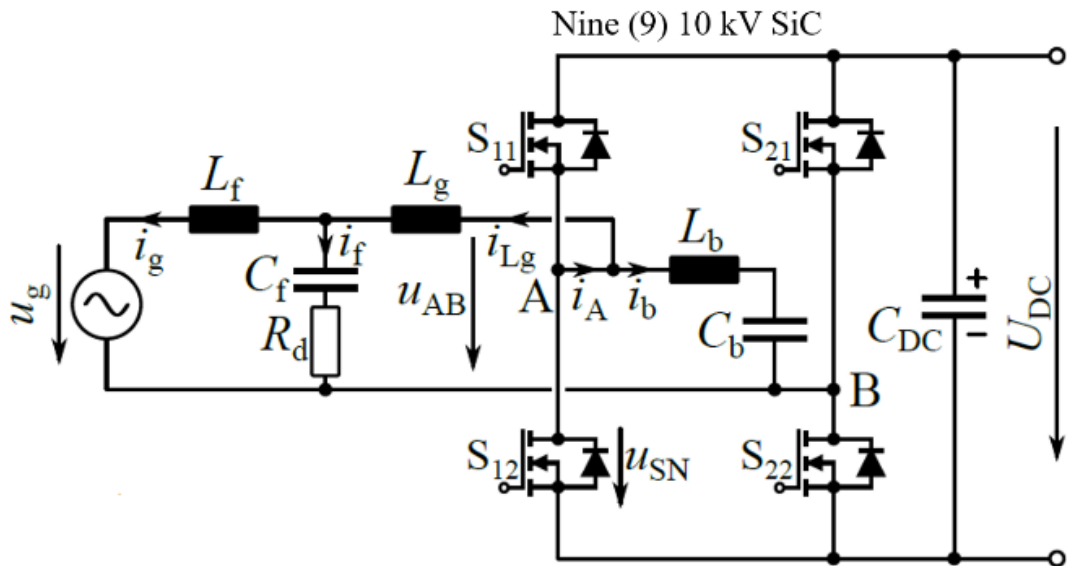


Figure V.2 : Schéma de circuit du convertisseur MT PFC avec filtre LCL côté AC et branche LC supplémentaire composée de  $L_b$  et  $C_b$  pour mettre en œuvre le fonctionnement TCM intégré, qui permet une commutation douce sur toute la période du secteur AC.

Afin de ne pas exposer la source alternative (qui pourrait être, par exemple, un enroulement secondaire d'un transformateur MT) à des tensions de mode commun haute fréquence, le bras de pont  $\{S_{21}, S_{22}\}$  fonctionne telle quelle avec la fréquence du secteur, c'est-à-dire 16,7 Hz comme représenté sur la figure V.2, tandis que le bras de pont  $\{S_{11}, S_{12}\}$  est modulée PWM. Néanmoins, le concept  $i$ TCM fonctionnerait si les deux branches du pont étaient modulées par PWM [22].

Figure (V.3) illustre les formes d'onde de tension et de courant simulées du convertisseur  $i$ TCM, le modèle de fréquence de commutation adapté et les rapports cycliques correspondants  $d_{HF}$  et  $d_{LF}$  des bras de pont haute fréquence (HF) et basse fréquence (LF), respectivement. Outre le courant d'entrée secteur  $i_{Lg}$  traversant  $L_g$ , la branche LC étant constituée de  $C_b$  et  $L_b$ , la tâche du condensateur  $C_b$  est de bloquer tout flux de courant alternatif LF traversant  $L_b$ ; la branche LC tire maintenant un courant HF triangulaire (inductif)  $i_b$ , de sorte que la somme de ces courants ( $i_A$ ) change de signe à chaque cycle de commutation, permettant une commutation douce comme illustré à la Fig. V.3(a). Ainsi, l'inductance de suralimentation  $L_g$  est dimensionnée de manière à ne supporter qu'une faible ondulation de courant  $\Delta i_{Lg, pp}$ , afin de garantir une commutation douce sur toute la durée du réseau. L'ondulation de courant dans  $L_b$  doit être choisie telle que ( $i_A$ ) atteigne une valeur négative d'au moins  $-I_{ZVS}$  dans les transitions de commutation correspondantes. Par conséquent, le courant de blocage  $I_{ZVS}$  souhaité du bras de pont HF peut être calculé sur la base de la charge de sortie effective  $Q_{OSS}$ , des dispositifs de commutation nécessaires pour charger/décharger les capacités de sortie  $C_{OSS}$  des MOSFET de puissance (et des capacités parasites supplémentaires) et la durée maximale autorisée pour cette

transition de commutation résonnante (c'est-à-dire la durée du temps mort  $T_{dt}$ ), qui définit également les rapports cycliques minimal et maximal du convertisseur [22]. Afin de ne pas limiter la plage de rapport cyclique et/ou de pouvoir contrôler la tension d'entrée/sortie dans une large plage,  $T_{dt}$  doit être petit, par exemple,  $k = 1\%$  de la période de commutation  $T_p$  [18], [22].

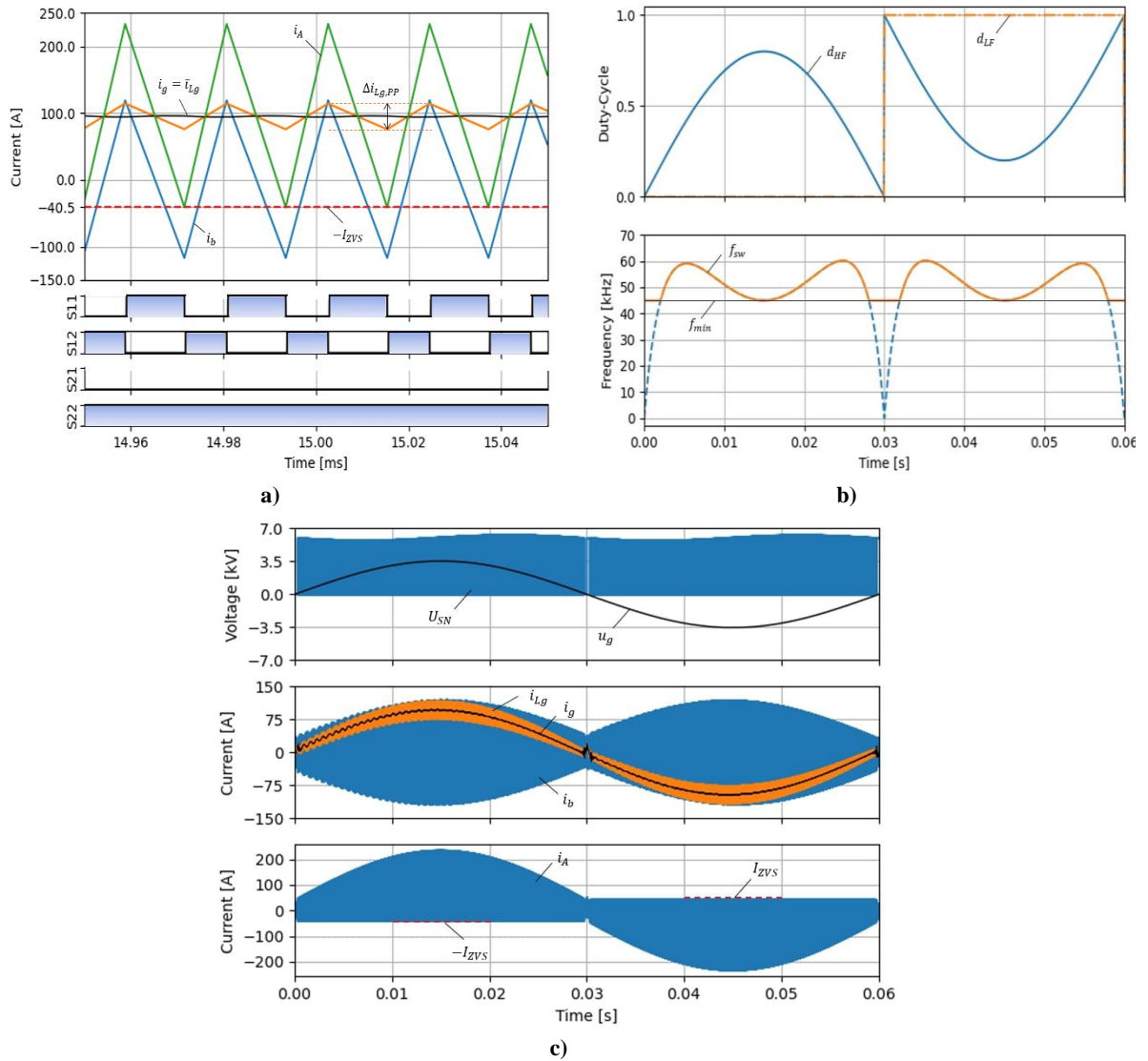


Figure V.3 : **a)** Vue détaillée des formes d'onde du courant d'inductance  $i_b$  et  $i_{Lg}$  avec le courant  $i_A = i_b + i_{Lg}$  sortant du bras de pont HF  $\{S_{11}; S_{12}\}$ . **b)** Rapport cyclique  $d_{HF}$  et  $d_{LF}$  des bras de pont HF et LF et fréquence de commutation variable  $f_{sw}$  nécessaires pour garantir un courant ZVS constant. **c)** Formes d'onde de courant et de tension simulées sur une période de réseau complète pendant le fonctionnement à pleine puissance du convertisseur TCM.

Le courant minimum requis  $I_{ZVS}$  peut être calculé comme suit

$$I_{ZVS} = Q_{oss}/T_{dt} = Q_{oss}/(k \cdot T_p) \quad (V.1)$$

Les valeurs d'inductance de  $L_b$  et  $L_g$  peuvent être dimensionnées pour qu'un courant de blocage de  $-I_{ZVS}$  au point de fonctionnement. Cependant, l'objectif est d'obtenir un courant ZVS constant sur toute la période du secteur afin de réduire le courant efficace dans la branche LC et les MOSFET. Il faut donc faire varier la fréquence de découpage dans la période du réseau, ce qui n'est pas possible lorsque la fréquence de découpage est maintenue constante [18], [22]; une fréquence minimale de découpage  $f_{min}$  est définie au pic du courant secteur et est fixée à  $f_{min} = 45$  kHz pour le convertisseur utilisé (voir Fig. V.3(b)).

Par conséquent, l'inductance de  $L_b$  peut être calculée sur la base de l'ondulation de courant crête à crête  $r$  (en % du courant secteur de crête) dans l'inductance de suralimentation  $L_b$  comme

$$L_b = \frac{\hat{u}_g^2}{2P(2-r)+2I_{ZVS}\hat{u}_g} \left(1 - \frac{\hat{u}_g}{U_{DC}}\right) \frac{1}{f_{min}}, \quad (V.2)$$

où  $\hat{u}_g$  désigne la tension de crête du réseau AC ( $\hat{u}_g = \sqrt{2} \cdot u_g$ ),  $U_{DC}$  désigne la tension de bus DC et  $P$  désigne la puissance du système. De plus, l'inductance de suralimentation  $L_g$ , dimensionnée pour une ondulation de courant maximale  $r$ , peut être trouvée comme :

$$L_g = \frac{\hat{u}_g^2}{2rf_{min}P} \left(1 - \frac{\hat{u}_g}{U_{DC}}\right). \quad (V.3)$$

De plus, la fonction décrivant la fréquence de commutation variable pour obtenir un courant ZVS constant (détaillée dans [18], [22] et [19]) peut être trouvée comme :

$$f_{sw} = \frac{A(t)\hat{u}_g^2}{4P|\sin(\omega_g t)| + 2(\hat{u}_g I_{ZVS} + (C_b + C_f)\hat{u}_g^2 \omega_g \cos(\omega_g t))} \cdot \left(\frac{1}{L_g} + \frac{1}{L_b}\right), \quad (V.4)$$

par lequel

$$A(t) = |\sin(\omega_g t)| \cdot \left[1 - \frac{\hat{u}_g}{U_{DC}} \cdot |\sin(\omega_g t)|\right]. \quad (V.5)$$

où  $\omega_g$  désigne la fréquence angulaire du réseau AC. La figure 3(c) illustre les formes d'onde de courant et de tension simulées pour une ondulation crête à crête de  $r = 40$  % dans  $L_g$ , les condensateurs  $C_b$  et  $C_f$  sont pris en compte. Cependant, avec le modèle de fréquence de commutation adapté, le courant de blocage  $I_{ZVS}$  peut être maintenu constant, comme on le voit dans l'enveloppe de courant  $i_A = i_b + i_{L_g}$  sortant du bras de pont HF.

### V.3.1 Conception du convertisseur AC/DC $i$ TCM

La conception des composants individuels du convertisseur  $i$ TCM est présentée, le tableau (V.2) récapitulant les spécifications du système comme base du processus de conception.

Tableau V.2 : Spécifications du système de convertisseur AC/DC *i*TCM.

