

Les liaisons HVDC pour l'amélioration de la dynamique du système et la fourniture de services auxiliaires

Mémoire présenté par
Renaud DANNIAU

en vue de l'obtention du grade de master en
Ingénieur civil électromécanicien

Promoteur
Emmanuel DE JAEGER

Lecteurs
Francis LABRIQUE, Marc BEKEMANS

Année académique 2016-2017

Par ces quelques lignes, j'aimerais adresser mes remerciements aux nombreuses personnes qui m'ont aidé dans la réalisation de ce mémoire, en particulier mon promoteur Emmanuel De Jaeger. Ses remarques et ses conseils avisés m'ont grandement aidé, tant dans l'écriture que sur la partie technique de ce travail.

Je remercie également Francis Labrique pour son soutien et pour ses premiers développements mathématiques qui m'ont permis de mieux appréhender ces convertisseurs.

Je remercie mes parents, Béatrice et Alain pour la relecture et leurs encouragements durant mes études.

Enfin, un merci spécial à mon ami Maxime Legraive pour sa disponibilité, ses précieuses explications ainsi que son aide apportée à mon travail.

Je tiens à remercier également Marc Bekemans, et encore une fois Francis Labrique et Emmanuel De Jaeger pour leur lecture attentive et leur participation à ma défense.

Table des matières

Liste des symboles	vii
Table des figures	xiii
Liste des tableaux	xv
1 Introduction	1
1.1 Histoire de l'électricité	1
1.2 Guerre des courants alternatif et continu	2
1.3 Remise en cause de la technologie High Voltage Alternative Current	2
1.4 Trois grandes étapes dans la technologie HVDC	4
1.4.1 The thyristors bases Load Commutated Converter	4
1.4.2 Classical Voltage Source Converter	4
1.4.3 Modular Multilevel Converter	6
1.5 Applications passées et actuelles	7
1.6 Débouchés futurs, l'HVDC au cœur de la tourmente énergétique	8
2 Fonctionnement d'un convertisseur MMC	11
2.1 Description de la structure	11
2.1.1 Premier design	14
2.2 Étude d'un convertisseur MMC monophasé	15
2.3 Étude d'un convertisseur MMC triphasé	18
2.3.1 Analyse des courants de bras	18
2.3.2 Système de contrôle	19
2.4 Les différentes formes d'ondes d'un MMC	21
2.4.1 Nearest level estimation (NLE)	22
2.4.2 Multilevel PWM	22
2.5 Comparaison NLE et PS-PWM	24
2.6 Conclusion	25
3 Modélisation et simulation d'un modèle moyen de type MMC	27
3.1 Modélisation de la dynamique	28
3.1.1 Simulation de la dynamique monophasée	30
3.2 Implémentation des stratégies de contrôle	32
3.2.1 Contrôle externe	32
3.2.2 Contrôle interne	35
3.2.3 Influence des différentes hypothèses	38
3.3 Choix et ordre de grandeur des paramètres du modèle	45
3.4 Dimensionnement de 2 convertisseurs back to back 100MW MMC	46
3.4.1 Dimensionnement final du convertisseur MMC - maître	47
3.4.2 Dimensionnement final du convertisseur MMC - esclave	50
3.5 Conclusion	54

4	Étude de l'inertie virtuelle d'un réseau	55
4.1	Introduction	55
4.2	Modèle à un nœud	56
4.2.1	Implémentation du modèle	57
4.2.2	Simulation du modèle	58
4.3	Implémentation du modèle à un nœud sur un couple maître/esclave de convertisseurs MMC 100MW	60
4.3.1	Consigne de puissance sur le convertisseur maître	62
4.4	Recherche d'une stratégie de contrôle pour limiter les transitoires en fréquence .	63
4.4.1	Implémentation d'un statisme ou droop sur le convertisseur maître MMC	64
4.4.2	Régulation SVC PLUS ES	66
4.4.3	SGEC	70
4.4.4	Utilisation d'un statisme beaucoup plus fort	73
4.4.5	Conclusion des différentes approches	75
4.5	Conclusion	76
5	Conclusion	77
A	Puce programmable	79
	Bibliographie	79

