

Étude et modélisation d'un convertisseur double pont actif triphasé pour application chargeur de batterie d'un véhicule électrique

par

Fatma JARRAYA

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
COMME EXIGENCE PARTIELLE À L'OBTENTION DE
LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE
M. Sc. A.

MONTREAL, LE 22 AOÛT 2019

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

©Tous droits réservés

Cette licence signifie qu'il est interdit de reproduire, d'enregistrer ou de diffuser en tout ou en partie, le présent document. Le lecteur qui désire imprimer ou conserver sur un autre media une partie importante de ce document, doit obligatoirement en demander l'autorisation à l'auteur.

PRÉSENTATION DU JURY

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ

PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Kamal Al-Haddad, directeur de mémoire
Département génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Louis A. Dessaint, président du jury
Département génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Jean-Nicolas Paquin, examinateur externe
OPAL-RT

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 20 AOÛT 2019

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

REMERCIEMENTS

Au terme de ce travail, je tiens à exprimer ma gratitude et mes remerciements pour toutes les personnes qui ont contribué à sa réalisation.

Je tiens tout d'abord à remercier M. Kamal Al-Haddad, mon encadreur pour son aide, ses conseils, son encouragement et sa disponibilité dans ce projet.

Je remercie également mes chers membres de familles et surtout mon cher mari ainsi que mon bébé pour leurs encouragements et leurs soutiens.

Mon profond remerciement pour les membres de jury qui ont accepté d'évaluer ce travail.

Étude et modélisation d'un convertisseur double pont actif triphasé pour application chargeur de batterie d'un véhicule électrique

Fatma JARRAYA

RÉSUMÉ

Ce mémoire présente une étude détaillée des topologies des convertisseurs en pont double DAB actif monophasés et triphasés. La revue de la littérature et la topologie choisie pour le chargeur de batterie ont été effectuées en tenant compte de la direction du flux de puissance du réseau au véhicule G2V et du véhicule au réseau V2G. Ainsi, les étapes de modélisation pour le DAB monophasé et triphasé connecté au réseau par l'intermédiaire d'un redresseur actif sont décrites. En outre, l'évaluation de l'efficacité du convertisseur DAB a été examinée. Basée sur les équations théoriques du DAB et le modèle de perte des dispositifs à semi-conducteurs de puissance, une analyse complète de l'efficacité du système a été réalisée en tenant compte de divers paramètres de contrôle, tels que les rapports cycliques, la puissance de sortie et les déphasages entre les deux ponts actifs du DAB. Les résultats de la simulation sont présentés pour valider les performances du modèle DAB triphasé pour un transfert de puissance élevé, en prenant en compte du modèle de perte du convertisseur de puissance et du rendement.

Mots clés : DAB monophasé, DAB triphasé, G2V, V2G, efficacité.

Study and design of a three-phase dual active bridge converter for application electric vehicle battery charger

Fatma JARRAYA

ABSTRACT

The following document presents a detailed study of both single phase and three-phase dual active bridge converter better known for DAB topologies. The literature review and the topology chosen for the battery charger were completed taking into consideration the grid to vehicles and vehicles to grid power flow directions. Hence, modeling steps for the single phase and the three-phase DAB connected to the grid through an active rectifier is developed and described. Moreover, the efficiency evaluation of the DC to DC Dual Active Bridge converter were discussed. Based on DAB theoretical equations and the loss model of power semiconductor devices, full analysis of system efficiency considering various control parameters such as duty cycles, output power, and phase shifts were presented and analysed. Simulation results are presented to validate the performance of three-phase DAB model for high power transfer considering loss model of the power converter and efficiency computation.

Keywords: single-phase DAB, three-phase DAB, G2V, V2G, efficiency.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 REVUE DES CHARGEURS DE BATTERIE POUR VÉHICULE ÉLECTRIQUE	3
1.1 Chargeur de batterie véhicule électrique.....	3
1.1.1 Emplacement du chargeur.....	4
1.1.2 Flux de puissance.....	4
1.1.3 Charge conductive	5
1.1.4 Charge inductive	7
1.1.5 Normes de charge du VE	9
1.2 Les techniques de charge du VE	10
1.2.1 Les techniques de charge CC/CV et leurs dérivés	11
1.2.2 Techniques de charge rapides	13
1.2.3 Stratégies de contrôle du véhicule au réseau V2G.....	13
1.3 Impact de l'interconnexion de plusieurs chargeurs sur un bus ac . Erreur ! Signet non défini.	
1.4 Les topologies du chargeur du véhicule électrique.....	159
1.4.1 Convertisseurs AC/DC.....	199
1.4.2 Convertisseurs HF onduleur/redresseur	2323
1.4.3 Convertisseurs DC/DC bidirectionnel	2323
1.5 Conclusion	2626
CHAPITRE 2 MODÉLISATION ET CONTRÔLE DU REDRESSEUR ACTIF ET DOUBLE PONT ACTIF (DAB) EN MONOPHASÉ	299
2.1 Système d'équations du circuit	Erreur ! Signet non défini.
2.1.1 Système d'équations du DAB.....	30
2.1.2 Système d'équations du redresseur actif.....	32
2.2 Modèle moyen du système : redresseur actif connecté au DAB	34
2.2.1 Modèle moyen du DAB	34
2.2.2 Modèle moyen du redresseur actif.....	41
2.3 Équations en régime permanent.....	42
2.4 Linéarisation	43
2.5 Conception des régulateurs	45
2.5.1 Régulateur de courant i_{LS}	49
2.5.2 Contrôleur de tension de sortie v_2	51
2.5.3 Contrôleur de tension de bus v_1	54
2.6 Résultats de simulation	57
2.6.1 Test de démarrage	58
2.6.2 Test de variation de la charge	60
2.6.3 Test de variation de flux de puissance	62
2.7 Conclusion	655

CHAPITRE 3	MODÉLISATION ET CONTRÔLE DU DOUBLE PONT ACTIF TRIPHASÉ	677
3.1	Modèle moyen du DAB triphasé	677
	3.1.1.1 Principe de fonctionnement	6868
	3.1.1.2 Caractéristiques de commutation	70
3.2	Équations en régime permanent	799
3.3	Linéarisation	80
3.4	Conception des régulateurs	83
	3.4.1 Contrôleur de tension de bus v_o	855
	3.4.2 Contrôleur de tension de bus v_i	888
	3.4.3 Contrôleur de courant i_L	92
3.5	Résultats de simulation	Erreur ! Signet non défini.
	3.5.1 Test de démarrage	Erreur ! Signet non défini.
	3.5.2 Variation de la puissance à la charge	Erreur ! Signet non défini.
	3.5.3 Variation du flux de puissance	Erreur ! Signet non défini.
3.5	Conclusion	102
CHAPITRE 4	PERFORMANCES DES DAB MONOPHASÉ ET TRIPHASÉ	103
4.1	Les topologies de DAB et technique de modulation	103
	4.1.1 Les topologies de DAB étudiées	103
	4.1.2 Les techniques de simulation	104
	4.1.3 Étude de la variation du déphasage et du rapport cyclique	105
4.2	Élaboration des équations de dimensionnement	109
4.3	Puissance dissipée	114
4.4	Résultats de simulation	116
4.5	Conclusion	119
CONCLUSION		12121
RECOMMANDATIONS		12323
ANNEXE I	DÉVELOPPEMENT DES ÉQUATIONS MENANT AU CALCUL DE I_L	1255
LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES		1277

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 1.1 Techniques de charge rapide.....	13
Tableau 2.1 Paramètres du DAB	35
Tableau 2.2 Expression des tensions et du courant aux bornes de l'inductance pour une période de fonctionnement.....	38
Tableau 2.3 Spécifications et paramètres du circuit sous test.....	46
Tableau 2.3 Spécifications et paramètres du circuit sous test (suite)	47
Tableau 3.1 Phases de fonctionnement.....	71
Tableau 3.2 Système d'équations pour le calcul du courant de phase	72
Tableau 3.3 Séquences des courants de phases	74
Tableau 3.4 Spécifications du circuit.....	84
Tableau 3.4 Spécifications du circuit (suite)	85
Tableau 3.5 Paramètres des compensateurs.....	97
Tableau 4.1 Paramètres du circuit.....	114

LISTE DES FIGURES

		Page
Figure 0.1	Répartition des émissions de gaz à effet de serre du Canada	1
Figure 1.1	Différentes parties électriques des véhicules électriques typiques	3
Figure 1.2	Emplacement du chargeur de véhicule électrique	4
Figure 1.3	Flux de puissance unidirectionnel et bidirectionnel.....	5
Figure 1.4	Comité J1772 de la terminologie "Niveau 1/2/3" de SAE.....	7
Figure 1.5	(a) Charge stationnaire (b) Charge 'roadbed' sans contact.....	7
Figure 1.6	Comparaison entre la charge avec et sans contact	8
Figure 1.7	Vue d'ensemble schématique des normes disponibles pour les opérations de charge PEV	9
Figure 1.8	Types de prises électriques utilisées (EVSE).....	10
Figure 1.9	Les blocs de contrôle principaux dans le système de charge	11
Figure 1.10	Allure de tension-courant selon la méthode de charge (a) Charge à CV; (b) Charge à CC; (c) Charge à CC-CV	12
Figure 1.11	(a) Charge CC/CV à plusieurs étages, (b) Charge par impulsions négatives CC/CV, (c) Charge par impulsions négatives CC/CV à plusieurs étages	12
Figure 1.12	Stratégies de contrôle du véhicule au réseau V2G.....	13
Figure 1.13	Connexion de 20 charges au réseau électrique à travers le DAB	15
Figure 1.14	L'allure de l'impédance totale appliquée au réseau en fonction de la fréquence.....	17
Figure 1.15	Taux de distorsion harmonique THDv au PCC causé par 20 maisons connectées au réseau	18
Figure 1.16	THDv avec filtre du 1 ^{er} ordre.....	18
Figure 1.17	Configuration générale du chargeur de batterie du VE	19
Figure 1.18	Convertisseurs AC/DC.....	20

Figure 1.19	Redresseur élévateur triphasé	21
Figure 1.20	(a) Convertisseur à verrouillage par diode à trois niveaux (b) Convertisseur DC/DC à trois niveaux.....	22
Figure 1.21	Principales topologies d'onduleurs et de redresseurs de haute fréquence utilisés pour un fonctionnement bidirectionnel.....	23
Figure 1.22	Convertisseurs DC-DC bidirectionnels.....	24
Figure 1.23	Convertisseur DC-DC à double pont actifs et ses dérivations.....	25
Figure 1.24	La topologie du convertisseur à double pont actif triphasé	26
Figure 2.1	Circuit du redresseur actif et double pont actif.....	30
Figure 2.2	Le convertisseur double pont actif DAB	31
Figure 2.3	Redresseur actif connecté au réseau	33
Figure 2.4	Schéma du DAB en boucle ouverte	35
Figure 2.5	Allure en régime permanent des tensions et courants de part et d'autre de l'inductance L pendant la décharge pour une période de fonctionnement	36
Figure 2.6	Allure en régime permanent des tensions et courants de part et d'autre de l'inductance L pendant la charge pour une période de fonctionnement	36
Figure 2.7	Puissance normalisée en fonction de l'angle de déphasage φ	40
Figure 2.8	Modèle du gyrateur moyen du DAB.....	40
Figure 2.9	L'allure des tensions V_{B1B2} et V_{D1D2} en appliquant un déphasage φ entre eux et une modulation sur α	46
Figure 2.10	Variables d'entrée et de sortie du système.....	47
Figure 2.11	Contrôleur du redresseur actif avec composante du contrôleur du DAB	48
Figure 2.12	Contrôle de courant aux bornes de l'inductance du réseau	49
Figure 2.13	Contrôle de la tension de sortie v_2	51
Figure 2.14	Réponse fréquentielle de la régulation de v_2	53

Figure 2.15	Contrôle de la tension de bus v_1	54
Figure 2.16	Réponse fréquentielle de v_1 par rapport à $\hat{i}_{Ls}$	56
Figure 2.17	Réponse fréquentielle de la régulation de v_1 par rapport à $\hat{i}_{Ls}$	57
Figure 2.18	Le démarrage du DAB en appliquant une charge de 10 kW	58
Figure 2.19	Allure de la tension et du courant du réseau au régime permanent	59
Figure 2.20	Taux de distorsion harmonique du courant de réseau i_{Ls}	59
Figure 2.21	Réponse du système contrôlé lors d'une variation de la puissance à la charge de 10 kW à 6 kW.....	60
Figure 2.22	L'allure de la tension et du courant de sortie ainsi que le courant dans l'inductance lors d'une variation de la puissance à la charge de 10 kW à 6 kW	61
Figure 2.23	L'allure de la tension et du courant de sortie ainsi que le courant dans l'inductance lors d'une variation de la puissance à la charge de 6 kW à 10 kW	61
Figure 2.24	Réponse du système contrôlé lors d'une variation de flux de puissance de 6 kW à -6 kW	62
Figure 2.25	L'allure de la tension et du courant de sortie ainsi que le courant dans l'inductance lors d'une variation de la puissance à la charge de -6 kW à 6 kW	63
Figure 2.26	L'allure de la tension et du courant de sortie ainsi que le courant dans l'inductance lors d'une variation de la puissance à la charge de 6 kW à -6 kW.....	63
Figure 3.1	Circuit du double pont actif triphasé.....	67
Figure 3.2	Allure du courant et tension de la phase a	69
Figure 3.3	Allures des courants i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} et i_{in} pour une période de commutation	76
Figure 3.4	Variables d'entrée et de sortie du DAB.....	83
Figure 3.5	Contrôle de la tension de sortie V_o	85
Figure 3.6	Réponse fréquentielle de la régulation de v_o	88
Figure 3.7	Contrôle de la tension du bus d'entrée V_i	88

Figure 3.8	Réponse fréquentielle de v_i par rapport à τ_{al}	90
Figure 3.9	Réponse fréquentielle de la régulation de v_i	91
Figure 3.10	Réponse fréquentielle du courant i_L par rapport à φ	93
Figure 3.11	Réponse fréquentielle de la régulation de i_L	96
Figure 3.12	Le démarrage du DAB en appliquant une charge de 10 kW	98
Figure 3.13	Réponse du DAB triphasé lors d'une variation de la puissance à la charge de 6 kW à 10 kW	99
Figure 3.14	L'allure de la tension et du courant de sortie ainsi que le courant dans l'inductance lors d'une variation de la puissance à la charge de 6 kW à 10 kW	99
Figure 3.15	L'allure de la tension et du courant de sortie ainsi que le courant dans l'inductance lors d'une variation de la puissance à la charge de 10 kW à 6 kW	100
Figure 3.16	Réponse du DAB contrôlé lors d'une variation de flux de puissance de -6 kW à 6 kW	101
Figure 3.17	L'allure de la tension et du courant de sortie ainsi que le courant dans l'inductance lors d'une variation de la puissance à la charge de 6 kW à -6 kW	101
Figure 3.18	L'allure de la tension et du courant de sortie ainsi que le courant dans l'inductance lors d'une variation de la puissance à la charge de -6 kW à 6 kW	102
Figure 4.1	Configuration du circuit de pont double actif monophasé	103
Figure 4.2	Configuration du circuit de pont double actif triphasé	103
Figure 4.3	Modulation du DAB monophasé	104
Figure 4.4	Modulation du DAB triphasé	105
Figure 4.5	Module de puissance de sortie en fonction du rapport cyclique vue de côté réseau pour différentes valeurs de déphasage	106
Figure 4.6	L'efficacité du DAB en fonction du rapport cyclique vue de côté réseau pour différentes valeurs de déphasage	107

Figure 4.7	La puissance de perte moyenne en fonction du rapport cyclique vue de côté batterie pour le mode de charge et décharge107
Figure 4.8	Allures de tensions des condensateurs C_1 et C_2 et du courant aux bornes de l'inductance L_a de la phase a pour $\varphi=0^\circ$ et $D_1=D_2=50\%$108
Figure 4.9	Tension et Courant de l'interrupteur113
Figure 4.10	L'efficacité en fonction de la puissance pour les modes de fonctionnement monophasé et triphasé.....117
Figure 4.11	La puissance en fonction de l'angle de déphasage pour les modes de fonctionnement monophasé et triphasé.....117
Figure 4.12	La différence entre les résultats de simulation et théoriques en termes de la puissance de sortie en fonction du déphasage pour le 1p-DAB et le 3p-DAB118

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

ve	véhicule électrique
g2v	grid to vehicle (réseau à véhicule)
v2g	vehicle to grid (véhicule à réseau)
thd	taux de distorsion harmonique
dab	dual active bridge (double pont actif)
evse	electric vehicle supply equipment (équipement du véhicule électrique)
pev	plugin electric vehicle (véhicule électrique branché)
cc-cv	constant current-constant voltage (courant constant-tension constante)
zvs	zero voltage switching (commutation à zéro tension)
zcs	zero current switching (commutation à zéro courant)
vf	voltage fed (alimenté en tension)
cf	current fed (alimenté en courant)
lc	(l) inductance et condensateur
pi	proportionnel-intégrale
mli	modulation de largeur d'impulsion
ftbf	fonction de transfert en boucle fermée
ftbo	fonction de transfert en boucle ouverte
pcc	point de couplage commun
soc	state of charge (état de charge)

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

UNITÉ DE BASE

s	seconde (unité de temps)
A	ampère (unité d'intensité de courant électrique)
V	volt (unité de tension électrique)
Hz	hertz (unité de fréquence)
rad	radian (unité d'angle)
°	degré (unité d'angle)
dB	décibel (unité de gain)

UNITÉ DE TEMPS

s	seconde
ms	milliseconde
μs	microseconde
τ	constante de temps

UNITÉS DE FRÉQUENCE

kHz	kilohertz
f_c	fréquence de coupure
f_0	fréquence à 0dB
ω	fréquence angulaire

UNITÉ DE PUISSANCE

W	watt
kW	kilowatt
P	puissance active
Q	puissance réactive

UNITÉ ÉLECTRIQUE

Ω	ohm
H	henry
F	farad
Z	impédance
L	inductance
C	condensateur
R	résistance
η	efficacité
I	courant d'une maille
V	tension d'un noeud
K_p	gain proportionnel

INTRODUCTION

En 2015, 28% des émissions de gaz à effet de serre du Canada sont causées par les activités de transport, dont 71% par les moyens de transport routiers, y compris les véhicules à essence et au diesel, comme décrit à la figure 0.1 ci-dessous. Par conséquent, le gouvernement fait des investissements stratégiques pour encourager les Canadiens pour la transition vers les véhicules électriques (VE). Parallèlement, les recherches portent sur l'utilisation énergétique des véhicules électriques et sur la mise au point de structures, de topologies, de techniques et de normes de chargement de véhicules électriques. Le développement du convertisseur de charge des véhicules électriques basés sur la conception des chargeurs de batterie dépend des critères clés suivants: efficacité, taille et poids (optimisation des chargeurs embarqués pour assurer une densité de puissance élevée afin d'améliorer les performances des véhicules électriques), la bidirectionnalité (fonctionnant dans les deux modes véhicule à réseau V2G et réseau à véhicule G2V), les harmoniques (en respectant les limites de courant et de tension spécifiées par les normes et en assurant la correction du facteur de puissance), la commande (pour maintenir la forme du courant et avoir une tension du bus constante) et enfin, la sécurité du processus de charge du VE (doit respecter les normes de charge du VE).

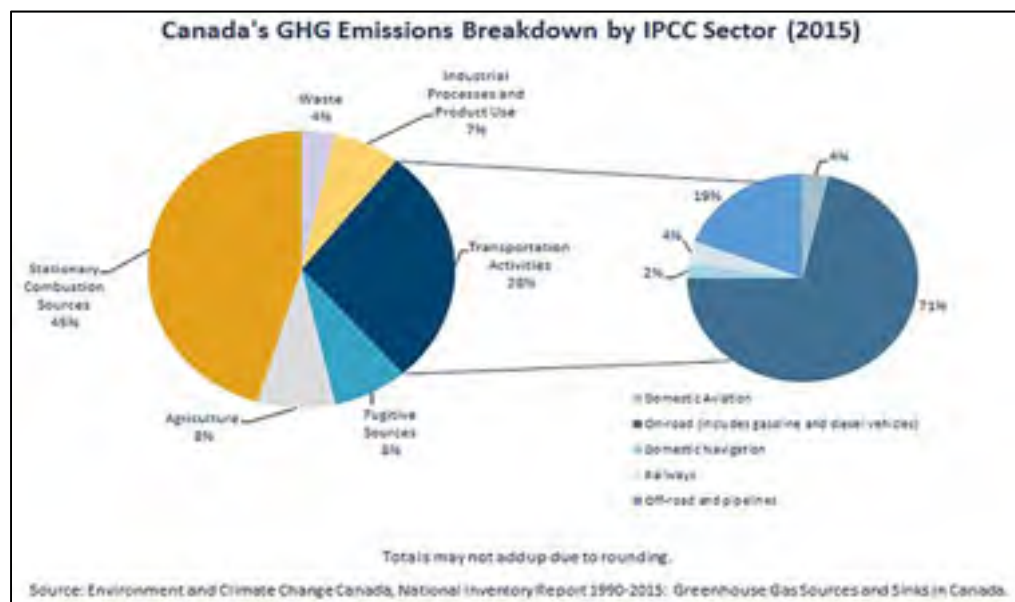


Figure 0.1 Répartition des émissions de gaz à effet de serre du Canada

De ce fait, ce mémoire présente une revue détaillée sur les chargeurs des batteries des véhicules électriques VEs, les techniques de charge et les topologies du chargeur du VE dans le premier chapitre. Une étude du double pont actif monophasé est présentée dans le deuxième chapitre tout en découvrant l'impact des chargeurs des VE quand ils sont connectés au réseau. Le troisième chapitre se concentre sur la modélisation et le contrôle du double pont actif triphasé. Finalement, les résultats de simulation du double pont actif en monophasé et en triphasé sont exposés dans le dernier chapitre.

CHAPITRE 1

REVUE DES CHARGEURS DE BATTERIE POUR VÉHICULE ÉLECTRIQUE

1.1 Chargeur de batterie véhicule électrique

L'installation du chargeur du véhicule électrique VE varie selon le sens du flux de l'énergie et de la densité volumique. Nous pouvons trouver des chargeurs on-board (installés à l'intérieur du véhicule) et off-board (installés dans le poste de charge). En outre, le processus de chargement du véhicule électrique pourrait être unidirectionnel ou bidirectionnel muni des équipements isolés et non isolés (Yilmaz et Krein, 2013).

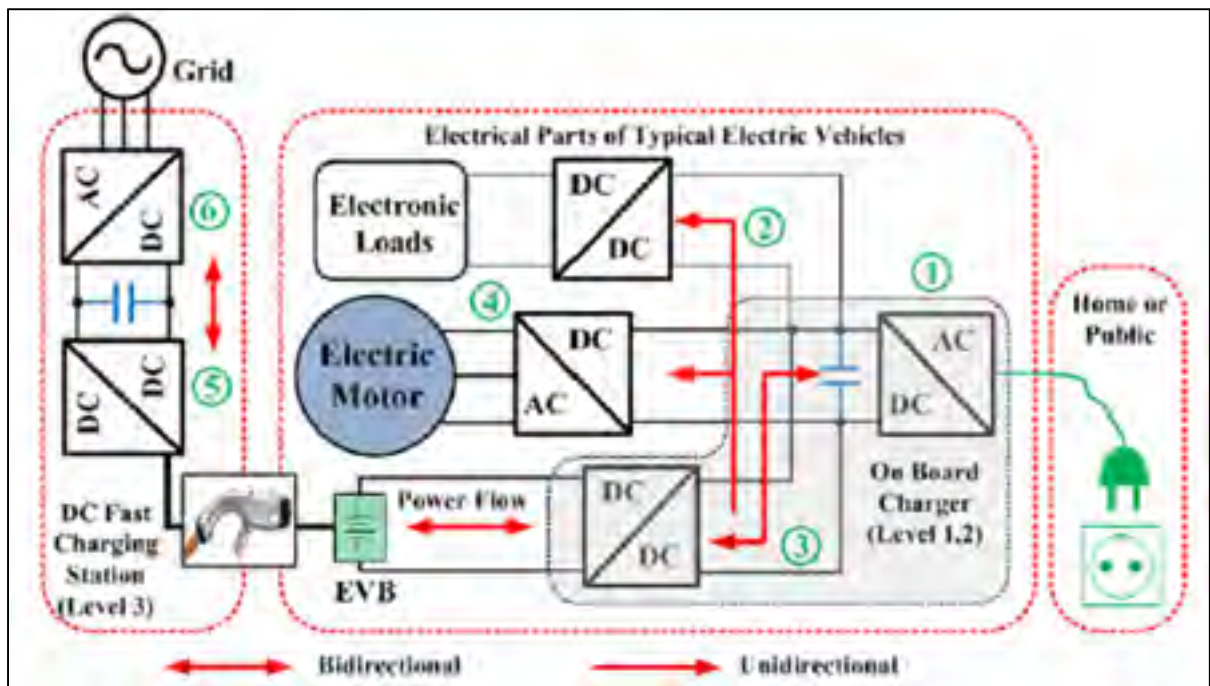


Figure 1.1 Différentes parties électriques des véhicules électriques typiques
Tirée de Tran Sutanto et Muttaqi (2017)

1.1.1 Emplacement du chargeur

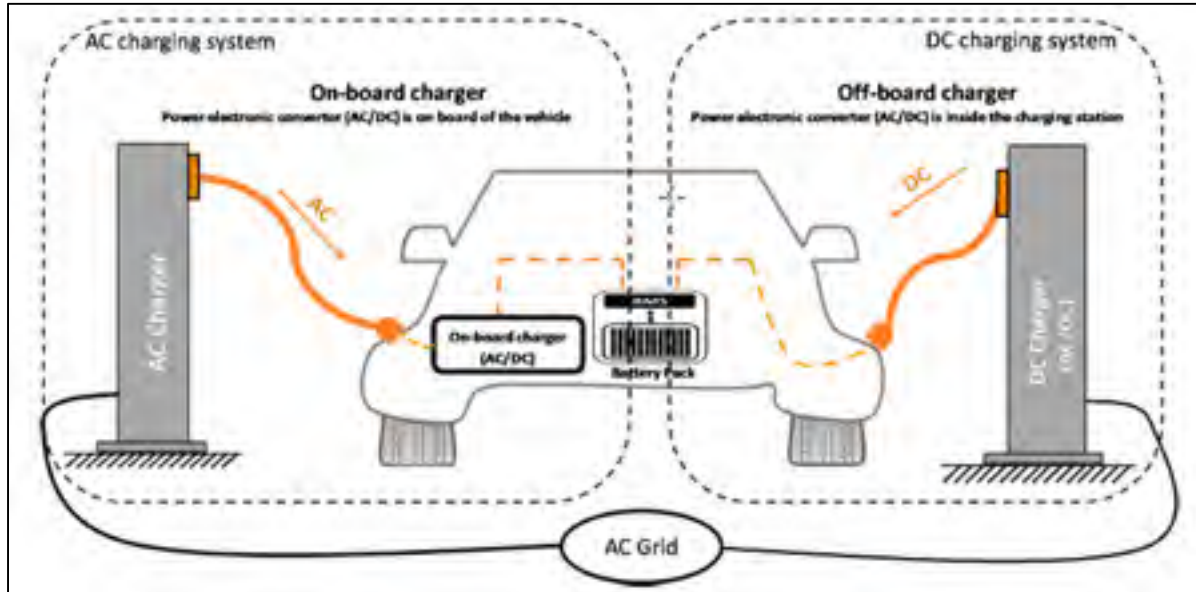


Figure 1.2 Emplacement du chargeur de véhicule électrique
Tirée de Garcés Quílez et al. (2018)

Le chargeur de batterie du VE transforme le courant alternatif du réseau en un courant continu injecté dans la batterie VE. Il est installé soit on-board, soit à l'extérieur off-board, comme décrit aux figures 1.1 et 1.2. Le chargeur embarqué limite le poids, l'encombrement et le coût en énergie. Il est conçu pour les niveaux de charge 1 et 2. En revanche, il est conçu pour charger les véhicules électriques partout où une source d'alimentation appropriée est disponible à la maison ou en public. Cependant, le chargeur externe est moins contraint par sa taille et son poids et convient à la charge de niveau 3 appelée charge rapide.

1.1.2 Flux de puissance entre le réseau et le véhicule

En fonction de l'état de charge de la batterie SoC, des exigences du client et de la fonctionnalité du chargeur (charge/décharge), on peut choisir de charger ou de décharger la batterie de véhicule électrique.

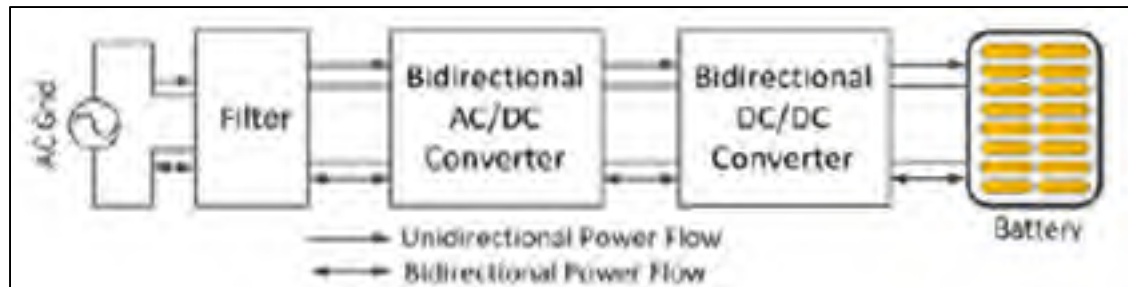


Figure 1.3 Flux de puissance unidirectionnel et bidirectionnel
Tirée de Yilmaz et Krein (2013)

La charge unidirectionnelle est le processus de charge typique qui consiste à transmettre l'énergie du réseau vers la batterie. Ce processus de charge limite les exigences matérielles et simplifie les problèmes d'interconnexion en utilisant simplement un pont de diodes, un filtre et un convertisseur dc-dc ou bien en adoptant d'autres topologies. Pour charger un véhicule électrique, ce processus est appelé réseau à véhicule. Le processus de charge bidirectionnelle prend en compte la charge du VE à partir du réseau, l'injection d'énergie de la batterie dans le réseau, la stabilisation de la puissance avec une conversion de puissance adéquate et doit surmonter la dégradation de la batterie avec des mesures de sécurité étendues et une protection anti-îlotage. Les chargeurs bidirectionnels peuvent être soit non isolés, ce qui n'est pas recommandé en raison de leur poids et de leur coût, soit des chargeurs isolés qui fournissent une densité de puissance élevée et un contrôle rapide.

1.1.3 Charge par conduction

La charge par conduction est une connexion entre le connecteur du VE et l'entrée de charge à l'aide d'un câble spécifique respectant les normes de charge des VE décrites en 1.1.5. Cette connexion limite le contact au niveau de charge de forte puissance pour éviter des dommages. Il y'en a des différentes catégories de chargeurs par conduction en fonction de la densité de puissance nécessaire:

- **charge à faible puissance:** charge de niveau 1 - prise standard de 120 V (à la maison ou au bureau) pour un taux de charge allant jusqu'à 1,9 kW. En règle générale, cela est limité

à 12 ampères (Huang et al., 2015) et à la charge de niveau 2 - borne de recharge de 240 V (privée ou publique) (Filho et al., 2017) pour un taux de charge maximal de 19,2 kW. En règle générale, il s'agit de 32 ampères (Huang et al., 2015). Son avantage pour les services publics cherchant à minimiser l'impact sur les heures de pointe, par exemple vous pouvez recharger votre voiture à la maison la nuit ou en station publique pendant votre travail, vos achats. Le temps de charge dépend de la quantité d'énergie demandée et des caractéristiques de chaque producteur. En général, pour charger un véhicule électrique au niveau 1, le temps de charge est compris entre 11 et 36 heures et pour le niveau 2, entre 2 et 6 heures. Pour le véhicule hybride rechargeable PHEV, le chargement avec le niveau 1 ne prend que 4 à 11 heures et le chargement d'un véhicule électrique avec le niveau 2 prend de 1 à 4 heures comme indiqué dans (Habib et al., 2017).

- **charge rapide à haute puissance:** charge rapide - station de charge de 400 V ou supérieure (réseaux de charge publics) (Filho et al., 2017) jusqu'à 240 kW (400A) voir figure 1.4. Ce type de charge ne convient que pour les batteries VE. Il augmente la demande, conduit à surcharger rapidement les équipements de distribution locale aux heures de pointe et renverse les conflits de flux d'énergie avec l'objectif fondamental de créer une connexion minimale, de disposer du temps voulu et de fournir une énergie conséquente aussi rapidement que possible. Le temps de charge requis pour 50 kW est compris entre 0,26 et 0,64 heure et seulement 0,37 heure pour 100 kW pour le Tesla roadster (Habib et al., 2017).

Les chargeurs de niveau 2 et 3 augmentent les pertes du transformateur de distribution, les variations de tension, les distorsions harmoniques et la charge thermique du réseau de distribution. Ils ont donc un impact sur le réseau de distribution.

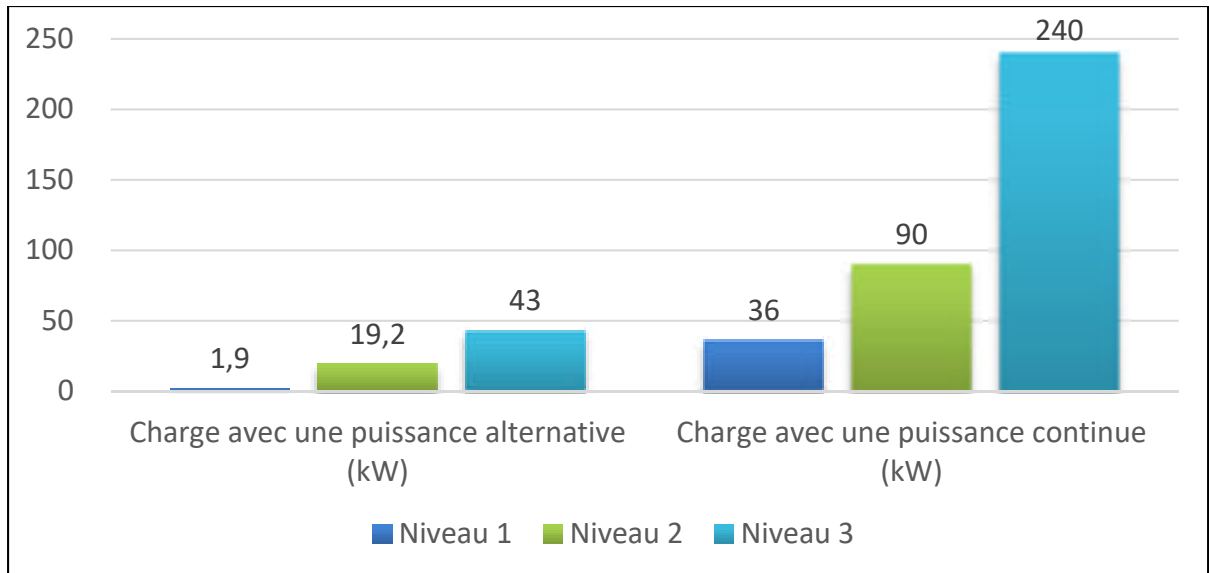


Figure 1.4 Comité J1772 de la terminologie "Niveau 1/2/3" de SAE

1.1.4 Charge sans contact

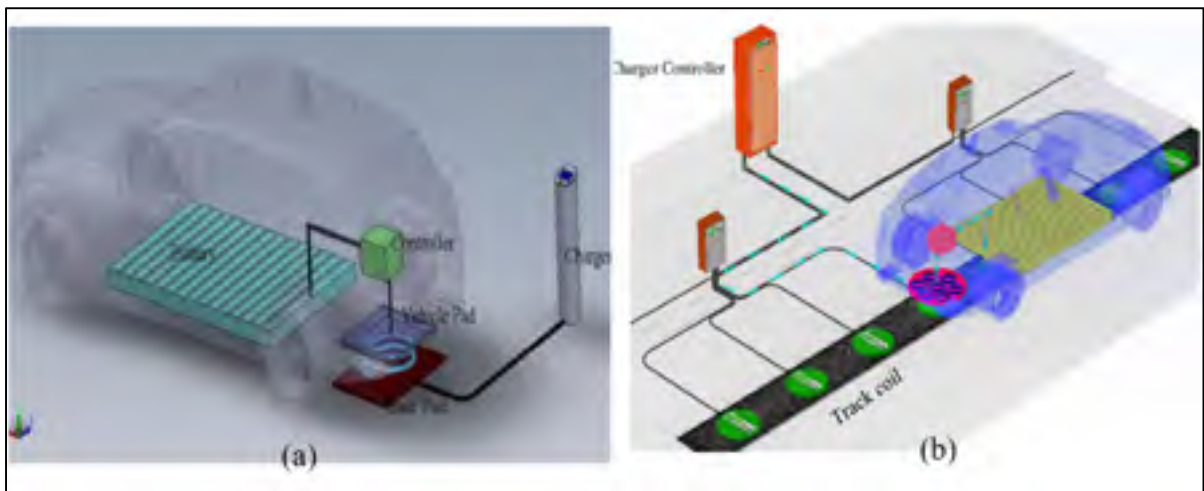


Figure 1.5 (a) Charge stationnaire (b) Charge 'roadbed' sans contact
Tirée de Ahmad et al. (2018)

La charge assure l'isolation galvanique en transférant l'alimentation entre la station de charge et la batterie du VE à travers l'entrefer entre les bobines primaire (installé dans le VE) et secondaire (installé dans la station de charge). Elle offre un processus de charge simple avec

une charge à opportunités multiples et réduit le besoin d'une infrastructure de charge rapide. D'autre part, son efficacité et sa densité de puissance sont relativement faibles, et présentent des pertes de puissance et une complexité et coût de fabrication supplémentaires.

On distingue deux types de chargeurs sans contact: le chargeur stationnaire et le chargeur 'roadbed' du VE sans contact. Le premier type est placé dans la station de charge, figure 1.5 (a), offrant un meilleur couplage, un meilleur réglage, un meilleur alignement latéral et une efficacité accrue, mais il nécessite une batterie de grande taille pour augmenter la plage de puissance. Tandis que le deuxième type est placé dans les chaussées où le véhicule pourrait être à l'arrêt ou en mouvement pendant le processus de chargement, comme illustré à la figure 1.5 (b). La charge routière sans contact réduit la taille du stockage embarqué, le poids, la complexité et les coûts initiaux, mais elle présente un coût d'installation très élevé et une gestion complexe pour la planification, le paiement et la gestion.

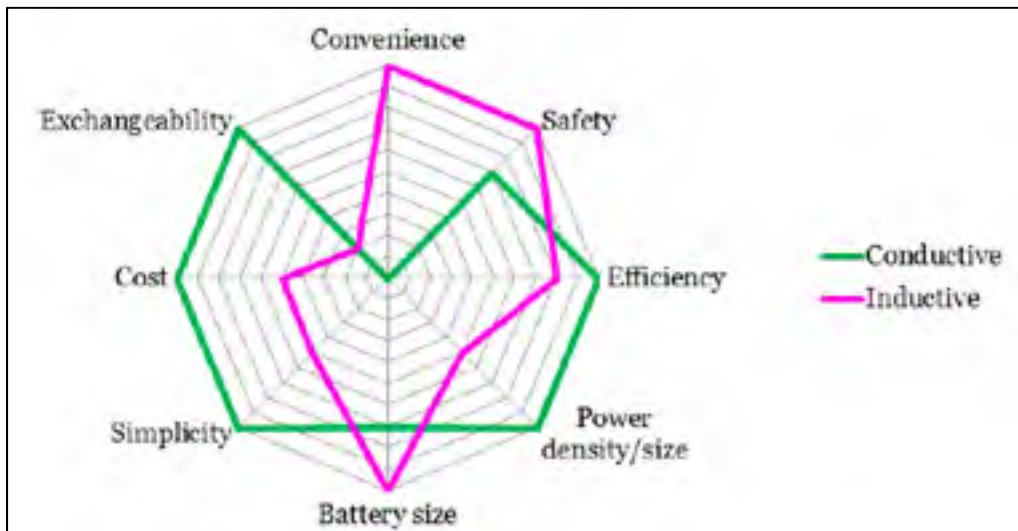


Figure 1.6 Comparaison entre la charge avec et sans contact
Tirée de Garcés Quílez et al. (2018)

La figure 1.6 illustre la différence entre les chargeurs en termes d'efficacité, de densité et de puissance, de taille de batterie, de simplicité, de commodité d'échange de coup et de sécurité. Il est clair que le chargeur par conduction est plus rentable que le chargeur sans contact.

1.1.5 Normes de charge du VE

Les composants principaux de l'équipement d'alimentation des véhicules électriques EVSE sont les suivants: câble de charge pour véhicules électriques, supports de charge (résidentiels ou publics), fiches de connexion, prises de courant, connecteurs et protections de véhicules. On trouve deux configurations d'EVSE: le câble spécialisé et le boîtier mural ou piédestal.

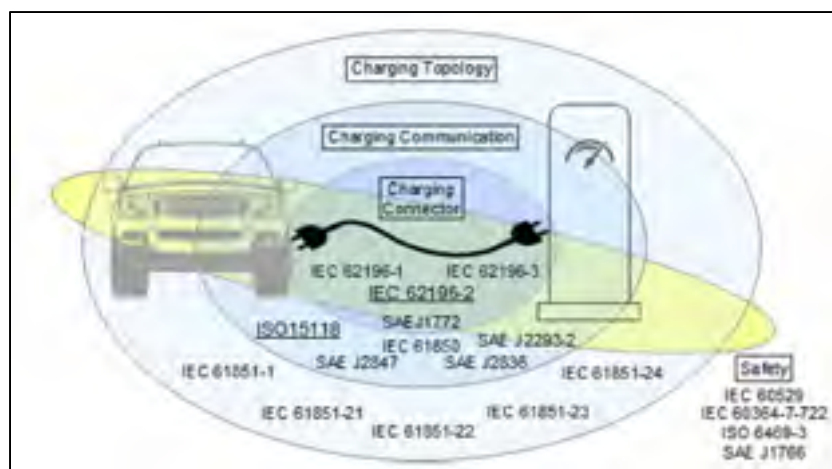


Figure 1.7 Vue d'ensemble schématique des normes disponibles pour les opérations de charge PEV
Tirée de Soylu S (2011)

Pour des raisons de sécurité, de multiples codes et normes de charge sont applicables dans le processus de charge des véhicules électriques au niveau international, ce qui pourrait donner lieu à des infrastructures de charge sophistiquées et coûteuses. Les normes les plus utilisées sont mentionnées ci-dessous.



Figure 1.8 Types de prises électriques utilisées (EVSE)

- CHAdeMO est la norme mondiale (toutes les voitures équipées de CHAdeMO sont compatibles avec tous les chargeurs CHAdeMO) (identiques aux normes IEEE).
- CCS Combo - existe en deux versions (Combo 1 et Combo 2). Le Combo 1 est utilisé en Amérique du Nord, tandis que le Combo 2 est vendu dans la plupart des autres pays.
- Tesla Superchargers - existe en deux versions. Le premier est exclusif à l'Amérique du Nord (et à certains autres marchés), tandis que le second est basé sur la fiche secteur européenne de type 2.
- société de génie automobile SAE; Exemple:
 - pour connecteur conducteur J1772
 - pour la charge à couplage inductif J1773
- agence internationale de l'énergie IEC
- l'Institut des ingénieurs électriciens et électroniciens (IEEE, lien de réseau 1547, P1809 électrique, réseau intelligent P2030).
- le code électrique national (systèmes de charge NEC625 EV).
- l'association nationale de protection contre l'incendie (NFPA 70, NEC 625/626, maintenance du matériel électrique 70B, Sécurité 70E).
- laboratoires des souscripteurs Inc. (UL, 2231 Sécurité, 2251, 2202, 2594 EVSE) ...

1.2 Les techniques de charge du VE

Pour améliorer les résultats de charge en termes de temps et d'efficacité, différentes méthodes de charge sont appliquées. Les techniques de charge les plus utiles sont les techniques de

charge à courant constant/tension-constante CC/CV et leurs dérivés et les techniques de charge rapide.