Paramètre	Valeur
$P$	170kW
$f_{min}$	45kHz
$U_{AC}$	2,5 kV efficace
$I_{ZVS}$	40,5 A
$U_{DC}$	6kV
$f_g$	16,7 Hz (fréquence de secteur)

### V.3.1.1 Dimensionnement du condensateur $C_b$

Le condensateur  $C_b$  en série avec  $L_b$  est nécessaire pour bloquer tout courant alternatif ou continu BF circulant dans la branche LC. D'autre part, un certain courant inductif minimum à travers la branche LC est nécessaire pour obtenir une commutation douce. L'influence du condensateur  $C_b$  sur l'amplitude du courant doit être maintenue faible de sorte que  $I_{ZVS}$  ne varie pas de plus, par exemple,  $dI_{ZVS} = 10\%$ .

$$C_b \geq \frac{i_b}{4\pi f_{sw,min}^2 L_b I_{ZVS} \cdot dI_{ZVS}} \quad (V.6)$$

Avec l'équation de conception (V.6) dérivée de [22], une valeur minimale de  $C_b \geq 2,64 \mu F$  peut être trouvée, tandis que le courant efficace (HF) traversant la branche LC est  $i_{b,rms} = 5,88 \times 9 = 52,96$  A.

### V.3.1.2 Conception du filtre d'entrée LCL

Le bruit d'interférence électromagnétique (EMI) est limité par un filtre LCL côté AC devant le convertisseur PFC, qui est une structure de filtre typique utilisée pour les convertisseurs MT [19]. Une exigence essentielle des convertisseurs électroniques de puissance connectés au réseau conformément aux normes d'harmoniques du réseau est de garantir un fonctionnement stable de tous les appareils connectés au réseau. Le filtre LCL du convertisseur *i*TCM est conçu de manière à ce que les harmoniques de courant restent dans ces limites. Étant donné que l'inductance  $L_g = 839 \mu H$  est calculée en utilisant l'équation (V.3) pour l'ondulation de courant maximale par l'ondulation de courant maximale, les composants restants sont  $L_f$ ,  $C_f$  et la résistance d'amortissement de filtre  $R_d$ ; tous les paramètres calculés sont donnés par [42].

Une petite valeur de condensateur de  $C_f$  est souhaitée. En supposant qu'une puissance réactive de 5% due à  $C_f$  est autorisée, sa valeur peut être calculée comme  $C_f = P / (U_{AC}^2 2\pi f_g)$  et égal à  $2,59 \mu F$ .

On peut fixer l'atténuation souhaitée  $k_a = 20\%$  ; la valeur de  $L_f$  peut être calculée comme  $L_f = (\sqrt{1/k_a^2} + 1)/(C_f \omega_{sw}^2)$ ,  $L_f$  égale à  $101.1 \mu H$ .

La valeur de la résistance d'amortissement du filtre  $R_d$  à la fréquence de résonance de  $f_{res} = (1/2\pi)\sqrt{L_g + L_f/L_g L_f C_f} = 10.4 \text{ kHz}$  est  $R_d = 1/(3\omega_{res} C_f) = 1 \Omega$ .

La plage de fréquences de résonance doit être considérée comme satisfaisant :  $10f_g < f_{res} < 0.5f_{sw}$ .

### V.3.1.3 Dimensionnement du bus DC

Le condensateur de bus DC est l'une des éléments les plus importants physiquement. Cependant, pour maintenir le volume requis au minimum et obtenir un convertisseur très compact, une ondulation de tension crête à crête du circuit intermédiaire de  $10\%$  est sélectionnée, conduisant à une capacité de  $C_{DC} = P/(0.1U_{DC}^2 2\pi f_g) = 451.12 \mu F$ .

### V.3.1.4 Semi-conducteurs

Pour la conception du convertisseur *i*TCM, il est essentiel de déterminer les pertes des quatre modules utilisés de neuf MOSFET SiC parallèles de  $10 \text{ kV}$  pour chaque module ( *Wolfspeed CPM3-10000-0350* ) [18], [22], [43]. Puisqu'il y a un bras de pont HF et un bras de pont BF, seul le bras de pont HF génère des pertes de commutation, tandis que les deux bras de pont génèrent les mêmes pertes de conduction dues aux mêmes courants efficaces. Pendant le fonctionnement à pleine charge, le courant efficace dans le module MOSFET est  $I_{FET,rms} = 64.83 \text{ A}$ , ce qui entraîne  $P_c = 233.5 \text{ W}$  des pertes de conduction totales dans chaque module si une résistance à l'état passant  $R_{DS,on} = 500/9 \text{ m}\Omega$  à une température de jonction de  $100^\circ \text{C}$  (valeur de la fiche technique) est supposée, les pertes de conduction des quatre commutateurs de module de puissance composés de neuf MOSFET peut être calculé comme  $P_c = 4R_{DS,on} I_{FET,rms}^2$ . Les pertes de commutation douces (SSL) des MOSFET SiC  $10 \text{ kV}$  utilisés pour différentes tensions et courants commutés présentés dans [43] et illustrés à la Fig. (V.4) sont utilisés dans la simulation de circuit des systèmes d'électronique de puissance et modélisation GeckoCIRCUITS [44]. Les SSL sont une fonction linéaire du courant commuté. Le calcul des pertes de commutation du pont HF est simplifié par la multiplication de la fréquence de commutation moyenne avec le SSL.  $E_{ZVS}$  au courant commuté moyen divisé par neuf ; les pertes de commutation de puissance d'un commutateur de module de puissance composé de neuf MOSFET peuvent être calculées comme  $P_{sw} = \bar{f}_{sw} \cdot 9 \cdot E_{ZVS}(\bar{i}_{sw}/9)$ . Avec

$\bar{f}_{sw} = 51.67 \text{ kHz}$ ,  $\bar{i}_{sw,S11} = 135 \text{ A}$ , et  $\bar{i}_{sw,S12} = 40.5 \text{ A}$  dans le demi-cycle positif, les pertes de commutation sont  $P_{sw,S11} = 82.8 \text{ W}$  et  $P_{sw,S12} = 56.3 \text{ W}$ , respectivement.

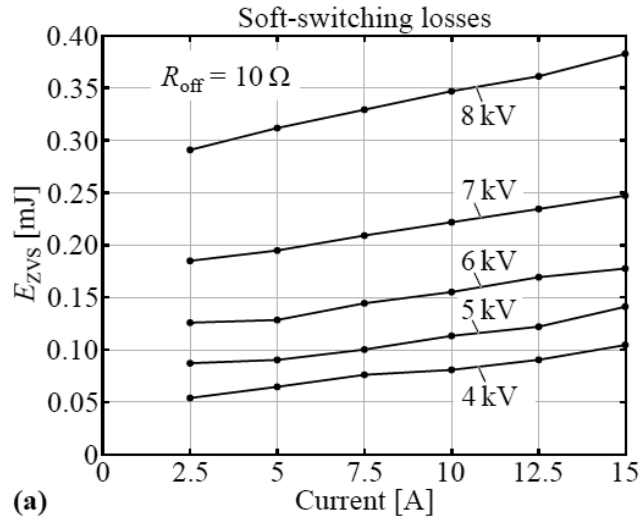


Figure V.5 : Pertes de commutation douce (SSL) mesurées par calorimétrie des MOSFET SiC 10 kV pour différentes tensions de bus DC et différents courants commutés [22], [43].

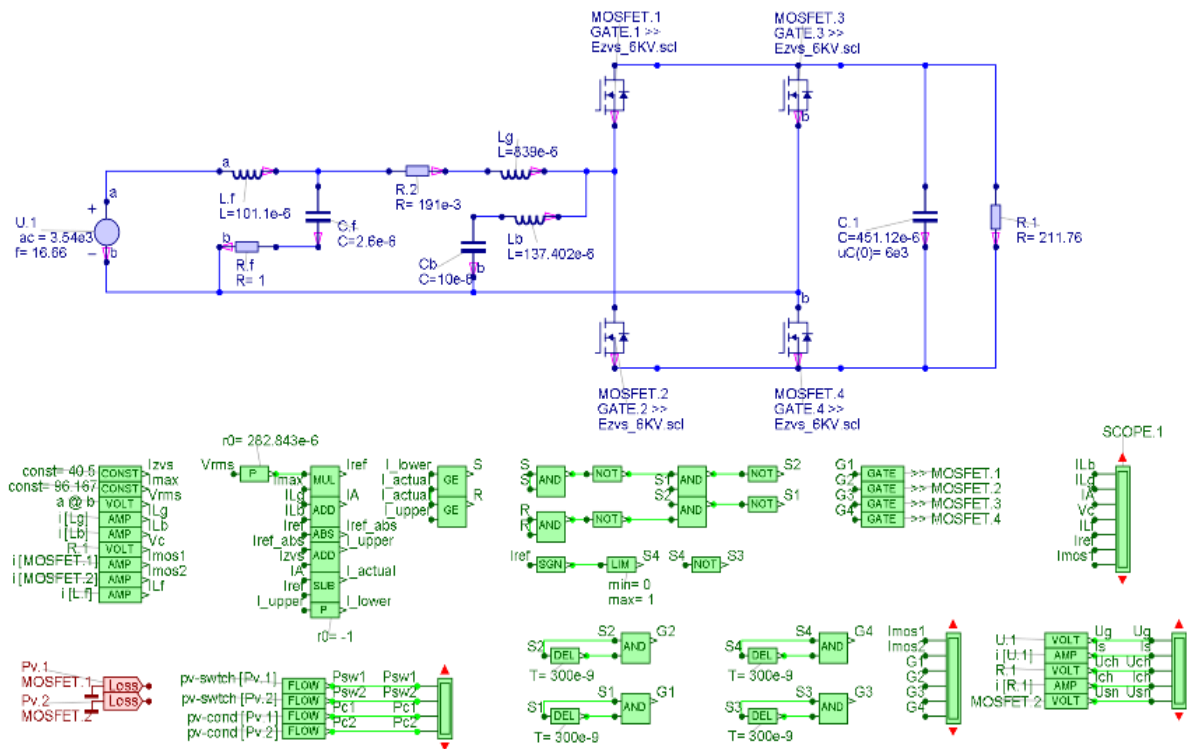


Figure V.4 : Schéma structurel du convertisseur *i*TCM AC/DC simulé à l'aide du logiciel GeckoCIRCUITS.

### V.3.2 Résultats de simulations

Figure (V.5) représente le schéma structurel du convertisseur *i*TCM AC/DC simulé à l'aide du logiciel GeckoCIRCUITS. Les formes d'onde de courant et de tension simulées sur toute une période de réseau pendant le fonctionnement à pleine puissance du convertisseur *i*TCM

(170 kW), comme déjà présenté dans les Fig. V.3(a) et (c). Une tension et un courant de sortie sinusoïdaux lisses sont obtenus, tandis que les MOSFET sont à commutation douce sur toute la période du réseau, comme le montre le courant  $i_A$  sortant du bras de pont  $\{S_{11}, S_{12}\}$  et montrant une valeur presque constante de blocage de  $I_{ZVS} = 40,5$  A. Sur la base des paramètres de conception donnés, les courants efficaces dans les commutateurs, la branche LC, les composants magnétiques et les courants commutés moyens sur une période de réseau entière sont obtenus par simulation de circuit pour la modulation  $i$ TCM listés dans le tableau V.3.

Tableau V.3 : Les pertes totales et les composants inductifs pour le fonctionnement  $i$ TCM, où  $I_{ZVS} = 40,5$  A est choisi.

Mode	Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur
$i$ TCM, sinusoïdal	$f_{min}[kHz]$	45	$I_{TCM,rms}[A]$	52.96
	$L_g[mH]$	0.839	$\bar{I}_{sw}[A]$	72
	$L_b[\mu H]$	137.4	$\bar{E}_{sw}[mJ]$	1.3
	$\hat{I}_{Lb}[A]$	118	$\bar{f}_{sw}[kHz]$	51.67
	$I_{Lb,rms}[A]$	52.96	$P_c[W]$	934
	$\hat{E}_{mag,Lb}[mJ]$	956,57	$P_{sw}[W]$	139.1
	$\hat{I}_{Lg}[A]$	115.5	$P_{tot}[W]$	1073.1
	$\hat{E}_{mag,Lg}[mJ]$	5 596,23	$P[kW]$	170
	$I_{FET,rms}[A]$	64.83	$\eta_{PFC}[\%]$	<b>99.37</b>

#### V.4 ÉTAGE DE CONVERTISSEUR (DC/DC) LLC (SRC) A MOYENNE TENSION

La deuxième section traite l'étage du convertisseur DC/DC isolé ; une topologie de convertisseur résonnant série LLC (SRC) est préférée principalement en raison des tensions de commutation bloquées, du fonctionnement simple sans être contrôlé en boucle fermée et de la possibilité d'obtenir un ZVS pour tous les semi-conducteurs. Par conséquent, une fréquence de commutation élevée de 46 kHz peut être sélectionnée, ce qui se traduit par une densité de puissance élevée. Figure V.6 illustre le schéma de circuit ; Il se compose d'un bus DC divisé, d'un demi-pont basé sur un module MOSFET SiC 10 kV côté MT, d'un transformateur MT MF 8:4 fournissant une isolation galvanique et d'un pont complet basé sur un module MOSFET SiC 3,3 kV sur le côté BT.