Liste des symboles

γ	Indice de modulation de la tension U_v ou u_{ac} (convertisseur mono ou triphasé)	
Ω	Fréquence angulaire	rad/s
Ω_0	Fréquence angulaire fondamentale	rad/s
ϕ	Déphasage courant/tension	
C	Capacité	F
$C_{eff,x}$	Capacité effective du demi-bras x, notation générale	F
C_{SM}	Capacité d'un sous-module	F
D_x	Diode x, notation générale	
f_{sw}	Fréquence des interrupteurs	Hz
H	Constante d'inertie totale	s
i_l	Courant dans le demi-bras inférieur	A
i_u	Courant dans le demi-bras supérieur	A
i_v	Courant sortant du convertisseur	A
i_{circ}	Courant circulant	A
i_{DC}	Courant continu injecté dans un demi-bras	A
i_{dc}	Courant venant du bus DC	A
i_{diff}	Courant interne	A
J	Constante d'inertie	$kg \cdot m^2$
k_i	Coefficient intégral pour un régulateur PID	s
k_p	Coefficient proportionnel pour un régulateur PID	
L	Inductance	H
L_{arm}	Inductance du demi-bras	H
L_{grid}	Inductance de raccord au réseau	H
N	Nombre de sous-modules d'un demi-bras	
n_l	Indice d'insertion du demi-bras inférieur	
n_u	Indice d'insertion du demi-bras supérieur	
P	Puissance active	W
P_{ac}	Puissance en sortie du convertisseur	W
P_{avgX}	Puissance moyenne dans le bras X, notation générale	W

Q	Puissance réactive	var
R	Résistance	Ω
R_p	Résistance parasite parallèle d'un sous-module	Ω
R_{arm}	Résistance du demi-bras	Ω
R_{grid}	Résistance de raccord au réseau	Ω
S	Puissance nominale	VA
S_x	Interrupteur x, notation générale	
t	Temps	s
U_{CL}^{Σ}	Somme des tensions des sous-modules, bras inférieur	V
U_{CU}^{Σ}	Somme des tensions des sous-modules, bras supérieur	V
U_{dc}	Tension du bus DC pour un convertisseur triphasé	V
u_{diff}	Tension sur R_{arm} et L_{arm}	V
U_D	Tension du bus DC pour un convertisseur monophasé	V
U_v	Tension de sortie du convertisseur monophasé	V
v_c	Tension du condensateur d'un sous-module	V
v_{ac}	Tension alternative du convertisseur, côté AC	V
v_{out}	Tension de sortie d'un sous-module	V
W_{cx}^{Σ}	Energie de la somme des capacités des sous-modules dans le demi-bras x, notation générale	J
x^*	Consigne de la variable x, notation générale	
x^m	Mesure de la variable x, notation générale	
x_d	Variable x dans son référentiel direct après transformation d-q (Park)	
x_q	Variable x dans son référentiel en quadrature après transformation d-q (Park)	
x_{pu}	Variable x en per unit, notation générale	%
Z	Impédance	Ω
AC	Alternative Current	
APOD	Alternate Phase Opposition Disposition	
ASIC	Application-specific integrated circuit	
CPU	Central processing unit	
DC	Direct Current	
FPGA	Field-Programmable Gate Array	
HVAC	High Voltage Alternative Current	
HVDC	High Voltage Direct Current	
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor	
LCC	The thyristors bases Load Commutated Converter	
MLI	Modulation à Largeur d'Impulsion	

MMC Modular Multilevel Converter
 NLC Nearest Level Estimation
 NLE Nearest Level Control
 PD Phase Disposition
 PI Contrôle PI, proportionnel et intégral
 PLL Phase Lock Loop
 POD Phase Opposition Disposition
 PWM Pulse With Modulation
 PWM PS-PWM Phase Shifted PWM
 ROCOF Rate Of Change Of Frequency
 ROCOV Rate Of Change Of Voltage
 SGEC Synchronous Generator Emulation Control
 SHE Selective Harmonic Elimination
 STATCOM Static Synchronous Compensator
 SVC PLUS ES Static Var Compensator PLUS Energy Storage
 THD Total Harmonic Distortion
 VSC Classical Voltage Source Converter
 XLPE Cross-linked polyethylene