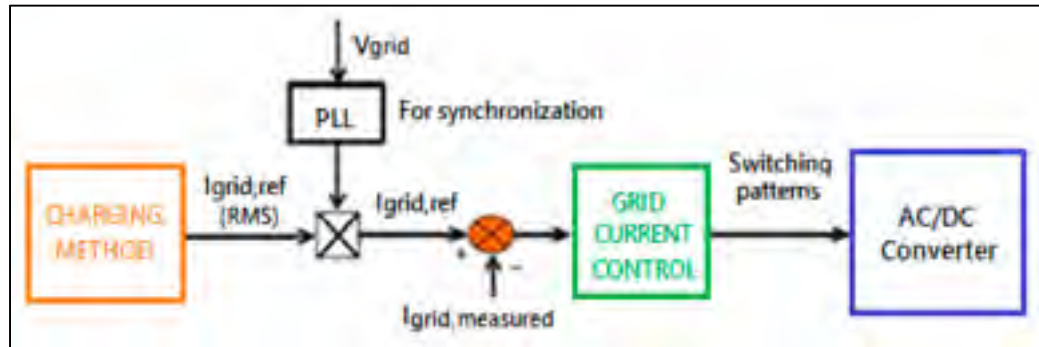


Figure 1.9 Les blocs de contrôle principaux dans le système de charge
Tirée de Garcés Quílez et al. (2018)

1.2.1 Les techniques de charge CC/CV et leurs dérivés

La méthode de charge à tension constante maintient la tension constante et égale à la tension maximale de la batterie pendant que le courant commence à diminuer pour atteindre sa valeur de coupure à pleine charge. La deuxième technique de charge est la charge à courant constant, elle est inappropriée parce qu'elle utilise un courant constant pendant la charge avec une augmentation progressive de la tension pour atteindre la charge complète, l'impédance de la batterie doit être nulle selon (Rawad Zgheib, 2016).

La technique de charge courant-constant/tension-constante CC-CV utilise la méthode de charge à courant constant CC jusqu'à ce que la batterie atteigne sa tension maximale. À ce stade, la méthode de charge à tension constante CV est adoptée jusqu'à pleine charge, comme indiqué à la figure 1.10. Cette méthode est couramment utilisée, mais génère une ondulation de courant élevée qui a un impact réfléchi sur la batterie.

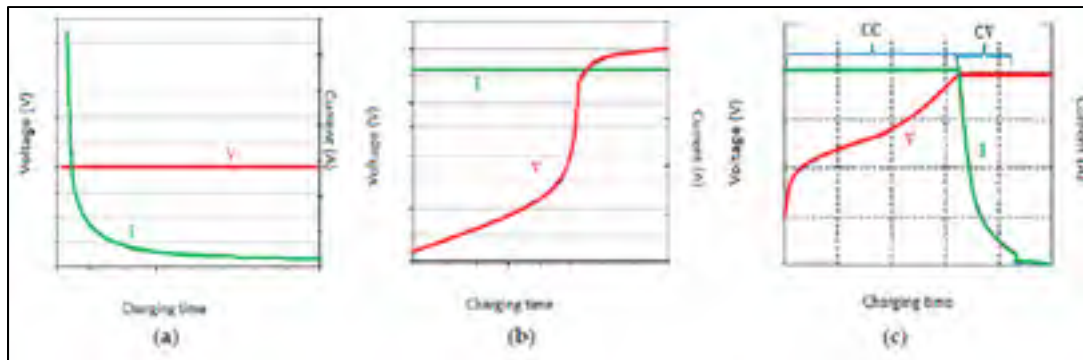


Figure 1.10 Allure de tension-courant selon la méthode de charge dont l'axe horizontal représente le temps (a) Charge à CV; (b) Charge à CC; (c) Charge à CC-CV

Tirée de Garcés Quílez et al. (2018)

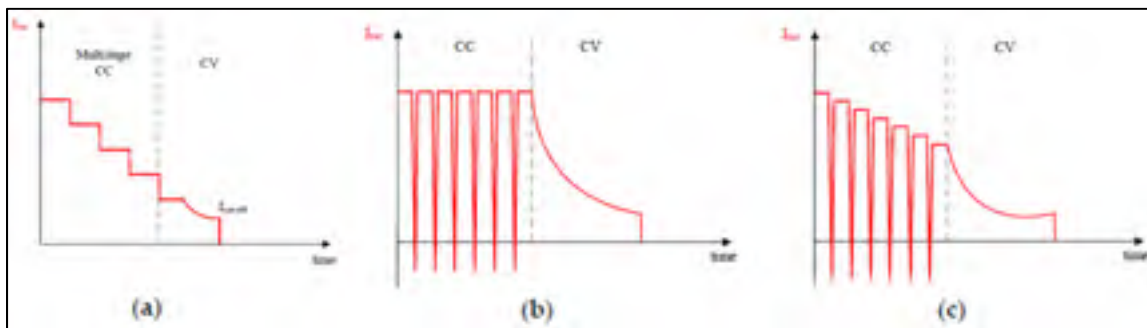


Figure 1.11 (a) Charge CC/CV à plusieurs étages, (b) Charge par impulsions négatives CC/CV, (c) Charge par impulsions négatives CC/CV à plusieurs étages

Tirée de Rawad Zgheib (2016)

La charge CC/CV à plusieurs étages est une bonne alternative permettant un contrôle et une mise en œuvre simples. Elle convient aux transitions de forte puissance et garantit la suppression des ondulations lors du passage de la technique CC à la technique CV pendant la charge.

L'intégration des impulsions négatives avec la charge CC/CV augmente l'acceptation de la charge de la batterie et réduit le temps de charge.

1.2.2 Techniques de charge rapides

Le tableau 1.1 décrit certaines techniques de charge rapide adoptées pour réduire la polarisation et augmenter l'acceptation de la charge (Rawad Zgheib, 2016).

Tableau 1.1 Techniques de charge rapide

Charge CC/CV basée sur SOC	Diminue le temps de charge
	Maintiens une conception et un contrôle acceptables
Évaluation de la résistance interne	Diminue le temps de charge du CC
	Contre la chute de tension
Bilan cellulaire	Équilibrage cellulaire
	Diminue le temps de charge
Charge positive par impulsions	Contre la chute de tension causée par la résistance interne
	Réduit le temps de charge
	Maintient une bonne performance de la batterie
Charge à fréquence variable	Réduit le temps de charge
	Maintient une bonne performance de la batterie

1.2.3 Stratégies de contrôle du véhicule au réseau V2G

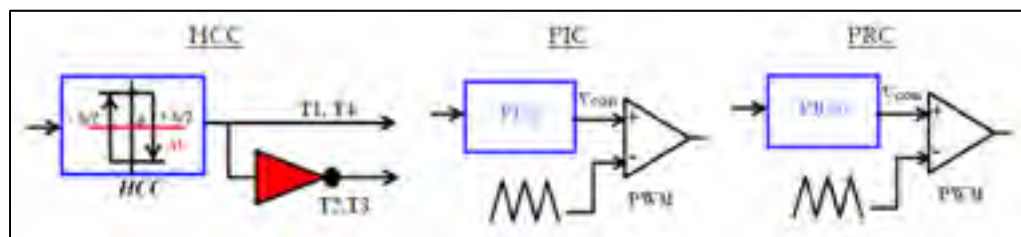


Figure 1.12 Stratégies de contrôle du véhicule au réseau V2G
Tirée de Garcés Quílez et al. (2018)

Lors de la charge et la décharge de la batterie, le flux d'énergie doit être contrôlé pour ajuster le niveau de puissance et fonctionner dans une zone sécurisée. Certaines des stratégies de contrôle V2G sont mentionnées ci-dessous et décrites à la figure 1.12 (Garcés Quílez et al., 2018).

- contrôle du courant d'hystérésis (HCC): l'avantage de ce contrôle réside dans les signaux instantanés de courant de retour et de bande d'hystérésis permettant de générer des types de modulation, par contre il génère des pertes plus importantes.
- contrôle proportionnel intégral (PIC): il se caractérise par sa fréquence de commutation constante et son contrôle continu. Cependant, le suivi de référence est imprécis $PI = K_p + \frac{K_i}{s}$.
- contrôleur Proportionnel-Résonant (PRC): il corrige le défaut de PIC en offrant un bon suivi de référence loin du fonctionnement à fréquence nulle $PR = K_p + \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_r^2}$.

1.3 Impact de l'interconnexion de plusieurs chargeurs sur un bus ac

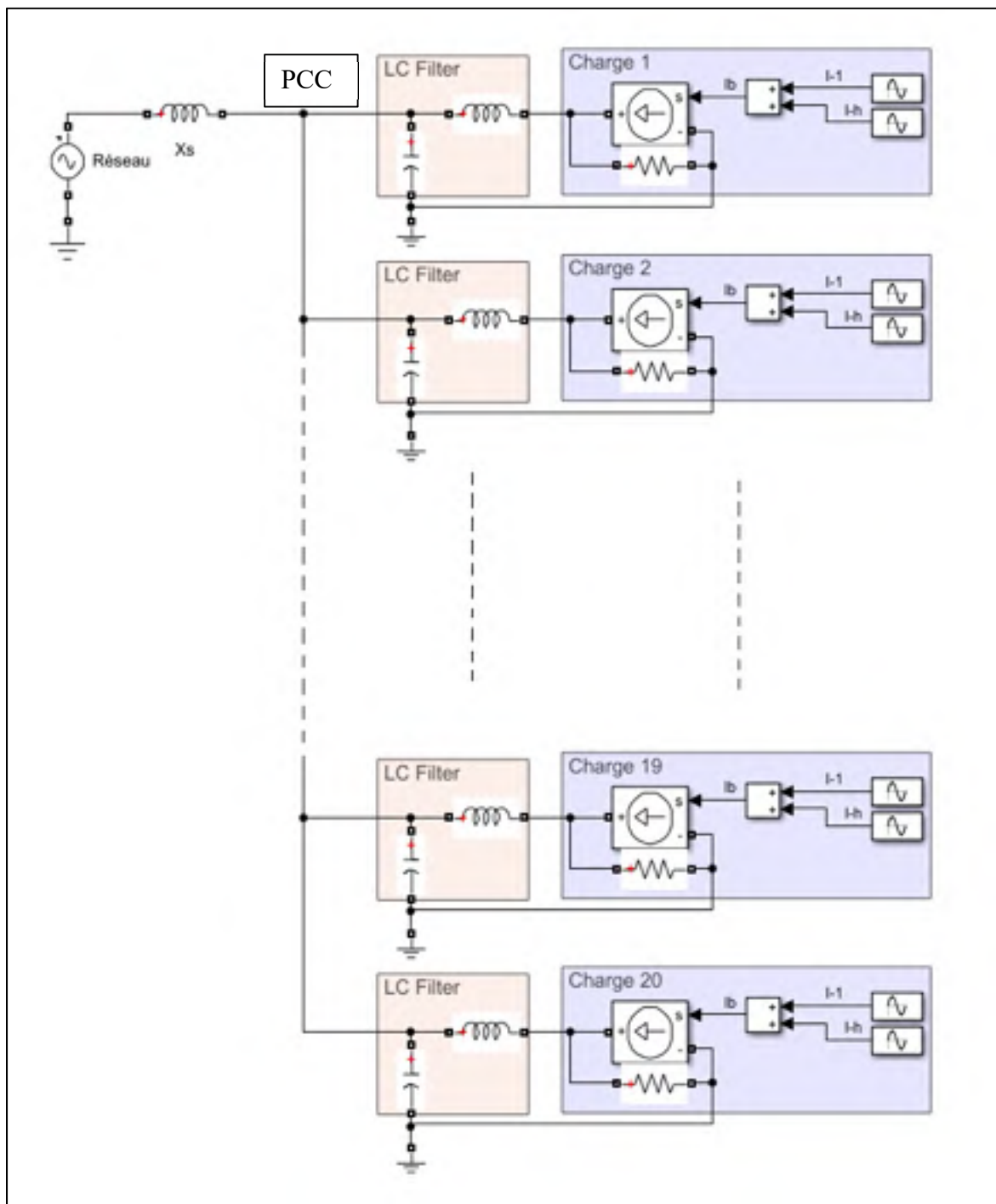


Figure 1.13 Connexion de 20 charges au réseau électrique à travers le DAB

Les sources d'énergie et les convertisseurs électroniques de puissance sont sujets aux problèmes lorsque ces derniers sont connectés ensemble dans le cadre de la gestion et du contrôle du flux de puissance pour les systèmes de conversion de puissance et les micro-réseaux. L'un des enjeux réside dans la forte distorsion harmonique de la tension appliquée au bus ac alimentant plusieurs clients (voir figure 1.15). Le phénomène de résonance est causé par l'introduction des filtres passifs tels que LC et LCL et d'autres types de filtres entre le réseau et le chargeur. La présence des filtres à grande échelle provoque de plus des résonances à certains ordres harmoniques dépendamment de l'impédance du réseau. De plus, la fréquence de résonance peut être détériorée surtout avec un filtre passe-bas de tension dont sa fréquence de coupure est plus élevée que cinquante fois la fréquence nominale $f_c \gg 50 \times f_n$.

On a simulé le système illustré dans la figure 1.13 en considérant un réseau de 120 V et des charges connectées de puissance 5 kW, X_s c'est l'impédance du réseau et de ligne égale à 0.9 mH pour chaque charge connectée. Le filtre LC est composé d'une inductance de valeur 1.5 mH et une capacité de 4.7 μ F, ces valeurs sont prises à titre illustratifs de la référence (Ge et al., 2017).

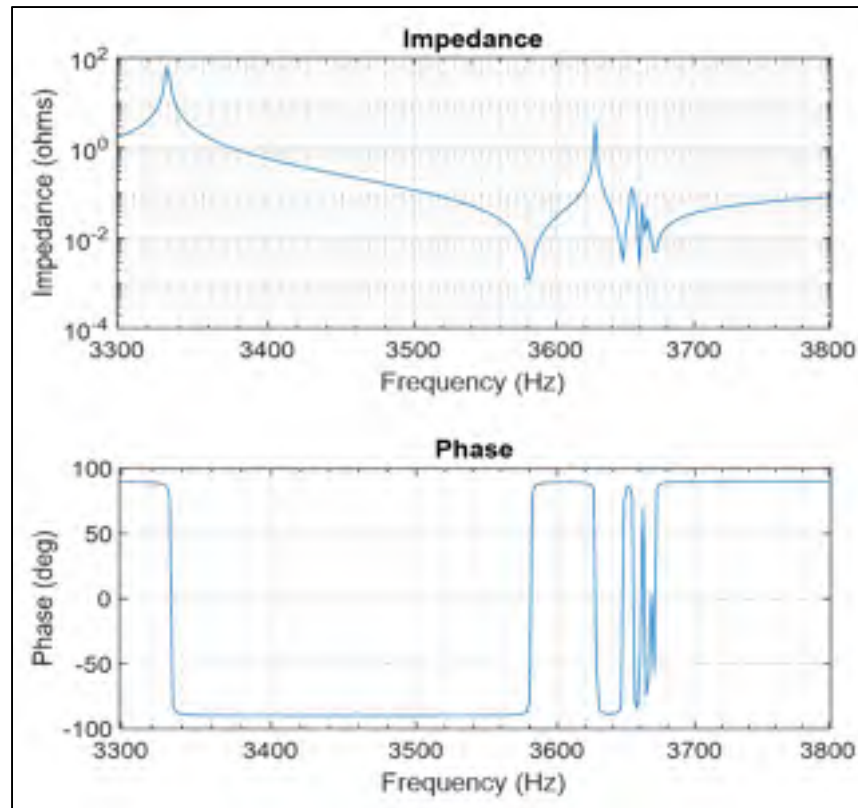


Figure 1.14 L'allure de l'impédance totale vue du réseau en fonction de la fréquence

La figure 1.14 montre la limitation de la bande passante causée par l'introduction des filtres passifs dans les systèmes de conversion de puissance. Les points de résonance sont à la fréquence 3300 Hz on a une impédance importante de valeur 61.95Ω puis on observe de faibles impédances entre $1 \text{ m}\Omega$ et 3.2Ω pour des fréquences entre 3580 Hz et 3670 Hz. Ces faibles impédances favorisent la circulation des harmoniques au domaine de fréquence associé.

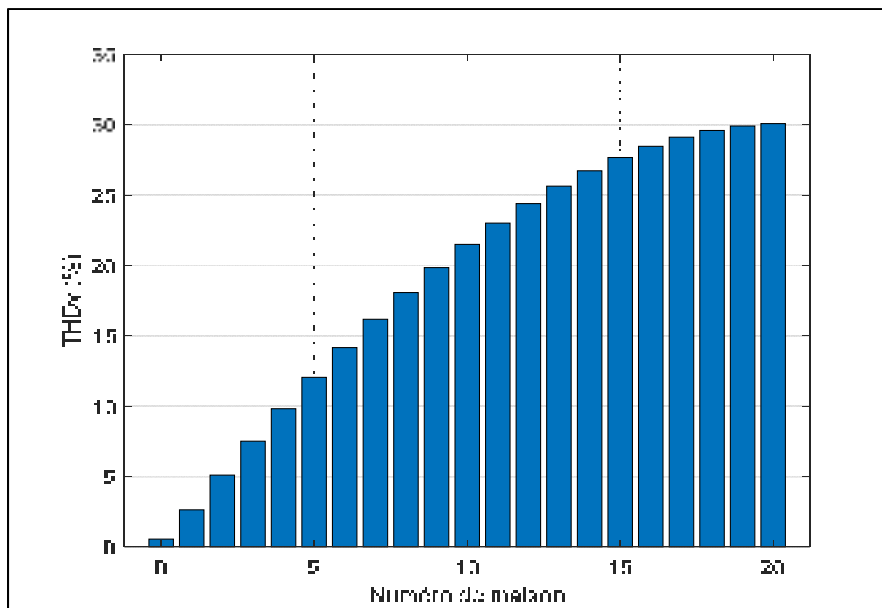


Figure 1.15 Taux de distorsion harmonique THDv au PCC causé par 20 maisons connectées au réseau

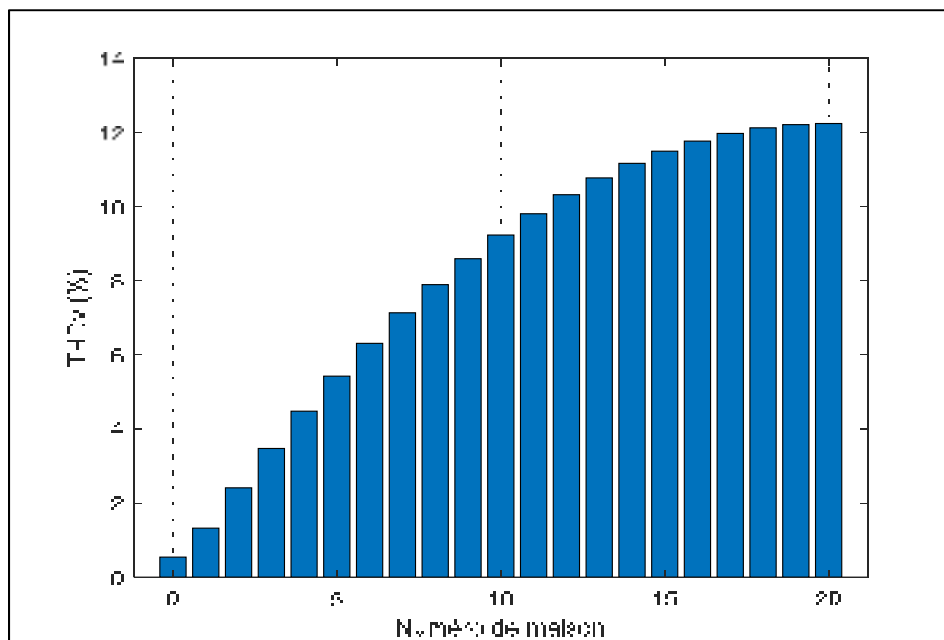


Figure 1.16 THDv avec filtre du 1^{er} ordre

Les figures 1.15 et 1.16 montrent le taux de distorsion harmonique appliqué sur la tension du réseau électrique au niveau du point de couplage commun PCC en utilisant un filtre passif et

un filtre du 1^{er} ordre respectivement où le THD_v atteint en connectant 20 maisons est de 30% avec un filtre passif et de 12.2% avec un filtre de 1^{er} ordre.

Pour protéger le réseau électrique et les convertisseurs électroniques de puissance, on doit limiter la taille des filtres passifs et les réduire à une simple inductance montée en série avec les convertisseurs électroniques de puissance ou bien utiliser le concept des convertisseurs sans filtre ajouté (Abarzadeh, Vahedi et Al-Haddad, 2019).

1.4 Les topologies du chargeur du véhicule électrique

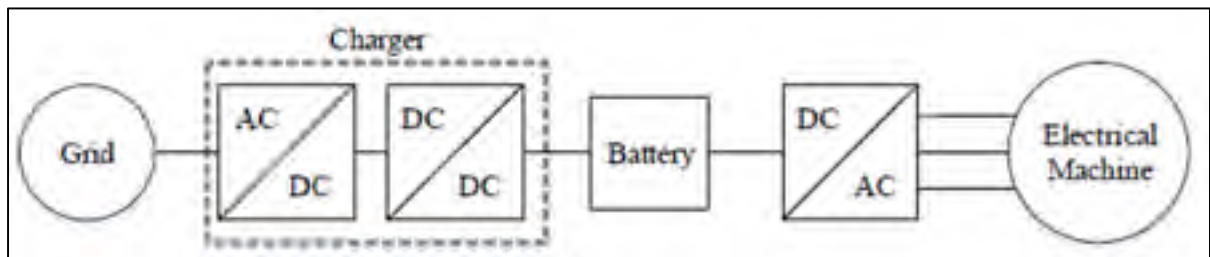


Figure 1.17 Configuration générale du chargeur de batterie du VE
Tirée de Rawad Zgheib (2016)

Le chargeur du VE est placé entre le réseau et la batterie, assurant ainsi la conversion et le contrôle de l'alimentation. Il est composé d'un convertisseur AC/DC suivi d'un convertisseur DC/DC. Le rôle du convertisseur AC/DC est de maintenir une tension de bus constante avec un facteur de puissance élevé pour la tension et le courant du réseau. De l'autre côté, le convertisseur DC/DC est responsable de charger la batterie selon une technique de charge spécifique tout en garantissant un fonctionnement sûr de la batterie en communiquant avec le système de gestion de batterie BMS.

1.4.1 Convertisseurs AC/DC

Selon les niveaux de puissance, les topologies d'un convertisseur AC/DC diffèrent. Ci-après, une classification des topologies pour les niveaux 1 et 2, et pour les topologies de charge rapide hors niveau 3 (Tran, Sutanto et Muttaqi, 2017; Yilmaz et Krein, 2013).

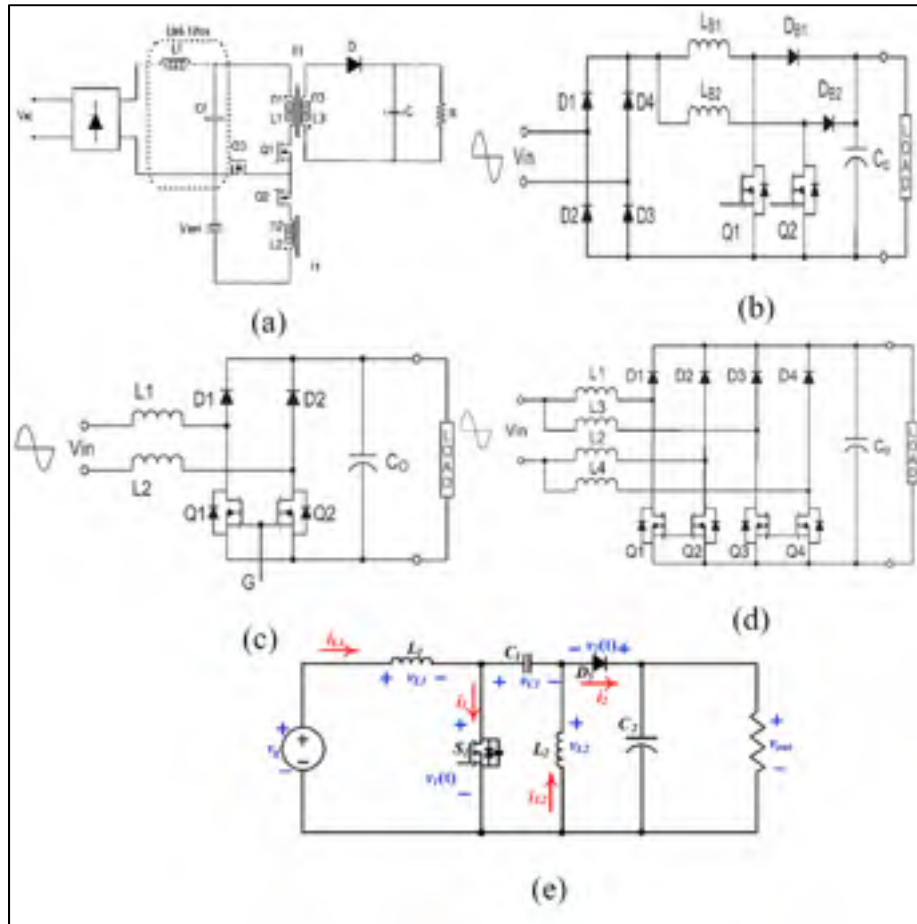


Figure 1.18 Convertisseurs AC/DC

Le développement des topologies adoptées des convertisseurs AC/DC est illustré dans la figure 1.18. Le convertisseur à pont de diodes (Aguilar et al., 1997) illustré à la figure 1.18 (a) redresse la tension d'entrée alternative AC en tension continue DC suivie d'une section boost. Les principaux problèmes de cette topologie sont les contraintes appliquées aux condensateurs de sortie, à la gestion de la chaleur et aux filtres volumineux. Pour améliorer la topologie précédente, vient le convertisseur élévateur entrelacé (Kong et al., 2008) illustré à la figure 1.18 (b), en utilisant des semi-conducteurs en parallèles avec suppression des ondulations en sortie, ce qui réduit les contraintes sur les condensateurs de sortie, mais le problème de la gestion thermique persiste. Cette topologie est limitée à 3,5 kW. Cherchant à améliorer de plus les résultats et à réduire les problèmes, le convertisseur PFC boost sans pont (Jang et Jovanovic,

2009) , figure 1.18 (c), élimine la gestion de la chaleur dans le redresseur d'entrée et libère le besoin en redresseur en causant des interférences électromagnétiques élevées. En combinant les deux topologies précédentes, le convertisseur élévateur entrelacé et le convertisseur PFC boost sans pont, on obtient le convertisseur entrelacé sans pont (Musavi, Eberle et Dunford, 2011) ,figure 1.18 (d), qui réduit l'ondulation du courant de charge de la batterie et la taille de l'inductance. De plus, il convient aux puissances supérieures à 3,5 kW. Le convertisseur SEPIC (Shi et al., 2017) , figure 1.18 (e) (convertisseur inducteur primaire asymétrique), vient pour remplacer le PFC boost entrelacé dans le convertisseur AC/DC et améliore l'efficacité de l'étage LLC en offrant une plage ultra large au lien avec le bus de tension. Il est contrôlé pour fonctionner à une fréquence proche de la fréquence de résonance.

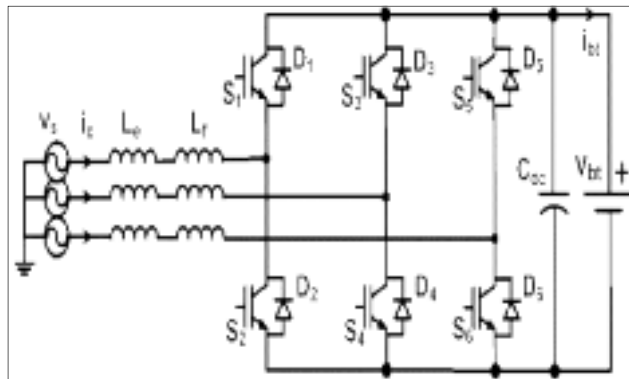


Figure 1.19 Redresseur élévateur triphasé
Tirée de Kesler Kisacikoglu et Tolbert (2014)

Une charge rapide signifie un transfert de densité de puissance élevé qui conduit à utiliser des topologies de convertisseur triphasé (Tran, Sutanto et Muttaqi, 2017). Une topologie de charge rapide simple avec redresseur élévateur triphasé alternatif/continu, figure 1.19, convient si la tension de la batterie est supérieure à la tension du bus continu sinon, une implémentation d'un convertisseur DC/DC avec un convertisseur bidirectionnel abaisseur/élévateur (Buja, Bertoluzzo et Fontana, 2017) ou un convertisseur abaisseur/élévateur bidirectionnel entrelacé (Zhang et al., 2007).

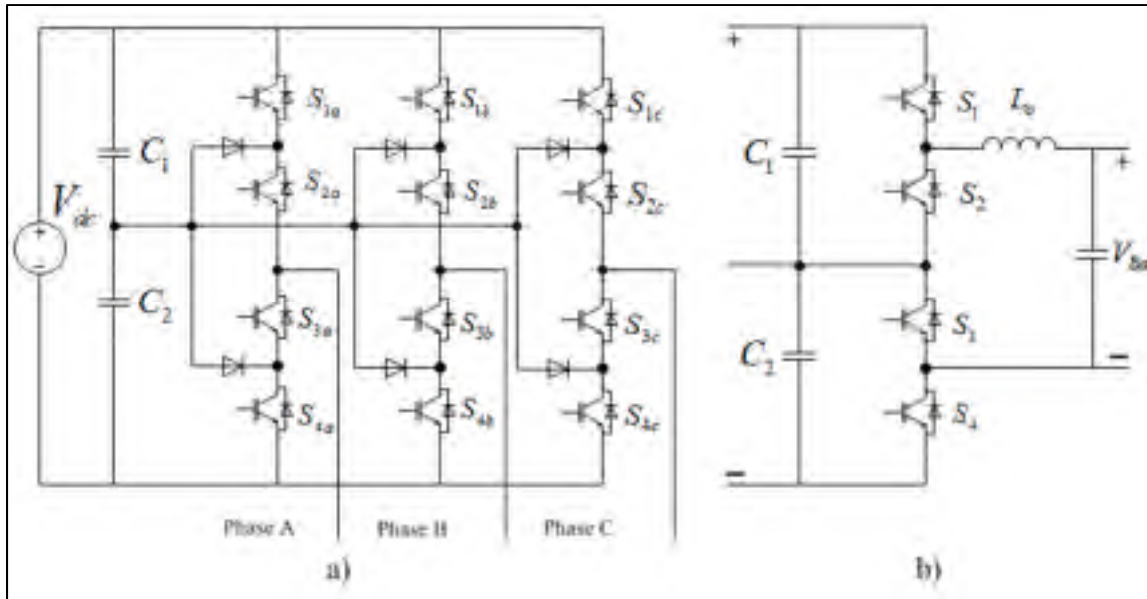


Figure 1.20 (a) Convertisseur à verrouillage par diode à trois niveaux NPC

(b) Convertisseur DC/DC à trois niveaux

Tirée de Tran Sutanto et Muttaqi (2017)

Parmi les topologies de convertisseurs AC/DC à charge rapide largement utilisées, on trouve les convertisseurs multiniveaux (Rivera et Wu, 2017; Tan et al., 2016) qui présentent deux configurations: le convertisseur à verrouillage par diode à trois niveaux et le convertisseur DC-DC à trois niveaux, comme illustré à la figure 1.20. Il présente la meilleure topologie pour les chargeurs de VE de troisième niveau (topologies en demi-pont et en pont complet) par sa qualité de puissance de haut niveau, son THD réduit, son facteur de puissance élevé, son bruit et ses perturbations électromagnétiques réduits, une tension de sortie régulée en courant continu sans ondulation, tension de commutation faible en utilisant un dispositif de stockage d'énergie plus petit, mais nécessite un DSP / FPGA à haute vitesse pour un contrôle de puissance/fréquence élevé.

1.4.2 Convertisseurs HF onduleur/redresseur

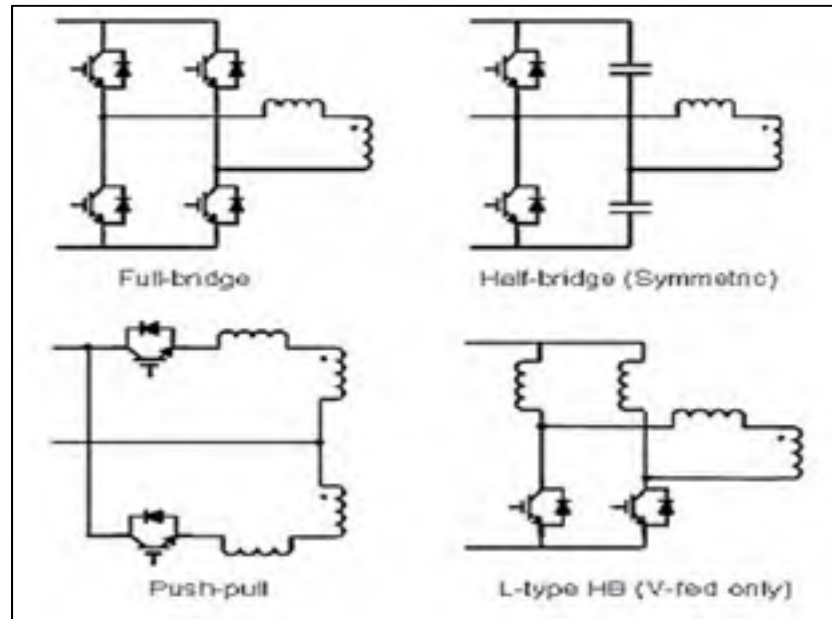


Figure 1.21 Principales topologies de convertisseurs de haute fréquence utilisés pour un fonctionnement bidirectionnel
Tirée de Du et al. (2011)

Les topologies des chargeurs des batteries de VEs sont caractérisées par les hautes fréquences: onduleur, transformateur et redresseur. Dans la figure 1.21, l'onduleur push-pull, l'onduleur de type L, le redresseur à dérivation centrale et le redresseur doubleur de courant sont utilisés pour les applications basse tension et courant fort.

1.4.3 Convertisseurs DC/DC bidirectionnel

Pour garantir la bidirectionnalité, certaines topologies DC/DC sont privilégiées. De plus, elles offrent une isolation galvanique, un coût réduit et un système peu encombrant. On illustre différentes topologies de convertisseurs DC-DC bidirectionnels basées sur l'alimentation des entrées/sorties dans la figure suivante.

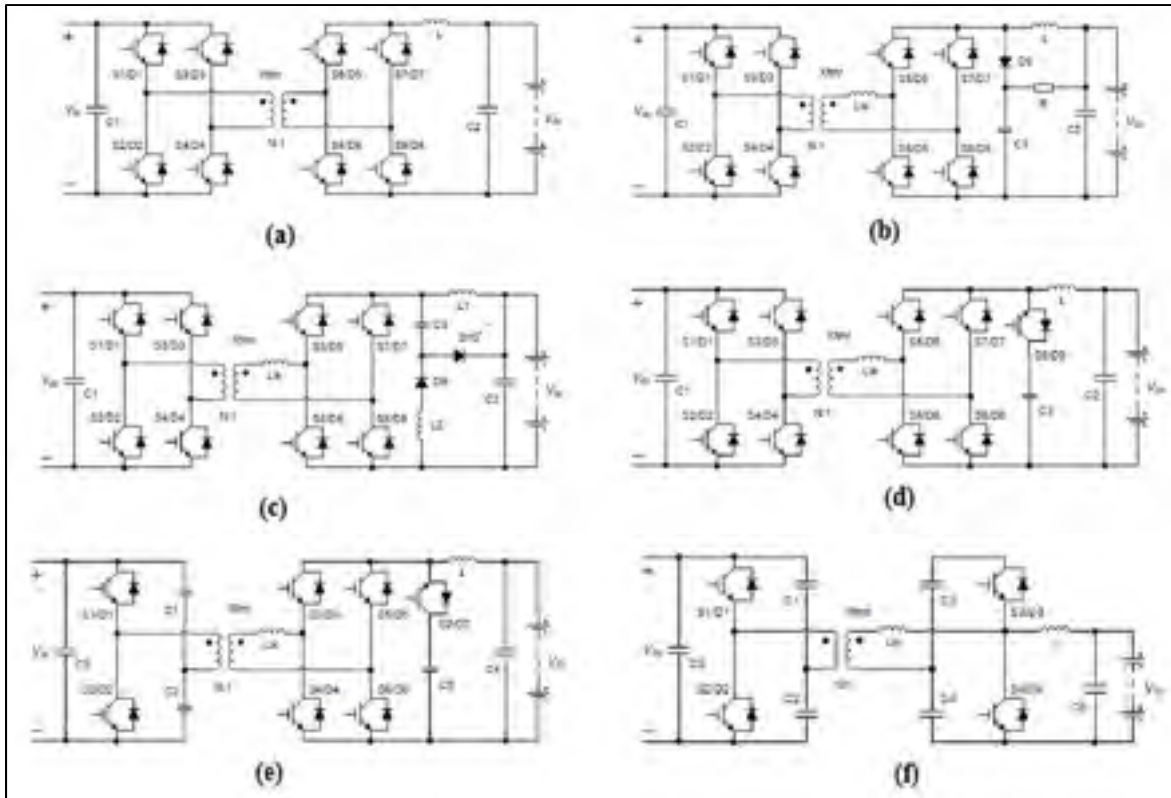


Figure 1.22 Convertisseurs DC-DC bidirectionnels
Tirée de Du et al. (2011)

Le convertisseur bidirectionnel DC-DC figure 1.22 (a), est constitué d'un pont complet alimenté en tension VF et un pont complet alimenté en courant CF, et interface entre la batterie basse-tension et le bus de haute tension. Son inconvénient pour les applications à forte puissance est le pic de haute tension sur les commutateurs provoqué par l'inductance de fuite. Dans la figure 1.22 (b), un amortisseur de différentiel est ajouté à la topologie précédente pour contrôler la tension de commutation du côté CF. Afin de réduire plus efficacement la tension des commutateurs côté CF, un amortisseur sans perte remplace l'amortisseur RDC de la figure 1.22 (c). En se concentrant maintenant sur la commutation à tension nulle, la topologie de la figure 1.22 (d) toujours basée sur la première topologie, la figure 1.22 (a), a ajouté une pince active permettant d'atteindre ZVS dans CF et ZVS ou ZCS dans VF, cependant, la tension des commutateurs côté CF dépasse la tension source Vds, ce qui réduit son utilisation pour les applications ayant une tension source inférieure dans le côté CF. La figure 1.22 (e) est une dérivation de la topologie précédente en remplaçant le convertisseur côté grille par un demi-

pont VF. Ensuite, la topologie de la figure 1.22 (f) est fournie avec deux demi-ponts VF et CF, éliminant ainsi la nécessité d'ajouter des amortisseurs supplémentaires pour les commutateurs dans lesquels le commutateur S1 joue le rôle de commutateur à pince active. Vient enfin le convertisseur dc-dc bidirectionnel basé uniquement sur des ponts alimentés en tension, connus sous le nom de convertisseur dc-dc à double pont actif, livré avec trois dérivations, comme illustrés à la figure 1.23.

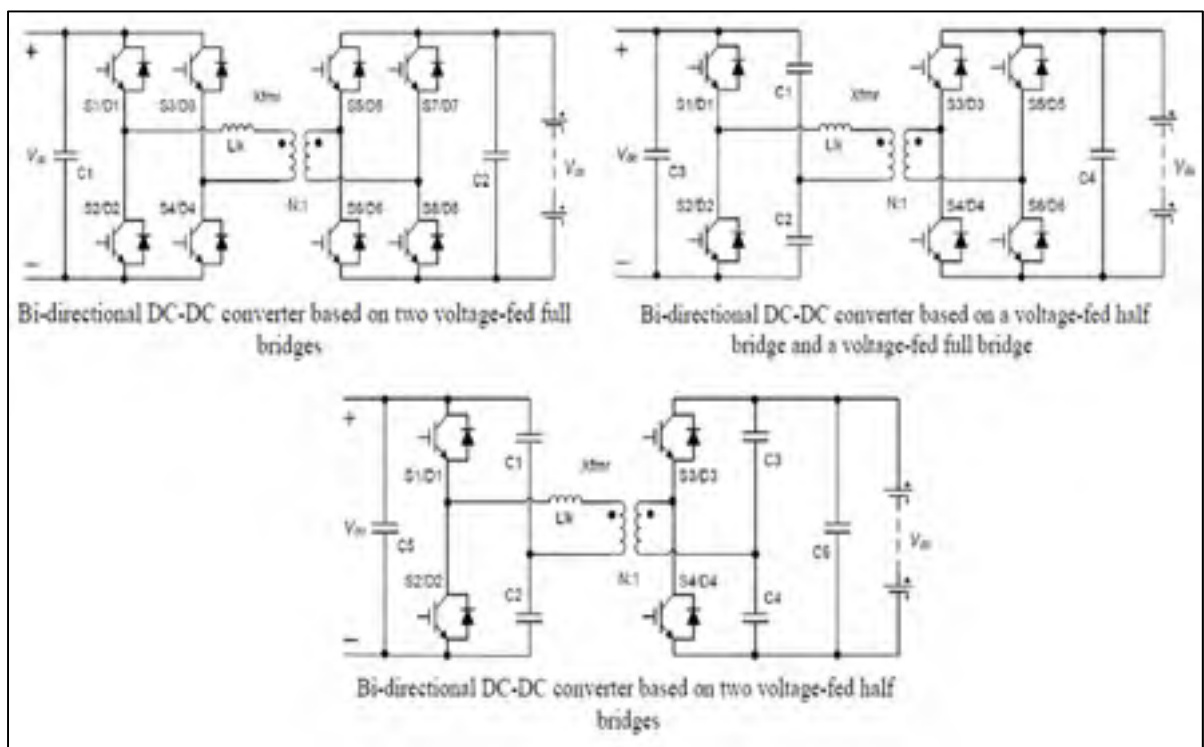


Figure 1.23 Convertisseur DC-DC à double pont actifs et ses dérivations
Tirée de Du et al. (2011)

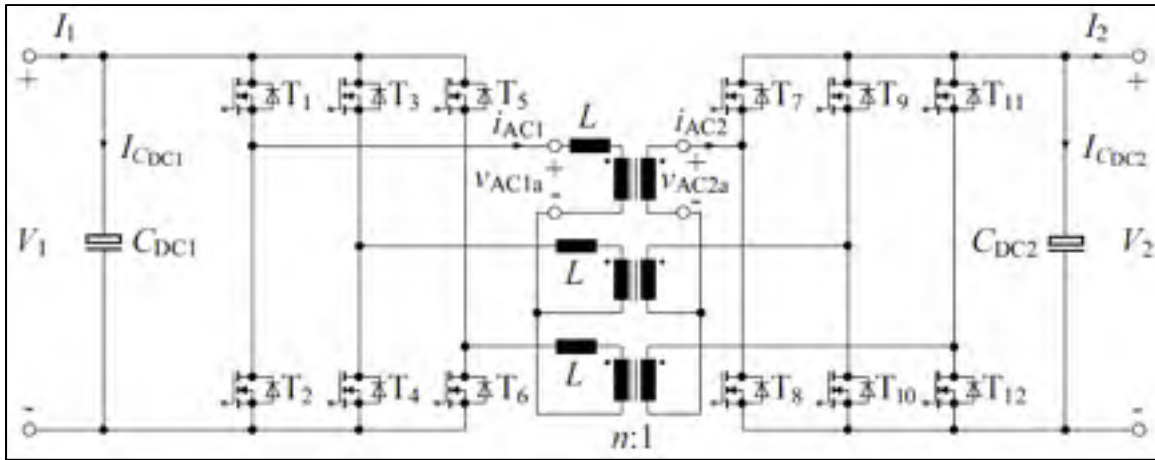


Figure 1.24 La topologie du convertisseur DAB triphasé
Tirée de KRISMER (2010)

Les convertisseurs DAB à double pont actif sont utilisés pour les systèmes de stockage d'énergie et les entraînements par moteur. Ils ont un contrôle simple de déphasage et fournissent le ZVS dans les deux ponts avec une faible tension d'alimentation par rapport aux topologies précédentes. Néanmoins, à faible charge leur fonctionnement optimal se situe dans une plage de tension réduite. Pour un fonctionnement à charge rapide, un DAB triphasé, figure 1.24, est recommandé pour ses performances globales élevées avec un transformateur et des commutateurs à faible VA et des courants de condensateur à faible valeur efficace.