La tâche principale du convertisseur DC/DC est de fournir l'isolation galvanique et le rapport de transfert de tension constant de 3 kV/1,5 kV. Par conséquent, le SRC fonctionne à sa fréquence de résonance et agit comme un transformateur DC, où il fournit un rapport de transfert de tension quasi indépendant de la charge. L'augmentation de la fréquence de commutation, fixée à 46 kHz, permet de réduire la taille des composants passifs tels que le

transformateur MF et les condensateurs du circuit intermédiaire. De plus, l'incorporation d'un courant de magnétisation de transformateur spécifique  $i_\mu$  permet le fonctionnement ZVS de tous les MOSFET et, par conséquent, en raison des faibles pertes de commutation douce (SSL) généralement faibles. La figure V.7(a) montre les formes d'onde de tension et de courant simulées. Pour le mode de fonctionnement du SRC, les ponts MOSFET côté MT et côté BT appliquent des tensions rectangulaires avec un rapport cyclique de 50 % au réservoir résonnant, c'est-à-dire le condensateur de résonance du transformateur  $C_r$  et l'inductance de fuite  $L_\sigma$ , ce qui entraîne des courants sinusoïdaux des deux côtés du transformateur. Par conséquent, le convertisseur considéré fonctionne à la fréquence de résonance ( $f_{sw} = f_{res} = 46$  kHz). Pour obtenir une commutation douce, les MOSFET doivent bloquer un certain courant inductif restant  $I_{ZVS} = Q_{OSS}/T_{dt}$ , qui dépend de la charge de sortie effective  $Q_{OSS}$  des MOSFET de commutation et de la durée maximale de la transition de commutation résonnante (durée du temps mort  $T_{dt}$ ). De plus, le courant de magnétisation du transformateur disponible doit principalement circuler du côté MT pour assurer le ZVS de tous les MOSFET ; ceci peut être réalisé en introduisant un déphasage relativement petit  $t_d$  entre les signaux de commande de gâchette côté MT et côté BT [45]. Le partage actif du courant magnétisant entre les ponts à base de MOSFET côté primaire et côté secondaire, par conséquent, le mécanisme ZVS agit comme un contrôleur, permettant un fonctionnement robuste en boucle ouverte du convertisseur [23].

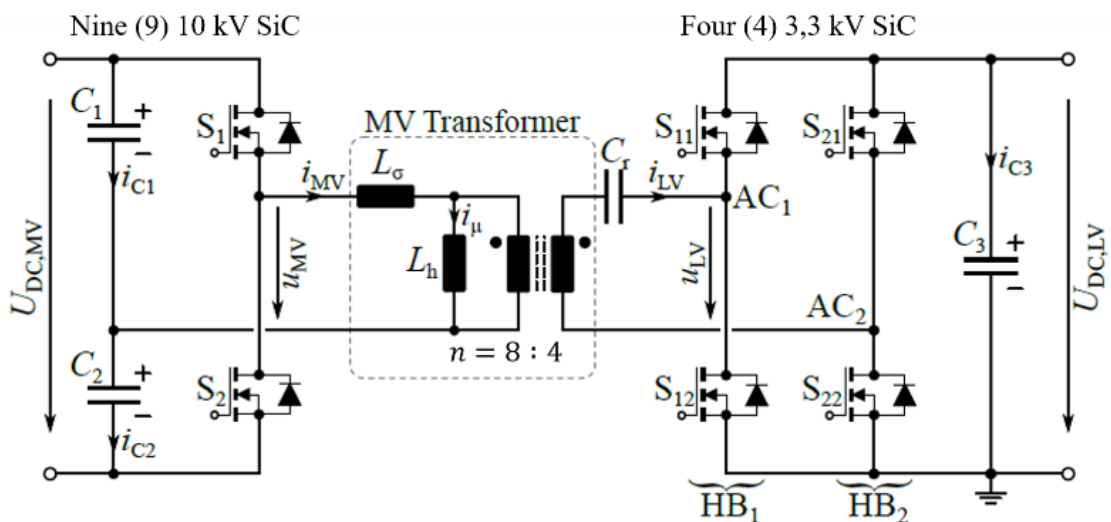
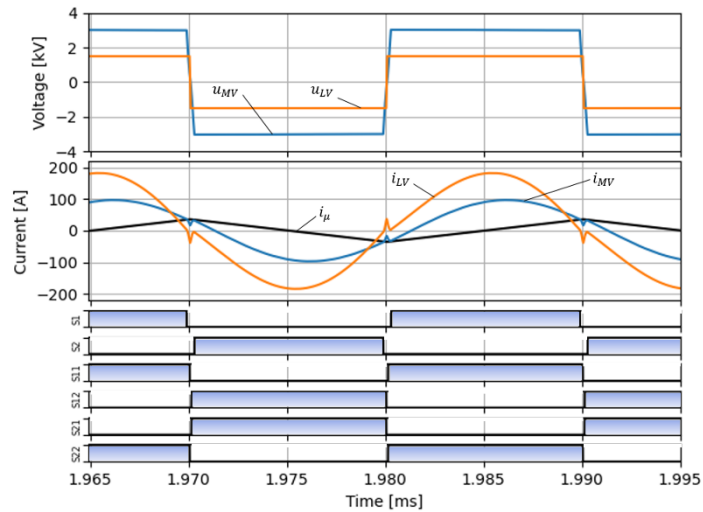
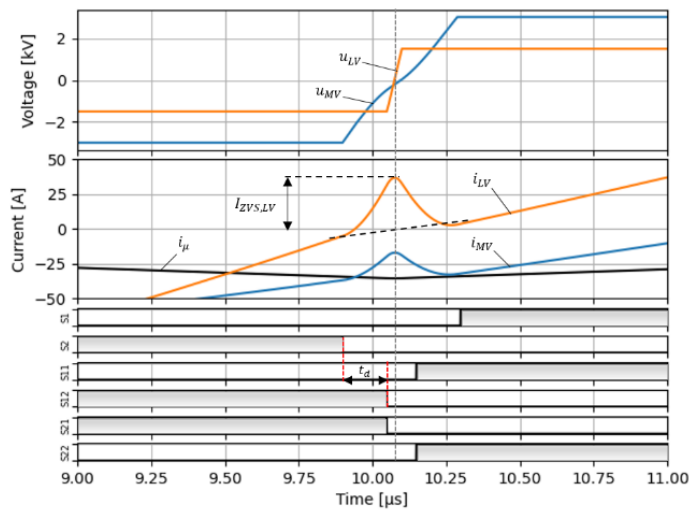


Figure V.6 : Schéma de circuit du convertisseur résonant série LLC (SRC) composé d'un demi-pont SiC MOSFET 10 kV, d'un transformateur MF MT pour l'isolation galvanique et l'abaisseur de tension, d'un condensateur de résonance  $C_r$ , et d'un MOSFET SiC 3,3 kV pont complet.

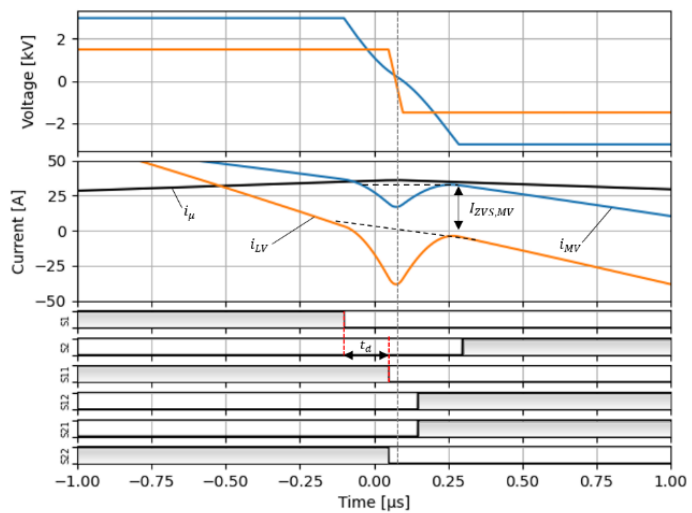
Les figures 7(b) et (c) montrent une vue agrandie des tensions et des courants pendant la montée et la descente de la tension, respectivement, ainsi que les signaux de commande de gâchette.



a)



b)



c)

Figure V.7: (a) Formes d'onde de tension et de courant simulées du SRC avec les signaux de commande de gâchette correspondants. Vue agrandie des tensions et courants côté MT et côté BT pendant (b) la montée de tension et (c) la descente, ainsi que les signaux de commande de gâchette.

Comme on peut le remarquer, le déphasage  $t_d$  est choisi de sorte que le pont côté MT commute la partie centrale du courant magnétisant  $i_\mu$ . De plus, les transitions de tension du côté MT et du côté BT sont alignées de manière symétrique, c'est-à-dire que la transition de tension BT beaucoup plus rapide est située au milieu de la transition de tension MT. Par conséquent, cela conduit à une zone (tension-temps) spécifique appliquée à l'inductance de fuite du transformateur  $L_\sigma$  du transformateur, créant de petites pointes de courant des deux côtés du transformateur. Comme le montre la Fig. V.7 (b) et (c), en raison de la sélection appropriée du déphasage, le pic de courant dans le transformateur est maintenant utilisé comme courant ZVS pour les MOSFET côté BT, et le courant magnétisant est utilisé comme Courant ZVS pour les MOSFET côté MT.

#### V.4.1 Conception du convertisseur DC/DC isolé

La conception des composants individuels du convertisseur DC/DC est présentée, le tableau V.4 récapitulant les spécifications du système ainsi que les valeurs des courants commutés et les contraintes de courant efficace des composants individuels comme base pour la conception du convertisseur.

##### V.4.1.1 Demi-pont à base de MOSFET SiC 10 kV côté MT

Un demi-pont à base de MOSFET SiC de 10 kV comprenant des dispositifs (*Wolfspeed CPM3-10000-0350*) combinés à un bus DC divisée est utilisé du côté MT. Cependant, pour gérer le courant élevé côté MT et réduire les pertes de conduction, chaque commutateur du demi-pont côté MT se compose de neuf MOSFET SiC 10 kV parallèles. Avec la résistance à l'état passant et le courant efficace indiqués dans le tableau V.4, les pertes de conduction totales des quatre commutateurs du module de puissance constitués de neuf MOSFET se produisent  $P_{c,MV} = 2R_{DS,on,MV}I_{S,MV,rms}^2 = 251.75 W$  pendant le fonctionnement à pleine charge.

De plus, bien que les MOSFET fonctionnent sous ZVS, le SSL mesuré calorimétriquement est présenté à la Fig. V.4, extrait de [43], détermine les pertes de commutation. Pour une tension de bus continue de  $U_{DC,MV} = 6 kV$  et un courant commuté de  $I_{ZVS,MV} = 36 A$ , chaque MOSFET bloque un courant de  $I_{ZVS,MV}/9 = 4 A$ , la perte d'énergie par cycle de commutation et par MOSFET est  $E_{ZVS,MV} = 127.24 \mu J$ , (voir Fig. V.4). Par conséquent, les pertes de commutation côté MT à une fréquence de commutation de  $f_{sw} = 46 kHz$  sont  $P_{sw,MV} = 2f_{sw} \cdot 9E_{ZVS}(I_{ZVS,MV}/9) = 105.35 W$ , et avec les pertes de conduction, les pertes totales des semi-conducteurs côté MT sont  $357.1 W$  à pleine charge.

Tableau V.4 : Spécifications et caractéristiques du convertisseur DC/DC isolé.