Table des figures

1.1	Coût des investissements dans la technologie HVAC ou HVDC [Jaeger, 2015] . . .	3
1.2	Comparaison des pertes dans les stations DC LCC, DC VSC et AC pour un transit de 800MW d'une ligne de 1000MVA en fonction de la longueur de celle-ci [Jaeger, 2015]	5
1.3	Structures des VSC 2 (gauche) et 3 niveaux (droite).	5
1.4	Représentation schématique d'un équilibre de flux de puissance HVAC (gauche) et d'un équilibre forcé par l'intervention d'une ligne HVDC (droite) [S.Otjacques, 2017].	9
1.5	Tracé de la ligne souterraine entre l'Italie et la France [rte france, 2017]	10
2.1	Structure d'un convertisseur MMC [Abildgaard and Molinas, 2012]	12
2.2	Module half-bridge d'un convertisseur MMC	12
2.3	Opération normale, charge ou décharge de la capacité C . Le module est dit connecté.	13
2.4	Opération normale, contournement de la capacité C . Le module est dit déconnecté.	13
2.5	Module full-bridge d'un convertisseur MMC	14
2.6	Modèle équivalent d'un MMC monophasé [Abildgaard and Molinas, 2012]	16
2.7	Modèle équivalent d'un MMC triphasé [SAAD, 2015]	18
2.8	Transformation des différents axes pour le contrôle vectoriel [Bajracharya, 2008]	20
2.9	Résumé des différentes étapes pour le contrôle vectoriel [Bajracharya, 2008] . . .	20
2.10	Schéma du contrôle externe et interne	21
2.11	NLE simulation avec $N=5$	22
2.12	NLE simulation avec $N=30$	22
2.14	Forme d'onde du convertisseur MMC pour la méthode PS-PWM (gauche) et NLE (droite) pour $N = 4$	24
2.15	Tension sur les capacités pour la méthode PS-PWM (gauche) et NLE (droite) pour $N = 4$ et $v_{ac} = 320V$	24
3.1	Modèle équivalent d'un MMC monophasé	27
3.2	Modèle équivalent d'un MMC monophasé	29
3.3	Courant dans la charge RL	31
3.4	Courant i_{dc} dans un bras	31
3.5	Somme des tensions des capacités dans le demi-bras supérieur et inférieur	32
3.6	Courant i_{dc} dans un bras	32
3.7	Modèle équivalent d'un convertisseur connecté au réseau	32
3.8	Implémentation du contrôleur externe PI faisant référence aux équations 3.7. * et m signifiant consignes et mesures respectivement.	34
3.9	Implémentation du contrôleur externe direct faisant référence aux équations 3.7. * et m signifiant consignes et mesures respectivement.	34
3.10	Résultat d'une rampe de consigne en puissance $P = [0, 1]pu$ durant une demi-seconde $t^* = [3, 3.5]s$ sur le contrôle externe direct et le contrôle PI. Le taux d'échantillonnage des deux contrôles vaut $1ms$. Le contrôle direct est plus performant que le contrôle PI.	35