1.5 Conclusion

Ce chapitre présente l'état de l'art du chargeur de véhicule électrique, de point de vue emplacement du chargeur, sens de circulation de l'énergie et normes de charge en passant par différentes techniques de charge et stratégies de contrôle. Ensuite, on a montré l'impact néfaste de l'interconnexion de plusieurs chargeurs sur un bus ac par l'intermédiaire des filtres passifs. Malgré que l'utilisation de ces derniers améliore la qualité de l'énergie, ils sont susceptibles de provoquer de la résonance face aux perturbations du réseau et de la charge des batteries des véhicules électriques. De plus, une étude détaillée des topologies de charge de VE mentionnées dans la littérature avec leur utilisation dans l'industrie est discutée. En se basant sur cette revue, le convertisseur à double pont actif DAB représente la topologie des convertisseurs la plus

adéquate à l'application charge de batterie pour VE (Khan et al., 2017). Dans ce qui suit, on va étudier les convertisseurs DAB monophasé et triphasé dans les chapitres 2 et 3 respectivement.

CHAPITRE 2

MODÉLISATION ET CONTRÔLE DU REDRESSEUR ACTIF ET DOUBLE PONT ACTIF (DAB) MONOPHASÉ

Avant d'étudier le modèle du DAB triphasé, il vaut mieux comprendre le fonctionnement du système en monophasé. Pour cette raison, on va reprendre le travail de Maxime Caron «conception d'un module de connexion réseau modulaire, bidirectionnel en courant et isolé » (Caron, 2012) qui consiste en première étape à établir le système d'équations du DAB et du redresseur actif puis élaborer leurs modèles moyens pour arriver ensuite à développer le modèle petit signaux du système. Après viendra la conception des régulateurs du système en régime transitoire. La dernière étape sera la vérification des résultats théoriques par une simulation sur Matlab Simulink.

Le circuit présenté dans la figure 2.1 est bidirectionnel. Le sens positif d'écoulement de puissance choisi par convention est celui du réseau vers la batterie, on le désigne par le mode charge qui correspond au chargement de la batterie. Pour le mode source, la puissance est négative. Le courant circule de la batterie vers le réseau et correspond à la décharge de la batterie. Le changement du sens du courant en DC s'effectue avec l'inversement de signe de l'angle de déphasage φ entre les signaux de commande du premier pont et du second pont du DAB. φ est référencé au deuxième pont.

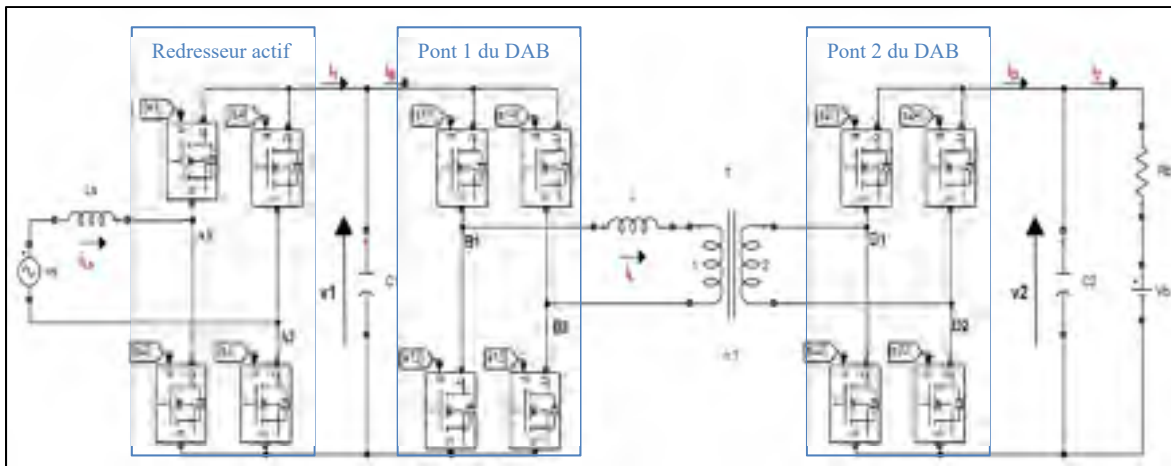


Figure 2.1 Circuit du redresseur actif et double pont actif

2.1 Système d'équations du circuit

La mise en équation du système nous permet de trouver des fonctions de transfert appropriées entre le courant de sortie du DAB et le rapport de déphasage aussi entre la tension d'entrée du DAB et le rapport cyclique du redresseur actif afin de concevoir des contrôleurs appropriés pour les opérations de charge et de décharge de la batterie. Cependant, le défi de la modélisation du circuit est que le système est hautement non linéaire en raison de la forme du courant du transformateur haute fréquence.

2.1.1 Système d'équations du DAB

Le convertisseur à double pont actif DAB est montré dans la figure 2.2. On distingue deux modes de fonctionnement selon le type de la charge affecté à la sortie du DAB qui peut opérer comme une charge résistive ou bien comme une source de tension.

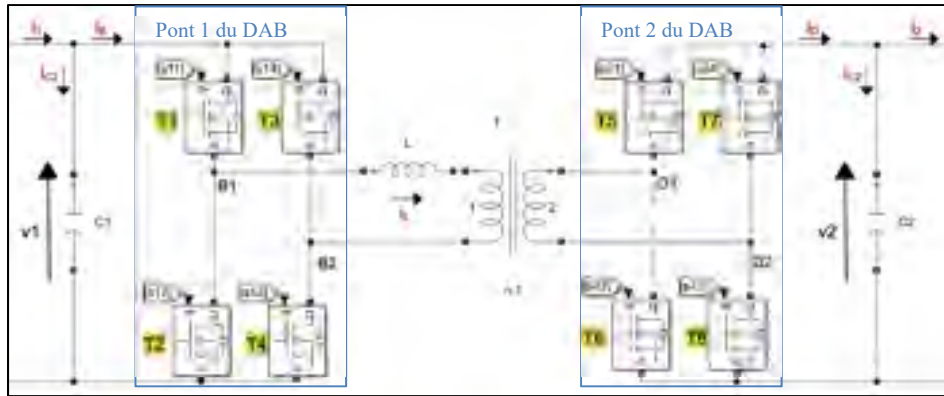


Figure 2.2 Le convertisseur double pont actif DAB

Le modèle du circuit est analysé pour aboutir à un système d'équations pour le DAB. Les fonctions de commutation des deux ponts calculées sur une période de commutation du DAB et pour des commutateurs idéaux sont les suivantes :

$$\begin{cases} s_{11} = s_{13} = 1 - s_{12} \\ s_{12} = s_{14} = 1 - s_{11} \\ s_{21} = s_{23} = 1 - s_{22} \\ s_{22} = s_{24} = 1 - s_{21} \end{cases} \quad (2.1)$$

À partir de l'équation (2.1) et en négligeant les caractéristiques de commutation des transistors (chute de tension et temps mort), les tensions d'entrée v_{B1B2} et de sortie v_{D1D2} aussi que les courants d'entrée i_B et de sortie i_D du DAB s'expriment par :

$$\begin{aligned} v_{B_1B_2} &= \begin{cases} v_1 \text{ si } s_{11} = 1 \\ -v_1 \text{ si } s_{11} = 0 \end{cases} \\ v_{B_1B_2} &= (s_{11}s_{13} - s_{14}s_{12})v_1 = [s_{11}(1 - s_{14}) - s_{14}(1 - s_{11})]v_1 = v_1(s_{11} - s_{14}) \quad (2.2) \\ \text{Or } s_{14} &= s_{12} = 1 - s_{11} \\ \text{D'où, } v_{B_1B_2} &= v_1(2s_{11} - 1) \end{aligned}$$

De même pour $v_{D_1D_2}$, i_B et i_D , on obtient:

$$v_{D_1 D_2} = \begin{cases} v_2 \text{ si } s_{21} = 1 \\ -v_2 \text{ si } s_{21} = 0 \end{cases} ; v_{D_1 D_2} = v_2(2s_{21} - 1) \quad (2.3)$$

$$i_B = \begin{cases} i_L \text{ si } s_{11} = 1 \\ -i_L \text{ si } s_{11} = 0 \end{cases} ; i_B = i_L(2s_{11} - 1) \quad (2.4)$$

$$i_D = \begin{cases} n \cdot i_L \text{ si } s_{21} = 1 \\ -n \cdot i_L \text{ si } s_{21} = 0 \end{cases} ; i_D = n \cdot i_L(2s_{21} - 1) \quad (2.5)$$

Le courant dans l'inductance L et la tension aux bornes de la capacité C₂, représentent les variables d'état du DAB tel que :

$$\begin{cases} v_{B_1 B_2} - L \frac{di_L}{dt} - n \cdot v_{D_1 D_2} = 0 \rightarrow L \frac{di_L}{dt} = v_{B_1 B_2} - n \cdot v_{D_1 D_2} \\ i_D - i_{C_2} - i_2 = 0 \rightarrow C_2 \frac{dv_2}{dt} = i_D - i_2 \\ L \frac{di_L}{dt} = v_{B_1 B_2} - n \cdot v_{D_1 D_2} = v_1(2s_{11} - 1) - n \cdot v_2(2s_{21} - 1) \\ C_2 \frac{dv_2}{dt} = i_D - i_2 = n \cdot i_L(2s_{21} - 1) - i_2 \end{cases} \quad (2.6)$$

Les deux équations d'état du système DAB sont :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} [v_1(2s_{11} - 1) - n \cdot v_2(2s_{21} - 1)] \\ \frac{dv_2}{dt} = \frac{1}{C_2} [n \cdot i_L(2s_{21} - 1) - i_2] \end{cases} \quad (2.7)$$

2.1.2 Système d'équations du redresseur actif

Le redresseur actif est directement lié au réseau assurant la conversion de l'énergie de l'alternative en continu et vice versa tout en maintenant une tension de bus constante.

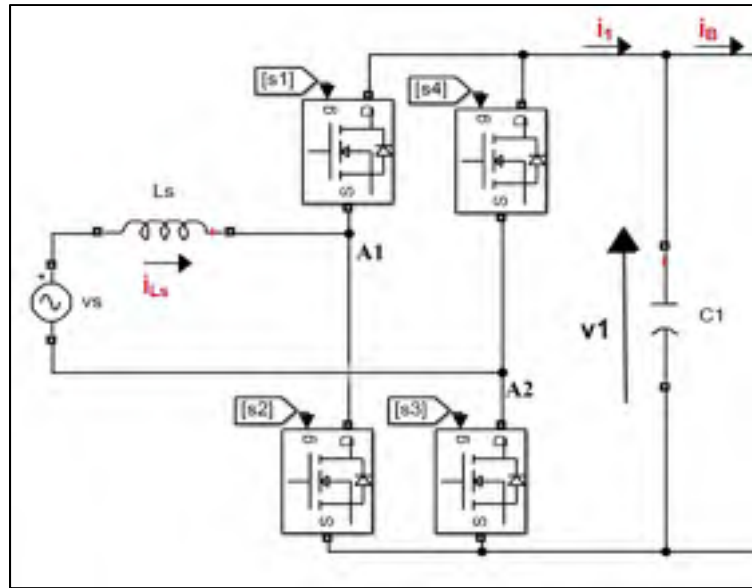


Figure 2.3 Redresseur actif connecté au réseau

Les fonctions de commutation du redresseur actif sont:

$$\begin{cases} s_1 = s_3 = 1 - s_2 \\ s_2 = s_4 = 1 - s_1 \end{cases} \quad (2.8)$$

Et la tension d'entrée du redresseur s'exprime par :

$$v_{A_1 A_2} = \begin{cases} v_1 \text{ si } s_1 = 1 \\ -v_1 \text{ si } s_1 = 0 \end{cases}$$

$$v_{A_1 A_2} = v_1 s_1 - v_1 (1 - s_1) = v_1 s_1 - v_1 \bar{s}_1 = v_1 (s_1 - \bar{s}_1) \quad (2.9)$$

$$= v_1 (2s_1 - 1)$$

$$\text{Or } d = s_1 \rightarrow v_{A_1 A_2} = v_1 (2d - 1)$$

Soit d le rapport cyclique du redresseur actif, l'équation (2.9) peut s'écrire en fonction de d :

$$v_{A_1 A_2} = v_1 (2d - 1) \text{ tel que } d = [0,1] \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} v_{A_1A_2} &= v_1 \text{ si } d = 1 \\ v_{A_1A_2} &= -v_1 \text{ si } d = 0 \end{aligned}$$

Ce qui nous donne un courant de sortie du redresseur de la forme :

$$\begin{aligned} i_1 &= \begin{cases} i_{Ls} \text{ si } s_1 = 1 \\ -i_{Ls} \text{ si } s_1 = 0 \end{cases} \\ i_1 &= i_{Ls}s_1 - i_{Ls}\bar{s}_1 = i_{Ls}(s_1 - \bar{s}_1) = i_{Ls}(2s_1 - 1) \\ i_1 &= i_{Ls}(2d - 1) \end{aligned} \tag{2.11}$$

Les variables d'état du redresseur actif sont définies par le courant i_{Ls} de l'inductance L_s et la tension v_1 de la capacité C_1 définissant le régime transitoire du fonctionnement du système peuvent s'écrire de la façon suivante :

$$\begin{cases} L_s \frac{di_{Ls}}{dt} = v_s - v_{A_1A_2} = v_s - v_1(2d - 1) \\ C_1 \frac{dv_1}{dt} = i_1 - i_B = i_{Ls}(2d - 1) - i_L(2s_{11} - 1) \end{cases} \tag{2.12}$$

2.2 Modèle moyen du système : redresseur actif connecté au DAB

2.2.1 Modèle moyen du DAB

Après l'obtention des équations d'états, on va élaborer le modèle moyen du DAB à partir de l'expression de la puissance moyenne du transformateur. Cherchant la symétrie pour simplifier le calcul, on a effectué une simulation et affiché les courbes de tensions et courants du circuit suivant.

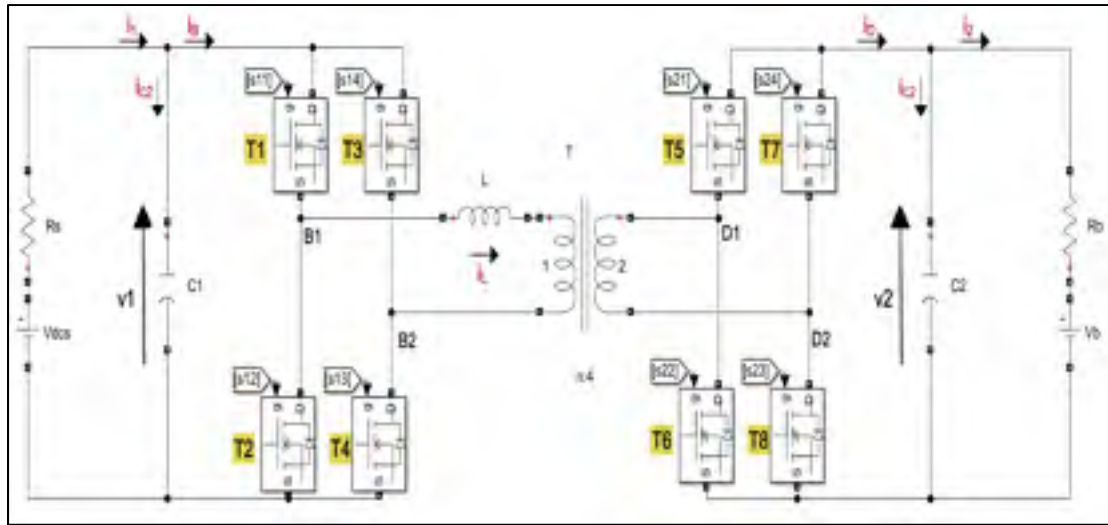


Figure 2.4 Schéma du DAB

Tableau 2.1 Paramètres du DAB

Puissance	P	5.2	kW
Tension du bus côté réseau	V_{dcs}	400	V
Tension du bus côté batterie	V_b	300	V
Rapport de transformateur	N	4/3	-
Impédance primaire du transformateur	Z_p	22	m Ω
Impédance secondaire du transformateur	Z_s	2.64	m Ω
Résistance de magnétisation du transformateur	R_m	0.18	M Ω
Inductance de magnétisation du transformateur	L_m	7.044	mH
Inductance côté transformateur	L	40	μ H
Capacité du bus côté réseau	C_1	2750	μ F
Capacité du bus côté batterie	C_2	50	μ F
Charge résistive côté réseau	R_s	1	m Ω
Charge résistive côté batterie	R_b	1	m Ω
Pulsation de commutation du DAB	ω_s	$2\pi \cdot 60 \cdot 10^3$	rad/s

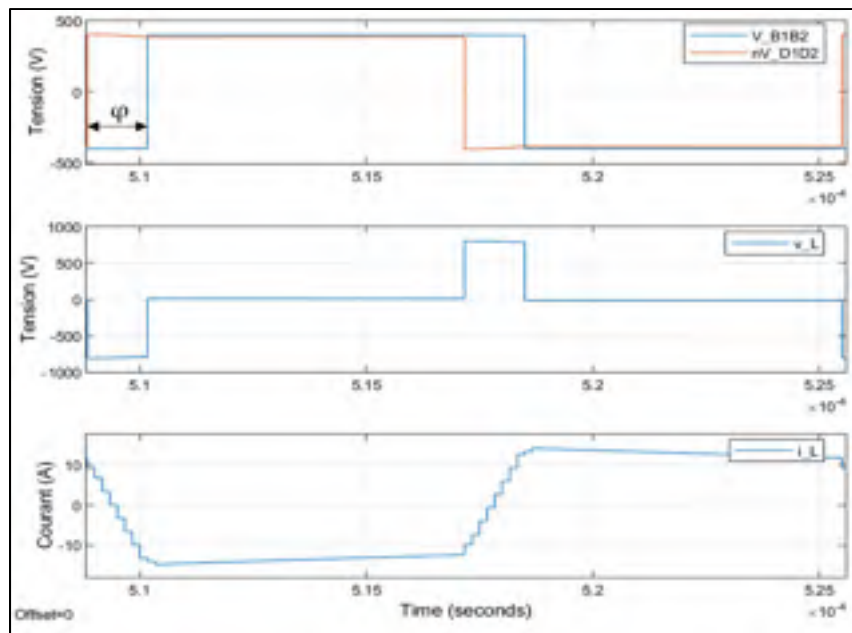


Figure 2.5 Allure en régime permanent des tensions et courants de part et d'autre de l'inductance L pendant la décharge pour une période de fonctionnement

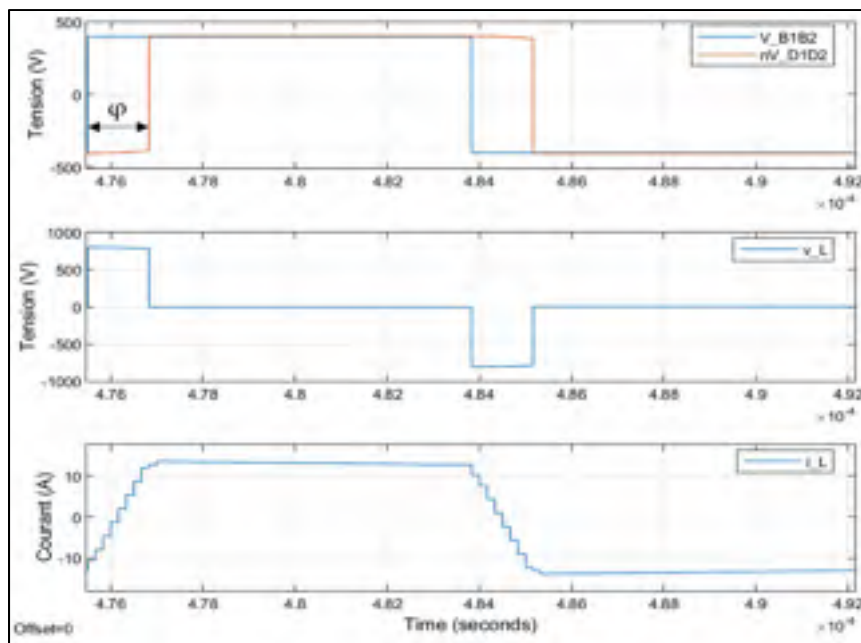


Figure 2.6 Allure en régime permanent des tensions et courants de part et d'autre de l'inductance L pendant la charge pour une période de fonctionnement

La figure 2.5 correspond au mode source dont le courant circule de la batterie vers le réseau. Ce mode est obtenu en appliquant un déphasage négatif $\varphi = -35^\circ$ (appliqué au pont côté réseau) illustré dans la figure 2.5 par le déphasage entre V_{D1D2} et V_{B1B2} , pour ce mode la tension V_{D1D2} est en avance de phase par rapport à la tension V_{B1B2} . La figure 2.6 montre que la tension V_{D1D2} en retard de phase par rapport à la tension V_{B1B2} par un déphasage $\varphi = 35^\circ$, le courant circule du réseau vers la batterie c'est le mode charge. Le déphasage est calculé de façon à avoir la puissance désirée $P=5.2$ kW à partir du modèle moyen du DAB exprimée ci-après dans l'équation (2.19).

Comme montré dans les figures 2.5 et 2.6, la courbe de courant est symétrique par rapport à l'origine pour une période, il suffit d'étudier le DAB pour une demi-période. L'équation de la puissance moyenne à l'entrée du transformateur en fonction de la tension d'entrée du transformateur v_1 et le courant i_L dans l'inductance L (Figure 2.4) dans une demi-période est :

$$P = \langle v_1 \cdot i_L \rangle_\pi = v_1 \cdot \langle i_L \rangle_\pi \quad (2.13)$$

On a:

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int [v_{B1B2}(t) - n \cdot v_{D1D2}(t)] dt \quad (2.14)$$

On effectue un changement de variable du domaine temporel au domaine angulaire $t = \frac{\theta}{w_s}$, avec θ est le déphasage entre le pont du côté réseau et le pont du côté batterie du DAB, on obtient :

$$\begin{aligned} \theta &= w_s t, d\theta = w_s dt \\ v_{B1B2}(t) &= v_{B1B2}(\theta) \\ v_{D1D2}(t) &= v_{D1D2}(\theta) \\ dt &= \frac{d\theta}{w_s} \end{aligned} \quad (2.15)$$

L'expression du courant exprimé dans (2.14) devient alors :

$$i_L(\theta) = \frac{1}{Lw_s} \int [v_{B_1B_2}(\theta) - n \cdot v_{D_1D_2}(\theta)] d\theta \quad (2.16)$$

D'après la figure 2.6 on a :

Tableau 2.2 Expression des tensions et du courant aux bornes de l'inductance pour une période de fonctionnement

Intervalle	$v_{B_1B_2}$	$v_{D_1D_2}$	$v_{B_1B_2}(\theta) - n \cdot v_{D_1D_2}(\theta)$	$i_L(\theta)$
$0 \leq \theta \leq \varphi$	v_1	$-v_2$	$v_1 + nv_2$	$\frac{v_1 + nv_2}{Lw_s} \cdot \theta - \hat{i}_L$
$\varphi \leq \theta \leq \pi$	v_1	v_2	$v_1 - nv_2$	$\frac{v_1 - nv_2}{Lw_s} \cdot (\theta - \pi) + \hat{i}_L$
$\pi \leq \theta \leq \pi + \varphi$	$-v_1$	v_2	$-v_1 - nv_2$	$\frac{-v_1 - nv_2}{Lw_s} \cdot \theta + \hat{i}_L$
$\pi + \varphi \leq \theta \leq 2\pi$	$-v_1$	$-v_2$	$-v_1 + nv_2$	$\frac{-v_1 + nv_2}{Lw_s} \cdot (\theta - 2\pi) - \hat{i}_L$

À partir des expressions du courant du tableau 2.2, on détermine la condition initiale du courant $\hat{i}_L$ et l'expression du courant moyen pour une demi-période $\langle i_L \rangle_\pi$ où $0 \leq \theta \leq \pi$ (voir ANNEXE I, p. 121).

$$\begin{cases} i_L(\varphi) = \frac{v_1 + nv_2}{Lw_s} \cdot \varphi - \hat{i}_L \quad (I) \\ i_L(\varphi) = \frac{v_1 - nv_2}{Lw_s} \cdot (\varphi - \pi) + \hat{i}_L \quad (II) \end{cases} \quad (2.17)$$

$$\xrightarrow{(I)-(II)} \hat{i}_L = \frac{1}{2Lw_s} [\pi v_1 + (2\varphi - \pi)nv_2]$$

$$\begin{aligned}
\langle i_L \rangle_\pi &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_L(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi} \left(\int_0^\varphi i_L(\theta) d\theta + \int_\varphi^\pi i_L(\theta) d\theta \right) \\
&= \frac{1}{\pi} \left\{ \int_0^\varphi \left[\frac{v_1 + nv_2}{LW_s} \cdot \theta - \hat{i}_L \right] d\theta + \int_\varphi^\pi \left[\frac{v_1 - nv_2}{LW_s} \cdot (\theta - \pi) + \hat{i}_L \right] d\theta \right\} \\
&= \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{v_1 + nv_2}{LW_s} \cdot \frac{\varphi^2}{2} + \frac{v_1 - nv_2}{LW_s} \cdot \left[\frac{\pi^2}{2} - \frac{\varphi^2}{2} - \pi^2 + \pi\varphi \right] + (\pi - 2\varphi) \cdot \hat{i}_L \right\} \\
&= \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{v_1 + nv_2}{LW_s} \cdot \frac{\varphi^2}{2} + \frac{v_1 - nv_2}{LW_s} \cdot \left[-\frac{(\varphi - \pi)^2}{2} \right] + (\pi - 2\varphi) \cdot \hat{i}_L \right\} \quad (2.18) \\
&= \frac{v_1\pi(2\varphi - \pi) + nv_2 \cdot (2\varphi^2 - 2\varphi\pi + \pi^2) + (\pi - 2\varphi)[v_1\pi + (2\varphi - \pi)nv_2]}{2\pi LW_s}
\end{aligned}$$

$$= \frac{nv_2}{2\pi LW_s} [2\varphi^2 - 2\varphi\pi + \pi^2 - (2\varphi - \pi)^2] = \frac{nv_2}{LW_s} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right)$$

$$\langle i_L \rangle_\pi = \frac{nv_2}{LW_s} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right)$$

$$P = \frac{nv_1 v_2}{LW_s} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right)$$

$$P_{base} = \frac{nv_1 v_2}{LW_s}; \quad P_{norm} = \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (2.19)$$

$$\frac{dP_{norm}}{d\varphi} = 1 - \frac{2\varphi}{\pi} \Rightarrow P_{max_{norm}} = \frac{\pi}{4} \text{ pour } \varphi = \frac{\pi}{2}$$

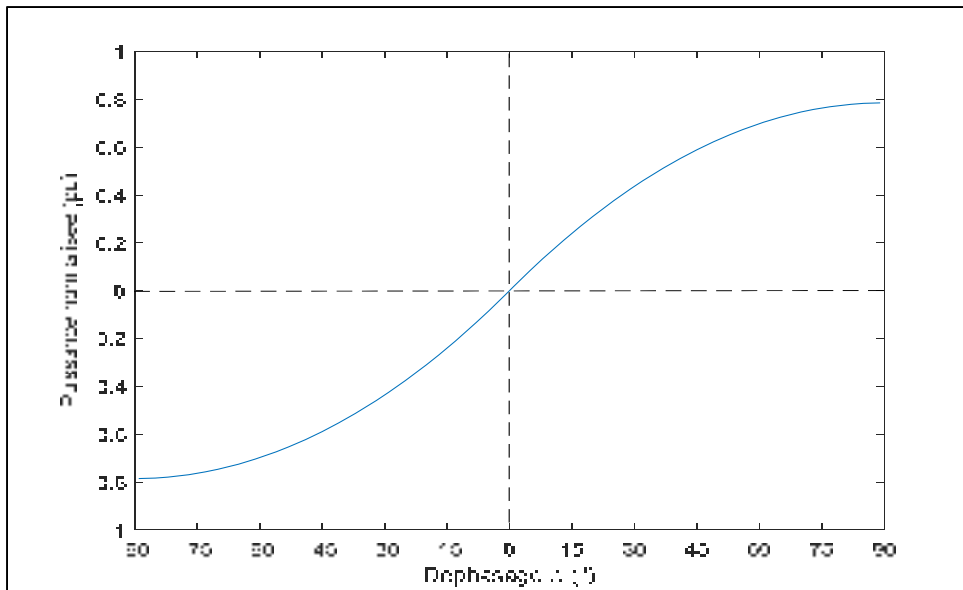


Figure 2.7 Puissance normalisée en fonction de l'angle de déphasage ϕ

Le modèle du DAB étudié est considéré comme un gyrateur moyen selon (Krishnamurthy, 2008).

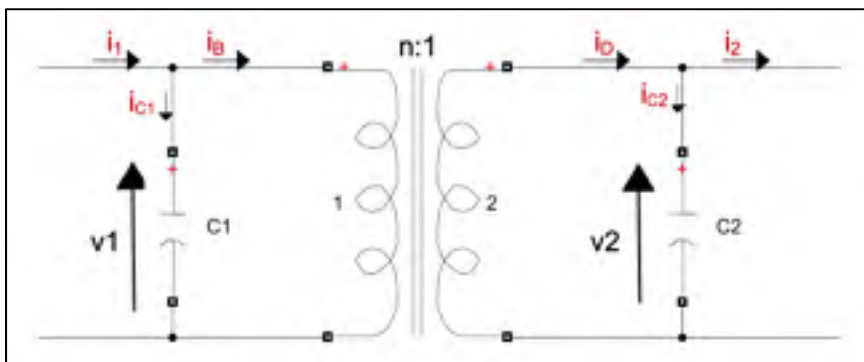


Figure 2.8 Modèle du gyrateur moyen du DAB

En adoptant ce modèle, le courant i_D est contrôlé par la tension v_1 et le courant i_B est contrôlé par la tension v_2 ce qui résulte en un système couplé de point de vue tension et courant exprimé par :

$$\begin{cases} i_D = \frac{P}{v_2} = \frac{nv_1}{Lw_s} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \\ i_B = \frac{P}{v_1} = \frac{nv_2}{Lw_s} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \end{cases} \quad (2.20)$$

Ce qui nous donne :

$$C_2 \frac{dv_2}{dt} = i_D - i_2 = \frac{nv_1}{Lw_s} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) - i_2 \quad (2.21)$$

2.2.2 Modèle moyen du redresseur actif

L'idée est de contrôler le courant crête de ligne. En négligeant les pertes et en admettant le théorème de la conservation de la puissance instantanée entre le réseau $p_{réseau}$ et la sortie du redresseur actif p_{sr} , on a :

$$\begin{cases} p_{réseau} = \frac{\hat{i}_{Ls} \hat{v}_s}{2} \Rightarrow i_1 = \frac{\hat{i}_{Ls} \hat{v}_s}{2v_1} \\ p_{sr} = i_1 v_1 \end{cases} \quad (2.22)$$

En remplaçant i_1 et i_B par leurs expressions dans l'équation d'état du redresseur (2.12), on obtient :

$$C_1 \frac{dv_1}{dt} = i_1 - i_B = \frac{\hat{i}_{Ls} \hat{v}_s}{2v_1} - \frac{nv_2}{Lw_s} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (2.23)$$

En résumé, le modèle moyen du système est :

$$\begin{cases} L_s \frac{di_{Ls}}{dt} = v_s - v_1(2d - 1) \\ C_1 \frac{dv_1}{dt} = \frac{\hat{i}_{Ls}\hat{v}_s}{2v_1} - \frac{nv_2}{Lw_s} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi}\right) \\ C_2 \frac{dv_2}{dt} = \frac{nv_1}{Lw_s} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi}\right) - i_2 \end{cases} \quad (2.24)$$

2.3 Équations en régime permanent

Les coordonnées du point d'équilibre sont :

$$\begin{cases} v_s = V_s; v_2 = V_2; i_1 = I_1; \varphi = \Phi \\ v_1 = V_1; i_{Ls} = I_{Ls}; i_2 = I_2; d = D \end{cases} \quad (2.25)$$

En écrivant le modèle moyen (2.24) du système en régime statique, on obtient :

$$\begin{cases} V_s - V_1(2D - 1) = 0 \\ \frac{\hat{I}_{Ls}\hat{V}_s}{2V_1} - \frac{nV_2}{Lw_s} \Phi \left(1 - \frac{|\Phi|}{\pi}\right) = 0 \\ \frac{nV_1}{Lw_s} \Phi \left(1 - \frac{|\Phi|}{\pi}\right) - I_2 = 0 \end{cases} \quad (2.26)$$

La résolution de ces trois sous équations nous donne les trois sous équations formant l'équation (2.27) :

$$\begin{cases} D = \frac{1}{2} + \frac{V_s}{2V_1} \\ V_2 = \frac{\hat{I}_{Ls}\hat{V}_s}{2V_1K_1} \\ I_2 = K_1V_1 \end{cases} \quad \text{avec } K_1 = \frac{n}{Lw_s} \Phi \left(1 - \frac{|\Phi|}{\pi}\right) \quad (2.27)$$

2.4 Linéarisation

La linéarisation du modèle petits signaux effectuée dans cette partie sert à comprendre le comportement du système autour d'un point d'opération donné en régime permanent et à la présence des petites variations Δ de tension, courant et commande en substituant dans l'équation (2.25) chaque terme par sa valeur représentée dans l'équation (2.26).

$$\begin{cases} v_s = V_s + \Delta v_s; & v_2 = V_2 + \Delta v_2; & i_1 = I_1 + \Delta I_1; & \varphi = \Phi + \Delta \varphi \\ v_1 = V_1 + \Delta v_1; & i_{Ls} = I_{Ls} + \Delta i_{Ls}; & i_2 = I_2 + \Delta I_2; & d = D + \Delta d \end{cases} \quad (2.28)$$

En remplaçant les variables de l'équation (2.24) par leurs expressions dans (2.28), on obtient :

$$\begin{aligned} L_s \frac{di_{Ls}}{dt} &= L_s \frac{d(I_{Ls} + \Delta i_{Ls})}{dt} \\ &= (V_s + \Delta v_s) - (V_1 + \Delta v_1) \cdot [2(D + \Delta d) - 1] \end{aligned} \quad (2.29)$$

De même pour $C_1 \frac{dv_1}{dt}$ et $C_2 \frac{dv_2}{dt}$.

En adoptant l'expansion de la série de Taylor et en négligeant les termes d'ordres supérieurs, l'équation (2.24) peut s'écrire :

$$\begin{cases} L_s \frac{di_{Ls}}{dt} = L_s \frac{d\Delta i_{Ls}}{dt} = \Delta v_s \cdot \left. \frac{\partial \Delta i_{Ls}}{\partial v_s} \right|_{v_s = V_s} + \Delta v_1 \cdot \left. \frac{\partial \Delta i_{Ls}}{\partial v_1} \right|_{v_1 = V_1} + \Delta d \cdot \left. \frac{\partial \Delta i_{Ls}}{\partial d} \right|_{d = D} \\ C_1 \frac{dv_1}{dt} = C_1 \frac{d\Delta v_1}{dt} = \left(\Delta v_1 \cdot \left. \frac{\partial \Delta v_1}{\partial v_1} \right|_{v_1 = V_1} + \Delta v_2 \cdot \left. \frac{\partial \Delta v_1}{\partial v_2} \right|_{v_2 = V_2} + \Delta \hat{v}_s \cdot \left. \frac{\partial \Delta v_1}{\partial \hat{v}_s} \right|_{\hat{v}_s = \hat{V}_s} \right. \\ \quad \left. + \Delta \hat{i}_{Ls} \cdot \left. \frac{\partial \Delta v_1}{\partial \hat{i}_{Ls}} \right|_{\hat{i}_{Ls} = \hat{I}_{Ls}} + \Delta \varphi \cdot \left. \frac{\partial \Delta v_1}{\partial \varphi} \right|_{\varphi = \Phi} \right) \\ C_2 \frac{dv_2}{dt} = C_2 \frac{d\Delta v_2}{dt} = \Delta v_1 \cdot \left. \frac{\partial \Delta v_2}{\partial v_1} \right|_{v_1 = V_1} + \Delta i_2 \cdot \left. \frac{\partial \Delta v_2}{\partial i_2} \right|_{i_2 = I_2} + \Delta \varphi \cdot \left. \frac{\partial \Delta v_2}{\partial \varphi} \right|_{\varphi = \Phi} \end{cases} \quad (2.30)$$

Linéarisation du courant i_{LS} (première équation du système d'équations (2.30)) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \Delta i_{LS}}{\partial v_s} \Big|_{v_s = V_s} = 1 \\ \frac{\partial \Delta i_{LS}}{\partial v_1} \Big|_{v_1 = V_1} = -2D + 1 \\ \frac{\partial \Delta i_{LS}}{\partial d} \Big|_{d = D} = -2V_1 \end{array} \right. \quad (2.31)$$

$$\Rightarrow L_s \frac{d\Delta i_{LS}}{dt} = \Delta v_s - (2D - 1)\Delta v_1 - 2V_1\Delta d \quad (2.32)$$

Linéarisation de la tension v_1 (deuxième équation du système d'équations (2.30)) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \Delta v_1}{\partial v_1} \Big|_{v_1 = V_1} = -\frac{\hat{I}_{LS}\hat{V}_s}{2V_1^2} \\ \frac{\partial \Delta v_1}{\partial v_2} \Big|_{v_2 = V_2} = -K_1 \\ \frac{\partial \Delta v_1}{\partial \hat{v}_s} \Big|_{\hat{v}_s = \hat{V}_s} = \frac{\hat{I}_{LS}}{2V_1} \\ \frac{\partial \Delta v_1}{\partial \hat{I}_{LS}} \Big|_{\hat{I}_{LS} = \hat{I}_{LS}} = \frac{\hat{V}_s}{2V_1} \\ \frac{\partial \Delta v_1}{\partial \varphi} \Big|_{\varphi = \Phi} = -\frac{nV_2}{Lw_s} \left(1 - 2\frac{\Phi}{\pi}\right) = -K_2V_2 \end{array} \right. \quad (2.33)$$

$$\Rightarrow C_1 \frac{d\Delta v_1}{dt} = -\frac{\hat{I}_{LS}\hat{V}_s}{2V_1^2}\Delta v_1 - K_1\Delta v_2 + \frac{\hat{I}_{LS}}{2V_1}\Delta \hat{v}_s + \frac{\hat{V}_s}{2V_1}\Delta \hat{I}_{LS} - K_2V_2\Delta \varphi \quad (2.34)$$

Linéarisation de la tension v_2 (troisième équation du système d'équations (2.30)) :

$$\begin{cases} \left. \frac{\partial \Delta v_2}{\partial v_1} \right|_{v_1 = V_1} = K_1 \\ \left. \frac{\partial \Delta v_2}{\partial i_2} \right|_{i_2 = I_2} = -1 \\ \left. \frac{\partial \Delta v_2}{\partial \varphi} \right|_{\varphi = \Phi} = K_2 V_1 \end{cases} \quad (2.35)$$

$$\Rightarrow C_2 \frac{d\Delta v_2}{dt} = K_1 \Delta v_1 - \Delta i_2 + K_2 V_1 \Delta \varphi \quad (2.36)$$

Le modèle linéaire du système en petits signaux devient alors :

$$\begin{cases} L_s \frac{d\Delta i_{Ls}}{dt} = \Delta v_s - (2D - 1)\Delta v_1 - 2V_1 \Delta d \\ C_1 \frac{d\Delta v_1}{dt} = -\frac{\hat{I}_{Ls} \hat{V}_s}{2V_1^2} \Delta v_1 - K_1 \Delta v_2 + \frac{\hat{I}_{Ls}}{2V_1} \Delta \hat{v}_s + \frac{\hat{V}_s}{2V_1} \Delta \hat{i}_{Ls} - K_2 V_2 \Delta \varphi \\ C_2 \frac{d\Delta v_2}{dt} = K_1 \Delta v_1 - \Delta i_2 + K_2 V_1 \Delta \varphi \end{cases} \quad (2.37)$$

2.5 Conception des régulateurs

La méthode de commande directe (permet la régulation du bus intermédiaire à l'aide du redresseur actif et du bus de sortie à travers le DAB) est sélectionnée vue la complication de la méthode de commande indirecte (permet la régulation du bus intermédiaire à l'aide du et du DAB bus de sortie à travers le redresseur actif) pour le contrôle de trois variables liées.

La modulation utilisée pour ce circuit est la suivante:

- **pour le redresseur actif :** une modulation à largeur d'impulsion avec un rapport cyclique variable pour assurer une tension de bus V_1 constante.

- **pour le double pont actif :** une modulation à largeur d'impulsion (angle α) avec un déphasage entre les deux ponts (ϕ). Ce déphasage détermine le taux de puissance à transférer.

En introduisant une modulation d'impulsion d'un pont du DAB, on aura un nouveau degré de liberté dans le système qui va contrôler la pulsation du courant dans le but d'élargir la zone de fonctionnement à commutation douce.

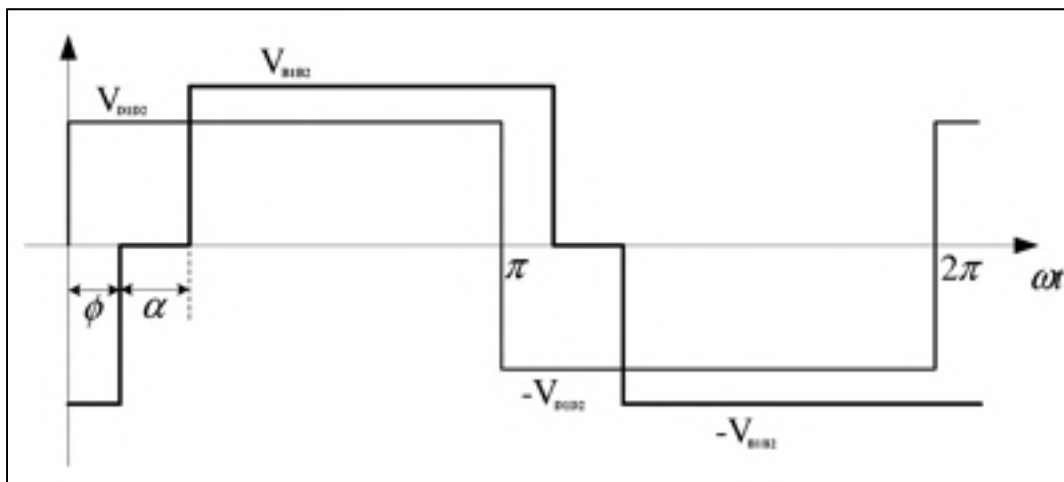


Figure 2.9 L'allure des tensions V_{B1B2} et V_{D1D2} en appliquant un déphasage ϕ entre eux et une modulation sur α
Tirée de Caron (2012)

La figure 2.9 montre l'allure des tensions de part et d'autre de l'inductance L en appliquant une modulation sur l'angle α ($\alpha=d$) aux impulsions de commande du pont côté réseau du double pont actif afin d'obtenir un rapport de tension unitaire $\frac{v_1}{nv_2} = 1$ au régime permanent.