Paramètre	Symbole	Valeur	Paramètre	Symbole	Valeur
Puissance nominale	$P_N$	170kW	Courant efficace du transformateur côté BT	$I_{LV,rms}$	128.3 A
Fréquence de commutation	$f_{sw}$	46kHz	Déphasage nominal	$t_d$	150 ns
Tension du circuit intermédiaire côté MT	$U_{DC,MV}$	6kV	Courant ZVS côté MT	$I_{ZVS,MV}$	36 A
Tension du circuit intermédiaire côté BT	$U_{DC,LV}$	1,5 kV	Courant ZVS côté BT	$I_{ZVS,LV}$	35 A
Capacité du circuit intermédiaire côté MT	$C_1, C_2$	10 $\mu$ F	Courant efficace du circuit intermédiaire côté MT	$I_{C1,C2,rms}$	34,2 A
Capacité du circuit intermédiaire côté BT	$C_3$	48,1 $\mu$ F	Courant efficace du circuit intermédiaire côté BT	$I_{C3,rms}$	59,7 A
Capacité de résonance	$C_{res}$	753nF	Courant efficace de l'interrupteur côté MT	$I_{s,MV,rms}$	47,6 A
Inductance de fuite du transformateur	$L_\sigma$	15,9 $\mu$ H	Courant efficace de l'interrupteur côté BT	$I_{s,LV,rms}$	85,5 A
Inductance magnétisante du transformateur	$L_h$	413 $\mu$ H	Résistance de commutation côté MT	$R_{DS,on,MV}$	500/9 m $\Omega$
Rapport de transformation	$n$	8:4	Résistance de commutation côté BT	$R_{DS,on,LV}$	45/4 m $\Omega$
Courant efficace du transformateur côté MT	$I_{MV,rms}$	68,4 A	Rendement	$\eta_{DC/DC}$	<b>99,58 %</b>

#### V.4.1.2 Pont complet basé sur MOSFET SiC 3,3 kV côté BT

Le côté BT du convertisseur DC/DC isolé est réalisé avec un module MOSFET SiC de 3,3 kV, 45 m $\Omega$  développé par Wolfspeed. Cependant, pour gérer le courant élevé côté BT et réduire les pertes de conduction, chaque commutateur du pont complet côté BT se compose de quatre MOSFET parallèles de 3,3 kV. La conduction et les pertes de commutation du pont complet côté BT sont calculées pour estimer les pertes de semi-conducteur côté BT. Avec le courant efficace du MOSFET côté BT  $I_{s,LV,rms}$  et la résistance à l'état passant équivalente  $R_{DS,on,LV}$  de la connexion en parallèle de quatre MOSFET donnés dans le tableau V.4, les pertes de conduction sont  $P_{c,LV} = 329.2 W$ . Le SSL pendant le fonctionnement du convertisseur DC/DC peut maintenant être déterminé. En supposant une distribution de courant symétrique entre les quatre MOSFET parallèles par commutateur du pont complet et un courant ZVS de  $I_{ZVS,LV} = 35 A$ , chaque MOSFET bloque un courant de  $I_{ZVS,LV}/4 = 8.75 A$ .

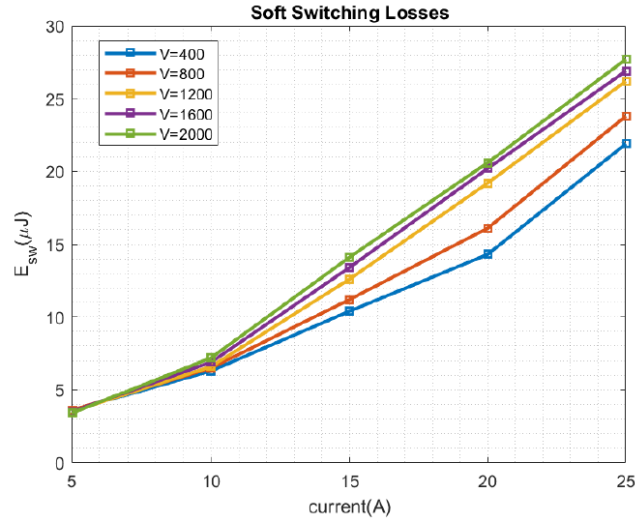


Figure V.8 : Pertes de commutation douce (SSL) mesurées calorimétriquement des MOSFET SiC 3,3 kV pour différentes tensions de bus DC et différents courants commutés [46].

Par conséquent, les pertes totales de commutation côté BT des quatre commutateurs de puissance, chacun composé de quatre MOSFET parallèles, sont  $P_{sw,LV} = 4f_{sw} \cdot 4E_{ZVS}(I_{ZVS,LV}/4) = 4.84 W$ , la courbe de perte de commutation de la Fig. 8 [46], obtient la valeur SSL pour un courant commuté de 8.75 A. Comme on peut le noter, le SSL du côté BT est très faible, compte tenu de la puissance nominale du système de 170 kW.

#### V.4.2 Transformateur MT MF

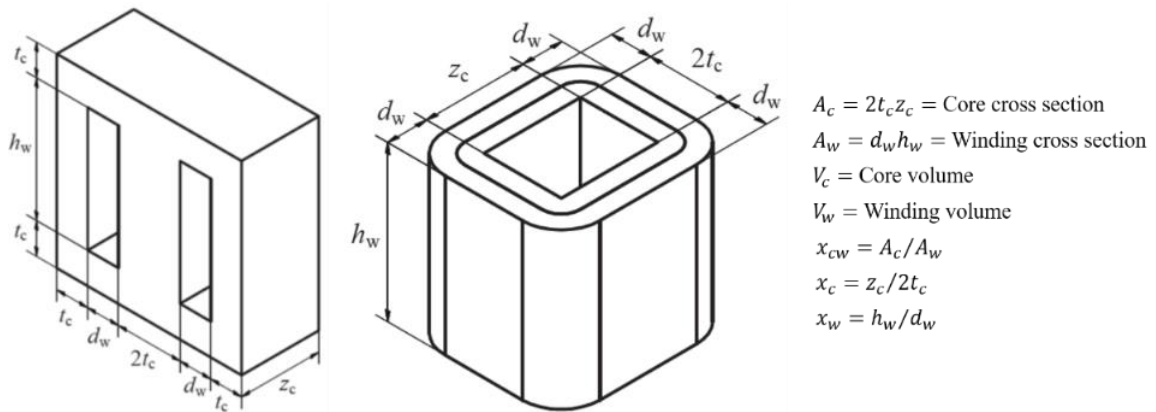


Figure V.9 : Géométrie du transformateur MF MT considéré avec noyau en E, disposition de type coque. Les rapports  $x_{cw}$ ,  $x_c$  et  $x_w$  définissent les rapports d'aspect géométriques du transformateur MF MT.

Les transformateurs moyenne fréquence (MF) moyenne tension (MT) sont l'un des éléments fondamentaux des convertisseurs électroniques de puissance modernes, qui sont responsables de l'abaissement de tension et de l'isolation galvanique entre le côté MT et le côté BT. Des fréquences accrues conduisent à des caractéristiques améliorées (par exemple, rendement, volume et masse) et à des défis et contraintes de conception.

Afin d'obtenir un transformateur très compact et efficace, il est optimisé en termes de densité de puissance et de pertes. Le nombre de degrés de liberté de la conception du transformateur (par exemple, géométrie, noyau, enroulement) est énorme ; ainsi, cela conduirait à un problème d'optimisation avec une modélisation complexe et des coûts de calcul. Par conséquent, l'espace de conception du transformateur MF MT est restreint. Seules les combinaisons de conception pouvant potentiellement conduire à une conception optimale sont prises en compte pour l'optimisation de Pareto. Parmi les différentes géométries possibles, le choix suivant est effectué. La conception comportant un noyau en E avec un arrangement de type coque, représentant le choix typique pour les transformateurs MF MT, est considérée pour l'optimisation de Pareto [23], [47], [48]. Les fils de litz sont le choix standard pour les transformateurs MF MT pour la géométrie des enroulements. Les fils de litz sont considérés car ils offrent de faibles pertes HF et une excellente flexibilité de conception [23], [49]. Trois options différentes sont généralement utilisées pour sélectionner le matériau du noyau : amorphe, nanocristallin et ferrite. Les noyaux de ferrite sont sélectionnés pour le processus de conception, qui ne présente pas les problèmes ci-dessous ; l'hystérésis et les pertes par courants de Foucault sont trop critiques pour atteindre un rendement cible fixé avec les matériaux amorphes [3]; les matériaux nanocristallins sont typiquement utilisés pour des fréquences inférieures à 20 kHz ; pour des fréquences plus élevées, les pertes par courants de Foucault augmentent rapidement [4], [23]. De plus, les entrefers sont également critiques avec les noyaux nanocristallins [23]. Les modèles analytiques complets suivants sont utilisés pour l'optimisation du transformateur.

#### V.4.2.1 Géométrie et conditions de fonctionnement

Le transformateur MT/MF illustré à la Fig. V.9 est considéré et présente les choix de conception les plus courants : E-core avec un arrangement de type coque et des enroulements de fil de litz. Pour simplifier les équations de conception, un rapport de transformation de 1:1 est d'abord sélectionné. Les densités de puissance volumétrique ( $\rho$ ) et gravimétrique ( $\gamma$ ) sont utilisées comme indicateurs de performance de la géométrie du transformateur MF MT :  $\rho = P/V_{box}$ ,  $\gamma = P/m_{tot}$ . Le transformateur MF MT est supposé fonctionner avec des courants et des tensions sinusoïdaux. La puissance apparente du transformateur MF MT (S) peut alors être représentée à l'aide du facteur de puissance et de la puissance active assignée :  $S = P/\cos(\varphi) = V_{rms}I_{rms}$ .

### V.4.2.2 Pertes dans le noyau et les enroulements

Les pertes de noyau du transformateur MF MT sont calculées avec l'équation de Steinmetz, où le facteur de stratification (le cas échéant) est inclus dans les paramètres de Steinmetz [3], [23], [50], [51]. Ensuite, la densité de flux ( $B_{pk}$ ), la densité de perte ( $p_c$ ) et les pertes dans le noyau ( $P_c$ ) peuvent être exprimées comme

$$B_{pk} = \sqrt{2}V_{rms} / 2\pi n f A_c, \quad (V.7)$$

$$p_c = k_c f^{\alpha_c} B_{pk}^{\beta_c}, \quad (V.8)$$

$$P_c = V_c p_c. \quad (V.9)$$

De plus, les limitations suivantes (flux de saturation et fréquence de fonctionnement maximale du core) s'appliquent au modèle :  $n > \sqrt{2}V_{rms} / 2\pi f B_{sat} A_c \Leftrightarrow B_{pk} < B_{sat}$ , et  $f < f_{c,max}$ . La précision du modèle (dans les plages de fréquence et de densité de flux pertinentes) doit être vérifiée pour chaque matériau de noyau considéré.

Les pertes d'enroulement des enroulements de fil de litz (arrangement de type coque) sont calculées avec l'approximation asymptotique des pertes par effet de proximité (sans entrelacement) [3], [4], [49], [52]. Ensuite, la densité de courant ( $J_{rms}$ ), le facteur d'effet de proximité ( $a_w$ ), le facteur de remplissage d'enroulement ( $k_w$ ), l'épaisseur de peau ( $\sigma$ ) et les pertes d'enroulement ( $P_w$ ) peuvent être exprimés comme

$$J_{rms} = 2nI_{rms} / k_w A_w, \quad (V.10)$$

$$a_w = 1/48 (\mu_0 \pi \sigma k_w d_w d_s)^2, \sigma = 1/\sqrt{\pi \sigma \mu_0 f}, \quad (V.11)$$

$$P_w = (V_w k_w) (1 + a_w f^2) \frac{J_{rms}^2}{\sigma} \quad (V.12)$$

Le facteur de remplissage tient compte du remplissage des brins (fil de litz), du remplissage des spires et des distances d'isolation. Les limitations suivantes (densité de courant maximale et profondeur de peau) s'appliquent au modèle :  $n < k_w A_w J_{rms,max} / 2I_{rms} \Leftrightarrow J_{rms} < J_{rms,max}$ , et  $f < 1/\mu_0 \pi \sigma d_s^2 \Leftrightarrow d_s < \sigma$ .

A partir des pertes de noyau et d'enroulement, différents indicateurs de performance peuvent être extraits. Le rapport entre les pertes de noyau et d'enroulement ( $r_{cw}$ ), et le rapport entre les résistances d'enroulement AC et DC ( $r_w$ ) peut être exprimé comme

$$r_{cw} = P_c/P_w, \quad (\text{V.13})$$

$$r_w = 1 + a_w f^2. \quad (\text{V.14})$$

#### V.4.2.3 Modélisation thermique

Un modèle thermique garantit que le MF MT transformateur ne fonctionne pas au-delà de la limite thermique et peut décrire des processus de convection naturelle et/ou forcée. Un modèle basé sur le coefficient de convection et la surface exposée ( $A_t$ ) du transformateur MF MT [3], [23], [52] a été sélectionné. Le coefficient de convection ( $h_t$ ) est obtenu avec un ajustement (dépendances de la température et de la surface exposée) des formules empiriques fournies dans [51] :

$$h_t = K_t \Delta T^{\nu_t} A_t^{k_t}. \quad (\text{V.15})$$

Ensuite, l'échauffement ( $\Delta T$ ) du transformateur (enroulements et noyau) peut être exprimé comme suit :

$$\Delta T = \left( \frac{P_w + P_c}{K_t + A_t^{1+k_t}} \right)^{1/1+\nu_t}, \quad (\text{V.16})$$

De plus, la limitation suivante (limite thermique correspondante) s'applique au modèle :  $\Delta T < \Delta T_{max}$ .