3.11	Implémentation du contrôleur interne PI. * et m signifient consignes et mesures respectivement	36
3.12	Implémentation du contrôleur d'énergie interne. * et m signifient consignes et mesures respectivement	37
3.13	Représentation du courant i_{diff} dans le bras monophasé sans contrôle $t = [0, 3]s$ et avec la stratégie de contrôle décrite en section 3.2.2 en $t = [3, 6]s$	38
3.14	Consigne de puissance imposée au convertisseur pour les différentes simulations à venir.	39
3.15	Comparaison de la puissance transmise au réseau (gauche) et le comportement du courant du lien HVDC entre le convertisseur sous les hypothèses 1,2,3,4,5,6 (rouge) et le convertisseur sous les hypothèses 1,3,4,5,6 (bleu).	39
3.16	Comparaison du comportement de la somme des tensions des capacités du bras inférieur de la phase A (gauche) et de la tension du lien DC (droite) entre le convertisseur sous les hypothèses 1,2,3,4,5,6 (rouge) et le convertisseur sous les hypothèses 1,3,4,5,6 (bleu).	40
3.17	Comparaison du comportement de la tension d'une capacité du bras inférieur (gauche) et supérieur (droite) de la phase A entre le convertisseur sous les hypothèses 1,2,3,4,5,6 (rouge) et le convertisseur sous les hypothèses 1,3,4,5,6 (bleu).	40
3.18	Comparaison de l'erreur de la boucle de contrôle d'énergie totale (gauche) et l'erreur de la boucle de contrôle d'équilibrage d'énergie (droite) entre le convertisseur sous les hypothèses 1,2,3,4,5,6 (rouge) et le convertisseur sous les hypothèses 1,3,4,5,6 (bleu).	40
3.19	Comparaison de la puissance transmise au réseau (gauche) et du courant du lien DC (droite) entre le convertisseur sous les hypothèses 1,2,3,4,6 (rouge) et le convertisseur sous les hypothèses 1,3,4,6 (bleu).	41
3.20	Comparaison du comportement de la somme des tensions des capacités du bras inférieur de la phase A (gauche) et de la tension du lien DC (droite) entre le convertisseur sous les hypothèses 1,2,3,4,6 (rouge) et le convertisseur sous les hypothèses 1,3,4,6 (bleu).	41
3.21	Comparaison du comportement de la tension d'une capacité du bras inférieur (gauche) et supérieur (droite) de la phase A entre le convertisseur sous les hypothèses 1,2,3,4,6 (rouge) et le convertisseur sous les hypothèses 1,3,4,6 (bleu).	42
3.22	Comparaison de la puissance transmise au réseau (gauche) et du comportement du courant du lien DC (droite) entre le convertisseur sous les hypothèses 1,4,6 $f_{sw} = 250hz$ (rouge) et $f_{sw} = 1500hz$ (bleu)	43
3.23	Comparaison du comportement de la somme des tensions des capacités du bras inférieur de la phase A (gauche) et du comportement de la tension du lien DC (droite) entre le convertisseur sous les hypothèses 1,4,6 $f_{sw} = 250hz$ (rouge) et $f_{sw} = 1500hz$ (bleu).	44
3.24	Comparaison du comportement de la tension d'une capacité du bras inférieur (gauche) et supérieur (droite) de la phase A entre le convertisseur sous les hypothèses 1,4,6 $f_{sw} = 250hz$ (rouge) et $f_{sw} = 1500hz$ (bleu)	44
3.25	Tension de toutes les capacités du convertisseur sous les hypothèses 1,4,6 avec $f_{sw} = 250hz$	44
3.26	Tension de toutes les capacités du convertisseur sous les hypothèses 1,4,6 avec $f_{sw} = 1500hz$	45