Tableau 2.3 Spécifications et paramètres du circuit sous test

Puissance	P	10	kW
Tension du bus côté réseau	V_1	400	V
Tension du bus côté batterie	V_2	300	V

Tableau 2.3 Spécifications et paramètres du circuit sous test (suite)

Tension crête du réseau	$\hat{V}_s$	$208 \cdot \sqrt{2}$	V
Courant crête du réseau	$\hat{I}_{Ls}$	$49 \cdot \sqrt{2}$	A
Rapport de transformateur	N	4/3	-
Impédance primaire du transformateur	Z_p	22	m Ω
Impédance secondaire du transformateur	Z_s	2.64	m Ω
Résistance de magnétisation du transformateur	R_m	0.18	M Ω
Inductance de magnétisation du transformateur	L_m	7.044	mH
Inductance côté réseau	L_s	1	mH
Inductance côté transformateur	L	30	μ H
Capacité du bus côté réseau	C_1	2750	μ F
Capacité du bus côté batterie	C_2	50	μ F
Impédance équivalente côté batterie	R_b	9	Ω
Fréquence de commutation du redresseur actif	f_{red}	20	kHz
Pulsation de commutation du DAB	ω_s	$2\pi \cdot 60 \cdot 10^3$	rad/s
Angle de déphasage choisi au régime permanent	Φ	0.39π	rad

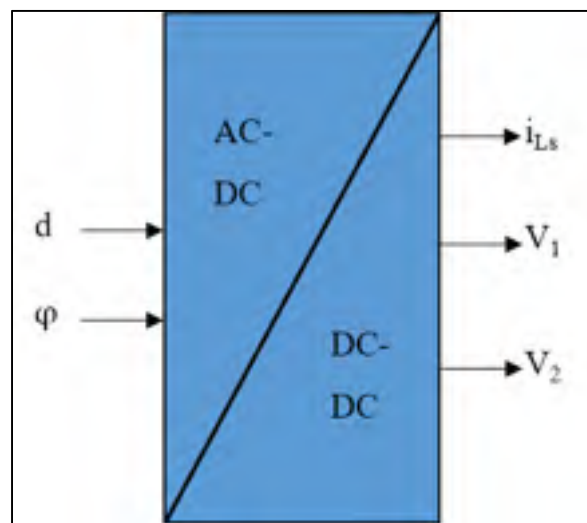


Figure 2.10 Variables d'entrée et de sortie du système

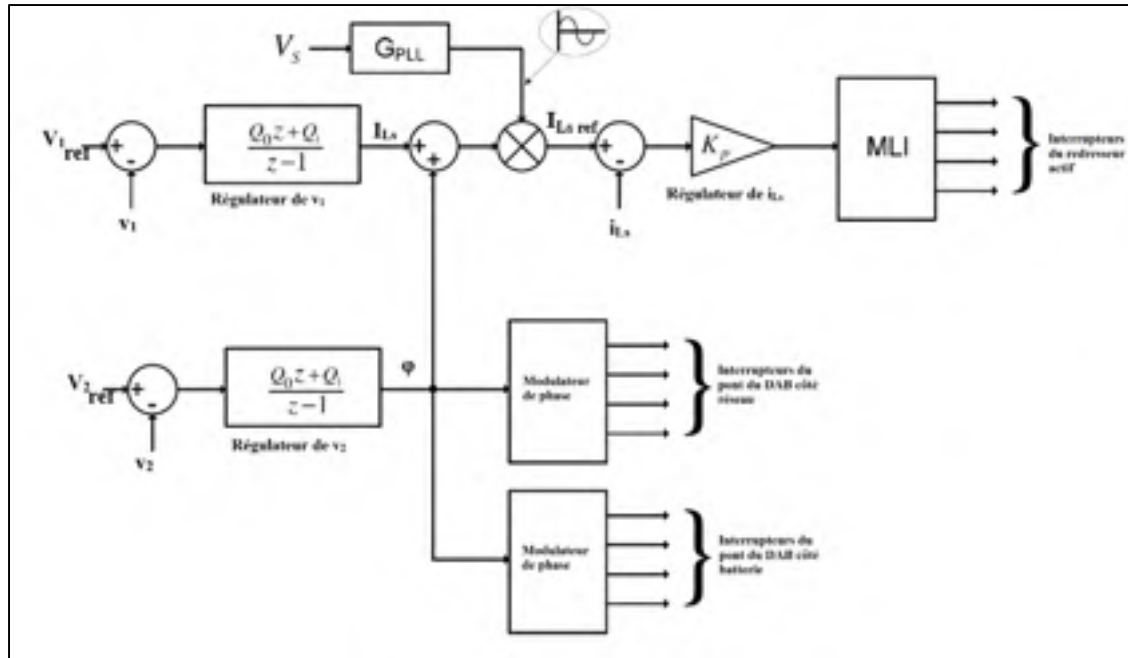


Figure 2.11 Contrôleur du redresseur actif avec composante du contrôleur du DAB
Tirée de Caron (2012)

La figure 2.10 représente les variables d'entrées et de sortie du système que leur contrôle est détaillé dans la figure 2.11. En effet, le contrôle des tensions des condensateurs C_1 et C_2 et du courant aux bornes de l'inductance du réseau L_1 est combiné tel que la variation des tensions des condensateurs affecte la valeur de référence du courant nécessaire du réseau.

Les résultats de simulation sur Matlab Simulink sont représentés à la section 2.6 dans ce chapitre.

2.5.1 Régulateur de courant i_{Ls}

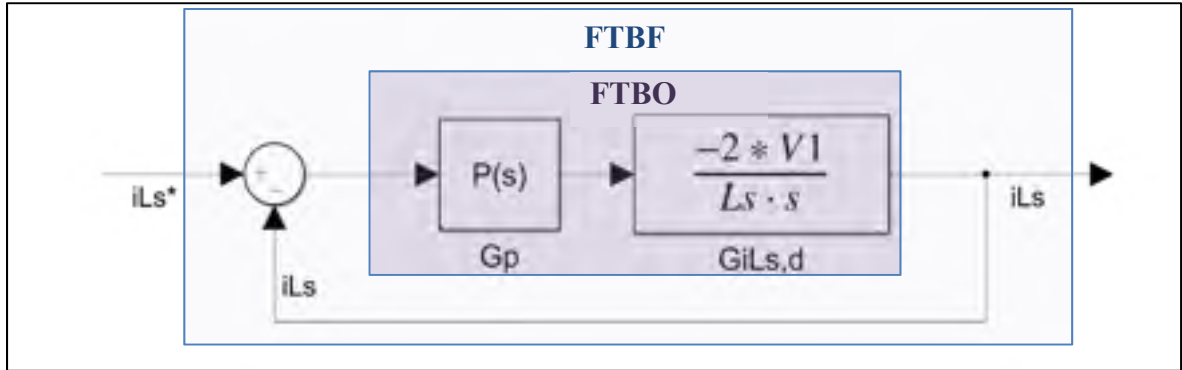


Figure 2.12 Contrôle de courant aux bornes de l'inductance du réseau

D'après le modèle linéaire du système et selon la figure 2.12, on définit la fonction de transfert du courant de ligne suivante :

$$L_s \Delta i_{Ls} \cdot s = \Delta v_s - (2D - 1) \Delta v_1 - 2V_1 \Delta d \quad (2.38)$$

$$G_{i_{Ls},d} = \left. \frac{\Delta i_{Ls}}{\Delta d} \right|_{\Delta v_s = \Delta v_1 = 0} = -\frac{2V_1}{L_s \cdot s} \quad (2.39)$$

Contrôleur proportionnel : $G_p = K_p < 0$, on pose $K_p' = -K_p > 0$.

H désigne le retour de courant normalisé, le courant crête de ligne efficace est de l'ordre de 40 A, d'où,

$$H = \frac{1}{\hat{i}_{LsMax}} = \frac{1}{40\sqrt{2}} \quad (2.40)$$

La fonction de transfert en boucle fermée FTBF est :

$$\frac{\Delta i_{Ls}(s)}{\Delta i_{LsRef}(s)} = \frac{G_{i_{Ls,d}} G_p H}{1 + G_{i_{Ls,d}} G_p H} = \frac{-2V_1 H K_p}{L_s \cdot s - 2V_1 H K_p} = \frac{1}{\frac{L_s}{2V_1 H K_p'} s + 1} \quad (2.41)$$

La FTBF est celle d'un filtre passe bas de fréquence de coupure f_c et de constante de temps τ tel que :

$$\begin{cases} f_c = \frac{K_p' V_1 H}{L_s \pi} \\ \tau = 1/2\pi f_c \end{cases} \quad (2.42)$$

Travaillant hors du domaine d'oscillation, la fréquence de coupure est choisie de telle sorte que le système soit stable :

$$f_c = \frac{f_{red}}{2} = \frac{f_r}{4} = 10 \text{ kHz} \quad (2.43)$$

Avec f_{red} est la fréquence de commutation du redresseur et f_r est la fréquence de rafraîchissement du contrôleur.

$$K_p' = \frac{f_c L_s \pi}{V_1 H} = \frac{10^4 \cdot 10^{-3} \cdot \pi}{400 / 50\sqrt{2}} = 5.439 \quad (2.44)$$

$$K_p = -K_p' = -5.439$$

2.5.2 Contrôleur de tension de sortie v_2

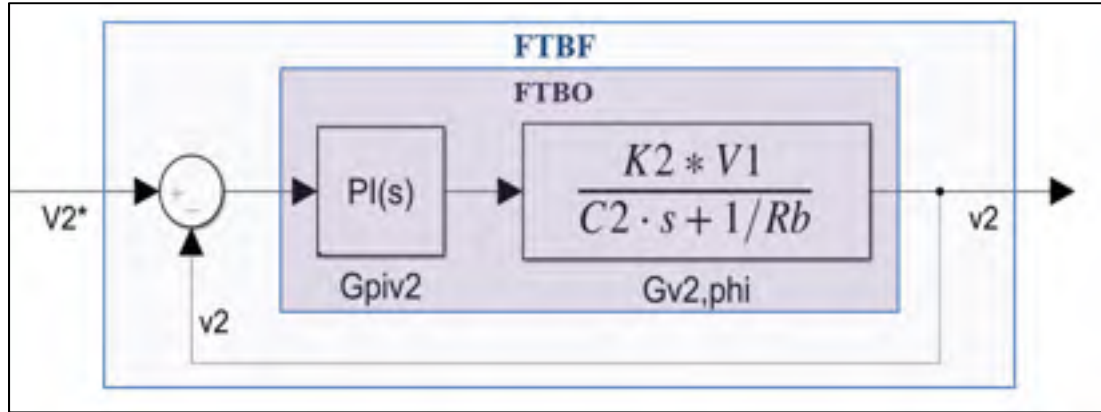


Figure 2.13 Contrôle de la tension de sortie v_2

D'après le modèle linéaire du système et selon la figure 2.13, on définit la fonction de transfert de la tension de bus v_2 suivante :

$$\begin{cases} C_2 \Delta v_2 \cdot s = K_1 \Delta v_1 - \Delta i_2 + K_2 V_1 \Delta \varphi \\ \Delta i_2 = \frac{\Delta v_2}{R_b} \end{cases} \quad (2.45)$$

$$G_{v_2, \varphi} = \frac{\Delta v_2}{\Delta \varphi} \bigg|_{\Delta v_1 = 0} = \frac{K_2 V_1}{C_2 \cdot s + 1/R_b} = \frac{n V_1}{L w_s} \left(1 - 2 \frac{\Phi}{\pi}\right) \cdot \frac{1/C_2}{s + 1/R_b C_2} \quad (2.46)$$

Contrôleur proportionnel intégral :

$$\begin{cases} G_{PIv_2} = K_{p2} + \frac{K_{i2}}{s} \\ w_{PI_2} = \frac{K_{i2}}{K_{p2}} \end{cases} \rightarrow G_{PIv_2} = K_{p2} \frac{s + w_{PI_2}}{s} \quad (2.47)$$

H_2 désigne le retour de tension normalisée, la tension du bus v_2 est de l'ordre de 300 V, d'où,

$$H_2 = \frac{1}{300}.$$

La fonction de transfert en boucle ouverte FTBO est exprimée par l'équation (2.48).

$$G_{v_2, \varphi_{BO}} = G_{v_2, \varphi} G_{PI v_2} H_2 = V_1 H_2 K_2 K_{p2} \cdot \frac{s + w_{PI_2}}{s} \cdot \frac{1/C_2}{s + 1/R_b C_2} \quad (2.48)$$

On utilise la technique annulation pôle zéro pour réduire l'ordre du système en chaîne fermée et avoir une pente de -20dB/décade:

$$w_{PI_2} = 1/R_b C_2 = 2.22 \text{ kHz} \quad (2.49)$$

$$G_{v_2, \varphi_{BO}} = \frac{V_1 H_2 K_2 K_{p2}}{C_2 s} \quad (2.50)$$

La FTBF :

$$\frac{\Delta v_2(s)}{\Delta \varphi(s)} = \frac{G_{v_2, \varphi_{BO}}}{1 + G_{v_2, \varphi_{BO}}} = \frac{V_1 H_2 K_2 K_{p2}}{C_2 s + V_1 H_2 K_2 K_{p2}} = \frac{1}{\frac{C_2}{V_1 H_2 K_2 K_{p2}} s + 1} \quad (2.51)$$

La FTBF est celle d'un filtre passe bas de fréquence de coupure f_c' et de constante de temps τ' tel que :

$$\begin{cases} f_c' = \frac{V_1 H_2 K_2 K_{p2}}{2\pi C_2} \\ \tau' = 1/2\pi f_c' \end{cases} \quad (2.52)$$

La fréquence de coupure est choisie $f_c' = f_0 = 1 \text{ kHz}$.

$$K_2 = \frac{n}{LW_s} \left(1 - 2 \frac{\Phi}{\pi} \right) = \frac{4/3}{23 \cdot 10^{-6} \cdot 2\pi \cdot 60 \cdot 10^3} \left(1 - 2 \frac{0.39\pi}{\pi} \right) \quad (2.53)$$

$$= 0.1063$$

$$\text{D'où } K_{p2} = \frac{2\pi f_c' c_2}{V_1 K_2 H_2} = \frac{2\pi \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{400 \cdot 0.1063 \cdot \frac{1}{300}} = 2.217 \text{ rad} \quad (2.54)$$

$$\text{Et } K_{i2} = w_{PI2} \cdot K_{p2} = 4927 \quad (2.55)$$

La sortie du contrôleur est un déphasage exprimé en radian, car il contrôle la variation de la tension v_2 par rapport à l'angle φ , pour avoir un déphasage sans unité : $K_{p2}' = \frac{K_{p2}}{\pi} = 0.7057$.

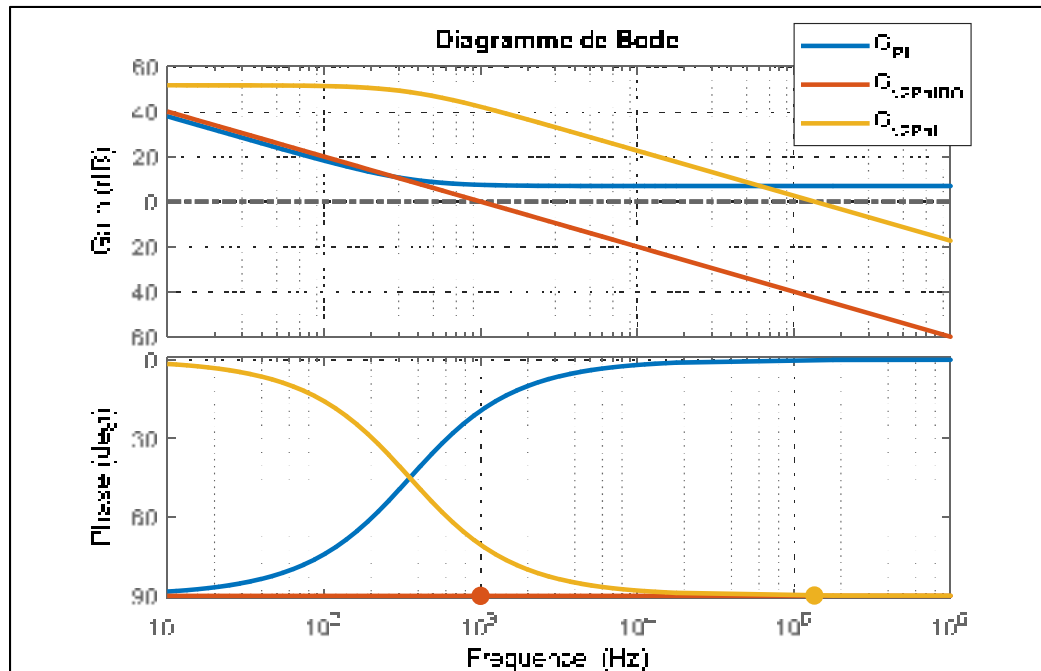


Figure 2.14 Réponse fréquentielle de la régulation de v_2

La figure 2.14 montre que le système corrigé est un système linéaire et stable de premier ordre. Le compensateur appliqué assure la rapidité de la régulation du système.

2.5.3 Contrôleur de tension de bus v_1

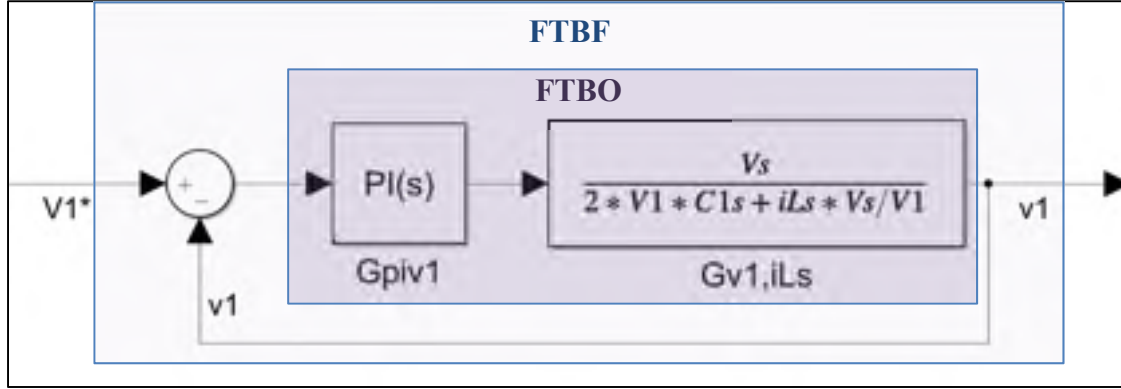


Figure 2.15 Contrôle de la tension de bus v_1

D'après le modèle linéaire du système et selon la figure 2.15, on définit la fonction de transfert de la tension de bus v_1 suivante :

$$\left\{ C_1 \Delta v_1 \cdot s = -\frac{\hat{I}_{Ls} \hat{V}_s}{2V_1^2} \Delta v_1 - K_1 \Delta v_2 + \frac{\hat{I}_{Ls}}{2V_1} \Delta \hat{v}_s + \frac{\hat{V}_s}{2V_1} \Delta \hat{i}_{Ls} - K_2 V_2 \Delta \varphi \right. \quad (2.56)$$

$$G_{v_1, \hat{i}_{Ls}} = \frac{\Delta v_1}{\Delta \hat{i}_{Ls}} \bigg|_{\Delta v_2 = \Delta \hat{v}_s = \Delta \varphi = 0} = \frac{\frac{\hat{V}_s}{2V_1}}{C_1 \cdot s + \frac{\hat{I}_{Ls} \hat{V}_s}{2V_1^2}} \quad (2.57)$$

$$= \frac{\hat{V}_s V_1}{2V_1^2 C_1 \cdot s + \hat{I}_{Ls} \hat{V}_s}$$

$$P = \frac{\hat{I}_{Ls} \hat{V}_s}{2} = 10 \text{ kW} \quad (2.58)$$

$$G_{v_1, \hat{i}_{Ls}} = \frac{\hat{V}_s / 2V_1 C_1}{s + P / V_1^2 C_1} \quad (2.59)$$

Contrôleur proportionnel intégral :

$$G_{PIv_1} = K_{p1} \frac{s + w_{PI1}}{s} \quad (2.60)$$

H_1 désigne le retour de tension normalisée, la tension du bus v_1 est de l'ordre de 400 V, d'où,

$$H_1 = \frac{1}{400}.$$

La FTBO :

$$\begin{aligned} G_{v_1, \hat{i}_{LSBO}} &= G_{v_1, \hat{i}_{LS}} G_{PIv_1} H_1 = \frac{\hat{V}_s H_1 K_{p1}}{2V_1 C_1} \cdot \frac{s + w_{PI1}}{s} \cdot \frac{1}{s + P/V_1^2 C_1} \\ G_{v_1, \hat{i}_{LSBO}} &= \frac{\hat{V}_s H_1 K_{p1}}{2V_1 C_1} \cdot \frac{s + w_{PI1}}{s^2 + \frac{P}{V_1^2 C_1} \cdot s} \end{aligned} \quad (2.61)$$

Le mode source de point de vue batterie (courant circulant dans le sens négatif) est exprimé par :

$$P_s = -P < 0 \Rightarrow G_{v_1, \hat{i}_{LS}} = \frac{\Delta v_1}{-\Delta \hat{i}_{LS}} = \frac{\hat{V}_s / 2V_1 C_1}{-s + P/V_1^2 C_1} \quad (2.62)$$

Ce mode de fonctionnement possède un pôle positif causant son instabilité qui doit être corrigé par le régulateur PI.

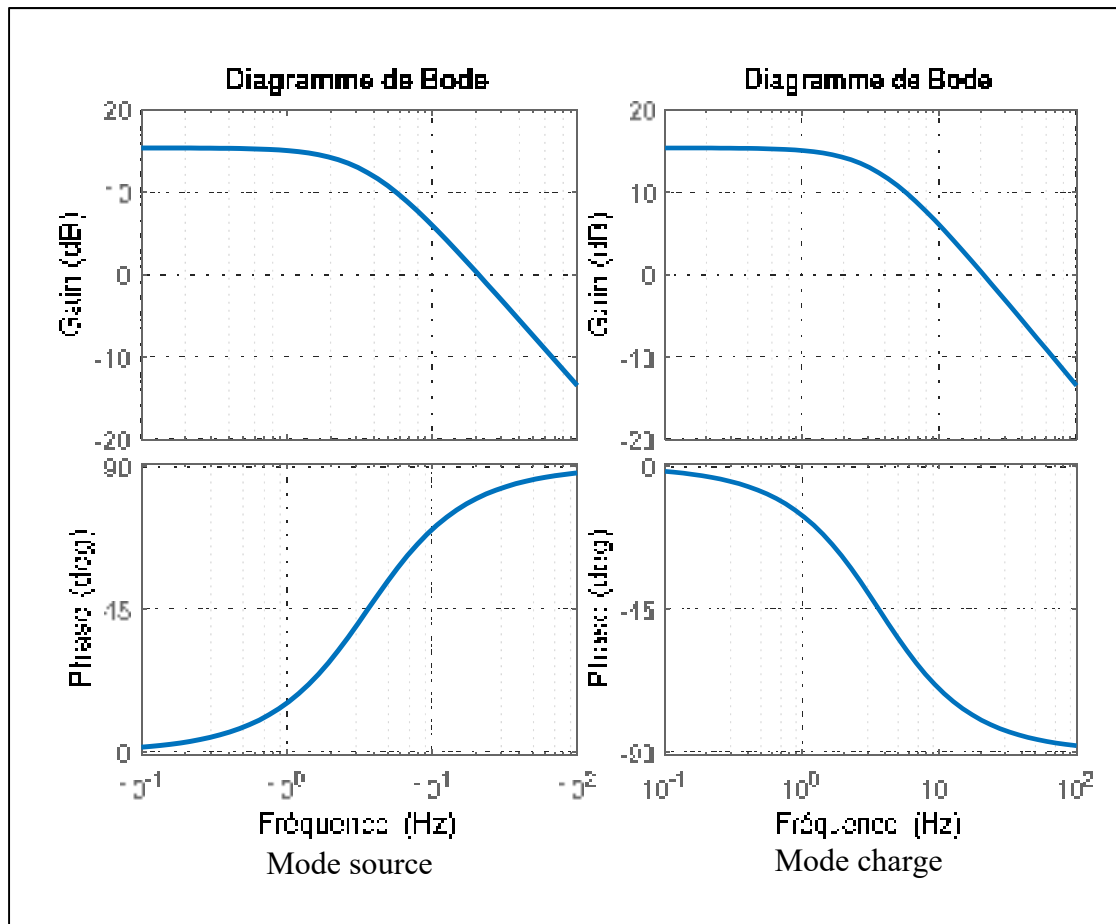


Figure 2.16 Réponse fréquentielle de v_1 par rapport à $\hat{i}_{Ls}$

Pour ce contrôleur, la technique annulation pôle zéro n'est pas efficace, car le pôle du convertisseur est de l'ordre de 3.6 Hz. La bande passante du régulateur est sélectionnée au cinquième de la fréquence d'ondulation de la tension en raison de ne pas perturber la régulation du courant et le gain du régulateur est pris graphiquement. $w_{PI_1} = 120/5 = 24\text{Hz}$.

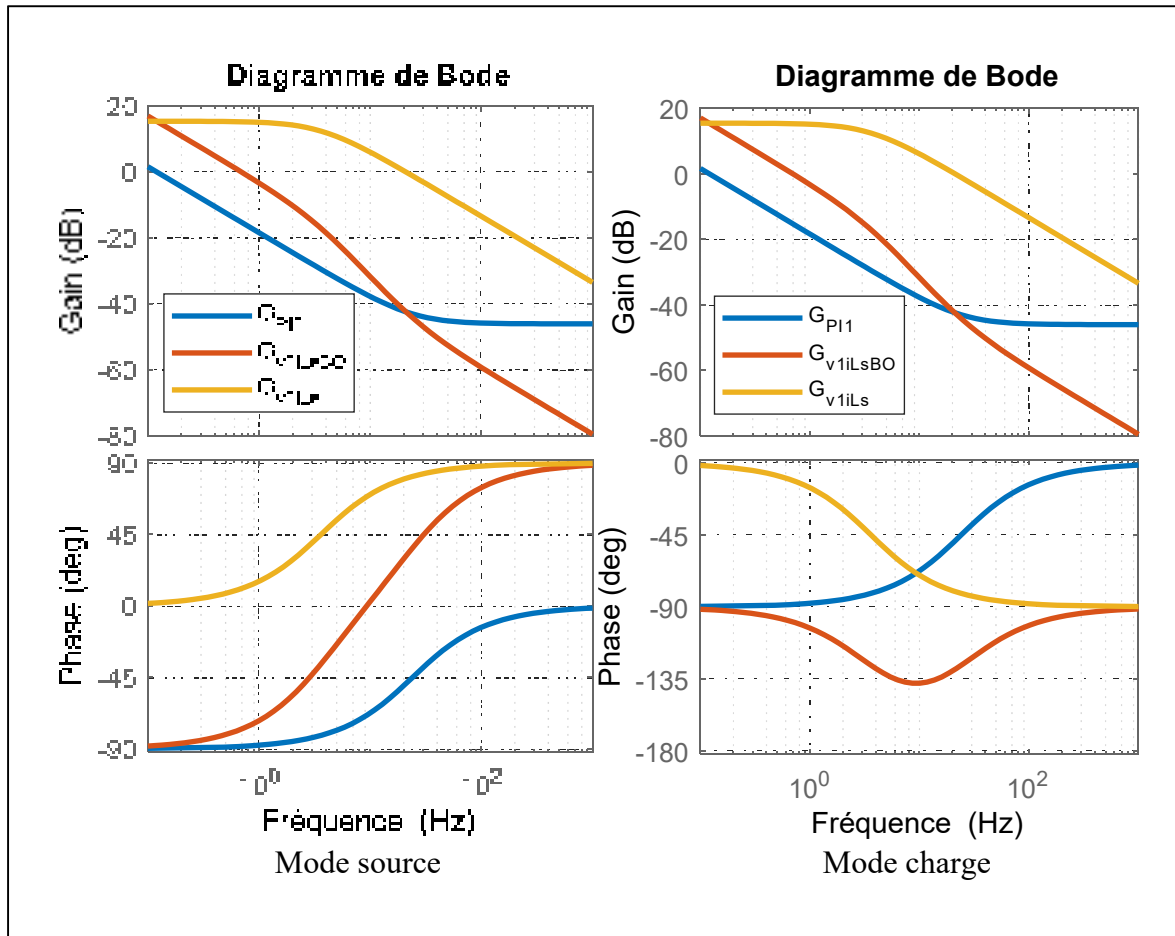


Figure 2.17 Réponse fréquentielle de la régulation de v_1 par rapport à $\hat{i}_{Ls}$

D'après la réponse graphique du système en boucle ouverte, K_{p1} est choisie égal à 2 pour assurer que la fréquence f_0 du système soit avant la variation de la pente du gain du convertisseur. On a $f_0=1$ Hz qui correspond au demi du pôle de G_{v1iLs} . Le système en boucle ouverte possède une marge de gain infinie pour les deux modes et une marge de phase de 103° pour le mode source et 80.8° pour le mode charge.

2.6 Résultats de simulation

Les résultats de simulations sont présentés ci-après. Un modèle de commutation discrétisé est développé avec Matlab Simulink en utilisant les composants de Simscape Power System avec

une période d'échantillonnage égale à $T_s=167\text{ns}$. Les paramètres du circuit sont donnés au tableau 2.3.

2.6.1 Test de démarrage

La procédure du démarrage pour atteindre $V_{2\text{nominal}}$ est la suivante : à $t=0\text{s}$, en connectant le convertisseur DAB au réseau monophasé, on considère le condensateur du côté batterie initialement déchargé et on applique une charge résistive de 10 kW.

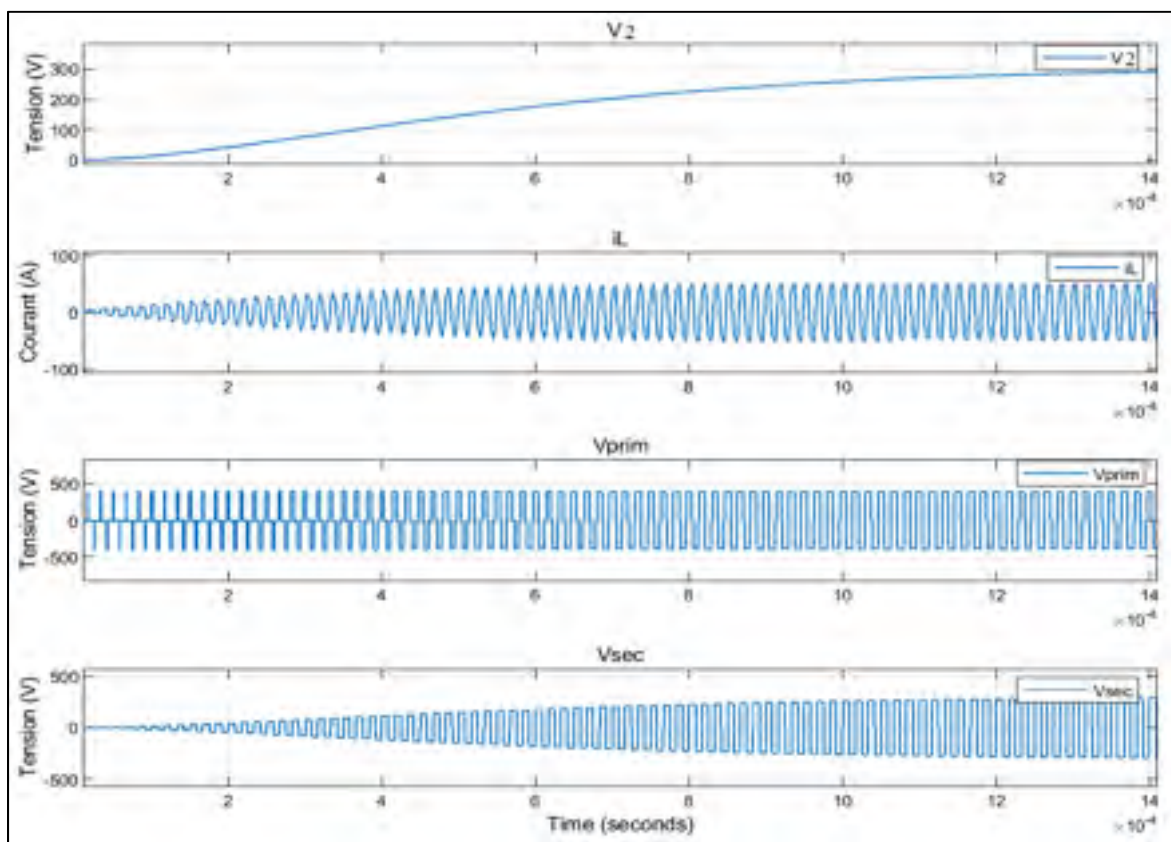


Figure 2.18 Le démarrage du DAB en appliquant une charge de 10 kW

Le démarrage du DAB s'effectue avec la variation du déphasage ϕ entre les deux ponts et la variation du rapport cyclique α du premier pont. En effet, à $t = 0\text{s}$, $\phi = \alpha = 0$, puis on remarque une augmentation progressive de α de 0 à 50% appliqué à V_{prim} et de ϕ de 0 à 40° appliqué à V_{sec} résulte à $V_2=300\text{V}$ dans 1.4 ms.

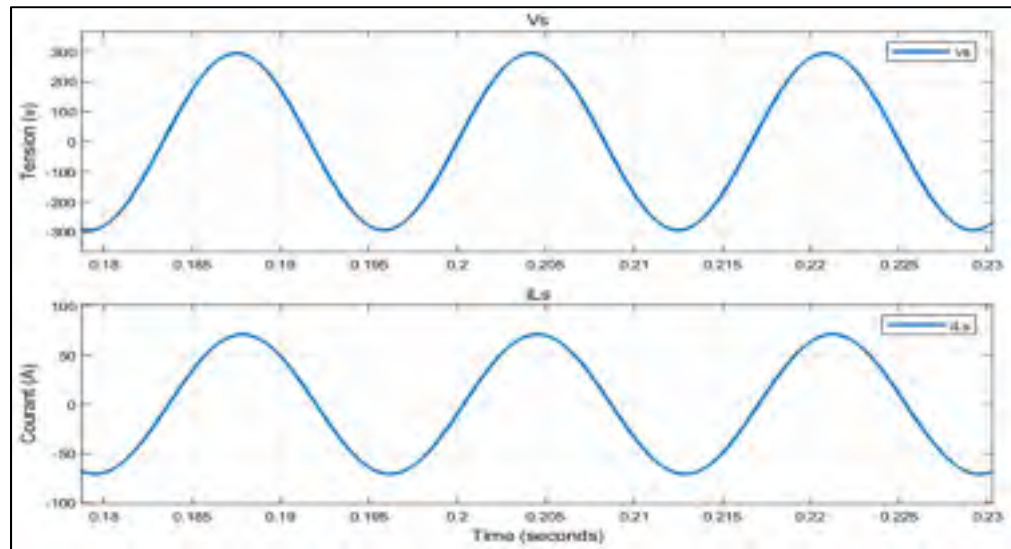


Figure 2.19 Allure de la tension et du courant du réseau au régime permanent

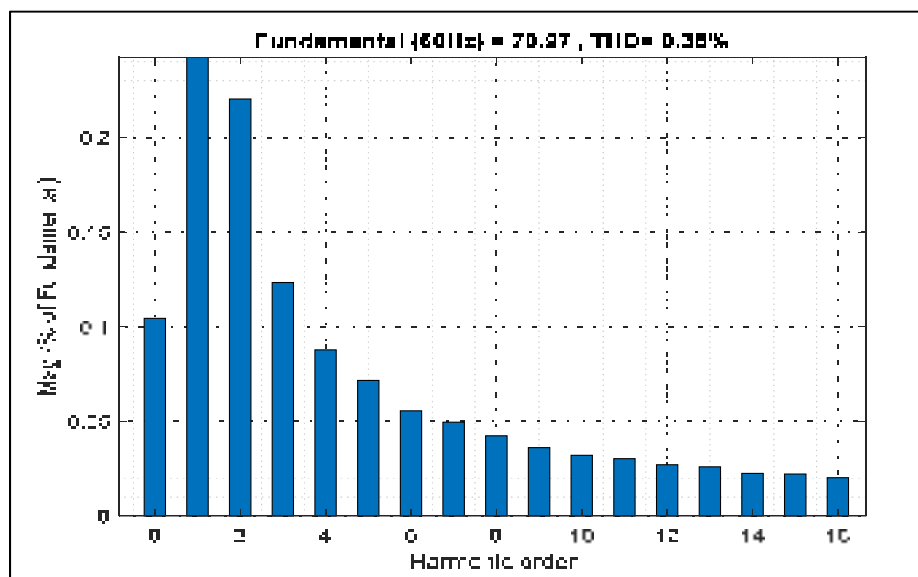


Figure 2.20 Taux de distorsion harmonique du courant de réseau i_{Ls}

En régime permanent, le système est stable. La tension et le courant de la source sont en phase et le taux de distorsion harmonique du courant de la source est de l'ordre de 0.4% qui est faible devant la limite supérieure de THDi qui est de l'ordre de 5%.

2.6.2 Test de variation de la charge

Ce deuxième test consiste à étudier le comportement du DAB monophasé connecté au réseau lors d'une variation de la puissance à la charge côté batterie de 10kW à 6kW et de 6kW à 10kW dont la batterie est remplacée par une charge résistive.

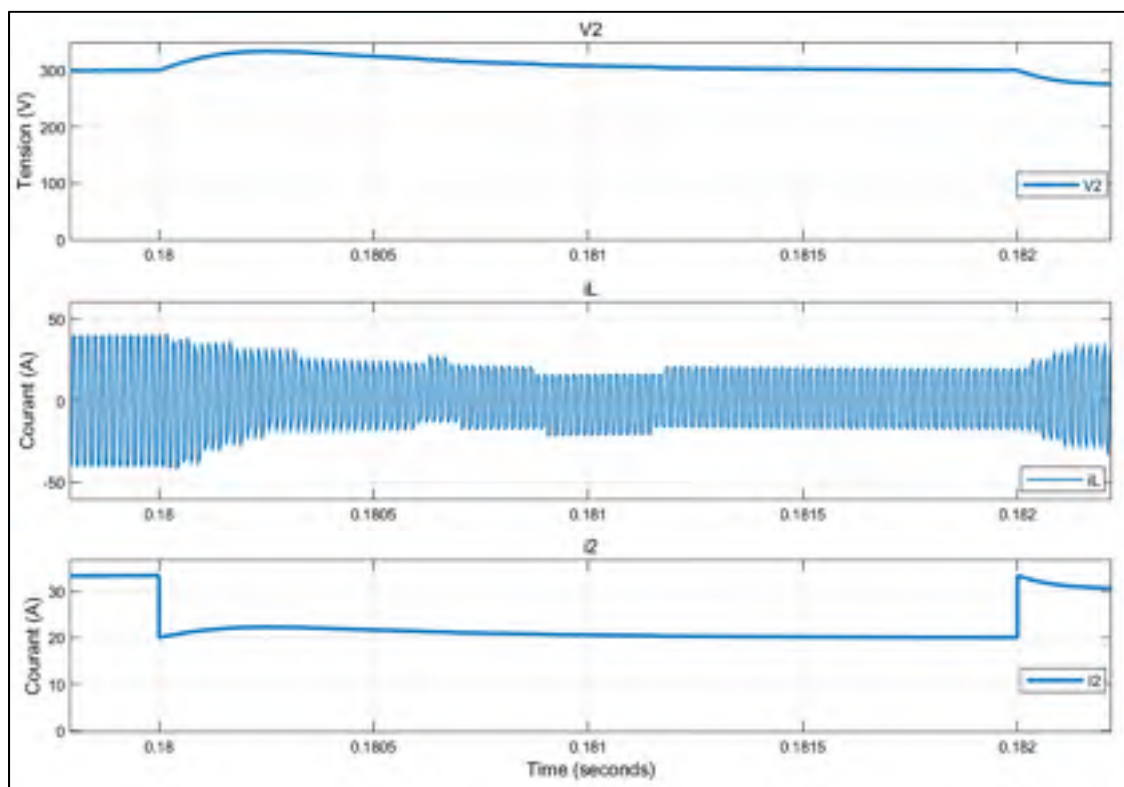


Figure 2.21 Réponse du système contrôlé lors d'une variation de la puissance à la charge de 10 kW à 6 kW

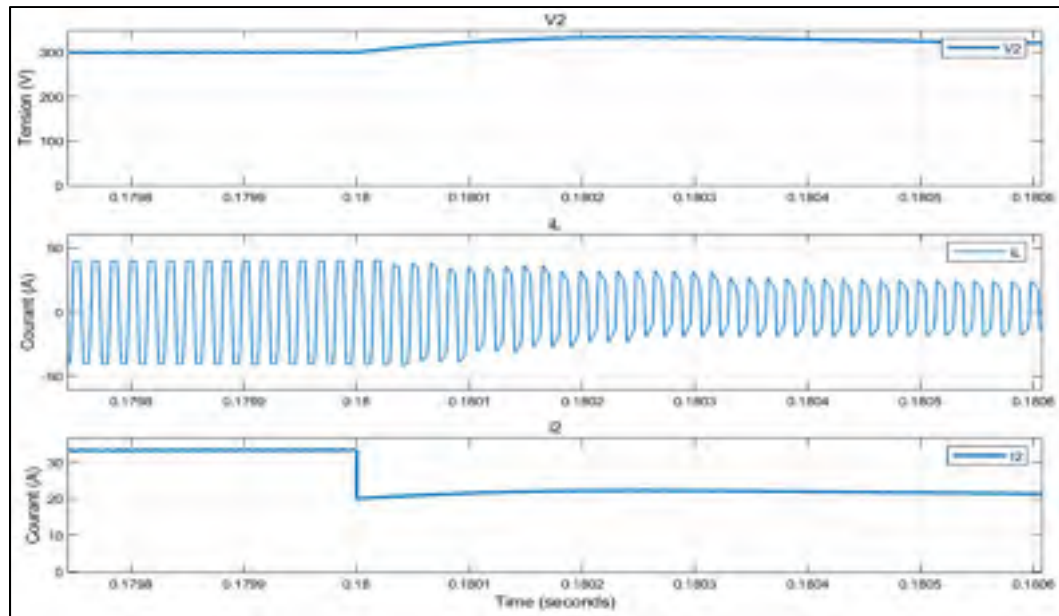


Figure 2.22 L'allure de la tension et du courant de sortie ainsi que le courant dans l'inductance lors d'une variation de la puissance à la charge de 10 kW à 6 kW

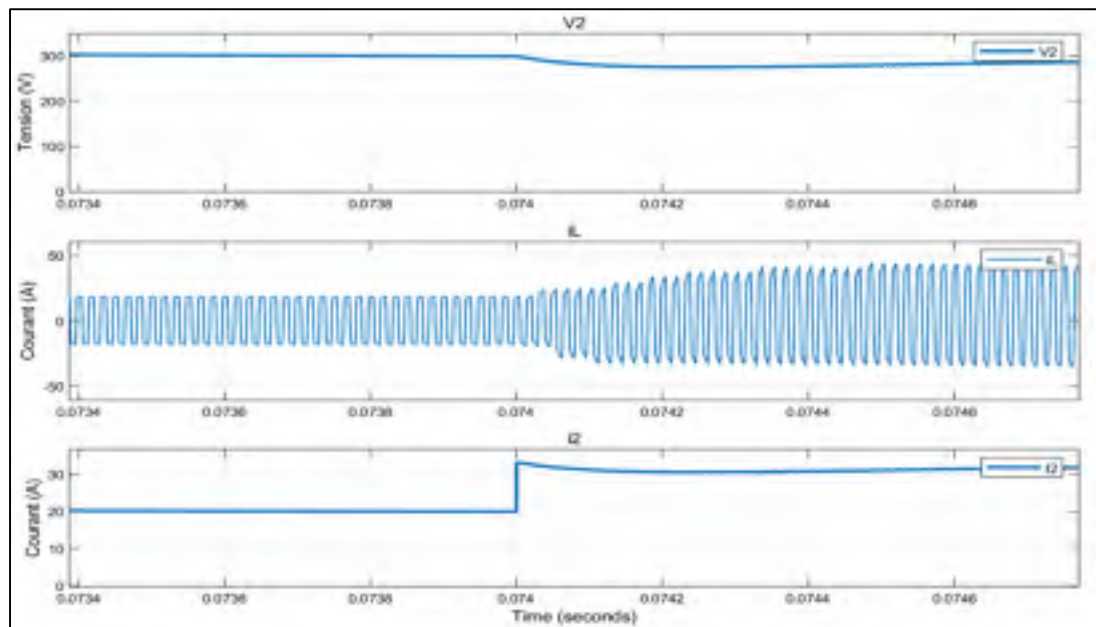


Figure 2.23 L'allure de la tension et du courant de sortie ainsi que le courant dans l'inductance lors d'une variation de la puissance à la charge de 6 kW à 10 kW

2.6.3 Test de variation de flux de puissance

On étudie la bidirectionnalité du flux de puissance. On remplace la batterie par une charge négative côté batterie puis on la remplace par une charge positive de valeur absolue 6 kW.