#### V.4.2.4 Conception optimale du transformateur MF MT

Les propriétés des conceptions optimales sont analysées pour différentes fréquences et densités de puissance. Plusieurs hypothèses sont nécessaires pour obtenir une solution simple. Tout d'abord, la puissance nominale, le facteur de puissance et le niveau de tension ( $P$ ,  $\cos(\varphi)$ , et  $V_{rms}$ ) sont fixes. Ensuite, la géométrie est définie ( $V_{box}$ ,  $x_{cw}$ ,  $x_c$ , et  $x_w$ ) ; cela correspond à une taille de noyau magnétique spécifique. Ensuite, le matériau de core ( $B_{sat}$ ,  $k_c$ ,  $\alpha_c$ , et  $\beta_c$ ) et le toronnage de l'enroulement ( $J_{rms,max}$ ,  $k_w$ ,  $\sigma$ , et  $d_s$ ) sont sélectionnés, c'est-à-dire non variables. Légèrement, le nombre de tours ( $n$ ) est considéré comme une variable continue. Le facteur de remplissage de l'enroulement est indépendant du nombre de spires. Avec ces hypothèses, les seuls degrés de liberté restants sont la fréquence de fonctionnement ( $f$ ) et le

nombre de spires ( $n$ ). Avec les modèles présentés, les pertes du transformateur MF MT peuvent être exprimées comme

$$P_c(f, n) = C_c f^{\alpha_c - \beta_c} n^{-\beta_c}, \quad (\text{V.17})$$

$$P_w(f, n) = C_w (1 + a_w f^2) n^2, \quad (\text{V.18})$$

où les constantes suivantes sont définies :

$$C_c = V_c k_c \left( \frac{\sqrt{2} V_{rms}}{2\pi A_c} \right)^{\beta_c}, \quad (\text{V.19})$$

$$C_w = \frac{4V_w I_{rms}^2}{\sigma k_w A_w^2}. \quad (\text{V.20})$$

La fréquence optimale ( $f$ ) pour un nombre de tours donné et le nombre de tours optimal pour une fréquence donnée ( $n$ ) peuvent être calculés avec des dérivées partielles et peuvent être exprimés comme suit :

$$\frac{\partial P_1(f, n)}{\partial f} = 0 \Rightarrow f_{opt}(n) = \left( \frac{2C_w a_w n^{2+\beta_c}}{C_c(\beta_c - \alpha_c)} \right)^{1/\alpha_c - \beta_c - 2}, \quad (\text{V.21})$$

$$\frac{\partial P_1(f, n)}{\partial n} = 0 \Rightarrow n_{opt}(f) = \left( \frac{C_c \beta_c f^{\alpha_c - \beta_c}}{2C_w(1 + a_w f^2)} \right)^{1/2 + \beta_c} \quad (\text{V.22})$$

L'intersection entre ( $n$ ) et ( $f$ ) représente l'optimum global qui peut être exprimé par :

$$f_{opt,0} = \sqrt{\frac{\beta_c - \alpha_c}{\alpha_c a_w}}, \quad n_{opt,0} = n_{opt}(f_{opt,0}). \quad (\text{V.23})$$

#### V.4.2.5 Résultats de l'optimisation et sélection de la conception

Le tableau (V.5) liste les paramètres utilisés pour optimiser le transformateur MF MT. La fréquence de commutation est limitée par les pertes de commutation ZVS des semi-conducteurs, de sorte que les fréquences supérieures à 70 kHz ne devraient pas être bénéfiques [23], [43]. Le matériau ferrite « BLINZINGER BFM8 » est choisi [53]. Ce matériau a été sélectionné en raison de la disponibilité de noyaux de grandes sections et de fenêtres d'enroulement. L'optimisation est effectuée avec les formes de noyau, et les diamètres de fil de litz sont considérés comme des paramètres libres.

Tableau V.5 : Paramètres d'optimisation du transformateur MF MT.

Paramètre	Valeur
Fréquence	[1 200] kHz
Type de noyau	E-core / Shell-Type
Matériau du noyau Ferrite	"BLINZINGER BFM8"
Géométrie du noyau	[1, 20], rapport d'aspect de la section transversale
Densité de flux	[50, 300] mT
Type d'enroulement	fil de litz
Densité de courant	[0.5, 10] A/mm <sup>2</sup>
Brin de fil de Litz	100 $\mu$ m / 200 $\mu$ m
Épaisseur de l'isolation	4mm, autour de l'enroulement MT

La Fig. V.10 illustre les résultats de l'optimisation de Pareto du transformateur MF MT pour différentes fréquences de fonctionnement. Comme on peut le remarquer, il existe une tendance vers des rendements et des densités de puissance possibles plus élevés pour une fréquence de fonctionnement croissante. Cependant, la fréquence de 50 kHz est sous-optimale car elle est relativement insignifiante, et une sélection d'une fréquence de commutation élevée entraînerait également une augmentation des pertes de commutation douce et, par conséquent, une diminution du rendement total du convertisseur. Pour cette raison, une conception avec un rendement calculé de 99,89 % et une fréquence de fonctionnement de 46 kHz est sélectionnée. De plus, cette fréquence (46 kHz au lieu de 50 kHz) est avantageuse pour respecter les normes EMI [23], [54]. Le transformateur MF MT sélectionné est indiqué sur la Fig. V.10.

Il convient de noter que l'espace de conception résultant est limité par les formes de noyau disponibles et les diamètres de fil de litz, qui ne sont pas pris en compte lors de l'optimisation de Pareto. Compte tenu de ces limites, le design suivant a été retenu :

- Noyau - Le noyau magnétique comprend 16 ensembles de noyaux de ferrite (E 130/64/40) empilés ensemble [53].
- Bobinages - Un rapport de tours de 8:4 est sélectionné. Les enroulements MT et BT sont réalisés avec du fil de litz  $4377 \times 100 \mu\text{m}$  et du fil de litz  $8754 \times 100 \mu\text{m}$ , respectivement.

La méthode d'analyse ci-dessus est appliquée à la conception sélectionnée. Un rendement de 99,89 % est obtenu avec une densité de puissance de 14,8 kW/l à la fréquence de fonctionnement de 46 kHz (cf. Fig. V.10(a)), la densité de flux crête dans le cœur est de 71,66

mT, et la densité de courant effective est de 1,94 A /mm<sup>2</sup> pour le bobinage MT. L'échauffement du transformateur MF MT est de 33,31 °C, sa masse et son volume sont respectivement de 46 kg et 11,5 l (cf. Fig. V.10(b)). La figure V.11 montre la conception CAO du transformateur MF MT et le tableau VI indique les paramètres de conception correspondants. Comme expliqué ci-dessus, la conception est basée sur une configuration E-core avec un agencement de type coque.

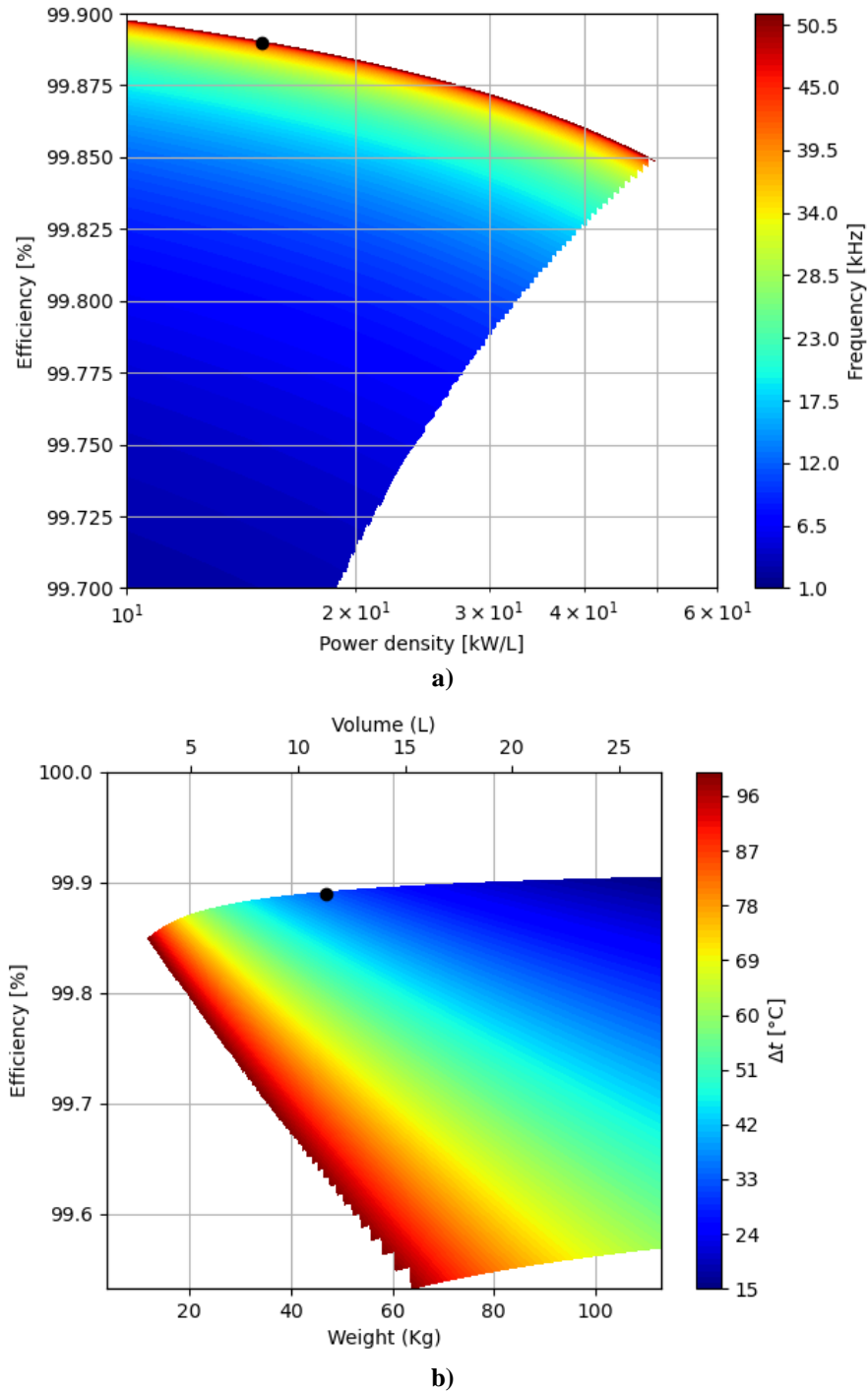


Figure V.10 : (a) Volume/rendement Optimisation Pareto du transformateur MF MT pour différentes fréquences de fonctionnement (code couleur) (b) Poids/volume/rendement Optimisation de Pareto du transformateur MF MT pour différentes élévations de température.

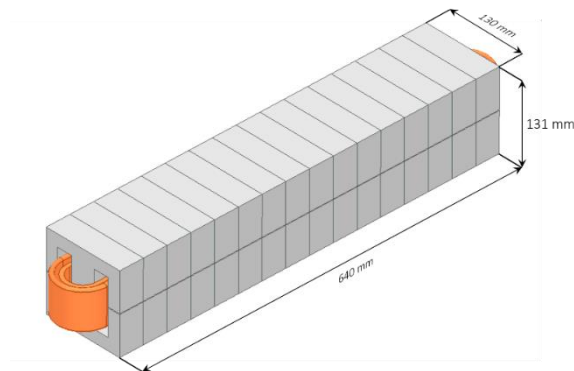


Figure V.11 : Rendu CAO du transformateur MT/MF.

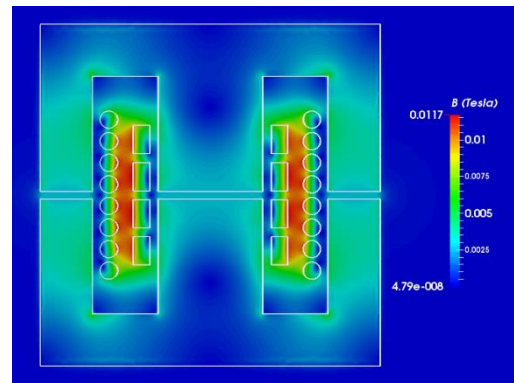


Figure V.12 : Distribution de la densité de flux du transformateur MT/MF à pleine charge.

Tableau V.6 : Paramètres de conception du transformateur MF MT.