3.27	Représentation des convertisseurs MMC maître et esclave attachés à leur réseau respectif au PCC (point of common coupling) par une impédance de liaison. Les contrôles principaux ainsi que les mesures et consignes respectives à leur bon fonctionnement ont été représentés.	46
3.28	Consigne de puissance pour les différents réglages du convertisseur MMC maître	48
3.29	Fonctionnement instable dû au k_i de la boucle d'équilibrage d'énergie trop important. Répercussion directe sur la boucle de contrôle d'énergie malgré de bons paramètres.	49
3.30	Fonctionnement instable dû au k_i de la boucle d'équilibrage d'énergie trop important. Répercussion directe sur la somme des tensions des capacités et la tension u_{diff}	49
3.31	Fonctionnement stable mais imparfait du contrôle d'énergie dû à son k_p trop faible. Aucune répercussion sur la boucle d'énergie qui reste stable.	49
3.32	Fonctionnement stable mais imparfait de la somme des tensions des capacités (phase A du demi-bras supérieur) dû au k_p de la boucle de contrôle d'énergie trop faible. Aucune répercussion visible sur la tension u_{diff}	50
3.33	Fonctionnement stable dû aux bons paramètres k_i et k_p des contrôles d'énergie internes.	50
3.34	Fonctionnement stable dû aux bons paramètres k_i et k_p des contrôles d'énergie internes.	50
3.35	Erreur sur les consignes I_q^* et I_d^* en fonction des différentes valeurs des coefficients k_p et k_i	51
3.36	Consignes de référence données par le contrôleur direct. Celles-ci sont les mêmes pour les deux scénarios.	51
3.37	Puissance active (gauche) et puissance réactive (droite) mesurées à la sortie du convertisseur.	51
3.38	Puissance active injectée dans le réseau au PCC en fonction de différents types de contrôles et paramètres PI au démarrage du convertisseur.	52
3.39	Tension du lien HVDC (gauche) et courant injecté dans le réseau au PCC (droite) en fonction de différents types de contrôles et paramètres PI au démarrage du convertisseur.	53
3.40	Consigne de puissance appliquée au convertisseur maître (gauche) et puissance mesurée au PCC du réseau B (droite) en fonction des paramètres du régulateur PI en régime.	53
3.41	Courant i_{dc} dans le lien HVDC (gauche) et sa tension associée (droite) en fonction des paramètres du régulateur PI en régime.	54
4.1	Représentation schématique du contrôle primaire et secondaire sur le comportement de la fréquence du réseau suite à une perturbation.	56
4.2	Représentation schématique d'un droop ou statisme pour le contrôle primaire des machines tournantes sur le réseau. Un écart de fréquence négatif $f < f_0$ entraîne la production d'une fraction de la puissance $P_{m,0}$ en plus et vice versa.	58
4.3	Représentation schématique dans le domaine de Laplace du contrôle d'une turbine ayant une fonction de transfert $G_t(t)$ et un gain K_t sur l'erreur.	58
4.4	Représentation schématique du modèle à un nœud. L'ajout de $\Delta P_{e,conv}$ faisant référence à l'injection de puissance électrique du convertisseur MMC maître. . . .	59
4.5	Simulation d'une perte d'un générateur de 100MW en $t = 3s$ sur le modèle à un nœud dont les paramètres sont donnés en table 4.1.	60
4.6	Illustration d'un changement de fréquence pour un sinus de type $\sin(2\pi ft)$ avec $f(t) = t$, le graphe du haut montrant l'erreur à ne pas commettre tandis que les graphes du bas montrent la valeur approximée par l'intégration de <i>Simulink</i> et sa réponse exacte.	61