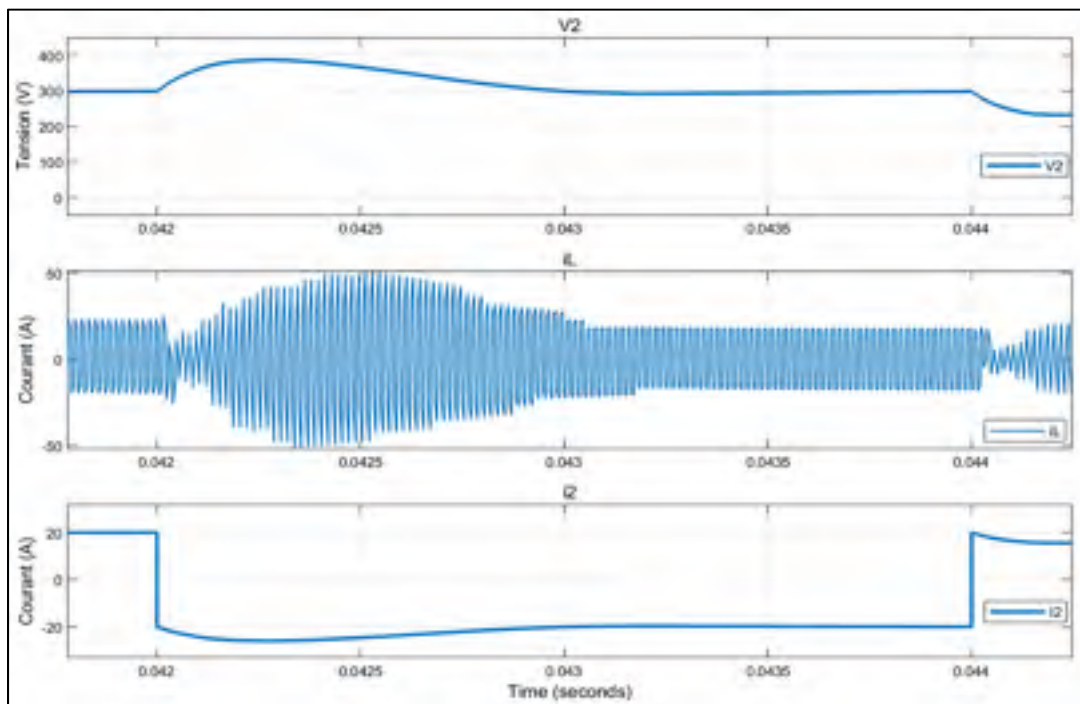


Figure 2.24 Réponse du système contrôlé lors d'une variation de flux de puissance de 6 kW à -6 kW

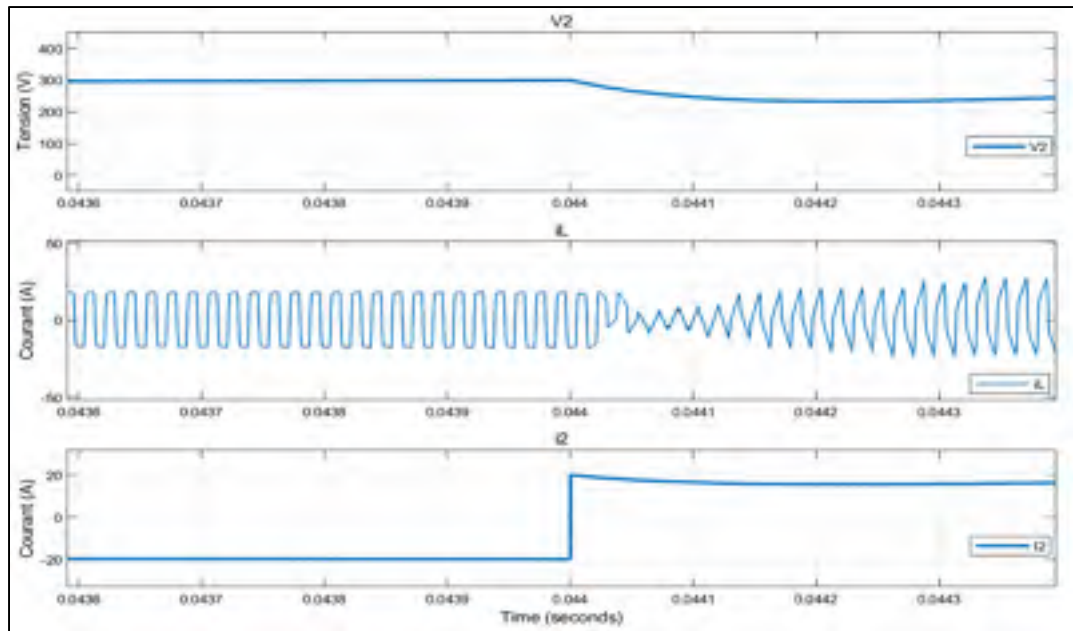


Figure 2.25 L'allure de la tension et du courant de sortie ainsi que le courant dans l'inductance lors d'une variation de la puissance à la charge de -6 kW à 6 kW

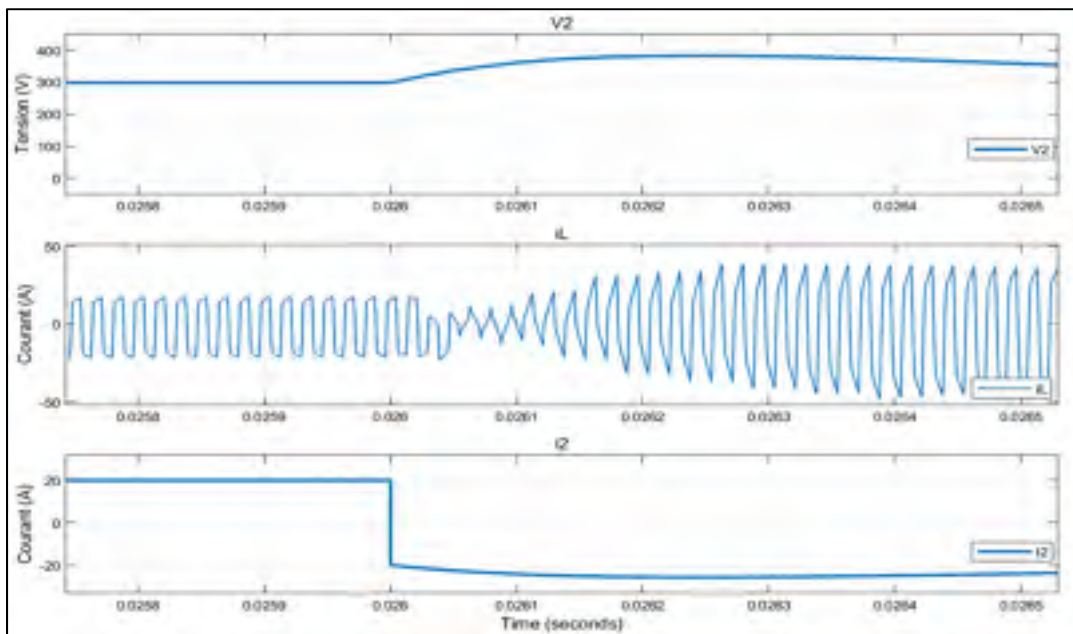


Figure 2.26 L'allure de la tension et du courant de sortie ainsi que le courant dans l'inductance lors d'une variation de la puissance à la charge de 6 kW à -6 kW

Les résultats de simulation obtenus montrent un contrôle efficace. Cependant, lors d'une variation de charge ou variation de flux de puissance le système se stabilise dans 700 μ s.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a détaillé le fonctionnement du double pont actif monophasé et du redresseur actif connecté au réseau monophasé et on a abouti à une modélisation du système. De plus, on a élaboré les fonctions de transfert pour la conception des régulateurs des tensions de bus et du courant de l'inductance. Par la suite, on a présenté les résultats de simulation du DAB monophasé qui ont validé la fiabilité des régulateurs conçus. Pour pouvoir choisir la meilleure topologie du chargeur de batterie pour VE, on va étudier le convertisseur à double pont actif DAB triphasé dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 3

MODÉLISATION ET CONTRÔLE DU DOUBLE PONT ACTIF TRIPHASÉ

Dans ce chapitre on va établir le système d'équations du DAB triphasé puis on va élaborer son modèle moyen pour arriver ensuite à développer le modèle petit signaux du système. Après viendra la conception des régulateurs du système en régime transitoire. La dernière étape sera la vérification des résultats théoriques par une simulation sur Matlab Simulink.

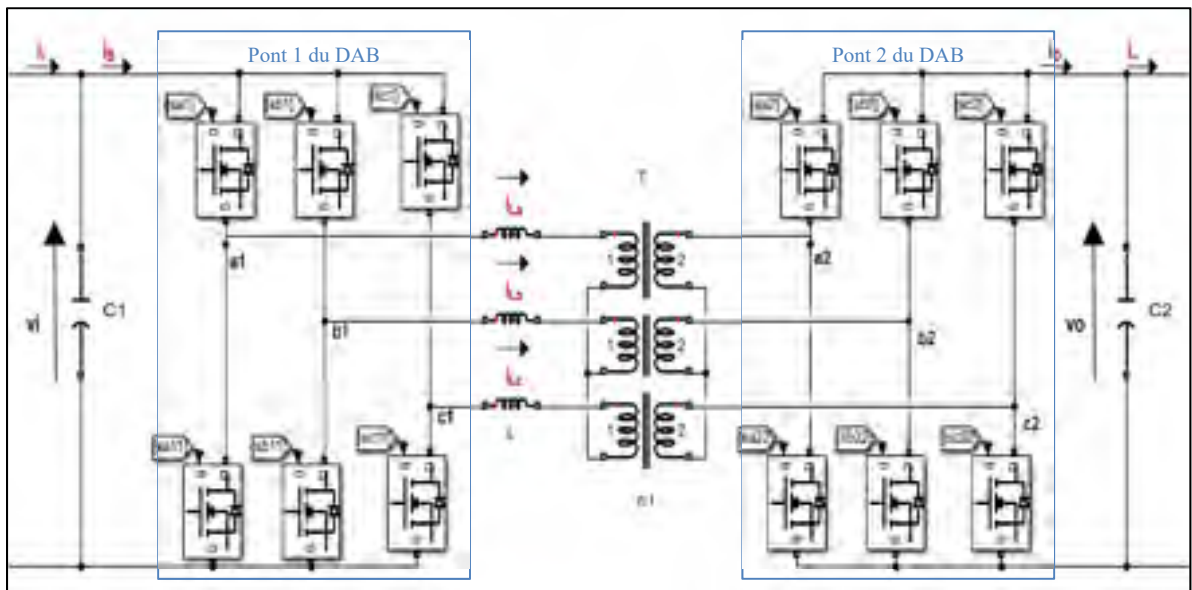


Figure 3.1 Circuit du double pont actif triphasé

La figure 3.1 présente le circuit du double pont actif triphasé. Ce circuit est bidirectionnel, il assure l'écoulement de la puissance dans les deux sens, contrôlé par un déphasage ϕ entre les deux ponts du double pont actif.

3.1 Modèle moyen du DAB triphasé

Le convertisseur à double pont actif DAB est montré dans la figure 3.1. On distingue deux modes de fonctionnement selon le type de la charge affecté à la sortie du DAB qui peut opérer

comme une charge résistive ou bien comme une source de tension. Le modèle du circuit est analysé pour aboutir à un système d'équations pour le DAB.

3.1.1.1 Principe de fonctionnement

Grâce à ses avantages : simplicité de fonctionnement et ZVS sans l'ajout d'autres composantes passives, l'asservissement avec simple déphasage entre les commandes des semi-conducteurs des deux ponts présente la stratégie de modulation conventionnelle pour le convertisseur DAB triphasé. Néanmoins, le ZVS n'est pas garanti pour un rapport de conversion, entre la tension d'entrée et de sortie, différent de l'unité '1' ce qui affecte le rendement du système pour les charges à faible puissance. Pour résoudre ce problème, un contrôle PWM simultané a été présenté par (Huang et al., 2015) possédant deux degrés de liberté, le rapport cyclique des deux convertisseurs et le déphasage entre leurs commandes. Ce contrôle a achevé le ZVS pour tout type de charge, mais résultant en un courant RMS d'inductance important pour les charges à faible puissance. Dans ce qui suit, un contrôle à trois degrés de liberté deux différents rapports cycliques et un déphasage pour le convertisseur DAB triphasé est conçu pour l'optimiser de manière à obtenir un ZVS pour tous les points de fonctionnement tout en améliorant son efficacité.

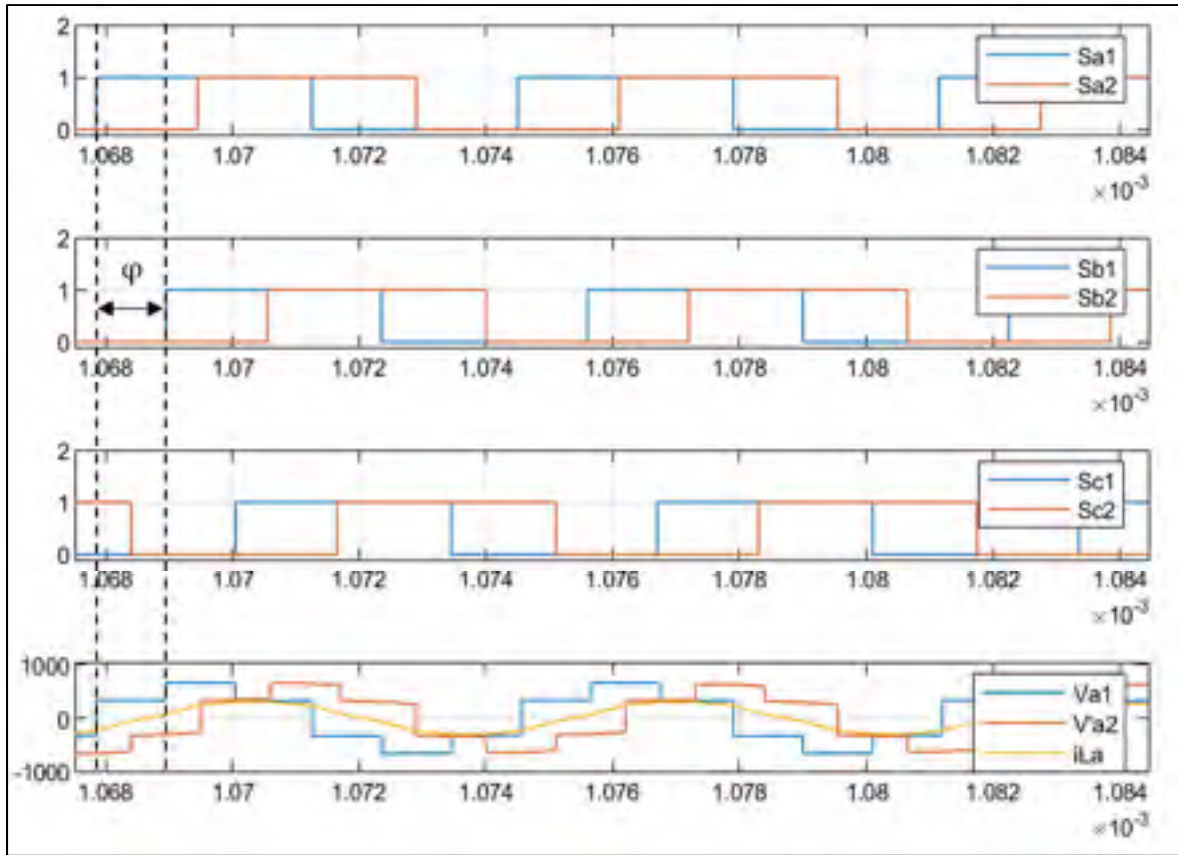


Figure 3.2 Allure du courant et tension de la phase a

La figure 3.2 montre les états de commutation S_{y1} et S_{y2} avec y signifie la phase (a, b ou c), ainsi que l'allure de la tension des deux côtés primaire et secondaire et du courant du convertisseur DAB triphasé fonctionnant avec le contrôle PWM

Pour le DAB triphasé, chaque pont possède 3 bras, dont leurs signaux, de commande sont déphasés l'une à l'autre d'un angle de $\frac{2\pi}{3}$, d'où on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{a1}(t) = \frac{1}{3}(2S_{a1}(t) - S_{b1}(t) - S_{c1}(t)) \times V_i \\ V_{b1}(t) = \frac{1}{3}(2S_{b1}(t) - S_{a1}(t) - S_{c1}(t)) \times V_i \\ V_{c1}(t) = \frac{1}{3}(2S_{c1}(t) - S_{b1}(t) - S_{a1}(t)) \times V_i \end{cases} \quad (3.1)$$

Ces équations correspondent aux tensions côté réseau, en changeant l'indice 1 par 2, on obtient les expressions correspondantes à l'autre côté.

3.1.1.2 Caractéristiques de commutation

On désigne par D_1 et D_2 les rapports cycliques du pont actif côté réseau et du pont actif côté batterie respectivement. Ces rapports cycliques sont sujets à être variables $D_{1,2} = [0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9]$, pour simplifier le calcul, on va les diviser sur trois intervalles $\left[0, \frac{1}{3}\right]$, $\left[\frac{1}{3}, \frac{2}{3}\right]$ et $\left[\frac{2}{3}, 1\right]$.

Sur une demi-période de commutation, on définit $\tau_1, \dots, \tau_6$ telle que leurs valeurs sont fonctions des $D_{1,2}$ du pont actif du DAB. L'allure du courant est symétrique, ce qui nous donne $\tau_1 = \tau_3 = \tau_5 = \tau_I$ et $\tau_2 = \tau_4 = \tau_6 = \tau_{II}$ tel que pour $\alpha = \left[0, \frac{1}{3}, \frac{2}{3}\right]$.

$$\alpha < D_{1,2} < \alpha + \frac{1}{3} \rightarrow \begin{cases} \tau_I = 2\pi(D_{1,2} - \alpha) \\ \tau_{II} = \frac{2\pi}{3} - \tau_I \end{cases} \quad (3.2)$$

Tirée de (Zgheib, 2019).

L'instant de transition des signaux de commandes des interrupteurs varient selon D_1 , D_2 et le déphasage φ entre les deux ponts actifs. Puisque τ_{II} est fonction de τ_I , on considère que τ_I dans le calcul et on se réfère à D_1 par τ_{aI} et à D_2 par τ_{bI} . D'où le paramètre de modulation suivant:

$$x = [\tau_{aI} \quad \tau_{bI} \quad \varphi] \quad (3.3)$$

Dans ce qui suit, on va étudier l'exemple suivant $x = [\pi/3 \quad \pi/3 \quad \pi/2]$. Les conditions pour respecter les limites de mode de fonctionnement sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Première condition: } \tau_{aI} \leq \varphi \leq \tau_{aI} + \tau_{aII} \rightarrow \tau_{aI} \leq \varphi \leq \frac{2\pi}{3} \\ \text{Deuxième condition: } \frac{\tau_{aII}}{2} \leq \tau_{bI} \leq \frac{\tau_{aI} + \tau_{aII}}{2} \rightarrow \frac{\pi}{3} - \frac{\tau_{aI}}{2} \leq \tau_{bI} \leq \frac{\pi}{3} \end{array} \right. \quad (3.4)$$

Tirée de (Zgheib, 2019).

Les instants de transition de chaque phase de fonctionnement sont les suivants :

Tableau 3.1 Phases de fonctionnement
Tiré de Zgheib (2019)

Instant	Mode 1+	Mode 1+
t_0	0	0
t_1	$\frac{-\tau_{bII} + \varphi}{\omega_s}$	$\frac{\tau_{bI} + \varphi - \frac{2\pi}{3}}{\omega_s}$
t_2	$\frac{\tau_a}{\omega_s}$	$\frac{\tau_{aI}}{\omega_s}$
t_3	$\frac{\varphi}{\omega_s}$	$\frac{\varphi}{\omega_s}$
t_4	$\frac{\tau_{aI} + \tau_{aII}}{\omega_s}$	$\frac{\frac{2\pi}{3}}{\omega_s}$
t_5	$\frac{\varphi + \tau_{bI}}{\omega_s}$	$\frac{\tau_{bI} + \varphi}{\omega_s}$
t_6	$\frac{T_s}{2}$	$\frac{\pi}{\omega_s}$

La relation entre la tension de phase a et le courant de l'inductance est :

$$\frac{di_{La}(t)}{dt} = \frac{V_{a1}(t) - V'_{a2}(t)}{L} \quad (3.5)$$

De même pour la phase b et c.

$$\frac{di_{Lb}(t)}{dt} = \frac{V_{b1}(t) - V'_{b2}(t)}{L} \quad (3.6)$$

$$\frac{di_{Lc}(t)}{dt} = \frac{V_{c1}(t) - V'_{c2}(t)}{L} \quad (3.7)$$

Tableau 3.2 Système d'équations pour le calcul du courant de phase
Tiré de Zgheib (2019)

Temps	v_{a1}	v_{a2}	v'_{a2}	di_{La}/dt
$t_0 \leq t \leq t_1$	$V_i/3$	$-2V_o/3$	$-2V'_o/3$	$\frac{V_i(1 + 2\gamma)}{3L}$
$t_1 \leq t \leq t_2$	$V_i/3$	$-V_o/3$	$-V'_o/3$	$\frac{V_i(1 + \gamma)}{3L}$
$t_2 \leq t \leq t_3$	$2V_i/3$	$-V_o/3$	$-V'_o/3$	$\frac{V_i(2 + \gamma)}{3L}$
$t_3 \leq t \leq t_4$	$2V_i/3$	$V_o/3$	$V'_o/3$	$\frac{V_i(2 - \gamma)}{3L}$
$t_4 \leq t \leq t_5$	$V_i/3$	$V_o/3$	$V'_o/3$	$\frac{V_i(1 - \gamma)}{3L}$
$t_5 \leq t \leq t_6$	$V_i/3$	$2V_o/3$	$2V'_o/3$	$\frac{V_i(1 - 2\gamma)}{3L}$

Avec $V'_{a2} = NV_{a2}$ la tension secondaire ramenée au côté primaire du transformateur, $V'_o = NV_o$ la tension de la batterie ramenée au côté primaire et $\gamma = \frac{V'_o}{V_i}$ le rapport de conversion de tension.

D'après le tableau 3.1 et 3.2, on obtient :

$$i_{La}(t) = \begin{cases} i_L(t_0) + \frac{V_i(1+2\gamma)}{3L}t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ i_L(t_1) + \frac{V_i(1+\gamma)}{3L} \left(t - \frac{\tau_{bl} + \varphi - \frac{2\pi}{3}}{\omega_s} \right) & t_1 \leq t \leq t_2 \\ i_L(t_2) + \frac{V_i(2+\gamma)}{3L} \left(t - \frac{\tau_{al}}{\omega_s} \right) & t_2 \leq t \leq t_3 \\ i_L(t_3) + \frac{V_i(2-\gamma)}{3L} \left(t - \frac{\varphi}{\omega_s} \right) & t_3 \leq t \leq t_4 \\ i_L(t_4) + \frac{V_i(1-\gamma)}{3L} \left(t - \frac{\frac{2\pi}{3}}{\omega_s} \right) & t_4 \leq t \leq t_5 \\ i_L(t_5) + \frac{V_i(1-2\gamma)}{3L} \left(t - \frac{\tau_{bl} + \varphi}{\omega_s} \right) & t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.8)$$

$$\text{Avec } \begin{cases} i_L(t_1) = i_L(t_0) + \frac{V_i(1+2\gamma)}{3L} \left(\frac{\tau_{bl} + \varphi - \frac{2\pi}{3}}{\omega_s} \right) \\ i_L(t_2) = i_L(t_1) + \frac{V_i(1+\gamma)}{3L} \left(\frac{\tau_{al} - \tau_{bl} - \varphi + \frac{2\pi}{3}}{\omega_s} \right) \\ i_L(t_3) = i_L(t_2) + \frac{V_i(2+\gamma)}{3L} \left(\frac{-\tau_{al} + \varphi}{\omega_s} \right) \\ i_L(t_4) = i_L(t_3) + \frac{V_i(2-\gamma)}{3L} \left(\frac{-\varphi + \frac{2\pi}{3}}{\omega_s} \right) \\ i_L(t_5) = i_L(t_4) + \frac{V_i(1-\gamma)}{3L} \left(\frac{\tau_{bl} + \varphi - \frac{2\pi}{3}}{\omega_s} \right) \\ i_L(t_6) = i_L(t_5) + \frac{V_i(1-2\gamma)}{3L} \left(\frac{-\tau_{bl} - \varphi + \pi}{\omega_s} \right) \\ i_L(t_6) = -i_L(t_0) \end{cases} \quad (3.9)$$

D'où, on obtient les conditions initiales pour chaque intervalle de fonctionnement du courant de l'inductance à la phase a:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L(t_0) = \frac{V_i(3\tau_{al} - 5\pi) + nV_o(-6\tau_{bl} - 12\varphi + 8\pi)}{18\omega_s L} \\ i_L(t_1) = \frac{V_i(3\tau_{al} + 6\tau_{bl} + 6\varphi - 9\pi) + nV_o(6\tau_{bl})}{18\omega_s L} \\ i_L(t_2) = \frac{V_i(9\tau_{al} - 5\pi) + nV_o(6\tau_{al} - 6\varphi + 4\pi)}{18\omega_s L} \\ i_L(t_3) = \frac{V_i(-3\tau_{al} + 12\varphi - 5\pi) + nV_o(4\pi)}{18\omega_s L} \\ i_L(t_4) = \frac{V_i(-3\tau_{al} + 3\pi) + nV_o(6\varphi)}{6\omega_s L} \\ i_L(t_5) = \frac{V_i(-3\tau_{al} + 6\tau_{bl} + 6\varphi - \pi) + nV_o(-6\tau_{bl} + 4\pi)}{18\omega_s L} \\ i_L(t_6) = \frac{V_i(-3\tau_{al} + 5\pi) + nV_o(6\tau_{bl} + 12\varphi - 8\pi)}{18\omega_s L} \end{array} \right. \quad (3.10)$$

La même allure du courant de l'inductance à la phase a se reproduit pour la phase b et c de la façon suivante :

Tableau 3.3 Séquences des courants de phases
Tiré de Zgheib (2019)

Temps	i_{La}	i_{Lb}	i_{Lc}
$t_0 \leq t \leq t_1$	1	-3	5
$t_1 \leq t \leq t_2$	2	-4	6
$t_2 \leq t \leq t_3$	3	-5	-1
$t_3 \leq t \leq t_4$	4	-6	-2
$t_4 \leq t \leq t_5$	5	1	-3
$t_5 \leq t \leq t_6$	6	2	-4

$$i_{Lb}(t) = \begin{cases} -i_L(t_2) - \frac{V_i(2+\gamma)}{3L} \left(t - \frac{\tau_{al}}{\omega_s} \right) & t_0 \leq t \leq t_1 \\ -i_L(t_3) - \frac{V_i(2-\gamma)}{3L} \left(t - \frac{\varphi}{\omega_s} \right) & t_1 \leq t \leq t_2 \\ -i_L(t_4) - \frac{V_i(1-\gamma)}{3L} \left(t - \frac{2\pi}{3} \right) & t_2 \leq t \leq t_3 \\ -i_L(t_5) - \frac{V_i(1-2\gamma)}{3L} \left(t - \frac{\tau_{bl} + \varphi}{\omega_s} \right) & t_3 \leq t \leq t_4 \\ i_L(t_0) + \frac{V_i(1+2\gamma)}{3L} t & t_4 \leq t \leq t_5 \\ i_L(t_1) + \frac{V_i(1+\gamma)}{3L} \left(t - \frac{\tau_{bl} + \varphi - \frac{2\pi}{3}}{\omega_s} \right) & t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.11)$$

$$i_{Lc}(t) = \begin{cases} i_L(t_4) + \frac{V_i(1-\gamma)}{3L} \left(t - \frac{2\pi}{3} \right) & t_0 \leq t \leq t_1 \\ i_L(t_5) + \frac{V_i(1-2\gamma)}{3L} \left(t - \frac{\tau_{bl} + \varphi}{\omega_s} \right) & t_1 \leq t \leq t_2 \\ -i_L(t_0) - \frac{V_i(1+2\gamma)}{3L} t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ -i_L(t_1) - \frac{V_i(1+\gamma)}{3L} \left(t - \frac{\tau_{bl} + \varphi - \frac{2\pi}{3}}{\omega_s} \right) & t_3 \leq t \leq t_4 \\ -i_L(t_2) - \frac{V_i(2+\gamma)}{3L} \left(t - \frac{\tau_{al}}{\omega_s} \right) & t_4 \leq t \leq t_5 \\ -i_L(t_3) - \frac{V_i(2-\gamma)}{3L} \left(t - \frac{\varphi}{\omega_s} \right) & t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.12)$$

Après avoir obtenu les équations du courant d'inductance des trois phases pour chaque intervalle de fonctionnement, on aboutit à l'expression du courant à l'entrée du DAB :

$$i_{in}(t) = \frac{1}{2} \times \begin{cases} i_{La}(t) - i_{Lb}(t) + i_{Lc}(t) & t_0 \leq t \leq t_1 \\ i_{La}(t) - i_{Lb}(t) + i_{Lc}(t) & t_1 \leq t \leq t_2 \\ i_{La}(t) - i_{Lb}(t) - i_{Lc}(t) & t_2 \leq t \leq t_3 \\ i_{La}(t) - i_{Lb}(t) - i_{Lc}(t) & t_3 \leq t \leq t_4 \\ i_{La}(t) + i_{Lb}(t) - i_{Lc}(t) & t_4 \leq t \leq t_5 \\ i_{La}(t) + i_{Lb}(t) - i_{Lc}(t) & t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.13)$$

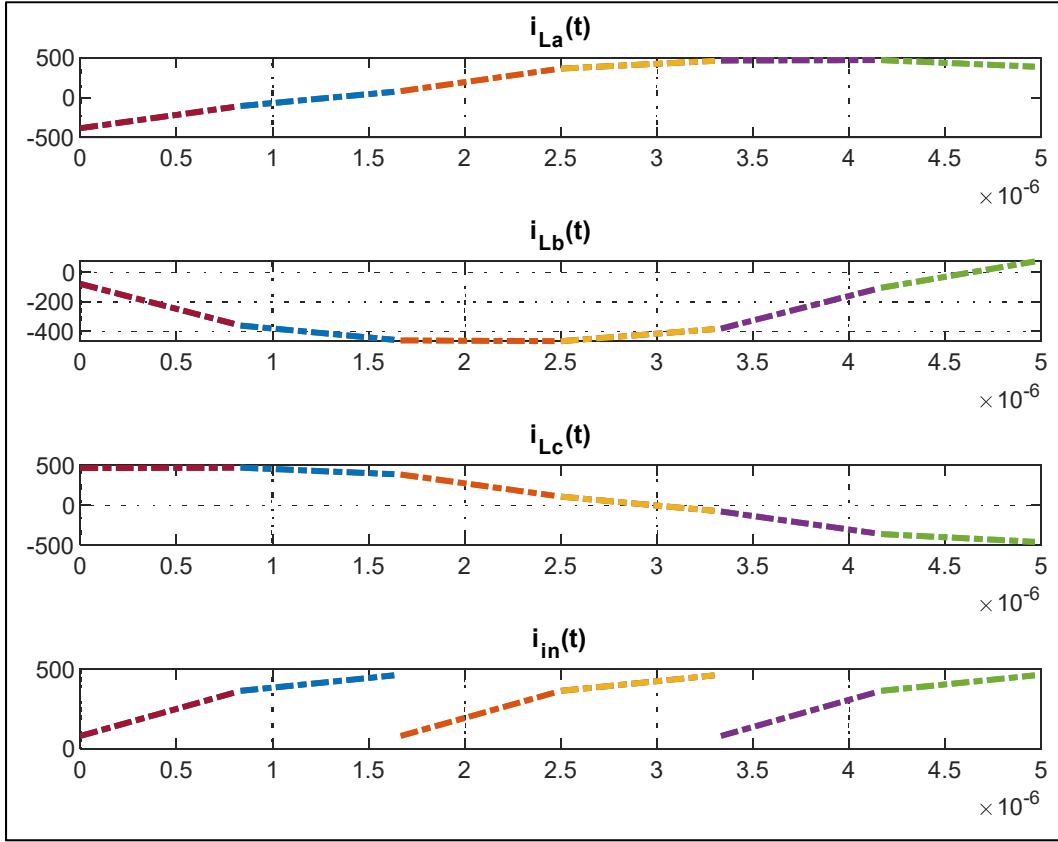


Figure 3.3 Allures des courants i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} et i_{in} pour une période de commutation

La figure 3.3 montre bien que la commutation douce est bien assurée entre les différents intervalles de fonctionnement pour une demi-période. Ensuite, on calcule le courant moyen I_i à l'entrée du DAB sur une demi-période de commutation.

$$I_i = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s/2} i_{in}(t) dt \quad (3.14)$$

$$I_i = \frac{1}{216\pi\omega L} \left[\begin{array}{c} v_i \left(23\pi^2 + 36\tau_{al}^2 + 72\tau_{bl}^2 - 24\pi\varphi - 33\pi\tau_{al} \right) \\ -84\pi\tau_{bl} + 36\varphi\tau_{al} + 36\varphi\tau_{bl} + 36\tau_{al}\tau_{bl} \end{array} \right] + nv_o \left(\begin{array}{c} -10\pi^2 - 108\varphi^2 - 18\tau_{al}^2 - 36\tau_{bl}^2 + 90\varphi\tau_{al} \\ -126\varphi\tau_{bl} + 90\tau_{al}\tau_{bl} + 120\pi\varphi - 60\pi\tau_{al} + 60\pi\tau_{bl} \end{array} \right)$$

$$\forall \frac{\pi}{3} - \frac{\tau_{bl}}{2} \leq \varphi \leq \frac{2\pi}{3}$$

Pour le mode étudié, la valeur maximale du courant côté réseau est atteinte pour un rapport cyclique de $\pi/3$ pour les deux ponts du DAB.

$$I_{i,max} = \frac{nV_o(-\pi^2 - 18\varphi^2 + 18\pi\varphi)}{36\pi\omega L} \text{ pour } \tau_{al} = \tau_{bl} = \pi/3 \quad (3.15)$$

Le calcul du courant moyen I_o à la sortie du DAB peut être fait suivant la même démarche de I_i ou bien à partir de la relation de conservation d'énergie :

$$p = I_i V_i = I_o V_o \quad (3.16)$$

D'où, les courants d'entrée i_B et de sortie i_D du DAB s'expriment par :

$$I_i = \frac{1}{216\pi\omega L} \left[\begin{array}{c} v_i \left(23\pi^2 + 36\tau_{al}^2 + 72\tau_{bl}^2 - 24\pi\varphi - 33\pi\tau_{al} \right) \\ -84\pi\tau_{bl} + 36\varphi\tau_{al} + 36\varphi\tau_{bl} + 36\tau_{al}\tau_{bl} \end{array} \right] + nv_o \left(\begin{array}{c} -10\pi^2 - 108\varphi^2 - 18\tau_{al}^2 - 36\tau_{bl}^2 + 90\varphi\tau_{al} \\ -126\varphi\tau_{bl} + 90\tau_{al}\tau_{bl} + 120\pi\varphi - 60\pi\tau_{al} + 60\pi\tau_{bl} \end{array} \right), \quad (3.17)$$

$$\forall \frac{\pi}{3} - \frac{\tau_{bl}}{2} \leq \varphi \leq \frac{2\pi}{3}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_B = I_i \\ I_D = I_o = \frac{I_i v_i}{v_o} \\ = \frac{v_i}{216\pi\omega L} \left[\begin{array}{l} \frac{v_i}{v_o} (23\pi^2 + 36\tau_{al}^2 + 72\tau_{bl}^2 - 24\pi\varphi - 33\pi\tau_{al}) \\ -84\pi\tau_{bl} + 36\varphi\tau_{al} + 36\varphi\tau_{bl} + 36\tau_{al}\tau_{bl}) \\ +n \left(\begin{array}{l} -10\pi^2 - 108\varphi^2 - 18\tau_{al}^2 - 36\tau_{bl}^2 + 90\varphi\tau_{al} \\ -126\varphi\tau_{bl} + 90\tau_{al}\tau_{bl} + 120\pi\varphi - 60\pi\tau_{al} + 60\pi\tau_{bl} \end{array} \right) \end{array} \right] \end{array} \right.$$

Les équations de (3.2) jusqu'à (3.17) sont adaptées de (Zgheib, 2019).

L'inductance L et la capacité C₂ qui définissent le régime transitoire, représentent les variables d'état du DAB telles que :

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_{La}}{dt} = v_{a_1} - n \cdot v_{a_2} = \frac{1}{3} \left[\begin{array}{l} (2S_{a1}(t) - S_{b1}(t) - S_{c1}(t)) \times V_i \\ -n(2S_{a2}(t) - S_{b2}(t) - S_{c2}(t)) \times V_o \end{array} \right] \\ L \frac{di_{Lb}}{dt} = v_{b_1} - n \cdot v_{b_2} = \frac{1}{3} \left[\begin{array}{l} (2S_{b1}(t) - S_{a1}(t) - S_{c1}(t)) \times V_i \\ -n(2S_{b2}(t) - S_{a2}(t) - S_{c2}(t)) \times V_o \end{array} \right] \\ L \frac{di_{Lc}}{dt} = v_{c_1} - n \cdot v_{c_2} = \frac{1}{3} \left[\begin{array}{l} (2S_{c1}(t) - S_{b1}(t) - S_{a1}(t)) \times V_i \\ -n(2S_{c2}(t) - S_{b2}(t) - S_{a2}(t)) \times V_o \end{array} \right] \\ C_2 \frac{dv_o}{dt} = i_D - i_o \\ = \frac{v_i}{216\pi\omega L} \left[\begin{array}{l} \frac{v_i}{v_o} (23\pi^2 + 36\tau_{al}^2 + 72\tau_{bl}^2 - 24\pi\varphi - 33\pi\tau_{al}) \\ -84\pi\tau_{bl} + 36\varphi\tau_{al} + 36\varphi\tau_{bl} + 36\tau_{al}\tau_{bl}) \\ +n \left(\begin{array}{l} -10\pi^2 - 108\varphi^2 - 18\tau_{al}^2 - 36\tau_{bl}^2 + 90\varphi\tau_{al} \\ -126\varphi\tau_{bl} + 90\tau_{al}\tau_{bl} + 120\pi\varphi - 60\pi\tau_{al} + 60\pi\tau_{bl} \end{array} \right) \end{array} \right] - i_o \end{array} \right. \quad (3.18)$$

En résumé, le modèle moyen du système est :

$$\begin{aligned}
 & C_1 \frac{dv_i}{dt} = i_i - i_B \\
 & = i_i - \frac{1}{216\pi\omega L} \left[\begin{array}{l} v_i \left(23\pi^2 + 36\tau_{al}^2 + 72\tau_{bl}^2 - 24\pi\varphi - 33\pi\tau_{al} \right) \\ -84\pi\tau_{bl} + 36\varphi\tau_{al} + 36\varphi\tau_{bl} + 36\tau_{al}\tau_{bl} \end{array} \right] \\
 & \quad + nv_o \left(\begin{array}{l} -10\pi^2 - 108\varphi^2 - 18\tau_{al}^2 - 36\tau_{bl}^2 + 90\varphi\tau_{al} \\ -126\varphi\tau_{bl} + 90\tau_{al}\tau_{bl} + 120\pi\varphi - 60\pi\tau_{al} + 60\pi\tau_{bl} \end{array} \right) \\
 & C_2 \frac{dv_o}{dt} = i_D - i_o \\
 & = \frac{v_i}{216\pi\omega L} \left[\begin{array}{l} \frac{v_i}{v_o} \left(23\pi^2 + 36\tau_{al}^2 + 72\tau_{bl}^2 - 24\pi\varphi - 33\pi\tau_{al} \right) \\ -84\pi\tau_{bl} + 36\varphi\tau_{al} + 36\varphi\tau_{bl} + 36\tau_{al}\tau_{bl} \end{array} \right] - i_o \\
 & \quad + n \left(\begin{array}{l} -10\pi^2 - 108\varphi^2 - 18\tau_{al}^2 - 36\tau_{bl}^2 + 90\varphi\tau_{al} \\ -126\varphi\tau_{bl} + 90\tau_{al}\tau_{bl} + 120\pi\varphi - 60\pi\tau_{al} + 60\pi\tau_{bl} \end{array} \right)
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

3.2 Équations en régime permanent

Les coordonnées du point d'équilibre sont :

$$\begin{cases} v_o = V_o; i_i = I_i; \varphi = \Phi; \tau_{al} = T_a \\ v_i = V_i; i_o = I_o; \tau_{bl} = T_b \end{cases} \tag{3.20}$$

En écrivant le modèle moyen (3.21) du système en régime statique, on obtient :

$$\begin{cases} I_i - \frac{1}{216\pi\omega L} \left[\begin{array}{l} V_i \left(23\pi^2 + 36T_a^2 + 72T_b^2 - 24\pi\Phi - 33\pi T_a \right) \\ -84\pi T_b + 36\Phi T_a + 36\Phi T_b + 36T_a T_b \end{array} \right] \\ + nV_o \left(\begin{array}{l} -10\pi^2 - 108\Phi^2 - 18T_a^2 - 36T_b^2 + 90\Phi T_a \\ -126\Phi T_b + 90T_a T_b + 120\pi\Phi - 60\pi T_a + 60\pi T_b \end{array} \right) \end{cases} = 0 \\
 \frac{V_i}{216\pi\omega L} \left[\begin{array}{l} \frac{V_i}{V_o} \left(23\pi^2 + 36T_a^2 + 72T_b^2 - 24\pi\Phi - 33\pi T_a \right) \\ -84\pi T_b + 36\Phi T_a + 36\Phi T_b + 36T_a T_b \end{array} \right] - I_o \\ + n \left(\begin{array}{l} -10\pi^2 - 108\Phi^2 - 18T_a^2 - 36T_b^2 + 90\Phi T_a \\ -126\Phi T_b + 90T_a T_b + 120\pi\Phi - 60\pi T_a + 60\pi T_b \end{array} \right) \end{cases} = 0
 \end{cases} \tag{3.21}$$

$$\begin{cases} \text{Tension du bus } V_i: & V_o = \frac{216\pi\omega L I_i - V_i K_1}{n K_2} \\ \text{Tension du bus } V_o: & I_o = \frac{V_i}{216\pi\omega L V_o} (K_1 V_i + n K_2 V_o) \end{cases} \quad (3.22)$$

$$\text{Avec } \begin{cases} K_1 = \begin{pmatrix} 23\pi^2 + 36T_a^2 + 72T_b^2 - 24\pi\Phi - 33\pi T_a \\ -84\pi T_b + 36\Phi T_a + 36\Phi T_b + 36T_a T_b \end{pmatrix} \\ K_2 = \begin{pmatrix} -10\pi^2 - 108\Phi^2 - 18T_a^2 - 36T_b^2 + 90\Phi T_a - 126\Phi T_b \\ +90T_a T_b + 120\pi\Phi - 60\pi T_a + 60\pi T_b \end{pmatrix} \end{cases} \quad (3.23)$$