Paramètre	Valeur
Puissance nominale	170kW
Fréquence de fonctionnement	46kHz
Tensions aux bornes	$\pm 3 \text{ kV} / \pm 1,5 \text{ kV}$
Enroulement	8:4 tours, fil de litz, type schell
Enroulement de litz MT	$4377 \times 100 \text{ }\mu\text{m}$ , monocouche
Enroulement de litz BT	$8754 \times 100 \text{ }\mu\text{m}$ , monocouche
Type de noyau	Noyau E, ferrite BFM8, $16 \times E 130/64/40$
Entrefer	$3 \times 3$ millimètres
Isolation	4,0 mm d'épaisseur, conçu pour 15 kV

#### V.4.2.6 Circuits équivalents de transformateur MF MT

Pour extraire le circuit magnétique équivalent d'un transformateur, nous avons utilisé la simulation numérique (ex. simulation éléments finis 2D) : intégration du flux magnétique, calcul des tensions induites et extraction de l'énergie. Par conséquent, l'énergie est extraite pour les cas suivants ; d'abord, l'inductance est calculée pour la condition de fonctionnement suivante :  $i_p \neq 0 \wedge i_s = 0$ , c'est-à-dire que l'un des deux enroulements est en circuit ouvert ; dans un second temps, l'inductance est calculée pour l'excitation suivante :  $+N_p i_p = -N_s i_s$ . Pour un transformateur à fort facteur de couplage magnétique ( $k > 0,95$ ), les paramètres des circuits équivalents (par exemple, circuit série-parallèle), il est possible de définir le transformateur avec les paramètres suivants [23]:

$$L_p = 2W / i_p^2, \text{ with } i_p \neq 0 \wedge i_s = 0,$$

$$L_s = 2W / i_s^2, \text{ with } i_p = 0 \wedge i_s \neq 0,$$

$$M = W / i_p i_s - 1/2 L_p i_p / i_s - 1/2 L_s i_s / i_p, \text{ with } + N_p i_p = -N_s i_s,$$

$$k = M / \sqrt{L_p L_s},$$

$$L_\sigma \approx (1 - k^2) L_p,$$

$$L_h \approx k^2 L_p,$$

$$\dot{u} = k \sqrt{L_p / L_s}.$$

où  $L_p$  est la self-inductance primaire,  $L_s$  est la self-inductance secondaire,  $M$  est l'inductance mutuelle,  $L_\sigma$  est l'inductance de fuite,  $L_h$  est l'inductance magnétisante et  $\dot{u}$  est le rapport de transfert de tension.

La simulation numérique a été réalisée à l'aide d'un FEM 2-D du transformateur MF MT considéré, comme illustré à la Fig. V.12. Nous avons développé un programme de calcul en langage de programmation Python basé sur la bibliothèque de logiciel d'éléments finis open-source FEniCS [55], associé au générateur de maillage open-source Gmsh et à l'application de visualisation parallèle ParaView. Pour le transformateur MF MT ( $k = 0.981$ ), les valeurs numériques de l'inductance de fuite et des inductances magnétisantes sont  $L_\sigma = 15.9 \mu\text{H}$  et  $L_h = 413 \mu\text{H}$ .

### V.4.3 Résultats des simulations

Figure (V.13) montre le schéma structurel du convertisseur DC/DC isolé simulé à l'aide du logiciel GeckoCIRCUITS. Les formes d'onde de tension et de courant simulées aux bornes du transformateur côté MT et côté BT pendant le fonctionnement à pleine charge (170 kW) du convertisseur DC/DC, ainsi que le courant magnétisant obtenu en prenant la différence entre le côté MT et le courant côté BT transformé comme déjà illustré sur la Fig. V.7. Sur les Fig. V.7(b) et (c), une vue agrandie des formes d'onde au voisinage des transitions de tension montante et descendante est montrée. Comme on peut le voir, les formes d'onde sont lisses et exemptes de toute oscillation, ce qui vérifie la conception minutieuse du convertisseur. On peut voir que le côté MT commute la quasi-totalité du courant magnétisant, le côté BT commutant le pic de courant généré par les différents temps de montée/descente des transitions de tension du côté MT et du côté BT. Cela signifie que les côtés MT et BT fonctionnent dans des conditions ZVS, et comme le courant de magnétisation est indépendant de la charge, le ZVS est atteint sur toute

la plage de charge sans avoir besoin d'ajuster des paramètres tels que, par exemple, le déphasage ou la fréquence de commutation.

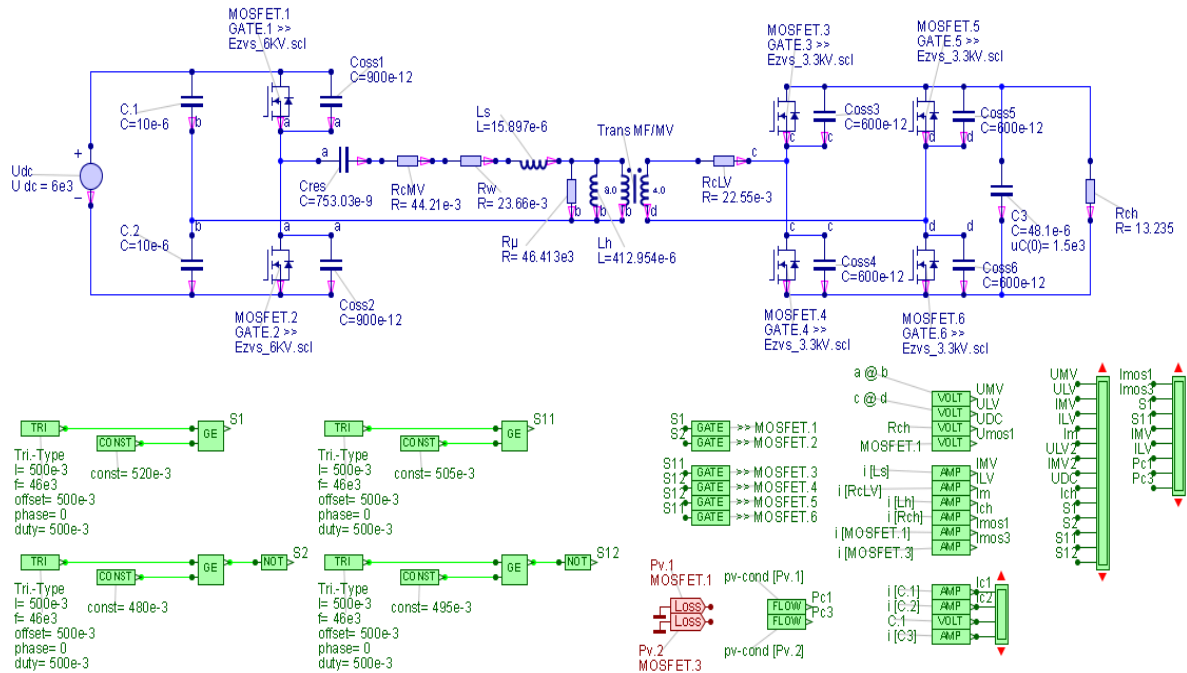


Figure V.13 : Schéma structurel du convertisseur DC/DC isolé simulé à l'aide du logiciel GeckoCIRCUITS.

## V.5 ISOLATION DES MOSFET SIC MT ET BLINDAGE DU TRANSFORMATEUR MT/MF

Les dispositifs MT SiC présentent des vitesses de commutation extrêmement rapides avec des valeurs  $dv/dt$  allant jusqu'à  $100 \text{ kV}/\mu\text{s}$  et, dans le cas des MOSFET SiC, des pertes de commutation douce extrêmement faibles, qui permettent des fréquences de commutation au-delà de  $100 \text{ kHz}$  pour les tensions de liaison DC dans la gamme  $5 \dots 10 \text{ kV}$  [43]. Pour piloter ces dispositifs SiC MT, l'alimentation et le signal de gâchette (côté haut) du pilote de gâchette nécessitent une isolation galvanique appropriée présentant une faible capacité de couplage et une robustesse  $dv/dt$  élevée ; de plus, un circuit de protection ultra-rapide contre les surintensités (OCP) doit être implémenté pour protéger les coûteux modules SiC contre la destruction due aux surintensités, qui, par exemple, pourraient résulter d'une fausse mise sous tension des deux transistors d'un bras de pont ou de courts-circuits du charge [19]. Les transitoires de tension critiques à l'intérieur des transformateurs MF/MT ont un impact direct sur les pertes dans le noyau (par exemple, dues aux courants de Foucault dans le noyau et à la relaxation magnétique), les pertes haute fréquence dans les enroulements (par exemple, dues aux effets de peau et de proximité), et les résonances parasites [3]. Pour tous ces effets, les

champs magnétiques et électriques sont d'une importance capitale pour les transformateurs MT/MF ; pour réduire ces champs, un revêtement à base de carbone relié au noyau peut être ajouté pour obtenir un film semi-résistif (SRS). Ce revêtement recouvre la surface des enroulements isolants (autour des deux enroulements) ; ce blindage réduit drastiquement le champ électrique à la surface du transformateur et dans l'air sans augmenter les pertes [5].

## V.6 ESTIMATION DU POIDS ET DE VOLUME

Après la simulation du PETT conçu, il est nécessaire d'estimer la taille et la masse de la plupart des composants à comparer avec un PETT existant de même puissance nominale. La masse et le volume des inductances  $L_b$  et  $L_g$  sont estimés par simulation numérique. Les données de dimension et de poids des capacités intermédiaires sont extraites d'une brochure de constructeur [57]. Dans le cas des modules de puissance SiC, le radiateur et le ventilateur représentent 90% du volume et de la masse du module. Pour simplifier l'estimation, nous avons réparti ces modules sur des MOSFET SiC parallèles, chacun occupant 1 litre d'espace.

Le PETT conçu doit être contenu dans une armoire. Par conséquent, la figure (V.14) montre la corrélation du poids de l'armoire sur un volume fermé [58]. Le tableau (V.7) regroupe l'estimation de quelques paramètres du plan choisi. Le volume et la masse sont donnés pour un composant. De plus, un facteur d'utilisation du volume de 50 % est supposé tenir compte des espaces vides inévitablement trouvés dans les assemblages pratiques.

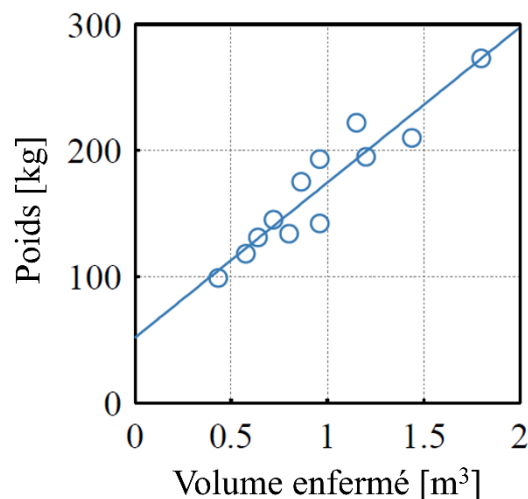


Figure V.14 :Dépendance du poids de l'armoire sur le volume fermé [57].

Tableau V.7 : Estimation de certains paramètres du design choisi.

Composants PETT		Nombre de composants	Volume	Masse	Rendement
Étage convertisseur AC/DC PFC moyenne tension	Capacité intermédiaire $C_{DC}$	6	33 l (198 l)	27,5 kg (165 kg)	<b>99,37 %</b> (Puissance nominale)
	Inductance $L_b$	6	2 l (12 l)	11 kg (66 kg)	
	Inductance $L_g$	6	2,2 l (13,2 l)	16,5 kg (99 kg)	<b>99,22 %</b> (Puissance maximum)
	Modules de puissance SiC (MOSFET 10 kV), dissipateur thermique et ventilateurs	216	1 l (216 l)	1,4kg (303 kg)	
Étage convertisseur DC/DC isolé	Capacité intermédiaire $C_1, C_2$	12	0,6 l (7,2 l)	0,8 kg (9,6 kg)	<b>99,58 %</b> (Puissance nominale)
	Capacité intermédiaire $C_3$	6	14 l (84 l)	11,2 kg (67.2kg)	
	Modules de puissance SiC (MOSFET 10 kV), dissipateur thermique et ventilateurs	108	1 l (108 l)	1,4 kg (152 kg)	<b>99,44 %</b> (Puissance maximum)
	Modules de puissance SiC (MOSFET 3,3 kV), dissipateur thermique et ventilateurs	96	1 l (96 l)	1,4 kg (135 kg)	
	Transformateur MF MT	6	11,5 l (69 l)	46 kg (276 kg)	
Volume et poids supplémentaires	1,6 m <sup>3</sup> PETT + armoire + câblage	/	796,6 l	300 kg	/
Volume total, poids, densité de puissance et rendement	Puissance nominale 1,2 MVA	/	1600 l 0,75kVA/l	1572 kg 0,76kVA/kg	<b>98,95 %</b>
	Puissance maximale 1,8 MVA	/	1,13kVA/l	1,15kVA/kg	<b>98,66 %</b>

Le prototype ABB MT PETT installé dans une locomotive de manœuvre des chemins de fer fédéraux en Suisse pour des essais, son poids total est de 4500 kg, et la densité de puissance spécifique nominale et maximale sont respectivement de 0,27 kVA/kg et 0,4 kVA/kg, alors que la densité de puissance aujourd'hui obtainable est d'environ 0,55 kVA/kg pour le transformateur basse fréquence 16,7 Hz [59]. Le poids estimé du PETT conçu représente le tiers du récent prototype PETT ABB 1,2 MVA et de 70 % du poids de transformateur à basse fréquence 16,7 Hz, généralement à faible rendement (légèrement supérieur à 90 %) en raison des exigences de coût et de forme. Le PETT conçu est plus efficace (2,9 %) que le prototype ABB MT PETT et d'environ (8,9 %) mieux que le transformateur conventionnel à basse fréquence de 16,7 Hz. L'ABB MV PETT a un rendement d'environ 96 % dans une large gamme de puissance, ce qui est, en moyenne, de 2 % à 4 % supérieur aux chaînes de traction de pointe à l'époque pour la même fonction de redressement isolée [29].

## V.7 CONCLUSION

Grâce au fonctionnement à haute fréquence et à l'application des méthodes actuelles hautement efficaces, telles que le mode de courant triangulaire intégré (*i*TCM), une méthode simple pour obtenir une commutation douce sur toute la période du réseau AC en ajoutant une branche LC au convertisseur AC/DC PWM à pont complet dont le but est d'obtenir un rendement élevé en réduisant les pertes de commutation et la dimension du filtre LCL.

Une commutation douce est également réalisable pour le deuxième étage, dans lequel une topologie de convertisseur résonant série LLC (SRC) est sélectionnée principalement. Les semi-conducteurs à pertes de commutation et de conduction réduites permettent la réalisation de PETT très efficaces et compacts. Le transformateur MT/MF est entièrement optimisé et peut atteindre un rendement de 99,89 % pour profiter pleinement de pertes de conduction et de commutation réduites des semi-conducteurs SiC MT.

Le PETT conçu est plus efficace de 2,9 % que le prototype ABB MT PETT et d'environ 8,9 % mieux que le transformateur conventionnel à basse fréquence, où le résultat est très satisfaisant en termes de rendement et de poids.

---

# CONCLUSION GÉNÉRALE

---

## CONCLUSION GENERALE

Cette thèse présente la conception et la procédure d'optimisation d'un transformateur électronique de traction pour la moyenne tension (MT) de 1,2 MVA pour le réseau ferroviaire AC 15 kV/16,7 Hz.

La méthodologie proposée augmente l'efficacité du convertisseur et diminue sa taille et son poids. De plus, il s'applique à tous les systèmes de traction ferroviaires à courant alternatif qui diffèrent en tension d'alimentation et fréquences de réseau, c'est-à-dire qui varient d'un pays à l'autre. Grâce au fonctionnement à haute fréquence et à l'application des méthodes actuelles et hautement efficaces, telles que le mode de courant triangulaire intégré (*i*TCM), une méthode simple pour obtenir une commutation douce sur toute la période du réseau AC en ajoutant une branche LC au convertisseur AC/DC PWM à pont complet dont le but est d'obtenir un rendement élevé en réduisant les pertes de commutation et la dimension du filtre LCL.

Une commutation douce est également réalisable pour le deuxième étage, dans lequel une topologie de convertisseur résonant série LLC (SRC) est sélectionnée principalement. Par conséquent, une fréquence de commutation élevée de 46 kHz est sélectionnée, ce qui entraîne une densité de puissance élevée et une réduction de la taille du transformateur MT/MF.

Les semi-conducteurs SiC MT à commutation rapide nouvellement disponibles présentent des tensions de blocage sans précédent (jusqu'à 15 kV) et des pertes de commutation et de conduction réduites. Ces semi-conducteurs permettent la réalisation de PECT très efficaces et compactes, où les tensions de blocage accrues permettent l'utilisation d'un nombre minimal de cellules.

Les composants passifs, en particulier les transformateurs MT/MF, devraient pouvoir exploiter tout le potentiel offert par les semi-conducteurs MT SiC. Le transformateur MT/MF est entièrement optimisé et peut atteindre un rendement de 99,89 % pour profiter pleinement des pertes de conduction et de commutation réduites des semi-conducteurs SiC MT.

Enfin, le PECT conçu contient six cellules refroidies par air de 170 kW 2,5 kV AC à 1,5 kV DC, ce qui est comparé au 1,2 MVA ABB MT PECT, où le résultat est très satisfaisant en termes de rendement et de poids.

En termes de perspectives, nous proposons d'apporter les améliorations suivantes :

- ❖ Amélioration de code de calcul basé sur la méthode des éléments finis (2D, 3D), pour pouvoir diminuer les temps de simulations électromagnétiques des transformateurs MT/MF ;
- ❖ Développement d'un logiciel à optimisation multiphysique qui combine les phénomènes (électronique de puissance AC/DC, transfert thermique du transformateur et les semi-conducteurs) ;
- ❖ Optimisation multiphysique des transformateurs de traction 25 kV 50 Hz, 25 kV 60 Hz utilisés dans les trains à grande vitesse.

---

# **REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

---

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] D. Ronanki et S. S. Williamson, « Evolution of Power Converter Topologies and Technical Considerations of Power Electronic Transformer-Based Rolling Stock Architectures », *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, n° 1, p. 211-219, mars 2018, doi: 10.1109/TTE.2017.2765518.
- [2] S. Zhao, Q. Li, F. C. Lee, et B. Li, « High-Frequency Transformer Design for Modular Power Conversion From Medium-Voltage AC to 400 VDC », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n° 9, p. 7545-7557, sept. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2774440.
- [3] T. Guillod et J. W. Kolar, « Medium-frequency transformer scaling laws: Derivation, verification, and critical analysis », *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 5, n° 1, p. 18-33, mars 2020, doi: 10.24295/CPSSTPEA.2020.00003.
- [4] M. Leibl, G. Ortiz, et J. W. Kolar, « Design and Experimental Analysis of a Medium-Frequency Transformer for Solid-State Transformer Applications », *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, n° 1, p. 110-123, mars 2017, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2623679.
- [5] T. Guillod, F. Krismer, et J. W. Kolar, « Electrical shielding of MV/MF transformers subjected to high dv/dt PWM voltages », in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, mars 2017, p. 2502-2510. doi: 10.1109/APEC.2017.7931050.
- [6] J. Hayes *et al.*, « Dynamic Characterization of Next Generation Medium Voltage (3.3 kV, 10 kV) Silicon Carbide Power Modules », in *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, mai 2017, p. 1-7.
- [7] N. M. Evans, T. Lagier, et A. Pereira, « A preliminary loss comparison of solid-state transformers in a rail application employing silicon carbide (SiC) MOSFET switches », in *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*, avr. 2016, p. 1-6. doi: 10.1049/cp.2016.0196.
- [8] W. Xu et A. Q. Huang, « 15kV/50A SiC AC Switch Based On Series Connection of 1.7kV MOSFETs », in *2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, oct. 2022, p. 1-6. doi: 10.1109/ECCE50734.2022.9947463.
- [9] I. Ferencz, D. Petreuş, et P. Tricoli, « A Power Electronic Traction Transformer for a Medium Voltage DC Electric Railway System », in *2021 44th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE)*, mai 2021, p. 1-6. doi: 10.1109/ISSE51996.2021.9467646.
- [10] « Traction électrique - - Jean-Marc Allenbach, Pierre Chapas, Michel Comte, Roger Kaller (EAN13 : 9782880746742) », *EPFL Press*. <https://www.epflpress.org/produit/364/9782880746742/traction-electrique> (consulté le 24 février 2023).
- [11] V. Profillidis, *Railway Management and Engineering: Fourth Edition*, 4th edition. Farnham, Surrey, England: Routledge, 2014.
- [12] « Great Book of Trains, The: Hollingsworth, Brian; Cook, Arthur: 9780861019199: Amazon.com: Books ». <https://www.amazon.com/Great-Book-Trains-Arthur-Hollingsworth/dp/B001VF97X4> (consulté le 24 février 2023).
- [13] A. Steimel, *Electric - Motive Power and Energy Supply: Basics and Practical Experience*, 2nd ed. édition. München: Deutscher Industrieverlag, 2014.
- [14] « Elektrische Lokomotiven deutscher Eisenbahnen - Bätzold, Dieter; Rampp, Brian; Tietze, Ch: 387094143X - AbeBooks ». <https://www.abebooks.co.uk/9783870941437/Elektrische-Lokomotiven-deutscher-Eisenbahnen-B%C3%A4tzold-387094143X/plp> (consulté le 24 février 2023).
- [15] J. Casarin, « Caractérisation et mise en oeuvre de composants Sic Haute Tension pour l'application transformateur moyenne fréquence en traction ferroviaire. », phd, 2012. Consulté le: 24 février 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://oatao.univ-toulouse.fr/19262/>

- [16] F. Kiessling, R. Puschmann, A. Schmieder, et E. Schneider, *Contact Lines for Electric Railways: Planning, Design, Implementation, Maintenance*. Wiley, 2018.
- [17] J. Martin, « Caractérisation en commutation douce d'IGBT 6, 5 kV pour l'application transformateur moyenne fréquence en traction ferroviaire », phdthesis, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), 2010. Consulté le: 24 février 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://hal.science/tel-03896809>
- [18] D. Rothmund, D. Bortis, J. Huber, D. Biadene, et J. W. Kolar, « 10kV SiC-based bidirectional soft-switching single-phase AC/DC converter concept for medium-voltage Solid-State Transformers », in *2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, avr. 2017, p. 1-8. doi: 10.1109/PEDG.2017.7972488.
- [19] D. Rothmund, « 10 kV SiC-Based Medium-Voltage Solid-State Transformer Concepts for 400V DC Distribution Systems », Doctoral Thesis, ETH Zurich, 2018. doi: 10.3929/ethz-b-000331208.
- [20] D. Bortis, D. Neumayr, et J. W. Kolar, «  $\eta$ -Pareto optimization and comparative evaluation of inverter concepts considered for the GOOGLE Little Box Challenge », *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, p. 1-5, juin 2016, doi: 10.1109/COMPEL.2016.7556767.
- [21] J. Sun, Y. Wu, T. B. Soeiro, Z. Qin, et P. Bauer, « ZVS Turn-on Integrated Triangular Current Mode Three-phase PFC for EV On-board Chargers », in *2022 IEEE 20th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, sept. 2022, p. 285-294. doi: 10.1109/PEMC51159.2022.9962857.
- [22] D. Rothmund, T. Guillod, D. Bortis, et J. W. Kolar, « 99.1% Efficient 10 kV SiC-Based Medium-Voltage ZVS Bidirectional Single-Phase PFC AC/DC Stage », *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, n° 2, p. 779-797, juin 2019, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2886140.
- [23] T. Guillod, « Modeling and Design of Medium-Frequency Transformers for Future Medium-Voltage Power Electronics Interfaces », Doctoral Thesis, ETH Zurich, 2018. doi: 10.3929/ethz-b-000353785.
- [24] W. McMurray, « The Thyristor Electronic Transformer: a Power Converter Using a High-Frequency Link », *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, vol. IGA-7, n° 4, p. 451-457, juill. 1971, doi: 10.1109/TIGA.1971.4181326.
- [25] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, et M. H. Kheraluwala, « A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, n° 1, p. 63-73, janv. 1991, doi: 10.1109/28.67533.
- [26] H. A. B. Siddique et R. W. De Doncker, « Evaluation of DC Collector-Grid Configurations for Large Photovoltaic Parks », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 33, n° 1, p. 311-320, févr. 2018, doi: 10.1109/TPWRD.2017.2702018.
- [27] Q. Xun, B. Xun, Z. Li, P. Wang, et Z. Cai, « Application of SiC power electronic devices in secondary power source for aircraft », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 70, p. 1336-1342, avr. 2017, doi: 10.1016/j.rser.2016.12.035.
- [28] G. Ortiz, « High-Power DC-DC Converter Technologies for Smart Grid and Traction Applications », Doctoral Thesis, ETH Zurich, 2014. doi: 10.3929/ethz-a-010213553.
- [29] C. Zhao *et al.*, « Power Electronic Traction Transformer—Medium Voltage Prototype », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 7, p. 3257-3268, juill. 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2278960.
- [30] C. Stackler, F. Morel, P. Ladoux, A. Fouineau, F. Wallart, et P. Dworakowski, « Optimal Sizing on a Mission Profile of Isolated NPC DC-DC Converters Using 3.3 kV SiC MOSFETs for Power Electronic Traction Transformers », in *PCIM Europe Digital Days 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, mai 2021, p. 1-8.
- [31] X. Zhu, T. Guo, et P. Jia, « Time-Domain Model of the SRC-LLC Resonant Converter with Variable Frequency and Single Phase Shifted Control », in *2022 5th International Conference on Energy Conservation and Efficiency (ICECE)*, mars 2022, p. 1-6. doi: 10.1109/ICECE54634.2022.9758975.
- [32] F. Krismer, « Modeling and optimization of bidirectional dual active bridge DC-DC converter topologies », Doctoral Thesis, ETH Zurich, 2010. doi: 10.3929/ethz-a-006395373.