3.3 Linéarisation

En adoptant l'expansion de la série de Taylor et en négligeant les termes d'ordres supérieurs, le calcul du modèle linéaire est comme suit :

$$\begin{cases} v_o = V_o + \Delta v_o; i_i = I_i + \Delta I_i; \varphi = \Phi + \Delta\varphi; \tau_{al} = T_a + \Delta\tau_{al} \\ v_i = V_i + \Delta v_i; i_o = I_o + \Delta I_o; \tau_{bl} = T_b + \Delta\tau_{bl} \end{cases} \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned} C_1 \frac{dv_i}{dt} &= C_1 \frac{d\Delta v_i}{dt} \\ &= \begin{pmatrix} \Delta v_i \cdot \frac{\partial \Delta v_i}{\partial v_i} \Big|_{v_i = V_i} + \Delta v_o \cdot \frac{\partial \Delta v_i}{\partial v_o} \Big|_{v_o = V_o} + \Delta i_i \cdot \frac{\partial \Delta v_i}{\partial i_i} \Big|_{i_i = I_i} \\ + \Delta\varphi \cdot \frac{\partial \Delta v_i}{\partial \varphi} \Big|_{\varphi = \Phi} + \Delta\tau_{al} \cdot \frac{\partial \Delta v_i}{\partial \tau_{al}} \Big|_{\tau_{al} = T_a} + \Delta\tau_{bl} \cdot \frac{\partial \Delta v_i}{\partial \tau_{bl}} \Big|_{\tau_{bl} = T_b} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$\begin{aligned} C_2 \frac{dv_o}{dt} &= C_2 \frac{d\Delta v_o}{dt} \\ &= \begin{pmatrix} \Delta v_i \cdot \frac{\partial \Delta v_o}{\partial v_i} \Big|_{v_i = V_i} + \Delta v_o \cdot \frac{\partial \Delta v_o}{\partial v_o} \Big|_{v_o = V_o} + \Delta i_o \cdot \frac{\partial \Delta v_o}{\partial i_o} \Big|_{i_o = I_o} \\ + \Delta\varphi \cdot \frac{\partial \Delta v_o}{\partial \varphi} \Big|_{\varphi = \Phi} + \Delta\tau_{al} \cdot \frac{\partial \Delta v_o}{\partial \tau_{al}} \Big|_{\tau_{al} = T_a} + \Delta\tau_{bl} \cdot \frac{\partial \Delta v_o}{\partial \tau_{bl}} \Big|_{\tau_{bl} = T_b} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Linéarisation de la tension v_i :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \Delta v_i}{\partial v_i} \Big|_{v_i = V_i} = -\frac{K_1}{216\pi\omega L} \\ \frac{\partial \Delta v_i}{\partial v_o} \Big|_{v_o = V_o} = -\frac{nK_2}{216\pi\omega L} \\ \frac{\partial \Delta v_i}{\partial i_i} \Big|_{i_i = I_i} = 1 \\ \frac{\partial \Delta v_i}{\partial \varphi} \Big|_{\varphi = \Phi} \\ = \frac{(4\pi - 6T_a - 6T_b)V_i - (20\pi - 36\Phi + 15T_a - 21T_b)nV_o}{36\pi\omega L} \\ \frac{\partial \Delta v_i}{\partial \tau_{al}} \Big|_{\tau_{al} = T_a} \\ = \frac{(11\pi - 24T_a - 12T_b - 12\Phi)V_i + (20\pi + 12T_a - 30T_b - 30\Phi)}{72\pi\omega L} \\ \frac{\partial \Delta v_i}{\partial \tau_{bl}} \Big|_{\tau_{bl} = T_b} \\ = \frac{(14\pi - 6T_a - 24T_b - 6\Phi)V_i - (10\pi + 15T_a - 12T_b - 21\Phi)n}{36\pi\omega L} \end{array} \right. \quad (3.27)$$

$$\Delta i_i = \frac{P}{\Delta v_i} \Rightarrow \frac{\partial \Delta v_i}{\partial v_i} \Big|_{v_i = V_i} = -\frac{2P}{V_i^3} - \frac{K_1}{216\pi\omega L} \quad (3.28)$$

$$\Rightarrow C_1 \frac{d\Delta v_i}{dt} = \left(\begin{array}{l} -\left(\frac{2P}{V_i^3} + \frac{K_1}{216\pi\omega L}\right)\Delta v_i - \frac{nK_2}{216\pi\omega L}\Delta v_o \\ + \frac{(4\pi - 6T_a - 6T_b)V_i - (20\pi - 36\Phi + 15T_a - 21T_b)nV_o}{36\pi\omega L}\Delta\varphi \\ + \frac{(11\pi - 24T_a - 12T_b - 12\Phi)V_i + (20\pi + 12T_a - 30T_b - 30\Phi)nV_o}{72\pi\omega L}\Delta\tau_a \\ + \frac{(14\pi - 6T_a - 24T_b - 6\Phi)V_i - (10\pi + 15T_a - 12T_b - 21\Phi)nV_o}{36\pi\omega L}\Delta\tau_{bl} \end{array} \right) \quad (3.29)$$

Linéarisation de la tension v_o :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \Delta v_o}{\partial v_i} \Big|_{v_i = V_i} = -\frac{K_1 V_i}{108\pi\omega L V_o} + \frac{nK_2}{216\pi\omega L} \\ \frac{\partial \Delta v_o}{\partial v_o} \Big|_{v_o = V_o} = \frac{K_1 V_i^2}{216\pi\omega L V_o^2} \\ \frac{\partial \Delta v_o}{\partial i_o} \Big|_{i_o = I_o} = -1 \\ \frac{\partial \Delta v_o}{\partial \varphi} \Big|_{\varphi = \Phi} \\ = \frac{V_i}{V_o} \cdot \frac{-(4\pi - 6T_a - 6T_b)V_i + (20\pi - 36\Phi + 15T_a - 21T_b)nV_o}{36\pi\omega L} \\ \frac{\partial \Delta v_o}{\partial \tau_{al}} \Big|_{\tau_{al} = T_a} \\ = \frac{V_i}{V_o} \cdot \frac{-(11\pi - 24T_a - 12T_b - 12\Phi)V_i - (20\pi + 12T_a - 30T_b - 30\Phi)nV_o}{72\pi\omega L} \\ \frac{\partial \Delta v_o}{\partial \tau_{bl}} \Big|_{\tau_{bl} = T_b} \\ = \frac{V_i}{V_o} \cdot \frac{-(14\pi - 6T_a - 24T_b - 6\Phi)V_i + (10\pi + 15T_a - 12T_b - 21\Phi)nV_o}{36\pi\omega L} \end{array} \right. \quad (3.30)$$

On a :

$$\Delta i_o = \frac{\Delta v_o}{R_b} \Rightarrow \frac{\partial \Delta v_o}{\partial v_o} \Big|_{v_o = V_o} = -\frac{1}{R_b} + \frac{K_1 V_i^2}{216\pi\omega L V_o^2} \quad (3.31)$$

$$\Rightarrow C_2 \frac{d\Delta v_o}{dt}$$

$$= \left(\begin{array}{l} \left(-\frac{K_1 V_i}{108\pi\omega L V_o} + \frac{nK_2}{216\pi\omega L} \right) \Delta v_i - \left(\frac{1}{R_b} - \frac{K_1 V_i^2}{216\pi\omega L V_o^2} \right) \Delta v_o \\ + \left(\frac{V_i}{V_o} \cdot \frac{-(4\pi - 6T_a - 6T_b)V_i + (20\pi - 36\Phi + 15T_a - 21T_b)nV_o}{36\pi\omega L} \right) \Delta \varphi \\ + \left(\frac{V_i}{V_o} \cdot \frac{-(11\pi - 24T_a - 12T_b - 12\Phi)V_i - (20\pi + 12T_a - 30T_b - 30\Phi)nV_o}{72\pi\omega L} \right) \Delta \tau_{al} \\ + \left(\frac{V_i}{V_o} \cdot \frac{-(14\pi - 6T_a - 24T_b - 6\Phi)V_i + (10\pi + 15T_a - 12T_b - 21\Phi)nV_o}{36\pi\omega L} \right) \Delta \tau_{bl} \end{array} \right) \quad (3.32)$$

$$\begin{cases} K_\varphi = -(4\pi - 6T_a - 6T_b)V_i + (20\pi - 36\Phi + 15T_a - 21T_b)nV_o \\ K_a = -(11\pi - 24T_a - 12T_b - 12\Phi)V_i - (20\pi + 12T_a - 30T_b - 30\Phi)nV_o \\ K_b = -(14\pi - 6T_a - 24T_b - 6\Phi)V_i + (10\pi + 15T_a - 12T_b - 21\Phi)nV_o \end{cases} \quad (3.33)$$

Le modèle linéaire du système en petits signaux est :

$$\begin{cases} C_1 \frac{d\Delta v_i}{dt} = \left(-\left(\frac{2P}{V_i^3} - \frac{K_1}{216\pi\omega L}\right)\Delta v_i - \frac{nK_2}{216\pi\omega L}\Delta v_o \right. \\ \left. -\frac{K_\varphi}{36\pi\omega L}\Delta\varphi - \frac{K_a}{72\pi\omega L}\Delta\tau_{aI} - \frac{K_b}{36\pi\omega L}\Delta\tau_{bI} \right) \\ C_2 \frac{d\Delta v_o}{dt} = \left(\left(-\frac{K_1V_i}{108\pi\omega LV_o} + \frac{nK_2}{216\pi\omega L}\right)\Delta v_i - \left(\frac{1}{R_b} - \frac{K_1V_i^2}{216\pi\omega LV_o^2}\right)\Delta v_o \right. \\ \left. + \left(\frac{V_i}{V_o} \cdot \frac{K_\varphi}{36\pi\omega L}\right)\Delta\varphi + \left(\frac{V_i}{V_o} \cdot \frac{K_a}{72\pi\omega L}\right)\Delta\tau_{aI} + \left(\frac{V_i}{V_o} \cdot \frac{K_b}{36\pi\omega L}\right)\Delta\tau_{bI} \right) \end{cases} \quad (3.34)$$

3.4 Conception des régulateurs

La méthode de commande directe est adoptée pour le contrôle de ce circuit. Le contrôle du DAB est achevé en adoptant la technique de modulation à largeur d'impulsion avec un déphasage entre les deux ponts (DPS) déterminant le taux de puissance à transférer et un rapport cyclique variable pour chaque pont.

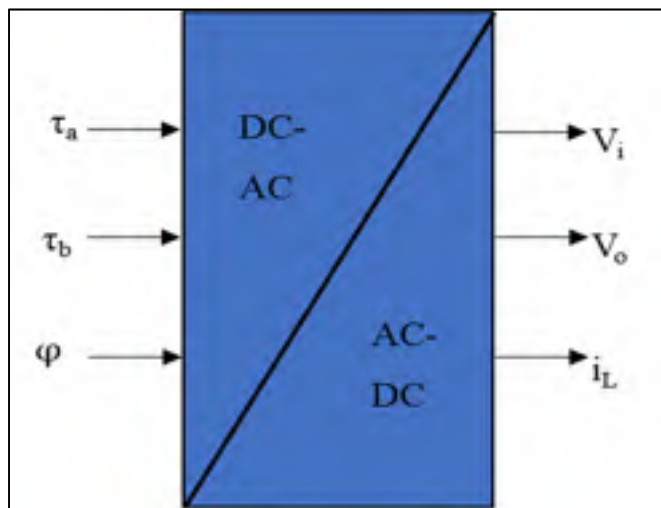


Figure 3.4 Variables d'entrée et de sortie du DAB

Pour le mode étudié ($\tau_a = \tau_b = \pi/3$), les rapports cyclique τ_a et τ_b ont une limite de variation de $\pm 10\%$.

Les tensions aux bornes de chaque transformateur s'expriment par :

$$\begin{cases} T_p = \frac{V_i}{\sqrt{3}} \\ T_s = \frac{T_p}{N} \end{cases} \quad (3.35)$$

Et l'inductance côté transformateur L est la moitié de celle du transformateur monophasé.

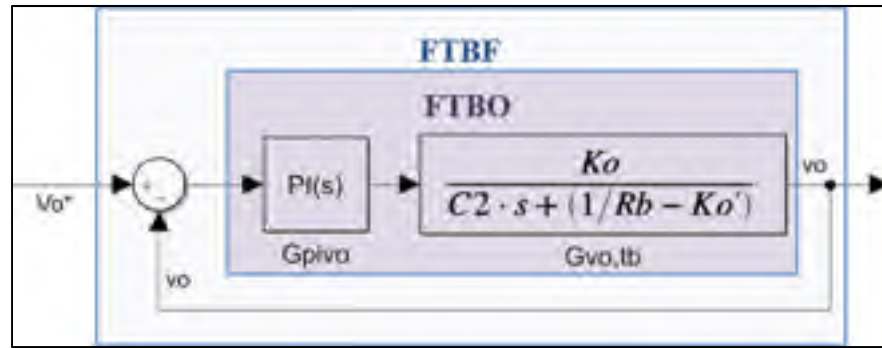
Tableau 3.4 Spécifications du circuit

Puissance nominale	P	10	kW
Tension du bus côté réseau	V_i	400	V
Tension du bus côté batterie	V_o	300	V
Rapport de transformateur	N	4/3	-
Impédance primaire du transformateur	Z_p	11	m Ω
Impédance secondaire du transformateur	Z_s	2.64	m Ω
Résistance de magnétisation du transformateur	R_m	0.18	M Ω
Inductance de magnétisation du transformateur	L_m	7.044	mH
Inductance côté transformateur	L	26	μ H
Capacité du bus côté réseau	C_1	2750	μ F
Capacité du bus côté batterie	C_2	50	μ F
Impédance équivalente côté batterie	R_b	9	Ω
Fréquence de commutation du redresseur actif	f_{red}	20	kHz
Pulsation de commutation du DAB	ω_s	$2\pi \cdot 60 \cdot 10^3$	rad/s

Tableau 3.4 Spécifications du circuit (suite)

Angle de déphasage choisi au régime permanent	Φ	0.39π	rad
Rapport cyclique du premier pont du DAB au RP	T_a	$\pi/3$	rad
Rapport cyclique du deuxième pont du DAB au RP	T_b	$\pi/3$	rad

3.4.1 Contrôleur de tension de bus v_o

Figure 3.5 Contrôle de la tension de sortie V_o

Avec K_o et K_o' sont exprimés par :

$$\left\{ K_o = \frac{V_i}{V_o} \cdot \frac{K_b}{36\pi\omega L} ; K_o' = \frac{K_1 V_i^2}{216\pi\omega L V_o^2} \right. \quad (3.36)$$

D'après le modèle linéaire du système, on définit la fonction de transfert de la tension de bus v_o suivante :

$$C_2 \Delta v_o \cdot s = \left(\begin{aligned} & \left(-\frac{K_1 V_i}{108\pi\omega L V_o} + \frac{n K_2}{216\pi\omega L} \right) \Delta v_i - \left(\frac{1}{R_b} - \frac{K_1 V_i^2}{216\pi\omega L V_o^2} \right) \Delta v_o \\ & + \left(\frac{V_i}{V_o} \cdot \frac{K_\varphi}{36\pi\omega L} \right) \Delta \varphi + \left(\frac{V_i}{V_o} \cdot \frac{K_a}{72\pi\omega L} \right) \Delta \tau_{al} + \left(\frac{V_i}{V_o} \cdot \frac{K_b}{36\pi\omega L} \right) \Delta \tau_{bl} \end{aligned} \right) \quad (3.37)$$

$$\begin{aligned}
G_{v_o, \tau_{bl}} &= \left. \frac{\Delta v_o}{\Delta \tau_{bl}} \right|_{\Delta v_i = \Delta \varphi = \Delta \tau_{al} = 0} \\
&= \left(\frac{V_i}{V_o} \cdot \frac{K_b}{36\pi\omega L} \right) \cdot \frac{1/C_2}{s + \left(\frac{1}{R_b C_2} - \frac{K_1 V_i^2}{216\pi\omega L C_2 V_o^2} \right)} \quad (3.38)
\end{aligned}$$

Contrôleur proportionnel intégral :

$$G_{PIv_o} = K_{p2} + \frac{K_{i2}}{s} \text{ avec } w_{PI2} = \frac{K_{i2}}{K_{p2}} \rightarrow G_{PIv_o} = K_{p2} \frac{s + w_{PI2}}{s} \quad (3.39)$$

H_2 désigne le retour de tension normalisée, la tension du bus v_o est de l'ordre de 300V, d'où,
 $H_2 = \frac{1}{300}$.

La fonction de transfert en boucle ouverte FTBO est exprimée par l'équation (3.40).

$$G_{v_o, \tau_{blBO}} = G_{v_o, \tau_{bl}} G_{PIv_o} H_2 = \left(\frac{V_i H_2 K_b K_{p2}}{36\pi\omega L V_o} \right) \cdot \frac{s + w_{PI2}}{s} \cdot \frac{1/C_2}{s + \left(\frac{1}{R_b C_2} - \frac{K_1 V_i^2}{216\pi\omega L C_2 V_o^2} \right)} \quad (3.40)$$

Or d'après l'équation (3.23) et en remplaçant chaque paramètre par sa valeur indiquée dans le tableau 3.4, on obtient $K_1 = -10^{-14} \approx 0$.

On utilise la technique annulation pôle zéro pour réduire l'ordre du système en chaîne fermée et avoir une pente de -20dB/décade:

$$w_{PI2} = \frac{1}{R_b C_2} = 10^4 \text{ rad} \quad (3.41)$$

$$G_{v_o, \tau_{blBO}} = \frac{V_i K_b H_2 K_{p2}}{36\pi V_o \omega L C_2 \cdot s} \quad (3.42)$$

La FTBF :

$$\begin{aligned} \frac{\Delta v_2(s)}{\Delta \tau_{bl}(s)} &= \frac{G_{v_2, \tau_{bl}BO}}{1 + G_{v_2, \tau_{bl}BO}} = \frac{V_i K_b H_2 K_{p2}}{36\pi V_o \omega L C_2 \cdot s + V_i K_b H_2 K_{p2}} \\ &= \frac{1}{\frac{36\pi V_o \omega L C_2}{V_i K_b H_2 K_{p2}} s + 1} \end{aligned} \quad (3.43)$$

La FTBF est celle d'un filtre passe bas de fréquence de coupure f_c' et de constante de temps τ' tel que :

$$\begin{cases} f_c' = \frac{V_i K_b H_2 K_{p2}}{72\pi^2 V_o \omega L} \\ \tau' = 1/2\pi f_c' \end{cases} \quad (3.44)$$

La fréquence de coupure est choisie :

$$f_c' = f_0 = 4kHz \quad (3.45)$$

$$\begin{aligned} K_b &= -(14\pi - 6T_a - 24T_b - 6\Phi)V_i \\ &+ (10\pi + 15T_a - 12T_b - 21\Phi)nV_o = 460 \end{aligned} \quad (3.46)$$

$$K_{p2} = \frac{72\pi^2 V_o \omega L f_c'}{V_i K_b H_2} = 58.28 \text{ rad} \quad (3.47)$$

$$K_{i2} = w_{PI2} \cdot K_{p2} = 58.28 \cdot 10^4 \quad (3.48)$$

La sortie du contrôleur est un déphasage exprimé en radium, car il contrôle la variation de la tension v_o par rapport à l'angle ϕ , pour avoir un déphasage sans unité : $K_{p2}' = \frac{K_{p2}}{\pi} = 18.54$.

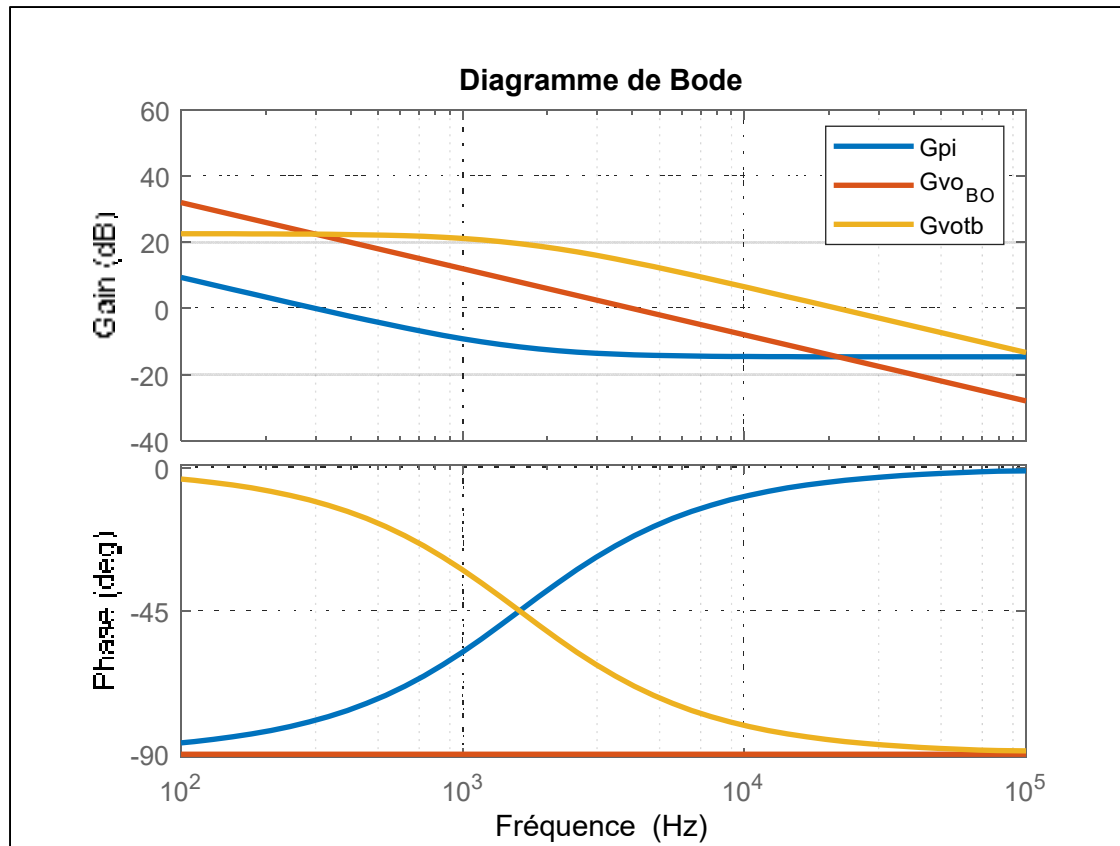


Figure 3.6 Réponse fréquentielle de la régulation de v_o

D'après les équations établies ci-dessus et la figure 3.6, le système corrigé est un système linéaire et stable de premier ordre. Le compensateur appliqué assure la rapidité du système.

3.4.2 Contrôleur de tension de bus v_i

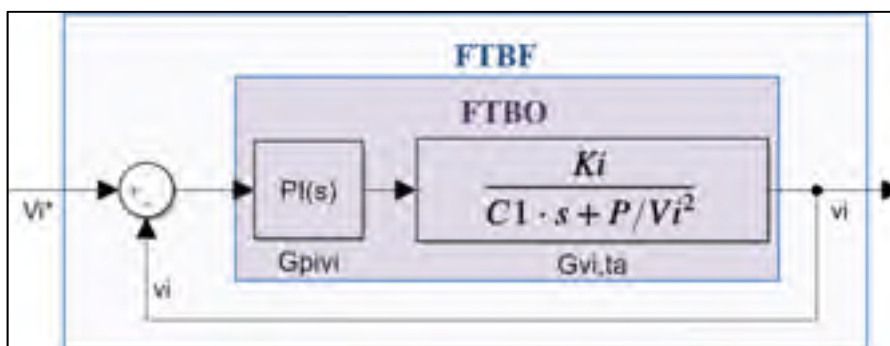


Figure 3.7 Contrôle de la tension du bus d'entrée V_i

Avec

$$K_i = -\frac{K_a}{72\pi\omega L} \quad (3.49)$$

D'après le modèle linéaire du système, on définit la fonction de transfert de la tension de bus v_i suivante :

$$C_1 \Delta v_i \cdot s = \left(\begin{array}{l} -\left(\frac{2P}{V_i^3} + \frac{K_1}{216\pi\omega L}\right) \Delta v_i - \frac{nK_2}{216\pi\omega L} \Delta v_o \\ -\frac{K_\phi}{36\pi\omega L} \Delta \varphi - \frac{K_a}{72\pi\omega L} \Delta \tau_{al} - \frac{K_b}{36\pi\omega L} \Delta \tau_{bl} \end{array} \right) \quad (3.50)$$

$$G_{v_i, \tau_{al}} = \frac{\Delta v_i}{\Delta \tau_{al}} \Big|_{\Delta v_o = \Delta \varphi = \Delta \tau_{bl} = 0} = \frac{-\frac{K_a}{72\pi\omega L}}{C_1 \cdot s + \left(\frac{\hat{I}_{Ls} \hat{V}_s}{2V_i^2} + \frac{K_1}{216\pi\omega L}\right)}$$

$$G_{v_i, \tau_{al}} = \frac{-K_a/72\pi\omega LC_1}{s + \left(\frac{2P}{V_i^3 C_1} + \frac{K_1}{216\pi\omega LC_1}\right)} \quad (3.51)$$

$$P = 10000 \text{ W} \quad (3.52)$$

$$K_1 \approx 0 \rightarrow G_{v_i, \tau_{al}} = \frac{-K_a/72\pi\omega LC_1}{s + \frac{2P}{V_i^3 C_1}} \quad (3.53)$$

Contrôleur proportionnel intégral :

$$G_{PIv_i} = K_{p1} \frac{s + w_{PI1}}{s} \quad (3.54)$$

H_1 désigne le retour de tension normalisée, la tension du bus v_i est de l'ordre de 400 V, d'où,

$$H_1 = \frac{1}{400}.$$

La FTBO :

$$G_{v_i, \tau_{alBO}} = G_{v_i, \tau_{al}} G_{PI} v_i H_1 = \frac{-K_a H_1 K_{p1}}{72\pi\omega L C_1} \cdot \frac{s + w_{PI1}}{s} \cdot \frac{1}{s + \frac{2P}{V_i^3 C_1}}$$

$$G_{v_i, \tau_{alBO}} = \frac{-K_a H_1 K_{p1}}{72\pi\omega L C_1} \cdot \frac{s + w_{PI1}}{s^2 + \frac{2P}{V_i^3 C_1} \cdot s} \quad (3.55)$$

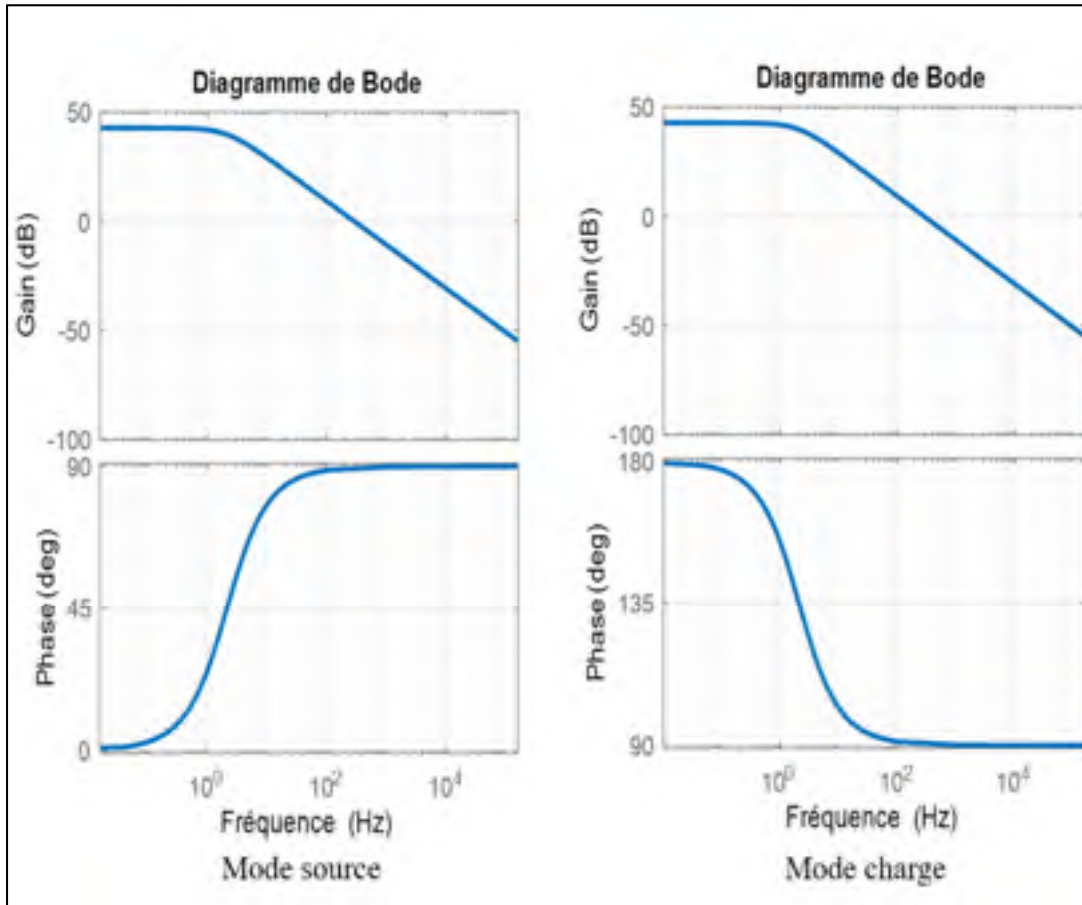


Figure 3.8 Réponse fréquentielle de v_i par rapport à τ_{al}

Le pôle du convertisseur est de l'ordre de 2 Hz, d'où la bande passante du régulateur est sélectionnée au cinquième de la fréquence d'ondulation de la tension en raison de ne pas

perturber la régulation du courant et le gain du régulateur est pris graphiquement. $w_{PI_1} = 120/5 = 24\text{Hz}$.

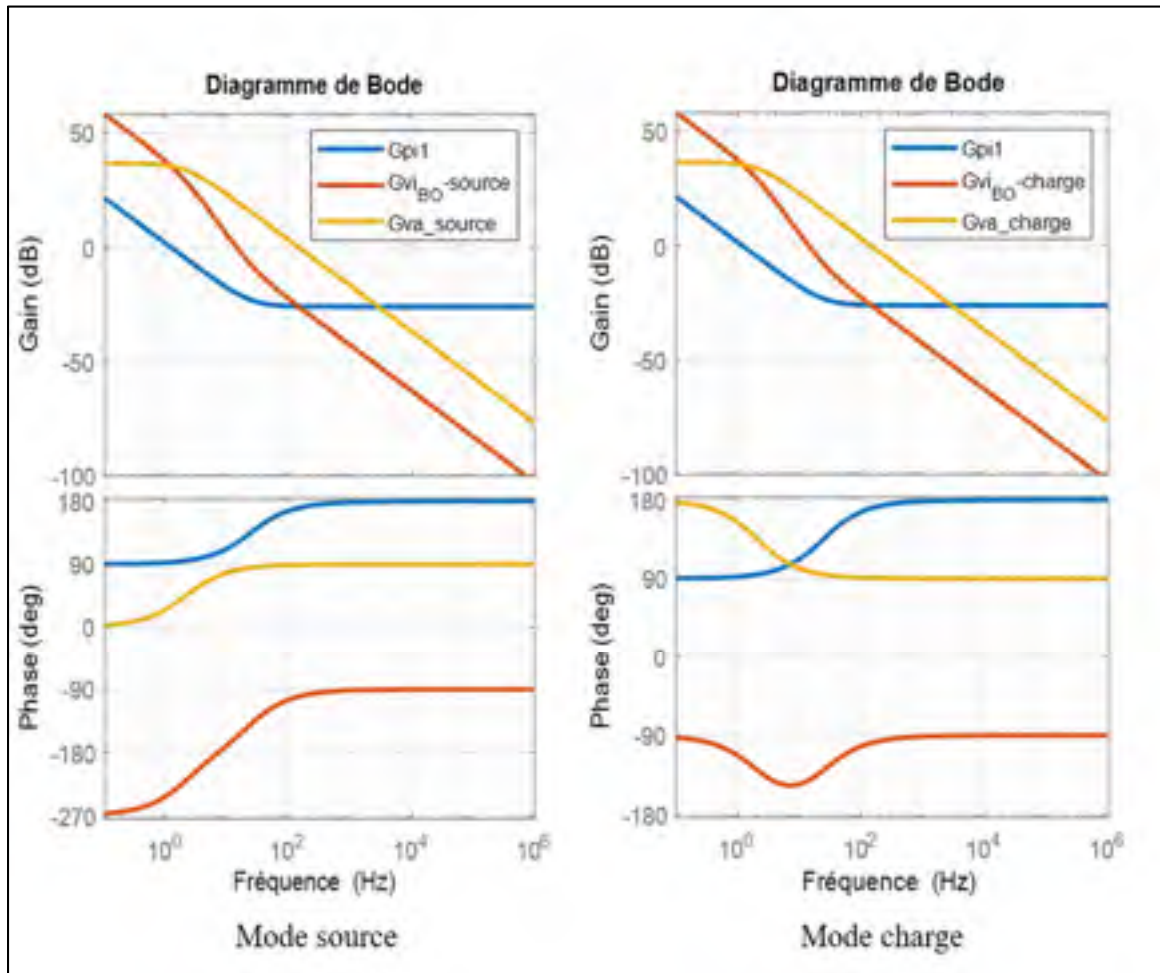


Figure 3.9 Réponse fréquentielle de la régulation de v_i

D'après la réponse graphique du système en boucle ouverte, K_{p1} est choisie égal à -20 pour assurer que la fréquence f_0 du système soit avant la variation de la pente du gain du convertisseur. On a $f_0=2\text{ Hz}$. Le système en boucle ouverte possède une marge de gain infinie pour les deux modes de fonctionnement et une marge de phase de 22° pour le mode source et 39° pour le mode charge.

3.4.3 Contrôleur de courant i_L

Le déphasage entre les deux ponts du DAB est généré à partir de la régulation du courant de l'inductance L.

$$G_{i_L, \varphi} = \frac{\Delta i_L}{\Delta \varphi} = \frac{\Delta v_i - n \Delta v_o}{L \cdot \Delta \varphi} \quad (3.56)$$

D'après les équations (3.37) et (3.50) on a :

$$G_{v_i, \varphi} = \frac{\Delta v_i}{\Delta \varphi} \Big|_{\Delta v_o = \Delta \tau_{al} = \Delta \tau_{bl} = 0} = \frac{-\frac{K_\varphi}{36\pi\omega LC_1}}{s + \left(\frac{2P}{V_i^3 C_1} + \frac{K_1}{216\pi\omega LC_1} \right)} \quad (3.57)$$

$$G_{v_o, \varphi} = \frac{\Delta v_o}{\Delta \varphi} \Big|_{\Delta v_i = \Delta \tau_{bl} = \Delta \tau_{al} = 0} = \left(\frac{V_i}{V_o} \cdot \frac{K_\varphi}{36\pi\omega L} \right) \cdot \frac{1/C_2}{s + \left(\frac{1}{R_b C_2} - \frac{K_1 V_i^2}{216\pi\omega LC_2 V_o^2} \right)} \quad (3.58)$$

$$G_{i_L, \varphi} = \frac{1}{L} \cdot \frac{\Delta v_i}{\Delta \varphi} - \frac{n}{L} \cdot \frac{\Delta v_o}{\Delta \varphi} = \frac{-\frac{K_\varphi}{36\pi\omega L^2 C_1}}{s + \left(\frac{2P}{V_i^3 C_1} + \frac{K_1}{216\pi\omega LC_1} \right)} - \frac{\frac{nV_i}{V_o} \frac{K_\varphi}{36\pi\omega L^2 C_2}}{s + \left(\frac{1}{R_b C_2} - \frac{K_1 V_i^2}{216\pi\omega LC_2 V_o^2} \right)} =$$

$$= \frac{\left(\frac{1}{C_1} + \frac{nV_i}{V_o C_2} \right) \cdot s + \left(\frac{1}{R_b C_1 C_2} - \frac{K_1 V_i^2}{216\pi\omega LC_1 C_2 V_o^2} + \frac{2n \cdot P}{V_i^2 V_o C_1 C_2} - \frac{nK_1 V_i}{216\pi\omega LC_1 C_2 V_o} \right)}{-\frac{K_\varphi}{36\pi\omega L^2} + \left[\frac{2P}{V_i^3 C_1} + \frac{1}{R_b C_2} + \frac{K_1}{216\pi\omega L} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{V_i^2}{V_o^2 C_2} \right) \right] \cdot s + \left[\left(\frac{2P}{V_i^3 C_1} + \frac{K_1}{216\pi\omega LC_1} \right) \cdot \left(\frac{1}{R_b C_2} - \frac{K_1 V_i^2}{216\pi\omega LC_2 V_o^2} \right) \right]}$$

$$G_{i_L, \varphi} = \frac{-K_\varphi}{36\pi\omega L^2} \frac{\left(\frac{1}{C_1} + \frac{nV_i}{V_o C_2} \right) \cdot s + \left(\frac{1}{R_b C_1 C_2} + \frac{2n \cdot P}{V_i^2 V_o C_1 C_2} \right)}{s^2 + \left(\frac{2P}{V_i^3 C_1} + \frac{1}{R_b C_2} \right) \cdot s + \left(\frac{2P}{V_i^3 C_1} \cdot \frac{1}{R_b C_2} \right)} \quad (3.59)$$

L'équation (3.59) représente la fonction de transfert du courant i_L en mode charge, pour le mode source le courant i_L est négatif aussi que la puissance P.

$$G_{-i_L, \varphi} = \frac{-\Delta i_L}{\Delta \varphi} = \frac{K_\varphi}{36\pi\omega L^2} \frac{\left(\frac{1}{C_1} + \frac{nV_i}{V_o C_2}\right) \cdot s + \left(\frac{1}{R_b C_1 C_2} - \frac{2n \cdot P}{V_i^2 V_o C_1 C_2}\right)}{s^2 + \left(\frac{-2P}{V_i^3 C_1} + \frac{1}{R_b C_2}\right) \cdot s + \left(\frac{-2P}{V_i^3 C_1} \cdot \frac{1}{R_b C_2}\right)} \quad (3.60)$$

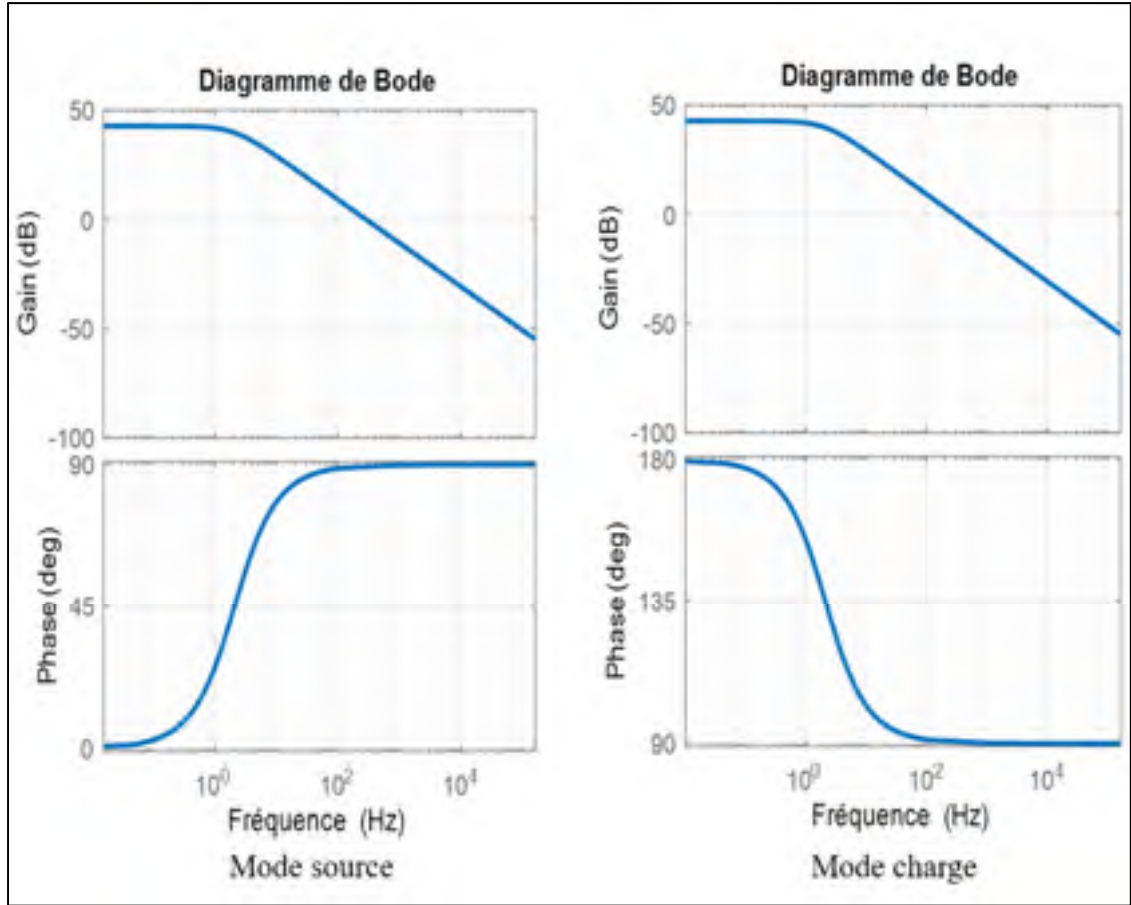


Figure 3.10 Réponse fréquentielle du courant i_L par rapport à φ

Les pôles de $G_{i_L, \varphi}$ sont :

$$\begin{cases} P_1 = \frac{K_1 V_i^2 - 432\pi\omega L P}{216\pi\omega L C_1 V_i^3} = -\frac{2P}{V_i^3 C_1} = -0.1136 \\ P_2 = \frac{K_1 R_b V_i^2 - 216\pi\omega L V_o^2}{216\pi\omega L C_2 R_b V_o^2} = \frac{-1}{C_2 R_b} = -2222 \end{cases} \quad (3.61)$$

$$\begin{aligned}
G_{i_L, \varphi_{BO}} &= G_{i_L, \varphi} G_{PI i_L} \\
&= \left(-\frac{K_\varphi H_3 K_{p3}}{36\pi\omega L^2} \right) \cdot \frac{s + w_{PI_3}}{s} \\
&\quad \cdot \frac{\left(\frac{1}{C_1} + \frac{nV_i}{V_o C_2} \right) \cdot s + \left(\frac{1}{R_b C_1 C_2} + \frac{2n \cdot P}{V_i^2 V_o C_1 C_2} \right)}{\left(s + \frac{2P}{V_i^3 C_1} \right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_b C_2} \right)} \quad (3.62)
\end{aligned}$$

On utilise la technique annulation pôle zéro pour réduire l'ordre du système en chaîne fermée et avoir une pente de -20dB/décade:

On prend

$$w_{PI_3} = \frac{1}{C_2 R_b} = 10^4 \text{ rad} \quad (3.63)$$

$$H_3 = \frac{1}{40\sqrt{2}} \quad (3.64)$$

$$G_{i_L, \varphi_{BO}} = \left(\frac{-K_\varphi H_3 K_{p3}}{36\pi\omega L^2} \right) \cdot \frac{\left(\frac{1}{C_1} + \frac{nV_i}{V_o C_2} \right) \cdot s + \left(\frac{1}{R_b C_1 C_2} + \frac{2n \cdot P}{V_i^2 V_o C_1 C_2} \right)}{s^2 + \frac{2P}{V_i^3 C_1} \cdot s} \quad (3.65)$$

La FTBF :

$$\text{On pose } K = \frac{-K_\varphi H_3 K_{p3}}{36\pi\omega L^2} \quad (3.66)$$

$$\begin{aligned}
\frac{\Delta i_L(s)}{\Delta \varphi(s)} &= \frac{G_{i_L, \varphi_{BO}}}{1 + G_{i_L, \varphi_{BO}}} \\
&= K \cdot \frac{\left(\frac{1}{C_1} + \frac{nV_i}{V_o C_2} \right) \cdot s + \left(\frac{1}{R_b C_1 C_2} + \frac{2n \cdot P}{V_i^2 V_o C_1 C_2} \right)}{s^2 + \left(\frac{2P}{V_i^3 C_1} + \frac{K}{C_1} + \frac{nV_i K}{V_o C_2} \right) \cdot s + K \cdot \left(\frac{1}{R_b C_1 C_2} + \frac{2n \cdot P}{V_i^2 V_o C_1 C_2} \right)} \quad (3.67)
\end{aligned}$$

$$f_c = \frac{w_c}{2\pi} = \frac{\frac{K}{R_b C_1 C_2} + \frac{nKP}{V_i V_o C_1 C_2}}{\pi \left(1 + \frac{2P}{V_i^3 C_1} + \frac{4P}{V_i^3 C_1} \cdot \left(\frac{K}{C_1} + \frac{nV_i K}{V_o C_2} \right) \right)} \quad (3.68)$$

La FTBF est celle d'un filtre passe bas de fréquence de coupure f_c et de constante de temps $\tau = 1/2\pi f_c$.

La fréquence de coupure est choisie $f_c' = f_0 = 6 \text{ Hz}$

$$K = f_c \pi \cdot \frac{1 + \frac{4P}{C_1 V_i^3}}{\frac{1}{R_b C_1 C_2} + \frac{2n \cdot P}{V_i^2 V_o C_1 C_2} - \frac{4P}{C_1 V_i^3} \cdot \left(\frac{1}{C_1} + \frac{nV_i}{V_o C_2} \right)} \quad (3.69)$$

$$= -7.2545e - 06$$

$$K_\varphi = -(4\pi - 6T_a - 6T_b)V_i + (20\pi - 36\Phi + 15T_a - 21T_b)nV_o \quad (3.70)$$

$$= -1.4211e - 12$$

$$K_{p3} = -\frac{36\pi K_w L^2}{K_\varphi H_3} = -3.4226 \cdot 10^{-10} \text{ rad} \quad (3.71)$$

$$K_{i2} = w_{PI3} \cdot K_{p3} = -3.4226 \cdot 10^{-6} \quad (3.72)$$

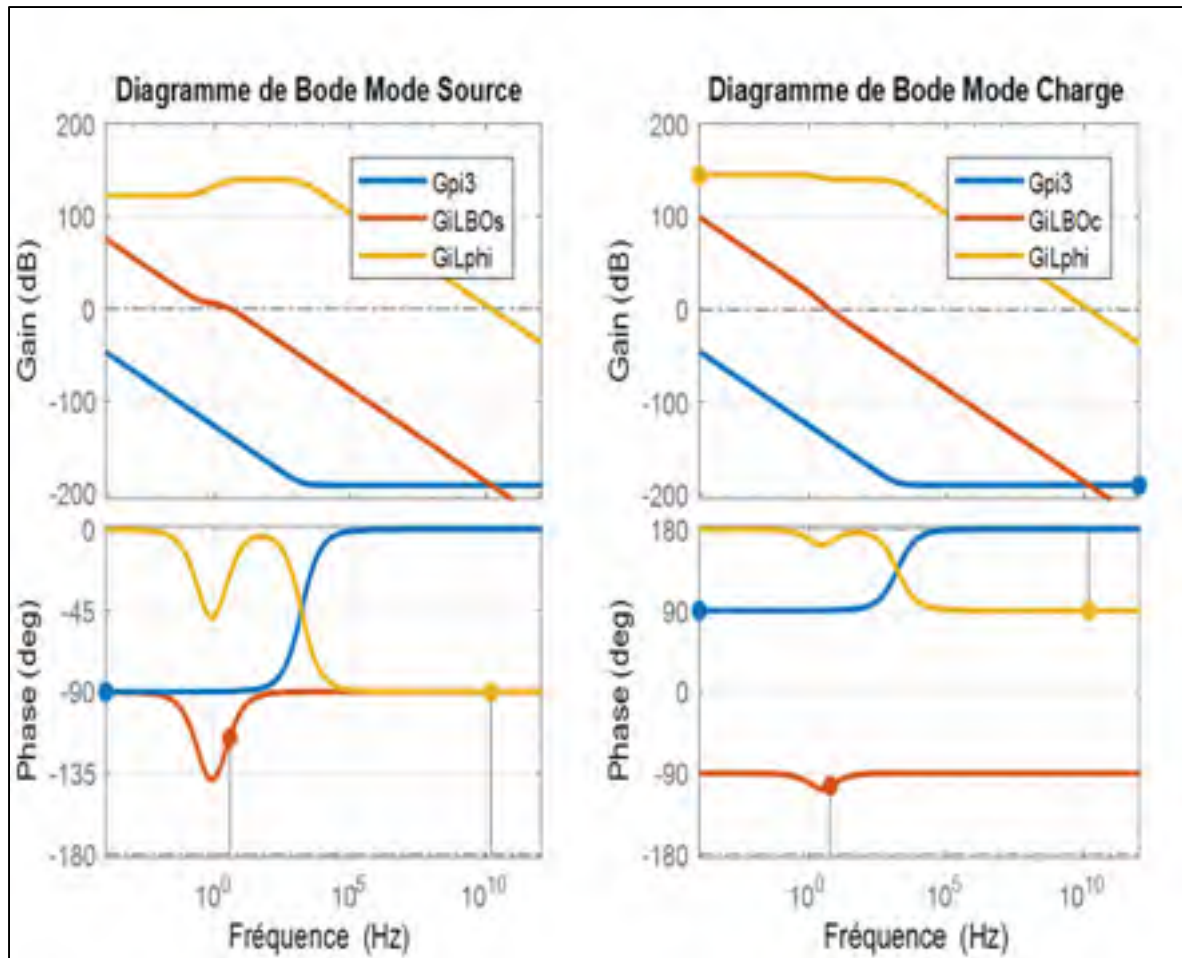


Figure 3.11 Réponse fréquentielle de la régulation de i_L

Le système en boucle ouverte possède une marge de gain infinie pour les deux modes de fonctionnement et une marge de phase de 64.5° pour le mode source et 76° pour le mode charge.

Le tableau suivant résume les paramètres des compensateurs calculés pour la connexion du DAB au réseau.

Tableau 3.5 Paramètres des compensateurs

Régulateur de la tension d'entrée du DAB V_i		
Gain	6.4	
Bande passante	24	[Hz]
Régulateur de la tension de sortie du DAB V_o		
Gain	18.54	[-]
Bande passante	1600	[Hz]
Régulateur de courant de phase du DAB I_L		
Gain	10^{-10}	[-]
Bande passante	1600	[Hz]

3.5 Résultats de simulation

Les résultats de simulations sont présentés ci-après. Un modèle de commutation discrétisé est développé avec Matlab Simulink en utilisant les composants de Simscape Power System avec une période d'échantillonnage égale à $T_s=167\text{ns}$. Les paramètres du circuit sont donnés au tableau 3.5.

3.5.1 Test de démarrage

La procédure du démarrage pour atteindre $V_{onominale}$ est la suivante : à $t=0\text{s}$, on considère le condensateur du côté batterie initialement déchargé et on applique une charge résistive de 10 kW.

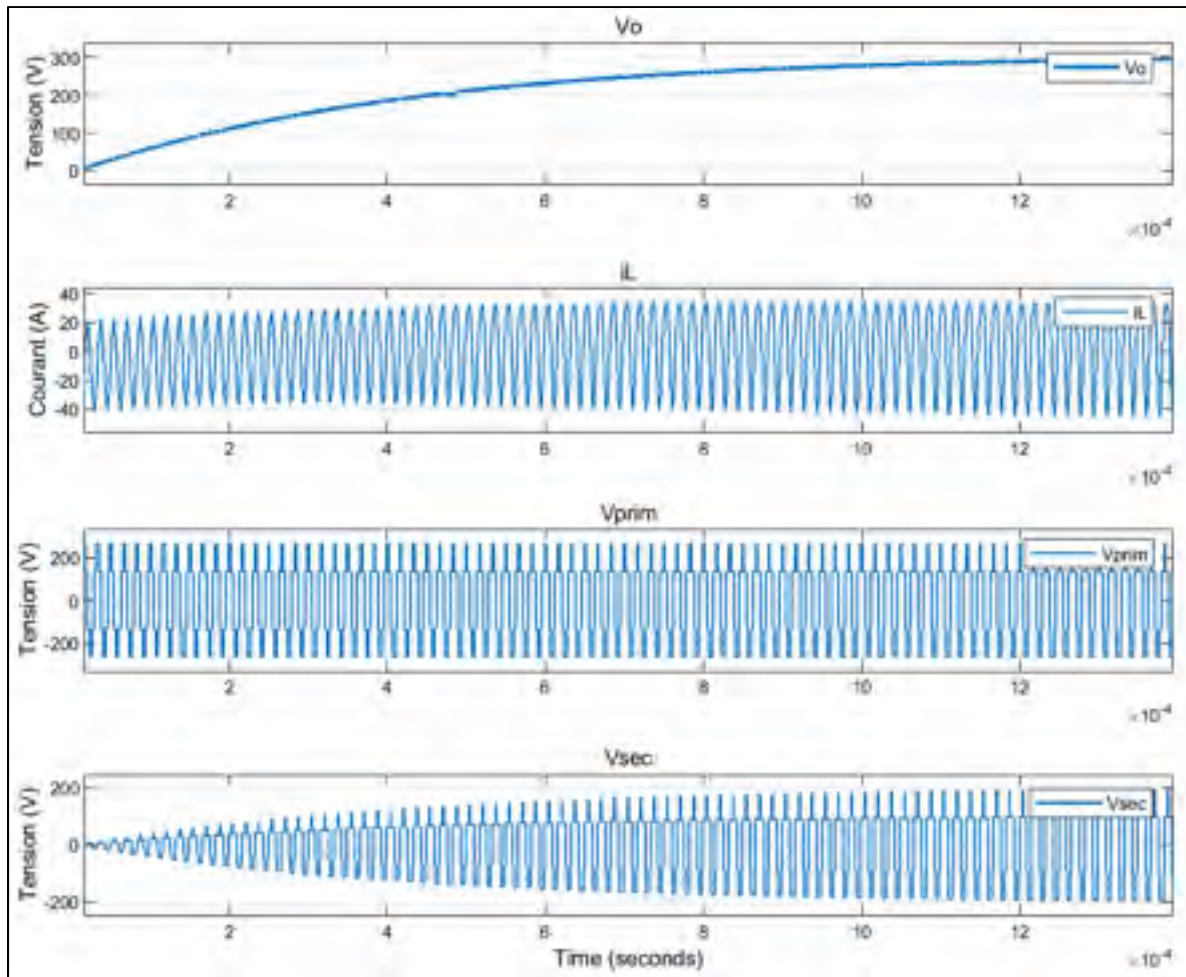


Figure 3.12 Le démarrage du DAB en appliquant une charge de 10 kW

Le démarrage du DAB s'effectue avec la variation du déphasage φ entre les deux ponts et la variation des rapports cycliques des deux ponts. En effet, à $t = 0$ s, $\varphi = 0$, puis on remarque une augmentation progressive de φ appliquée à V_{sec} résulte à $V_o = 300$ V dans 1.4 ms.

3.5.2 Variation de la puissance à la charge

Ce deuxième test consiste à étudier le comportement du DAB triphasé isolé lors d'une variation de la puissance à la charge côté batterie de 10kW à 6kW et de 6kW à 10kW dont la batterie est remplacée par une charge résistive.

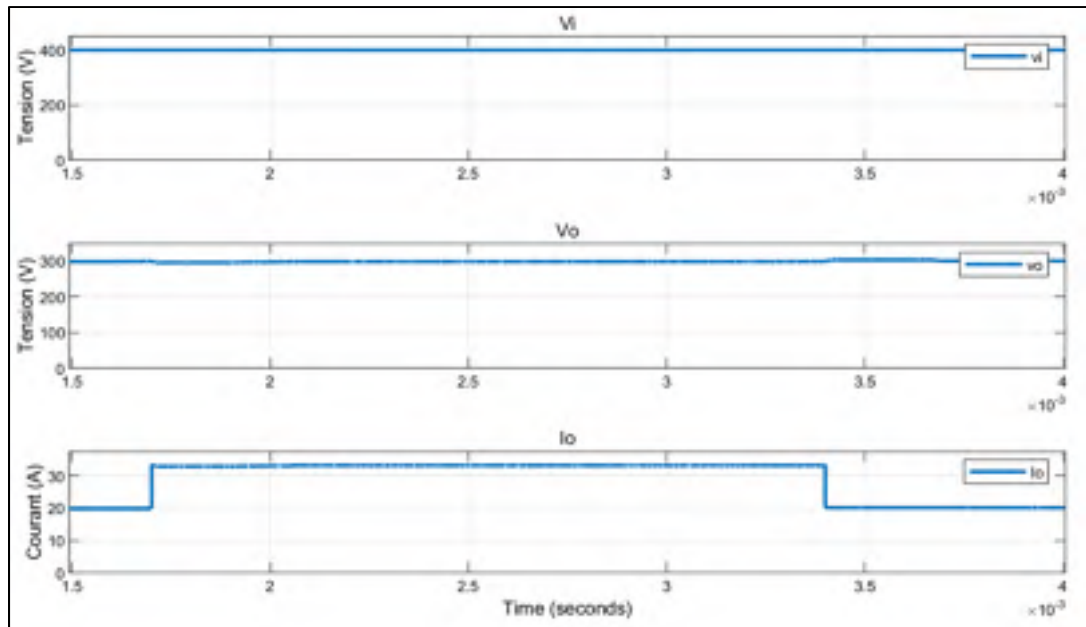


Figure 3.13 Réponse du DAB triphasé lors d'une variation de la puissance à la charge de 6 kW à 10 kW

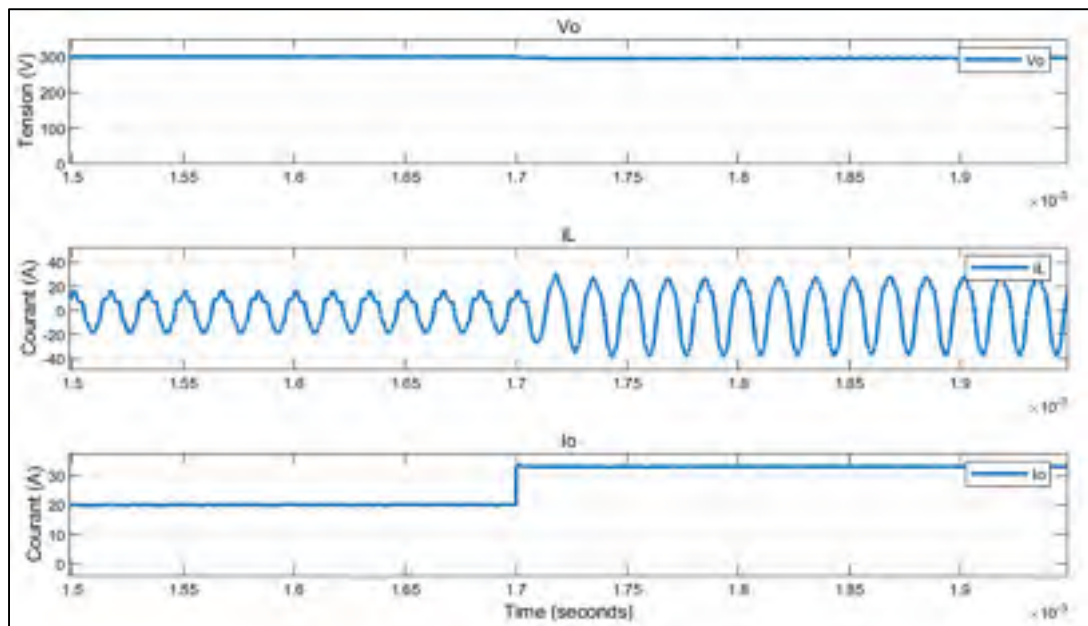


Figure 3.14 L'allure de la tension et du courant de sortie ainsi que le courant dans l'inductance lors d'une variation de la puissance à la charge de 6 kW à 10 kW

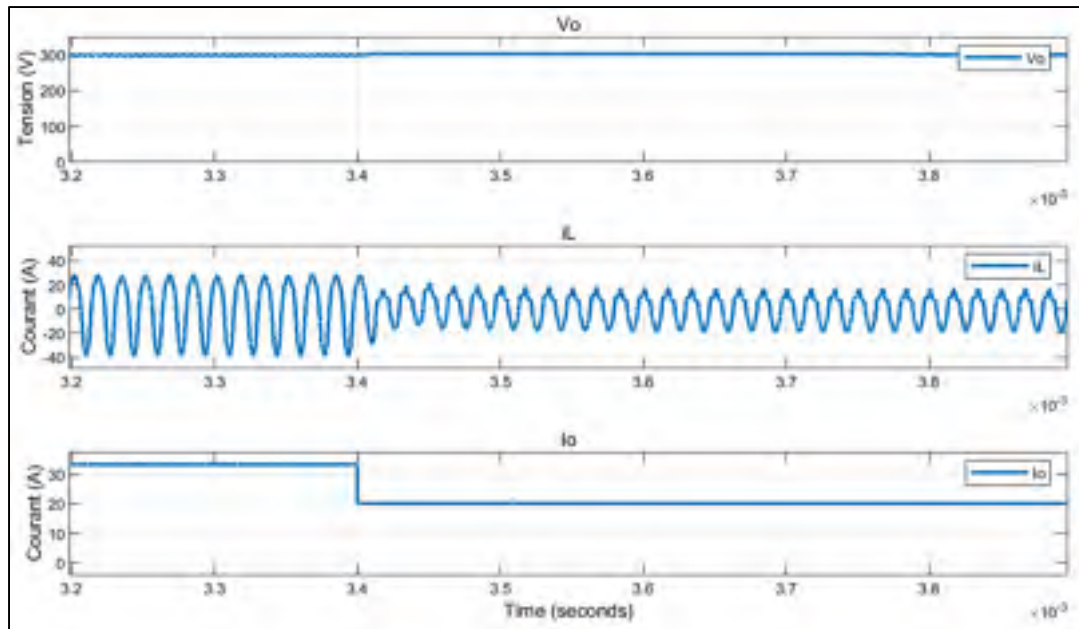


Figure 3.15 L'allure de la tension et du courant de sortie ainsi que le courant dans l'inductance lors d'une variation de la puissance à la charge de 10 kW à 6 kW

3.5.3 Variation du flux de puissance

On étudie la bidirectionnalité du flux de puissance. On remplace la batterie par une charge négative côté batterie puis on la remplace par une charge positive de valeur absolue 6 kW.

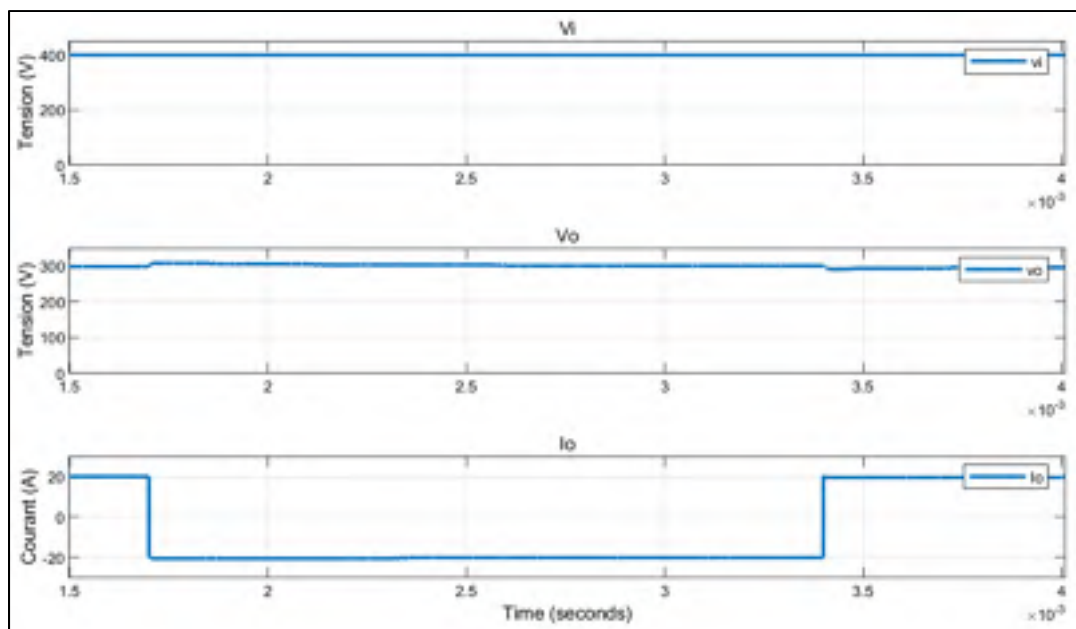


Figure 3.16 Réponse du DAB contrôlé lors d'une variation de flux de puissance de -6 kW à 6 kW

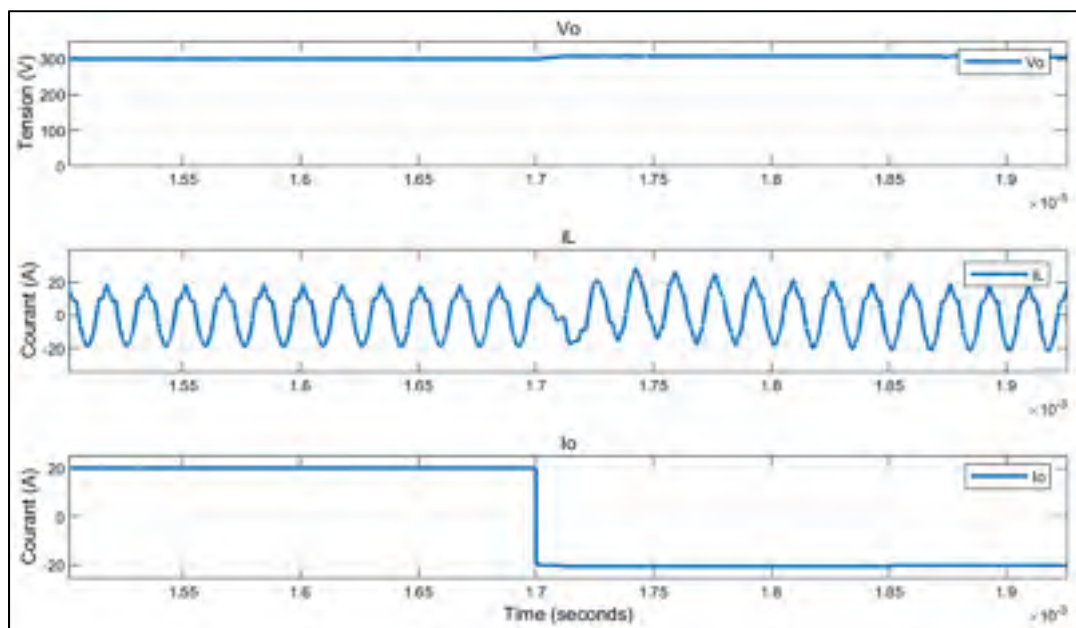


Figure 3.17 L'allure de la tension et du courant de sortie ainsi que le courant dans l'inductance lors d'une variation de la puissance à la charge de 6 kW à -6 kW

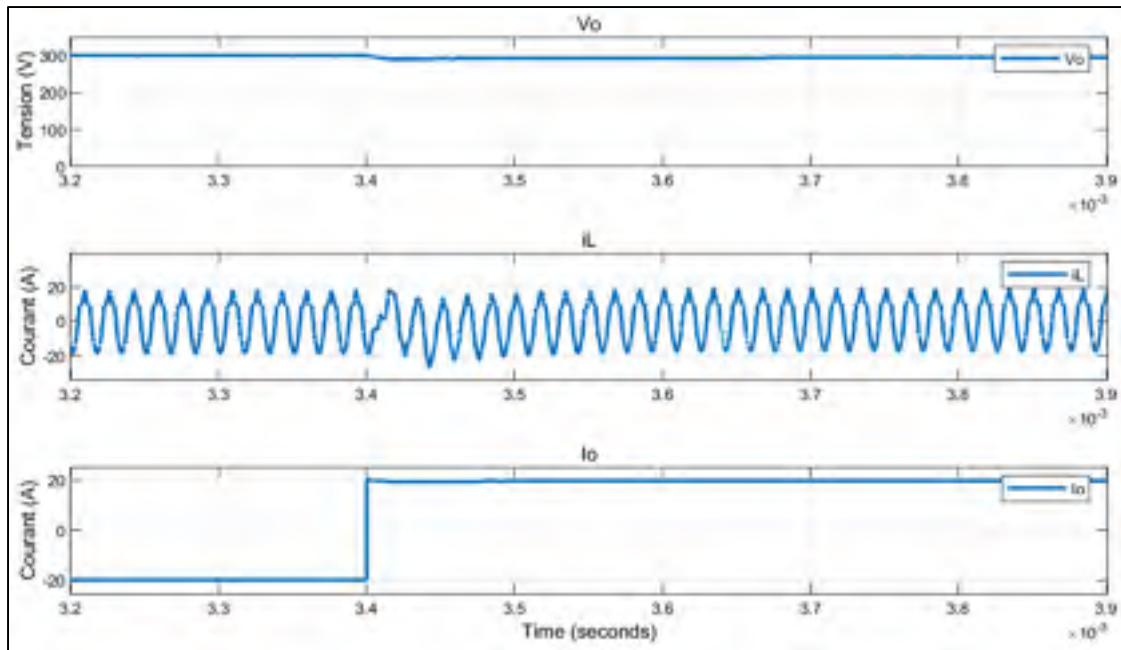


Figure 3.18 L'allure de la tension et du courant de sortie ainsi que le courant dans l'inductance lors d'une variation de la puissance à la charge de -6 kW à 6 kW

Les résultats de simulation obtenus montrent un contrôle efficace. Cependant, lors d'une variation de charge ou variation de flux de puissance le système se stabilise dans 1.4 ms.

3.6 Conclusion

En se basant sur les phases de fonctionnement du double pont actif triphasé établit par (Zgheib, 2019), on a abouti à une modélisation moyenne du DAB triphasé tout en présentant son principe de fonctionnement ainsi que ces caractéristiques de commutation. La modélisation moyenne est suivie d'une étude du régime permanent pour extraire par la suite le modèle linéaire du DAB triphasé. Par la suite, on a abouti à la conception des régulateurs des tensions de bus et des courants d'inductances. Ce chapitre est clôturé par les résultats de simulation du DAB triphasé. L'étude détaillée du DAB monophasé et du DAB triphasé dans ce chapitre et le chapitre qui le précède prépare le terrain pour comparer leur performance dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 4

PERFORMANCES DES DAB MONOPHASÉ ET TRIPHASÉ

4.1 Les topologies de DAB et technique de modulation

4.1.1 Les topologies de DAB étudiées

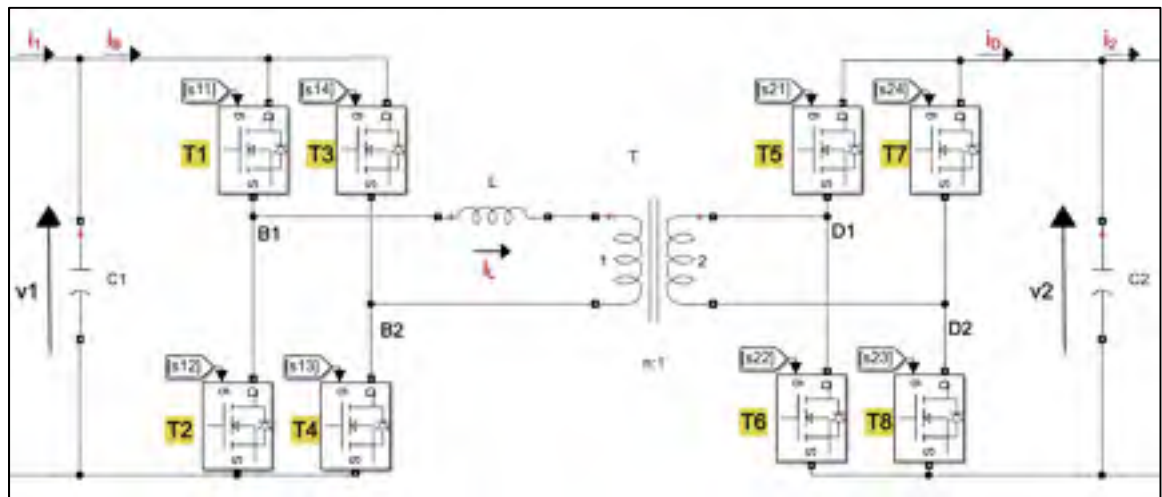


Figure 4.1 Configuration du circuit de pont double actif monophasé

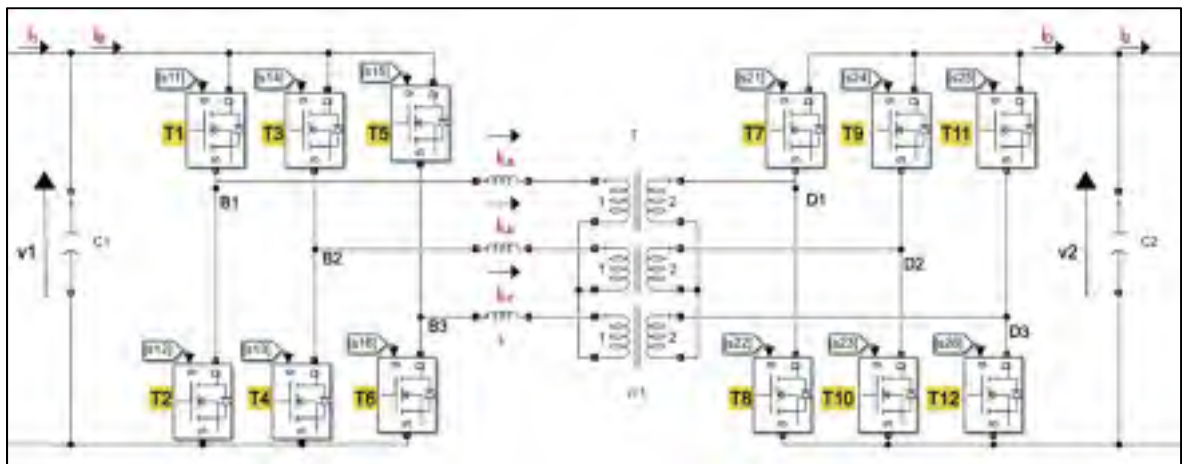


Figure 4.2 Configuration du circuit de pont double actif triphasé

Comme discuté au premier chapitre de la revue de littérature, les meilleures topologies de convertisseurs assurant la bidirectionnalité du flux de puissance pour l'application charge de batterie de véhicule électrique sont les convertisseurs à double pont actif DAB. On a choisi d'étudier la différence entre le DAB monophasé et le DAB triphasé en adoptant la configuration du circuit présentée dans les figures 4.1 et 4.2 vue sa simplicité.

4.1.2 Les techniques de simulation

Les convertisseurs à double pont actif DAB sont connus par leur commutation à zéro tension ZVS avec un rapport de tension des deux côtés des ponts presque unitaire grâce au transformateur haute fréquence. ZVS atténue les pertes au démarrage et augmente donc l'efficacité du convertisseur. Cependant (Riedel et al., 2017) étudie les limites du ZVS lorsqu'une modulation à 3 niveaux est implémentée. En outre (Zhao et al., 2014a) examine et résume divers algorithmes de modulation. Par exemple, le déphasage prolongé (EPS) (Zhao, Yu et Sun, 2012), le déphasage double (DPS) (Bai et Mi, 2008), [29] et le déphasage triple (TPS) (Krismer et Kolar, 2009), sont fréquemment utilisés avec le DAB pour atténuer les pertes de commutation. En outre, le SPS et le DPS sont les plus simples techniques de modulation et faciles à implémenter relativement aux techniques EPS et TPS qui sont plus sophistiquées.

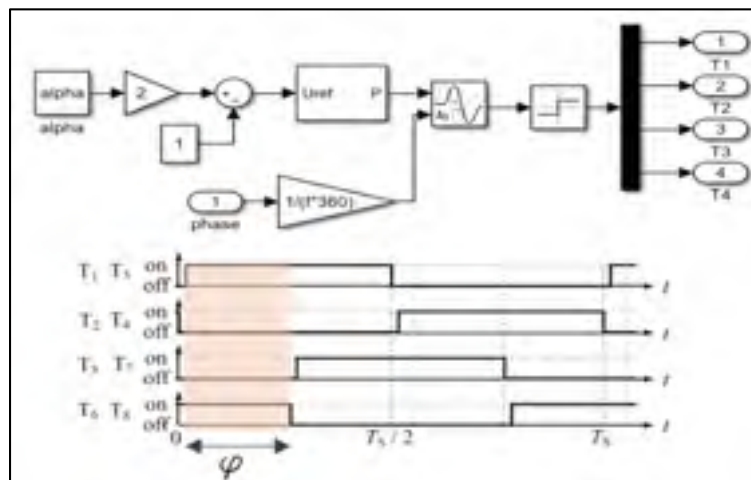


Figure 4.3 Modulation du DAB monophasé

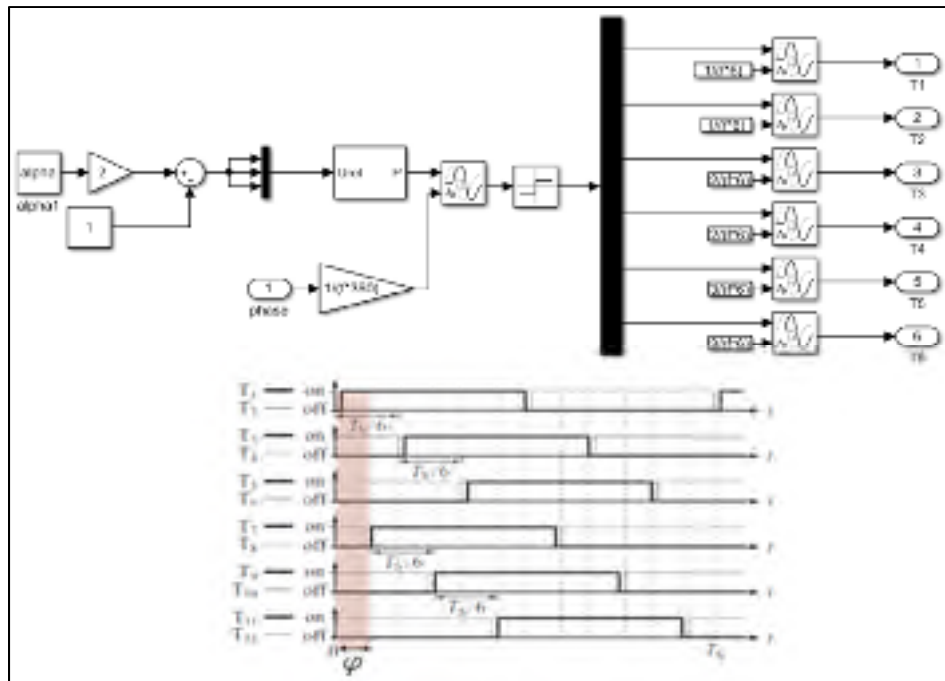


Figure 4.4 Modulation du DAB triphasé

Il est prouvé dans (Zhao, Song et Liu, 2012) que le contrôle DPS à déphasage double offre plus d'avantages que le contrôle SPS à déphasage unique en termes d'efficacité, de régulation de la flexibilité, d'élimination de la puissance réactive, de réduction du courant de crête et de réduction de la taille de capacité de sortie. Cependant, le DPS est composé du déphasage ' φ ' entre les deux ponts avec la variation des rapports cycliques ' α ' des signaux PWM comme indiqué dans les figures 4.3 et 4.4.

4.1.3 Étude de la variation du déphasage et du rapport cyclique

À partir des deux topologies présentées dans figure 4.1 et 4.2, on va étudier la technique de simulation DPS et SPS en effectuant des simulations avec Matlab Simulink du double pont actif en modes charge et décharge de la batterie connectée au deuxième pont du DAB. Ces simulations sont réalisées à différents déphasages φ de 0° et 90° entre les deux ponts du DAB aussi à différents rapports cycliques de 45% à 55%. Les résultats de simulations sont présentés dans les figures 4.5, 4.6 et 4.7, ainsi, la figure 4.8 représente un cas particulier : le

fonctionnement du DAB à angle de déphasage φ nul et rapports cycliques des deux ponts du DAB égaux à 50%. Les pertes étudiées dans ce chapitre sont causées par les interrupteurs ainsi que le transformateur utilisés dans la simulation.

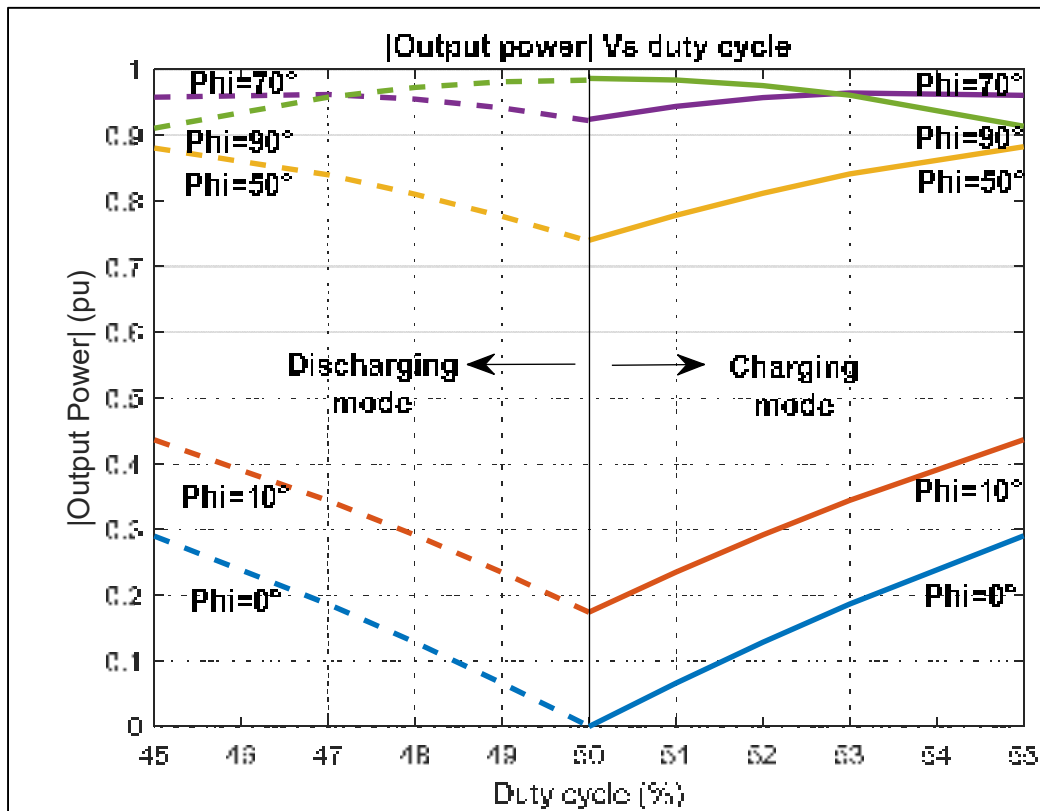


Figure 4.5 Module de puissance de sortie en fonction du rapport cyclique vue de côté réseau pour différentes valeurs de déphasage

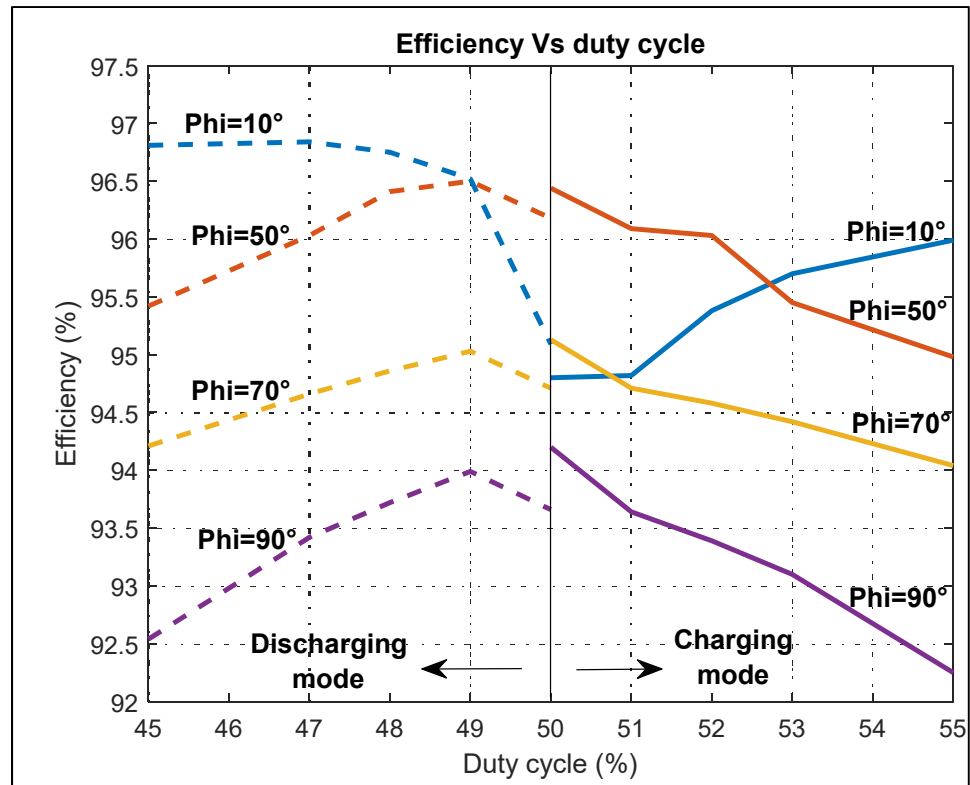


Figure 4.6 L'efficacité du DAB en fonction du rapport cyclique vue de côté réseau pour différentes valeurs de déphasage

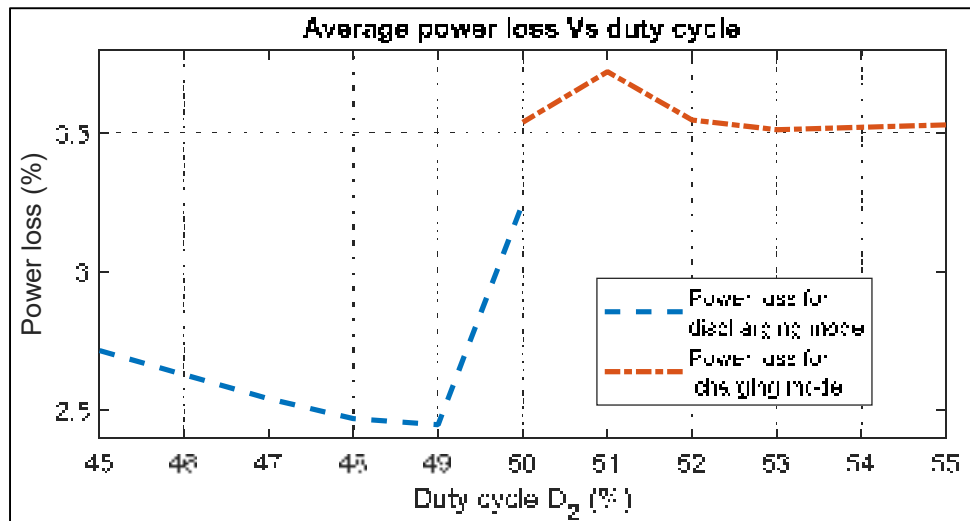


Figure 4.7 La puissance de perte moyenne en fonction du rapport cyclique vue de côté batterie pour le mode de charge et décharge

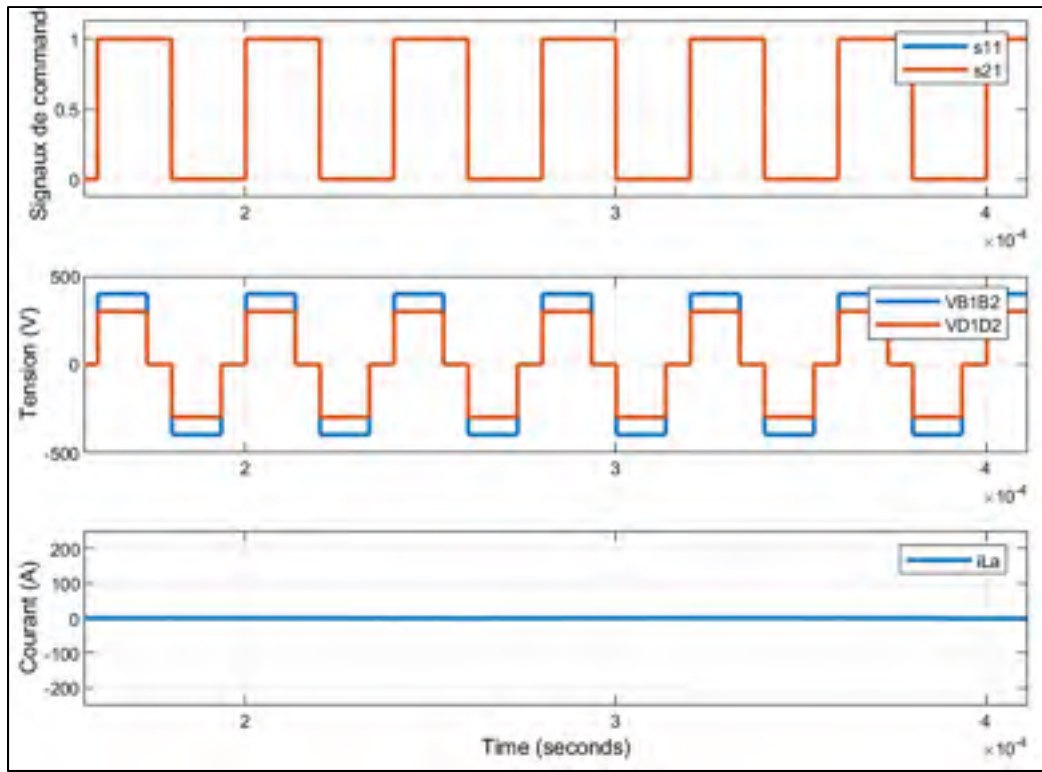


Figure 4.8 Allures de tensions des condensateurs C_1 et C_2 et du courant aux bornes de l'inductance L_a de la phase a pour $\varphi=0^\circ$ et $D_1=D_2=50\%$

D_1 est le rapport cyclique du pont côté réseau et D_2 est le rapport cyclique du pont côté batterie. La figure 4.5 montre que la puissance de sortie demeure approximativement la même pour les deux modes de fonctionnement pour un angle de déphasage $-90^\circ < \varphi < -40^\circ$ et $40^\circ < \varphi < 90^\circ$. En outre, pour un faible transfert de puissance à $-40^\circ < \varphi < 40^\circ$, la puissance de sortie diminue avec l'augmentation du rapport cyclique pour atteindre un transfert de puissance nul pour $\varphi = 0^\circ$ avec $D_1 = D_2 = 50\%$, ce qui est expliqué par la superposition des signaux PWM des deux ponts représentée dans la figure 4.6.