- [33] Q. Zhu, L. Wang, L. Zhang, et A. Q. Huang, « A 10 kV DC transformer (DCX) based on current fed SRC and 15 kV SiC MOSFETs », in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, mars 2018, p. 149-155. doi: 10.1109/APEC.2018.8341001.
- [34] I. Villar, Éd., *Multiphysical Characterization of Medium-Frequency Power Electronic Transformers*. Lausanne: EPFL, 2010. doi: 10.5075/epfl-thesis-4622.
- [35] T. Guillod, J. Huber, F. Krismer, et J. W. Kolar, « Litz wire losses: Effects of twisting imperfections », in *2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, juill. 2017, p. 1-8. doi: 10.1109/COMPEL.2017.8013327.
- [36] R. M. Burkart, « Advanced Modeling and Multi-Objective Optimization of Power Electronic Converter Systems », Doctoral Thesis, ETH Zurich, 2016. doi: 10.3929/ethz-a-010700637.
- [37] D. Dujic *et al.*, « Power Electronic Traction Transformer-Low Voltage Prototype », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n° 12, p. 5522-5534, déc. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2013.2248756.
- [38] J. Lynch *et al.*, « Demonstration of High Voltage (15kV) Split-Gate 4H-SiC MOSFETs », in *2021 IEEE 8th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, nov. 2021, p. 95-100. doi: 10.1109/WiPDA49284.2021.9645153.
- [39] S. Mocevic *et al.*, « High Power Density 10 kV SiC MOSFET-Based Modular, Scalable Converter for Medium Voltage Applications », in *2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, mars 2022, p. 422-429. doi: 10.1109/APEC43599.2022.9773720.
- [40] S. Fuchs, S. Beck, et J. Biela, « Single Transformer, MMC Based MV Power Electronic Traction Transformer », in *2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe)*, sept. 2022, p. 1-11.
- [41] I. Ferencz, D. Petreuş, et T. Pătăraş, « Small-Scale DC PETT Module Prototype for the Novel 25kV MVDC Electric Railway System », in *2022 IEEE 16th International Conference on Compatibility, Power Electronics, and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, juin 2022, p. 1-6. doi: 10.1109/CPE-POWERENG54966.2022.9880871.
- [42] A. Reznik, M. G. Simões, A. Al-Durra, et S. M. Mueeen, « LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, n° 2, p. 1225-1232, mars 2014, doi: 10.1109/TIA.2013.2274612.
- [43] D. Rothmund, D. Bortis, et J. W. Kolar, « Accurate Transient Calorimetric Measurement of Soft-Switching Losses of 10-kV SiC mosfets and Diodes », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n° 6, p. 5240-5250, juin 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2729892.
- [44] A. Müsing et J. W. Kolar, « Successful online education - GeckoCIRCUITS as open-source simulation platform », in *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, mai 2014, p. 821-828. doi: 10.1109/IPEC.2014.6869683.
- [45] D. Rothmund, T. Guillod, D. Bortis, et J. W. Kolar, « 99% Efficient 10 kV SiC-Based 7 kV/400 V DC Transformer for Future Data Centers », *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, n° 2, p. 753-767, juin 2019, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2886139.
- [46] X. Han, L. Zheng, R. P. Kandula, K. Kandasamy, D. Divan, et M. Saeedifard, « Characterization of 3.3-kV Reverse-Blocking SiC Modules for Use in Current-Source Zero-Voltage-Switching Converters », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, n° 1, p. 876-887, janv. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.2999878.
- [47] M. Mogorovic et D. Dujic, « 100 kW, 10 kHz Medium-Frequency Transformer Design Optimization and Experimental Verification », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n° 2, p. 1696-1708, févr. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2835564.
- [48] M. Mogorovic et D. Dujic, « Sensitivity Analysis of Medium-Frequency Transformer Designs for Solid-State Transformers », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n° 9, p. 8356-8367, sept. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2883390.
- [49] M. Leibl, « Three-Phase PFC Rectifier and High-Voltage Generator for X-Ray Systems », Doctoral Thesis, ETH Zurich, 2017. doi: 10.3929/ethz-b-000248951.

- [50] K. Venkatachalam, C. R. Sullivan, T. Abdallah, et H. Tacca, « Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters », in *2002 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings.*, juin 2002, p. 36-41. doi: 10.1109/CIPE.2002.1196712.
- [51] V. C. Valchev et A. V. den Bossche, *Inductors and Transformers for Power Electronics*. Boca Raton: CRC Press, 2017. doi: 10.1201/9781420027280.
- [52] W. G. Hurley, W. H. Wolfle, et J. G. Breslin, « Optimized transformer design: inclusive of high-frequency effects », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, n° 4, p. 651-659, juill. 1998, doi: 10.1109/63.704133.
- [53] « Large Ferrite cores - Blinzinger Elektronik ». <https://www.blinzinger-elektronik.de/en/large-ferrite-cores/> (consulté le 21 août 2022).
- [54] J. W. Kolar, F. Krismer, Y. Lobsiger, J. Muhlethaler, T. Nussbaumer, et J. Minibock, « Extreme efficiency power electronics », in *2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, mars 2012, p. 1-22.
- [55] H. P. Langtangen et A. Logg, *Solving PDEs in Python*. Cham: Springer International Publishing, 2016. doi: 10.1007/978-3-319-52462-7.
- [56] D. Rothmund, D. Bortis, et J. W. Kolar, « Accurate Transient Calorimetric Measurement of Soft-Switching Losses of 10-kV SiC mosfets and Diodes », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, n° 6, p. 5240-5250, juin 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2729892.
- [57] « DC-LINK Capacitors / Intermediate Circuit Capacitors », *wima.de*. <https://www.wima.de/en/our-product-range/dc-link-capacitors/> (consulté le 3 novembre 2022).
- [58] J. E. Huber et J. W. Kolar, « Volume/weight/cost comparison of a 1MVA 10 kV/400 V solid-state against a conventional low-frequency distribution transformer », in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, sept. 2014, p. 4545-4552. doi: 10.1109/ECCE.2014.6954023.
- [59] S. Farnesi, M. Marchesoni, et L. Vaccaro, « Advances in locomotive Power Electronic systems directly fed through AC lines », in *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, juin 2016, p. 657-664. doi: 10.1109/SPEEDAM.2016.7525932.

---

**PUBLICATION &  
COMMUNICATIONS  
SCIENTIFIQUES**

---

## LISTE DES TRAVAUX CONCERNANT LE SUJET DE LA THESE

### Publication de revue internationale :

- **M. H. Lahrech**, A. C. Lahrech, B. Abdelhadi, “Optimal Design of 1.2 MVA Medium Voltage Power Electronic Traction Transformer for AC 15 kV/16.7 Hz Railway Grid ” *JOURNAL OF THE KOREAN SOCIETY FOR RAILWAY*, VOL.26, NO.2, pp.70-88 (February 2023). <https://doi.org/10.7782/JKSR.2023.26.2.70>

**Titre : Contribution à la Conception d'un Système de Traction Electrique****Résumé :**

Le travail présenté dans cette thèse constitue une contribution à la conception d'un système de traction électrique.

En premier lieu, nous avons proposé un nouveau concept de transformateur électronique de traction (Power Electronic Traction Transformer PETT) qui utilise des transformateurs à moyenne fréquence (MFT). Il offre un moyen pour réduire le poids, d'ajouter des fonctionnalités supplémentaires (augmenter l'espace pour l'hébergement des passagers, en particulier sur les trains régionaux) et d'améliorer l'efficacité énergétique. Par contre, les chaînes de traction équipées de transformateur à basse fréquence (LFT) sont lourdes et ont un rendement relativement faible du fait de sa faible fréquence de fonctionnement (typiquement 16,7 Hz ou 50 Hz).

En second lieu, nous avons appliqué des topologies récentes de conversion alternatif-continu, la conversion suit deux étapes, dont la première est (AC/DC) tout en utilisant le mode de courant triangulaire intégré (*iTCM*) pour la conception d'un convertisseur (AC/DC) bidirectionnel à commutation douce basé sur SiC MOSFET 10kV, la deuxième étape de conversion se fait par un convertisseur (DC/DC) bidirectionnel isolé de type LLC SRC basé sur SiC MOSFET 10kV.

En dernier lieu, nous avons pu optimiser un PETT à moyenne tension MT qui constitué de six cellules refroidies par air de 170 kW (2,5 kV AC à 1,5 kV DC) chacune, ce qui est comparé au prototype de la société ABB. Le PETT conçu a un rendement très élevé de 98,95 % et son poids estimé représente 33% du récent prototype PETT ABB 1,2 MVA et de 70 % du transformateur conventionnel à basse fréquence, où le résultat est très satisfaisant en termes de rendement et de poids.

**Mots clés :** PETT, 10 kV SiC MOSFET, Zero Voltage Source (ZVS), Transformateur MT/MF, Mode de Courant Triangulaire Intégré (*iTCM*)

**Title: Contribution to the Design of an Electric Traction System****Abstract :**

The work presented in this thesis constitutes a contribution to the design of an electric traction system.

Firstly, we proposed a new concept of Power Electronic Traction Transformer PETT which uses medium frequency transformers (MFTs). It offers a way to reduce weight, add additional functionality (increase space for passenger accommodation, especially on regional trains) and improve fuel efficiency. However, the traction chains equipped with low-frequency transformers (LFTs) are heavy and have relatively low efficiency due to their low operating frequency (typically 16.7 Hz or 50 Hz).

Secondly, we applied recent topologies of AC-DC conversion, the conversion follows two steps, the first of which is (AC/DC) while using the integrated triangular current mode (*i*TCM) for the design of a converter (AC/DC) bidirectional with soft switching based on SiC MOSFET 10kV, the second stage of conversion is done by an isolated bidirectional (DC/DC) converter of type LLC SRC based on SiC MOSFET 10kV.

Finally, we were able to optimize a medium voltage MV PETT which consists of six air-cooled cells of 170 kW (2.5 kV AC to 1.5 kV DC) each, which is compared to the prototype of the company ABB, the designed PETT has very high efficiency of 98.95% and its estimated weight is 33% of the recent ABB 1.2 MVA PETT prototype and 70% of the conventional low-frequency transformer, where the result is very satisfactory in terms of efficiency and weight.

**Keywords :** PETT, 10 kV SiC MOSFET, Zero Voltage Source (ZVS), MF MT Transformer, Integrated Triangular Current Mode (*i*TCM).

## العنوان: المساهمة في تصميم نظام الجر الكهربائي

### الملخص:

العمل المقدم في هذه الأطروحة هو مساهمة في تصميم نظام الجر الكهربائي.

أولاً، اقترحنا مفهومًا جديدًا لمحول الجر الكهربائي للجر PETT الذي يستخدم محولات التردد المتوسط (MFTs). إنه يوفر طريقة لتقليل الوزن، وإضافة إمكانيات إضافية (زيادة المساحة للركاب، خاصة في القطارات الإقليمية) وتحسين كفاءة استهلاك الطاقة. ومع ذلك، فإن أنظمة الجر المجهزة بمحولات منخفضة التردد (LFTs) ثقيلة وذات كفاءة منخفضة نسبيًا بسبب تردد التشغيل المنخفض (عادةً 16.7 هرتز أو 50 هرتز).

ثانيًا، قمنا بتطبيق طبولوجيا حديثة لتحويل التيار المتردد إلى تيار مستمر، التحويل يتبع خطوتين، أولهما (AC / DC) أثناء استخدام وضع التيار الثلاثي المدمج (iTCM) لتصميم محول (AC / DC) ثنائي الاتجاه مع التبديل الناعم باستعمال SiC MOSFET 10kV، تتم المرحلة الثانية من التحويل بواسطة محول ثنائي الاتجاه معزول (DC / DC) من النوع LLC SRC باستعمال SiC MOSFET 10kV.

أخيرًا، تمكنا من تحسين أداء المحول PETT الذي يتكون من ست خلايا مبردة بالهواء بقوة 170 كيلوواط (2.5 كيلو فولت تيار متردد إلى 1.5 كيلو فولت تيار مستمر) لكل منها، بمقارنته بالنموذج الأولي للشركة ABB، فإن المحول PETT المصمم لديه كفاءة عالية تساوي 98.95٪ ووزنه المقدر ب 33٪ من النموذج الأولي للمحول ABB 1.2 MVA و 70٪ من المحولات التقليدية منخفضة التردد، حيث حصلنا على نتائج مرضية للغاية من حيث الكفاءة والوزن.

**الكلمات المفتاحية:** محولات الجر الإلكترونية (PETT)، مصدر جهد صفري (ZVS)، الموصلات SiC MOSFET، وضع التيار الثلاثي المتكامل (iTCM)، المحول عالي التردد عالي الجهد (MV/MF Transformer).