La figure 4.6 montre la variation d'efficacité des commutateurs non idéaux pour les deux modes de fonctionnement G2V et V2G en fonction du rapport cyclique pour différentes valeurs de déphasage. Plus l'angle de déphasage est élevé, moins d'efficacité atteinte. Cependant, pour différents déphasages de 20° à 90° , il est montré que le rendement est proportionnel au rapport cyclique pour chaque mode de fonctionnement.

La différence entre l'efficacité du DAB avec des commutateurs idéaux et des commutateurs non idéaux est représentée dans la figure 4.7 en tant que puissance de perte moyenne fonction du rapport cyclique pour des degrés de déphasage allant de 4° à 90° pendant les modes de charge et de décharge. Les pertes de puissance sont plus importantes en mode de charge qu'en mode de décharge, cette différence est engendrée par la capacité $C1$ qui est beaucoup plus élevée que $C2$ ($C1 = 7,2 \text{ mF}$ et $C2 = 50 \text{ }\mu\text{F}$).

D'après les figures 4.5 et 4.6, $D1 = D2 = 50\%$ est le rapport cyclique approprié avec lequel travailler.

4.2 Élaboration des équations de dimensionnement

Le système est composé principalement d'un onduleur bidirectionnel DC-AC suivi d'un transformateur haute fréquence alimentant un redresseur bidirectionnel AC-DC qui à son tour charge la batterie de VE. Le flux de puissance bidirectionnel du DAB entre le réseau et la batterie est contrôlé par l'ajustement du déphasage entre les signaux de commande des deux ponts.

Pour le fonctionnement en monophasé, la puissance de sortie est exprimée par (Kanaan, Caron et Al-Haddad, 2012; 2014):

$$P = \frac{nV_1V_2}{2\pi f_s L} \varphi \left(1 - \frac{\varphi}{\pi}\right) \quad (4.1)$$

Et pour le fonctionnement en triphasé (KRISMER, 2010):

$$\varphi = \begin{cases} \frac{2\pi}{3} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{9f_s L |P|}{nV_1 V_2}} \right) \text{sgn}(P), \\ \forall |P| \leq \frac{nV_1 V_2}{12f_s L} \\ \frac{\pi}{6} \left(3 - \sqrt{7 - \frac{72f_s L |P|}{nV_1 V_2}} \right) \text{sgn}(P), \\ \forall \frac{nV_1 V_2}{12f_s L} \leq |P| \leq P_{max} = \frac{7nV_1 V_2}{72f_s L} \end{cases} \quad (4.2)$$

D'où la puissance de sortie en triphasé est exprimée par:

$$\text{on a } P > 0 \leftrightarrow \varphi > 0 \text{ et } P < 0 \leftrightarrow \varphi < 0 \rightarrow \text{sgn}(P) = \text{sgn}(\varphi) \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} \forall |P| \leq \frac{nV_1 V_2}{12f_s L}, \text{ pour } P > 0 \text{ on a: } \varphi &= \frac{2\pi}{3} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{9f_s L P}{nV_1 V_2}} \right) \\ \frac{3}{2\pi} \varphi - 1 &= -\sqrt{1 - \frac{9f_s L P}{nV_1 V_2}} \rightarrow \left(1 - \frac{3}{2\pi} \varphi \right)^2 = 1 - \frac{9f_s L P}{nV_1 V_2} \\ \rightarrow \frac{9f_s L P}{nV_1 V_2} &= 1 - \left(1 - \frac{3}{2\pi} \varphi \right)^2 \rightarrow P = \left(1 - \left(1 - \frac{3}{2\pi} \varphi \right)^2 \right) \frac{nV_1 V_2}{9f_s L} \\ \rightarrow P &= \left(1 - \left(1 - \frac{3}{2\pi} |\varphi| \right)^2 \right) \frac{nV_1 V_2}{9f_s L} \text{sgn}(\varphi) \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} \forall |P| \leq \frac{nV_1 V_2}{12f_s L}, \text{ pour } P < 0 \text{ on a } |P| &= -P: \\ \varphi &= -\frac{2\pi}{3} \left(1 - \sqrt{1 + \frac{9f_s L P}{nV_1 V_2}} \right) \end{aligned} \quad (4.5)$$

$$\begin{aligned}
\frac{3}{2\pi}\varphi + 1 &= \sqrt{1 + \frac{9f_sLP}{nV_1V_2}} \rightarrow \left(1 + \frac{3}{2\pi}\varphi\right)^2 = 1 + \frac{9f_sLP}{nV_1V_2} \\
\rightarrow \frac{9f_sLP}{nV_1V_2} &= -1 + \left(1 + \frac{3}{2\pi}\varphi\right)^2 \rightarrow P = \left(-1 + \left(1 + \frac{3}{2\pi}\varphi\right)^2\right) \frac{nV_1V_2}{9f_sL} \\
\rightarrow P &= \left(1 - \left(1 - \frac{3}{2\pi}|\varphi|\right)^2\right) \frac{nV_1V_2}{9f_sL} \operatorname{sgn}(\varphi)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\forall \frac{nV_1V_2}{12f_sL} \leq |P| \leq P_{max}, \text{ pour } P > 0 \text{ on } a: \varphi &= \frac{\pi}{6} \left(3 - \sqrt{7 - \frac{72f_sLP}{nV_1V_2}}\right) \\
\rightarrow \frac{6}{\pi}\varphi &= 3 - \sqrt{7 - \frac{72f_sLP}{nV_1V_2}} \rightarrow \left(3 - \frac{6}{\pi}\varphi\right)^2 = 7 - \frac{72f_sLP}{nV_1V_2} \\
\rightarrow \frac{72f_sLP}{nV_1V_2} &= 7 - \left(3 - \frac{6}{\pi}\varphi\right)^2 \rightarrow P = \left(7 - \left(3 - \frac{6}{\pi}\varphi\right)^2\right) \frac{nV_1V_2}{72f_sL} \\
P &= \left(7 - \left(3 - \frac{6}{\pi}|\varphi|\right)^2\right) \frac{nV_1V_2}{72f_sL} \operatorname{sgn}(\varphi)
\end{aligned} \tag{4.6}$$

$$\begin{aligned}
\forall \frac{nV_1V_2}{12f_sL} \leq |P| \leq P_{max}, \text{ pour } P < 0 \text{ on } a: \varphi &= -\frac{\pi}{6} \left(3 - \sqrt{7 + \frac{72f_sLP}{nV_1V_2}}\right) \\
\rightarrow -\frac{6}{\pi}\varphi &= 3 - \sqrt{7 + \frac{72f_sLP}{nV_1V_2}} \rightarrow \left(3 + \frac{6}{\pi}\varphi\right)^2 = 7 + \frac{72f_sLP}{nV_1V_2} \\
\rightarrow \frac{72f_sLP}{nV_1V_2} &= -7 + \left(3 + \frac{6}{\pi}\varphi\right)^2 \rightarrow P = \left(-7 + \left(3 + \frac{6}{\pi}\varphi\right)^2\right) \frac{nV_1V_2}{72f_sL} \\
P &= \left(7 - \left(3 - \frac{6}{\pi}|\varphi|\right)^2\right) \frac{nV_1V_2}{72f_sL} \operatorname{sgn}(\varphi)
\end{aligned} \tag{4.7}$$

D'où :

$$P = \begin{cases} \left[\left[1 - \left(1 - \frac{3|\varphi|}{2\pi} \right)^2 \right] \times \frac{nV_1V_2}{9f_sL} \right] \text{sgn}(\varphi), \\ \quad \forall |P| \leq \frac{nV_1V_2}{12f_sL} \\ \left[\left[7 - \left(3 - \frac{6|\varphi|}{\pi} \right)^2 \right] \times \frac{nV_1V_2}{72f_sL} \right] \text{sgn}(\varphi), \\ \quad \forall \frac{nV_1V_2}{12f_sL} \leq |P| \leq P_{max} \end{cases} \quad (4.8)$$

Où V_1 et V_2 sont les tensions de bus dc du côté réseau et du côté batterie, respectivement, n représente le rapport de transformation du transformateur, f_s la fréquence de commutation, L l'inductance de fuite pour 1p-DAB $L = L_1 \sim$ et pour 3p-DAB L est identique pour les trois phases $L_a = L_b = L_c = L = L_3 \sim$ et φ est l'angle de déphasage entre les deux ponts du DAB.

Les topologies des convertisseurs 1p-DAB et 3p-DAB sont simulées avec MATLAB Simulink, comme présenté respectivement dans les figures 4.1 et 4.2. Le V_1 représente le bus continu du côté réseau et V_2 le bus continu du côté batterie de VE.

Concernant le type de commutateurs des ponts, les caractéristiques de MOSFET les rendent attractifs pour une utilisation dans les applications de VE. Plus précisément, le type de modulation utilisé sur le DAB ou sur l'onduleur bidirectionnel permet d'exploiter la diode de corps intrinsèque du MOSFET au lieu d'ajouter des diodes antiparallèles (Martin et al., 2016), (Hull et al., 2014). En conséquence, on aboutit à une réduction du nombre de composants et du coût du système. De plus, la nature du ZVS du DAB permet un fonctionnement à fréquence de commutation élevée qui rend les commutateurs de type MOSFET une option attrayante par rapport aux IGBT. Cependant, l'inconvénient des MOSFET en silicium est la perte importante à l'état passant. Par conséquent, les MOSFET en carbure de silicium sont adoptés dans le modèle pour réduire les pertes de conduction (Burkart et Kolar, 2017).

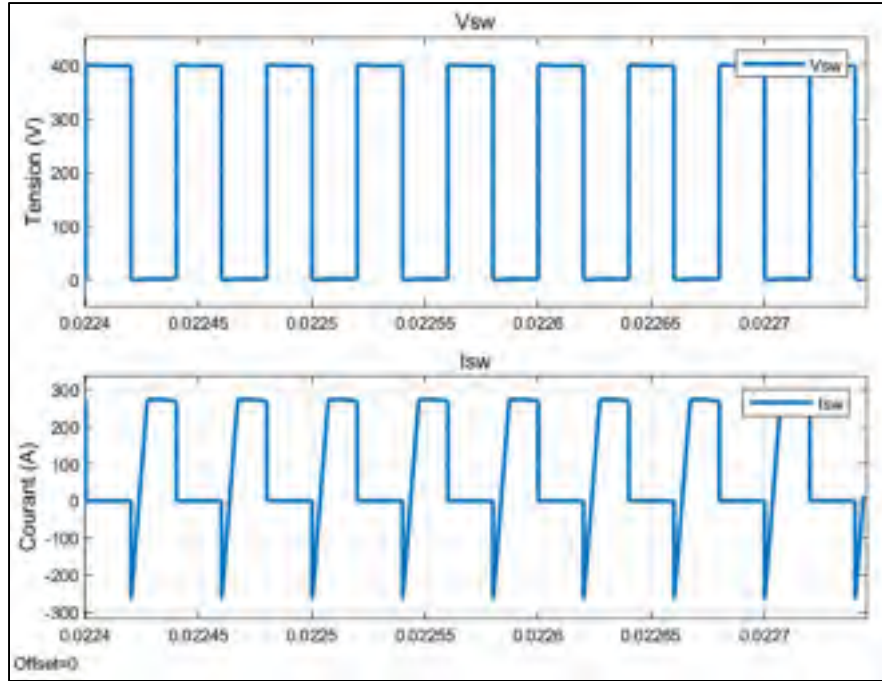


Figure 4.9 Tension et Courant de l'interrupteur

Pour obtenir des résultats de perte précis, un convertisseur de puissance nominale de 70 kW à une fréquence de commutation de 25 kHz. Selon la figure 4.9, la tension maximale de l'interrupteur V_{sw} est de 400 V et le courant maximale I_{sw} est de 300 A d'où des commutateurs de type MOSFET 'CAS300M12BM2' sont sélectionnés pour la simulation. Un transformateur HF choisi est nécessaire pour assurer l'isolation magnétique entre les côtés primaire et secondaire du DAB. De plus, il garantit l'adaptation de la tension entre eux (Zhao et al., 2014a; 2014b). Le transformateur 'T60004-L2160-W758' d'une puissance maximale de 78 kW et de pertes spécifiques maximales au noyau de 110 W / Kg est choisi.

L'inductance de fuite est déterminée en sélectionnant la puissance maximale atteinte pour $\varphi = 90^\circ$. Pour le modèle en monophasée de (4.1), l'inductance de fuite est la suivante:

$$L_{1\sim} = \frac{nV_1V_2}{8f_sP_{max}} = 10.667 \mu H \quad (4.9)$$

Pour le modèle en triphasé de (4.6), l'inductance de fuite est:

$$L_{3\sim} = \frac{7nV_1V_2}{72f_sP_{max}} = 8.2963 \mu H \quad (4.10)$$

La puissance nominale est d'environ 70 kW et la fréquence de commutation est de 25 kHz. Les paramètres du circuit sont affichés dans le tableau 4.1. Ils sont choisis de manière à obtenir une plage flexible pour le transfert de puissance.

Tableau 4.1 Paramètres du circuit

Composants du circuit	Valeurs
V1	400 V
V2	300 V
C1	2.75 mF
C2	50 μ F
L _{1~}	10.667 μ H
L _{3~}	8.2963 μ H

4.3 Puissance dissipée

Lors du fonctionnement, chaque semi-conducteur provoque des pertes à la fois de conduction et de commutation. Les pertes de conduction proviennent de la résistance équivalente et de la chute de tension à l'état passant des commutateurs, tandis que le fonctionnement de commutateurs non idéaux entraîne des pertes de commutation. Ci-après, l'expression des pertes de conduction du commutateur MOSFET $P_{c,MOSFET}(t)$ et des pertes de conduction de sa diode antiparallèle $P_{c,diode}(t)$, déterminées par (Alishah et al., 2015; Kangarlu et Babaei, 2013) comme suit :

$$P_{c,MOSFET}(t) = R_{DSon}i^2(t) \quad (4.11)$$

$$P_{c,diode}(t) = [V_D + R_D i(t)]i(t) \quad (4.12)$$

Où R_{DSon} est la résistance équivalente du transistor et V_D , R_D représentent la chute de tension directe et la résistance équivalente de la diode respectivement.

Pour chaque instant de fonctionnement t , le circuit contient N_{MOSFET} transistors actifs et N_{diode} diodes actives suivant le chemin de courant, ce qui entraîne des pertes de puissance. La perte de puissance de conduction des ponts est leur somme périodique comme présenté ci-après (Babaei, Kangarlu et Sabahi, 2014):

$$P_c = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [N_{MOSFET}(t) \cdot P_{c,MOSFET}(t) + N_{diode}(t) \cdot P_{c,diode}(t)] \cdot dt \quad (4.13)$$

Les pertes de commutation sont calculées sur la base des pertes d'énergie d'activation (E_{on}) et de désactivation (E_{off}) pour chaque période, en utilisant l'approximation linéaire de la tension et du courant du MOSFET. Par conséquent, les pertes de commutation du $k^{ième}$ commutateur d'alimentation MOSFET pendant les périodes d'activation ($E_{on,k}$) et de désactivation ($E_{off,k}$) sont indiquées par (Alishah et al., 2015; Kangarlu et Babaei, 2013) :

$$\begin{aligned} E_{on,k} &= \int_0^{t_{on}} v(t) \cdot i(t) \cdot dt \\ &= \int_0^{t_{on}} \left[\left(\frac{V_{sw,k}}{t_{on}} \cdot t \right) \cdot \left(-\frac{I}{t_{on}} \cdot (t - t_{on}) \right) \right] \cdot dt \\ &= \frac{V_{sw,k} \cdot I \cdot t_{on}}{6} \end{aligned} \quad (4.14)$$

$$\begin{aligned} E_{off,k} &= \int_0^{t_{off}} v(t) \cdot i(t) \cdot dt \\ &= \int_0^{t_{off}} \left[\left(\frac{V_{sw,k}}{t_{off}} \cdot t \right) \cdot \left(-\frac{I}{t_{off}} \cdot (t - t_{off}) \right) \right] \cdot dt \\ &= \frac{V_{sw,k} \cdot I \cdot t_{off}}{6} \end{aligned} \quad (4.15)$$

Tel que t_{on} et t_{off} sont les périodes d'activation et de désactivation de l'interrupteur. I est le courant passant à travers l'interrupteur avant l'instant de commutation et $V_{sw,k}$ est la tension de blocage de l'état bloqué de l'interrupteur. Par conséquent, la perte de puissance de commutation est exprimée par (Barzegarkhoo et al., 2016) :

$$P_{sw} = f_0 \cdot \sum_{k=1}^{N_{switch}} \left(\sum_{i=1}^{N_{on,k}} E_{on,ki} + \sum_{i=1}^{N_{off,k}} E_{off,ki} \right) \quad (4.16)$$

Avec f_0 est la fréquence fondamentale, $N_{on,k}$ et $N_{off,k}$ sont les nombres de commutations d'activation et de désactivation du $k^{ième}$ commutateur pendant un cycle fondamental. Par conséquent, en considérant (4.11) et (4.14), la perte totale du MLI est exprimée comme suit (Babaei, Kangarlu et Sabahi, 2014):

$$P_{loss} = P_c + P_{sw} \quad (4.17)$$

4.4 Résultats de simulation

Les figures 4.10, 4.11 et 4.12 représentent la différence entre les modes de fonctionnement monophasé et triphasé en termes d'efficacité et de puissance en simulant avec Matlab Simulink les deux structures le 1p-DAB et le 3p-DAB.

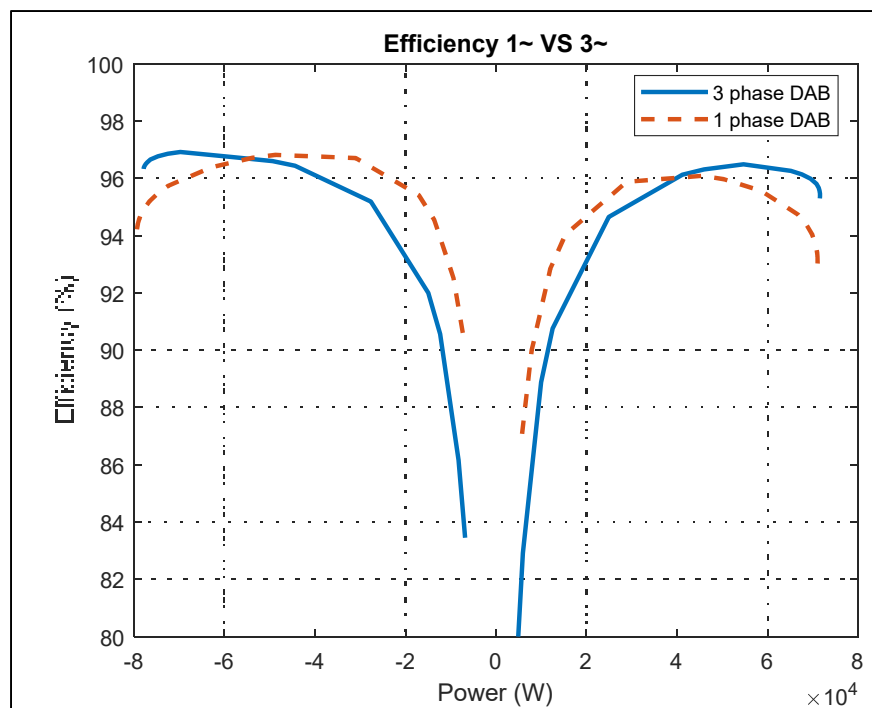


Figure 4.10 L'efficacité en fonction de la puissance pour les modes de fonctionnement monophasé et triphasé

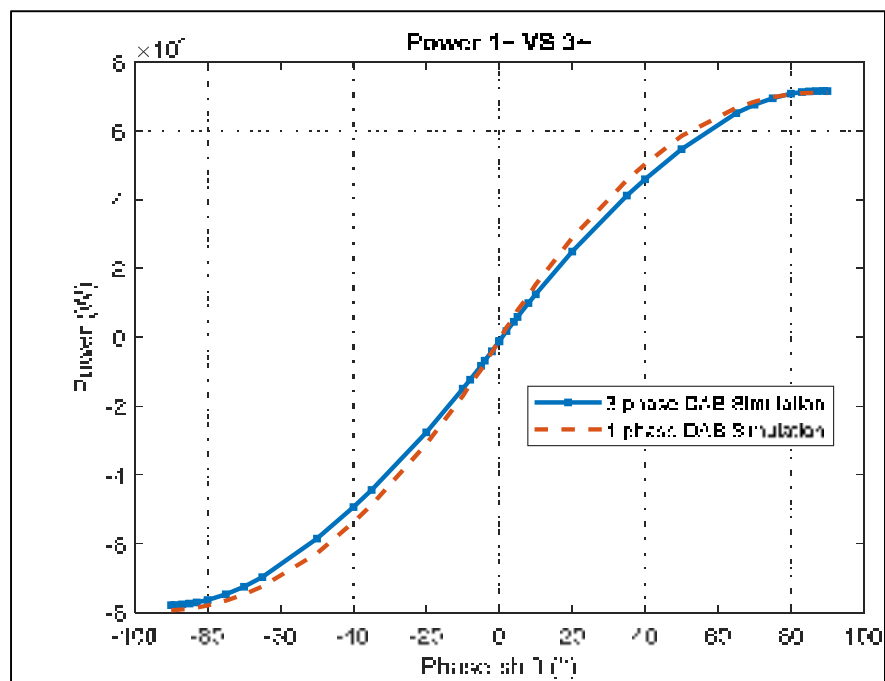


Figure 4.11 La puissance en fonction de l'angle de déphasage pour les modes de fonctionnement monophasé et triphasé

La simulation effectuée précédemment, illustrée aux Figure 4.10 et figure 4.11, démontre que pour un fort transfert de puissance, le convertisseur dc-dc à double pont actif triphasé (3p-DAB) est plus efficace que le convertisseur dc-dc à double pont monophasé (1p-DAB). De même pour la densité de flux de puissance, le 3p-DAB assure la densité de puissance la plus élevée.

Pour un faible transfert de puissance $-50 < P < 40 \text{ kW}$, le convertisseur 1p-DAB possède un rendement supérieur à celui du convertisseur 3p-DAB. Cependant, pour un fort transfert de puissance, le 3p-DAB est pris en considération.

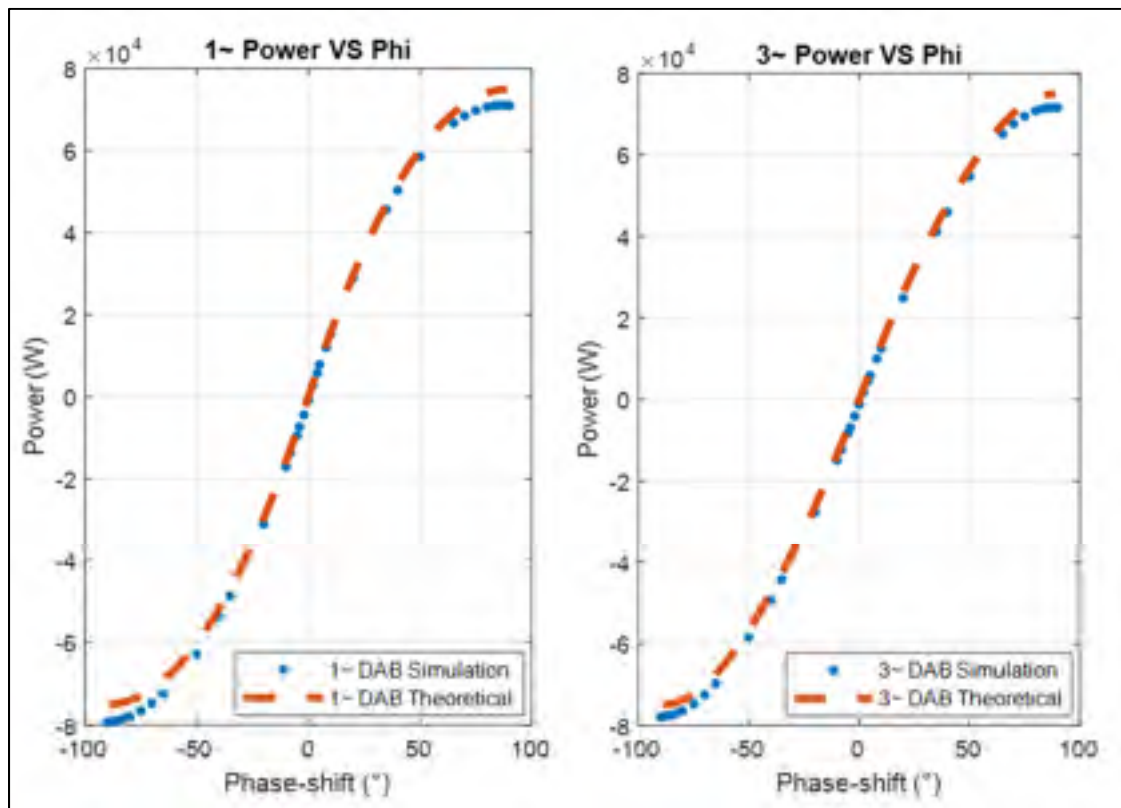


Figure 4.12 La différence entre les résultats de simulation et théoriques en termes de la puissance de sortie en fonction du déphasage pour le 1p-DAB et le 3p-DAB

Cependant, la courbe de la figure 4.12 n'est pas une fonction purement impaire. En d'autres termes, la partie de charge ne reflète pas l'origine dans la partie de décharge. Pourtant, cette petite asymétrie apparaît au-dessus des puissances prévues. En outre, le faible écart entre les courbes de puissance théoriques et de simulation est dû au fait que (4.1) et (4.6) n'incluent pas de non-idéalités.

4.5 Conclusion

Ce chapitre a mis l'accent sur les avantages de la topologie à double pont actif dans les applications liées aux réseaux intelligents et à la charge de véhicules électriques. Les privilèges de la topologie à double pont actif ont été examinés et comparés à ceux des topologies de convertisseurs bidirectionnels DC-DC existants. Il est démontré que pour un fort transfert de puissance, le double pont actif triphasé était plus approprié que celui monophasé. Cependant, le convertisseur double pont actif en triphasé 3p-DAB dans les applications monophasées assure la redondance et une plus grande fiabilité. Le travail fait dans ce chapitre a été présenté dans une conférence (jarraya et al., 2019) mais il n'est pas encore publié.

CONCLUSION

L'étude menée dans ce travail a pour but la modélisation d'un convertisseur double pont actif triphasé pour application chargeur de batterie de véhicule électrique. L'objectif est de contrôler le fonctionnement du chargeur pour remédier aux problèmes de gestion de puissance requise pour chaque mode de fonctionnement charge et décharge de la batterie tout en minimisant les pertes de puissances.

Il a été constaté que la topologie convertisseur à double pont actif est actuellement le produit le plus efficace de la recherche pour les systèmes de stockage d'énergie et les entraînements par moteur. Donc cette topologie est de loin le plus souhaitable pour des équipements embarqués.

Après, une modélisation du double pont actif et du redresseur actif connecté au réseau monophasé. Cette recherche, on a élaboré les fonctions de transfert pour la conception des régulateurs des tensions de bus dc et du courant de l'inductance de ligne.

En se basant sur les phases de fonctionnement du double pont actif triphasé établit par (Zgheib, 2019), on a abouti à une modélisation moyenne du DAB triphasé tout en présentant son principe de fonctionnement ainsi que ces caractéristiques de commutation. La modélisation moyenne a été suivie par une étude du régime permanent, ce qui a donné par la suite le modèle linéaire du DAB triphasé.

Au-delà de cette modélisation les avantages de la topologie à double pont actif dans les applications liées aux réseaux intelligents et à la charge de véhicules électriques est aussi démontré. Les privilèges de la topologie à double pont actif ont été examinés et comparés dans le chapitre 4 à ceux des topologies de convertisseurs bidirectionnels DC-DC existants. Il est démontré que pour un fort transfert de puissance, le double pont actif triphasé était plus approprié que celui monophasé. Cependant, le convertisseur double pont actif en triphasé dans les applications monophasées assure la redondance et une plus grande fiabilité.

RECOMMANDATIONS

La recherche dans le domaine de charge de batterie pour véhicule électrique s'intensifie et des chargeurs de 300 kW sont mises afin de réduire le temps de décharge en délai de 10 minutes. Le convertisseur DAB triphasé est la topologie est la candidate idéale pour les charges rapides et isolées. Une modélisation expérimentale ainsi qu'une conception d'une technologie de transformateur triphasé est à faire permettant de mieux estimer les pertes et les performances du système. De plus, le nouveau concept de multiplicateur de tension devra être utilisé du côté réseau électrique afin d'éliminer le filtre côté ac en faisant cela nous pouvons penser à une utilisation massive efficace et sécurisée de ces chargeurs de batterie.

ANNEXE I

DÉVELOPPEMENT DES ÉQUATIONS MENANT AU CALCUL DE I_L

$$\begin{aligned}
 \langle i_L \rangle_\pi &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_L(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi} \left(\int_0^\varphi i_L(\theta) d\theta + \int_\varphi^\pi i_L(\theta) d\theta \right) \\
 &= \frac{1}{\pi} \left\{ \int_0^\varphi \left[\frac{v_1 + nv_2}{Lw_s} \cdot \theta - \hat{i}_L \right] d\theta \right. \\
 &\quad \left. + \int_\varphi^\pi \left[\frac{v_1 - nv_2}{Lw_s} \cdot (\theta - \pi) + \hat{i}_L \right] d\theta \right\} \tag{A I-1} \\
 &= \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{v_1 + nv_2}{Lw_s} \cdot \frac{\varphi^2}{2} + \frac{v_1 - nv_2}{Lw_s} \cdot \left[\frac{\pi^2}{2} - \frac{\varphi^2}{2} - \pi^2 + \pi\varphi \right] \right. \\
 &\quad \left. + (\pi - 2\varphi) \cdot \hat{i}_L \right\}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \int_0^\varphi i_L(\theta) d\theta &= \int_0^\varphi \left[\frac{v_1 + nv_2}{Lw_s} \cdot \theta - \hat{i}_L \right] d\theta = \frac{v_1 + nv_2}{Lw_s} \cdot \left[\frac{\theta^2}{2} \right]_0^\varphi - \hat{i}_L [\theta]_0^\varphi \\
 &= \frac{v_1 + nv_2}{Lw_s} \cdot \frac{\varphi^2}{2} - \hat{i}_L \varphi \tag{A I-2}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \int_\varphi^\pi i_L(\theta) d\theta &= \int_\varphi^\pi \left[\frac{v_1 - nv_2}{Lw_s} \cdot (\theta - \pi) + \hat{i}_L \right] d\theta \\
 &= \frac{v_1 - nv_2}{Lw_s} \cdot \left[\frac{\theta^2}{2} - \pi\theta \right]_\varphi^\pi + \hat{i}_L [\theta]_\varphi^\pi \\
 &= \frac{v_1 - nv_2}{Lw_s} \cdot \frac{\pi^2 - \varphi^2 - 2\pi^2 + 2\pi\varphi}{2} + \hat{i}_L (\pi - \varphi) \tag{A I-3} \\
 &= - \frac{v_1 - nv_2}{Lw_s} \cdot \underbrace{\frac{\pi^2 - 2\pi\varphi + \varphi^2}{2}}_{\frac{(\varphi - \pi)^2}{2}} + \hat{i}_L (\pi - \varphi)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\langle i_L \rangle_\pi &= \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{v_1 + nv_2}{Lw_s} \cdot \frac{\varphi^2}{2} + \frac{v_1 - nv_2}{Lw_s} \cdot \left[-\frac{(\varphi - \pi)^2}{2} \right] + (\pi - 2\varphi) \cdot \hat{i}_L \right\} \\
&= \frac{v_1\pi(2\varphi - \pi) + nv_2 \cdot (2\varphi^2 - 2\varphi\pi + \pi^2) + (\pi - 2\varphi)[v_1\pi + (2\varphi - \pi)nv_2]}{2\pi Lw_s} \\
&= \frac{nv_2}{2\pi Lw_s} [2\varphi^2 - 2\varphi\pi + \pi^2 - (2\varphi - \pi)^2] \\
&= \frac{nv_2}{2\pi Lw_s} (2\varphi^2 - 2\varphi\pi + \pi^2 - 4\varphi^2 + 4\varphi\pi - \pi^2) = \frac{nv_2}{2\pi Lw_s} (2\varphi\pi - 2\varphi^2) \\
&= \frac{nv_2}{Lw_s} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \\
\langle i_L \rangle_\pi &= \frac{nv_2}{Lw_s} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right)
\end{aligned} \tag{A I-4}$$

LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- Abarzadeh, M., H. Vahedi et K. Al-Haddad. 2019. « Fast Sensor-Less Voltage Balancing and Capacitor Size Reduction in PUC5 Converter Using Novel Modulation Method ». *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, p. 1-1.
- Aguilar, C., F. Canales, J. Arau, J. Sebastian et J. Uceda. 1997. « An integrated battery charger/discharger with power-factor correction ». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, n° 5, p. 597-603.
- Ahmad, Aqueel, Zeeshan Ahmad Khan, Mohammad Alam et Siddique Ali Khateeb Razack. 2018. *A Review of the Electric Vehicle Charging Techniques, Standards, Progression and Evolution of EV Technologies in Germany*, 6. 36-53 p.
- Alishah, R. Shalchi, D. Nazarpour, S. H. Hosseini et M. Sabahi. 2015. « Reduction of Power Electronic Elements in Multilevel Converters Using a New Cascade Structure ». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n° 1, p. 256-269.
- Babaei, E., M. F. Kangarlu et M. Sabahi. 2014. « Extended multilevel converters: an attempt to reduce the number of independent DC voltage sources in cascaded multilevel converters ». *IET Power Electronics*, vol. 7, n° 1, p. 157-166.
- Bai, H., et C. Mi. 2008. « Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC–DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, n° 6, p. 2905-2914.
- Barzegarkhoo, R., H. M. Kojabadi, E. Zamiry, N. Vosoughi et L. Chang. 2016. « Generalized Structure for a Single Phase Switched-Capacitor Multilevel Inverter Using a New Multiple DC Link Producer With Reduced Number of Switches ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n° 8, p. 5604-5617.
- Buja, G., M. Bertoluzzo et C. Fontana. 2017. « Reactive Power Compensation Capabilities of V2G-Enabled Electric Vehicles ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 12, p. 9447-9459.
- Burkart, R. M., et J. W. Kolar. 2017. « Comparative μ - p - σ Pareto Optimization of Si and SiC Multilevel Dual-Active-Bridge Topologies With Wide Input Voltage Range ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 7, p. 5258-5270.
- Khan, A., F. Jarraya, A. Gastli, L. Ben-Brahim, R. Hamila et K. Rajashekara. 2017. « Dual Active Full Bridge Implementation on Typhoon HIL for G2V and V2G Applications ». In 2017 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC). (11-14 Dec. 2017), p.1-6.

<https://ieeexplore.ieee.org/ielx7/8329154/8330844/08331023.pdf?tp=&arnumber=8331023&isnumber=8330844&ref=>.

Caron, Maxime. 2012. « Conception Et Mise Au Point D'un Module De Connexion Réseau Modulaire, Bidirectionnel En Courant Et Isolé ». MONTREAL, ÉTS, 157 p.

Du, Y., S. Lukic, B. Jacobson et A. Huang. 2011. « Review of high power isolated bi-directional DC-DC converters for PHEV/EV DC charging infrastructure ». In *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. (17-22 Sept. 2011), p. 553-560. <<https://ieeexplore.ieee.org/ielx5/6056715/6063732/06063818.pdf?tp=&arnumber=6063818&isnumber=6063732>>.

Filho, H. M. O., G. N. S. Costa, A. D. M. Santos et D. S. Oliveira. 2017. « A soft switching current fed bidirectional isolated three-phase DC-DC converter ». In *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. (19-22 Nov. 2017), p. 1-6. <<https://ieeexplore.ieee.org/ielx7/8241143/8257212/08257260.pdf?tp=&arnumber=8257260&isnumber=8257212>>.

Garcés Quílez, María, Mohamed Abdel-Monem, Mohamed El Baghdadi, Yang Yang, Joeri Van Mierlo et Omar Hegazy. 2018. « Modelling, Analysis and Performance Evaluation of Power Conversion Unit in G2V/V2G Application—A Review ». *Energies*, vol. 11, n° 5.

Ge, H., Y. Zhen, Y. Wang et D. Wang. 2017. « Research on LCL filter active damping strategy in active power filter system ». In *2017 9th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC)*. (10-12 July 2017), p. 476-481. <<https://ieeexplore.ieee.org/ielx7/8314830/8321515/08321691.pdf?tp=&arnumber=8321691&isnumber=8321515>>.

Habib, Salman, Muhammad Mansoor Khan, Farukh Abbas et Houjun Tang. 2017. «Assessment of electric vehicles concerning impacts, charging infrastructure with unidirectional and bidirectional chargers, and power flow comparisons ». *International Journal of Energy Research*.

Huang, J., Y. Wang, Z. Li, Y. Jiang et W. Lei. 2015. « Simultaneous PWM control to operate the three-phase dual active bridge converter under soft switching in the whole load range ». In *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. (15-19 March 2015), p. 2885-2891.

Hull, B., S. Allen, Q. Zhang, D. Gajewski, V. Pala, J. Richmond, S. Ryu, M. O' Loughlin, E. Van Brunt, L. Cheng, A. Burk, J. Casady, D. Grider et J. Palmour. 2014. « Reliability and stability of SiC power mosfets and next-generation SiC MOSFETs ». In *2014 IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications*. (13-15 Oct. 2014), p. 139-142.

<<https://ieeexplore.ieee.org/ielx7/6949765/6964601/06964641.pdf?tp=&arnumber=6964641&isnumber=6964601>>.

- Jang, Y., et M. M. Jovanovic. 2009. « A Bridgeless PFC Boost Rectifier With Optimized Magnetic Utilization ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, n° 1, p. 85-93.
- Kanaan, H. Y., M. Caron et K. Al-Haddad. 2012. « Design, modeling, control and simulation of a two-stage grid-connected power load emulator ». In *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. (25-28 Oct. 2012), p. 3774-3779. <<https://ieeexplore.ieee.org/ielx5/6373889/6388505/06389290.pdf?tp=&arnumber=6389290&isnumber=6388505>>.
- Kanaan, H. Y., M. Caron et K. Al-Haddad. 2014. « Design and Implementation of a Two-Stage Grid-Connected High Efficiency Power Load Emulator ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n° 8, p. 3997-4006.
- Kangarlu, M. F., et E. Babaei. 2013. « A Generalized Cascaded Multilevel Inverter Using Series Connection of Submultilevel Inverters ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n° 2, p. 625-636.
- Kesler, M., M. C. Kisacikoglu et L. M. Tolbert. 2014. « Vehicle-to-Grid Reactive Power Operation Using Plug-In Electric Vehicle Bidirectional Offboard Charger ». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 12, p. 6778-6784.
- Kong, P., S. Wang, F. C. Lee et C. Wang. 2008. « Common-Mode EMI Study and Reduction Technique for the Interleaved Multichannel PFC Converter ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, n° 5, p. 2576-2584.
- Krishnamurthy, Harish. 2008. « Control strategies for a universal fully modular power conversion architecture ». United States -- Arizona, Arizona State University, 178 p. <<http://proquest.umi.com/pqdweb?did=1635218741&Fmt=7&clientId=46962&RQT=309&VName=PQD>>.
- Krismer, F., et J. W. Kolar. 2009. « Accurate Small-Signal Model for the Digital Control of an Automotive Bidirectional Dual Active Bridge ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, n° 12, p. 2756-2768.
- KRISMER, FLORIAN. 2010. « Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Topologies ». Technische Universität Wien.
- Martin, D., P. Killeen, W. A. Curbow, B. Sparkman, L. E. Kegley et T. McNutt. 2016. «Comparing the switching performance of SiC MOSFET intrinsic body diode to additional SiC schottky diodes in SiC power modules ». In *2016 IEEE 4th Workshop*

- on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*. (7-9 Nov. 2016), p. 242-246.
- Musavi, F., W. Eberle et W. G. Dunford. 2011. « A High-Performance Single-Phase Bridgeless Interleaved PFC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Battery Chargers ». *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, n° 4, p. 1833-1843.
- Zgheib, Rawad. 2019. « Contribution à la conception d'une station de charge bidirectionnelle et rapide de véhicules électriques intégrée dans un réseau électrique intelligent ». ÉTS.
- Rawad Zgheib, Kamal Al-Haddad, Innocent Kamwa. 2016. « Review and impact of fast charging techniques on batteries and chargers in Electric Vehicles ». In *EVS29 Symposium*. (Montreal, Quebec, Canada, June 19-22, 2016).
- Riedel, J., D. G. Holmes, B. P. McGrath et C. Teixeira. 2017. « ZVS Soft Switching Boundaries for Dual Active Bridge DC–DC Converters Using Frequency Domain Analysis ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 4, p. 3166-3179.
- Rivera, S., et B. Wu. 2017. « Electric Vehicle Charging Station With an Energy Storage Stage for Split-DC Bus Voltage Balancing ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 3, p. 2376-2386.
- Shi, C., H. Wang, S. Dusmez et A. Khaligh. 2017. « A SiC-Based High-Efficiency Isolated Onboard PEV Charger With Ultrawide DC-Link Voltage Range ». *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, n° 1, p. 501-511.
- Tan, L., B. Wu, V. Yaramasu, S. Rivera et X. Guo. 2016. « Effective Voltage Balance Control for Bipolar-DC-Bus-Fed EV Charging Station With Three-Level DC-DC Fast Charger ». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n° 7, p. 4031-4041.
- Tran, V. T., D. Sutanto et K. M. Muttaqi. 2017. « The state of the art of battery charging infrastructure for electrical vehicles: Topologies, power control strategies, and future trend ». In *2017 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*. (19-22 Nov. 2017), p. 1-6.
- Yilmaz, M., et P. T. Krein. 2013. « Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n° 5, p. 2151-2169.
- Zhang, J., J. S. Lai, R. Y. Kim et W. Yu. 2007. « High-Power Density Design of a Soft-Switching High-Power Bidirectional dc–dc Converter ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, n° 4, p. 1145-1153.

- Zhao, B., Q. Song et W. Liu. 2012. « Power Characterization of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC–DC Converter With Dual-Phase-Shift Control ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n° 9, p. 4172-4176.
- Zhao, B., Q. Song, W. Liu et Y. Sun. 2014a. « Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC–DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n° 8, p. 4091-4106.
- Zhao, B., Q. Song, W. Liu et Y. Sun. 2014b. « A Synthetic Discrete Design Methodology of High-Frequency Isolated Bidirectional DC/DC Converter for Grid-Connected Battery Energy Storage System Using Advanced Components ». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 10, p. 5402-5410.
- Zhao, B., Q. Yu et W. Sun. 2012. « Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC–DC Converter for Power Distribution in Microgrid ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n° 11, p. 4667-4680.
- Jarraya, Fatma, Rawad zgheib, Mostafa Abarzadeh et Kamal Al-Haddad. 2019. « Efficiency Evaluation of a Single Phase And a Three Phase Dual Active Bridge Isolated DC-DC Converter ». In *28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. (Vancouver, CANADA, 12-14 Jun. 2019).