4.7	Implémentation de la source de tension triphasée avec changement de fréquence sous <i>Simulink</i>	61
4.8	Consigne P^* imposée au convertisseur maître MMC de 100MW dont les paramètres sont donnés en table 3.3.	62
4.9	Tension du lien HVDC U_{dc} de deux convertisseurs MMC de 100MW dont les paramètres sont donnés en table 3.3. Simulation incluant le modèle à un nœud. . .	62
4.10	Fréquence du réseau A (gauche) et puissance injectée dans le réseau B (droite) pour deux convertisseurs MMC de 100MW dont les paramètres sont donnés en table 3.3. Simulation incluant le modèle à un nœud.	63
4.11	Simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de 100MW en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de 200MW en $t = 14s$	64
4.12	Représentation du contrôleur MMC maître incluant le contrôleur de statisme . .	64
4.13	Implémentation du contrôleur de statisme pour le convertisseur MMC maître. . .	64
4.14	Fréquence du réseau A pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de 100MW en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de 200MW en $t = 14s$ pour le contrôle en statisme.	65
4.15	Tension du lien HVDC pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de 100MW en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de 200MW en $t = 14s$ pour le contrôleur en statisme	65
4.16	Puissance active injectée aux réseaux A et B pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de 100MW en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de 200MW en $t = 14s$ pour le contrôleur en statisme.	66
4.17	Puissance réactive injectée aux réseaux A et B pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de 100MW en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de 200MW en $t = 14s$ pour le contrôleur en statisme.	66
4.18	Implémentation de la méthode SVC PLUS ES.	67
4.19	Fonctionnement de la <i>deadband</i> et de la <i>Ramp Controller</i> [Spahic et al., 2015] . .	68
4.20	Méthode SVC PLUS ES avec support de tension et fréquence.	68
4.21	Fréquence du réseau A pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de 100MW en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de 200MW en $t = 14s$ pour deux contrôles ($P_{max} = 65\%$ et $P_{max} = 100\%$) SVC PLUS ES. . .	70
4.22	Tension U_{dc} du lien HVDC pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de 100MW en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de 200MW en $t = 14s$ pour deux contrôles ($P_{max} = 65\%$ et $P_{max} = 100\%$) SVC PLUS ES.	70
4.23	Courant i_{dc} du lien HVDC pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de 100MW en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de 200MW en $t = 14s$ pour deux contrôles ($P_{max} = 65\%$ et $P_{max} = 100\%$) SVC PLUS ES.	70
4.24	Puissance active injectée aux réseaux A et B pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de 100MW en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de 200MW en $t = 14s$ pour deux contrôles ($P_{max} = 65\%$ et $P_{max} = 100\%$) SVC PLUS ES.	71
4.25	Puissance réactive injectée aux réseaux A et B pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de 100MW en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de 200MW en $t = 14s$ pour deux contrôles ($P_{max} = 65\%$ et $P_{max} = 100\%$) SVC PLUS ES.	71
4.26	Fréquence du réseau A pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de 100MW en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de 200MW en $t = 14s$. Contrôle SGEC activé.	72

4.27	Tension HVDC du lien pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$. Contrôle SGEC activé.	73
4.28	Puissance active injectée aux réseaux A et B pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$. Contrôle SGEC activé.	73
4.29	Puissance réactive injectée aux réseaux A et B pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$. Contrôle SGEC activé.	73
4.30	Fréquence du réseau A pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$ pour le contrôle en statisme.	74
4.31	Tension du lien HVDC pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$ pour le contrôleur en statisme.	74
4.32	Puissance active injectée aux réseau A et B pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$ pour le contrôleur en statisme.	75
4.33	Puissance réactive injectée aux réseaux A et B pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$ pour le contrôleur en statisme.	75
A.1	Comparaison des puces FPGA et ASIC [AnySilicon, 2016]	79

Liste des tableaux

1.1	Histoire de l'électricité, grandes époques	1
2.1	Description des symboles utilisés à la figure 2.6	16
2.2	Différence des méthodes PS-PWM et NLE pour $N = 4$ et $v_{ac} = 320kV$	24
2.3	Différence des méthodes PS-PWM et NLE pour $N = 40$ et $v_{ac} = 320kV$. Fré- quence des interrupteurs égale.	25
2.4	Différence des méthodes PS-PWM et NLE pour $N = 40$ et $v_{ac} = 320kV$. THD égale.	25
2.5	Différence des méthodes PS-PWM et NLE pour $N = 100$ et $v_{ac} = 320kV$. Fré- quence des interrupteurs égale.	25
2.6	Différence des méthodes PS-PWM et NLE pour $N = 100$ et $v_{ac} = 320kV$. THD égale.	25
3.1	Paramètres utilisés par la simulation MMC monophasé	31
3.2	Résistances de bras de différents convertisseurs reconvertis en pu	45
3.3	Caractéristiques de la configuration back to back et de ses régulateurs.	47
4.1	Paramètres décrivant le modèle à un nœud utilisé pour les simulations numériques	59
4.2	Simulation des convertisseurs MMC maître et esclave durant 30 secondes avec PI imparfait et parfait sur un processeur Intel Core i7 3930K cadencé à 3.5GHz . .	60

1.1 Histoire de l'électricité

Depuis le début de l'histoire de notre terre et bien avant l'apparition des hommes, l'électricité était présente. Celle-ci, se manifestant souvent brutalement et de façon spectaculaire (e.g. les éclairs), lui donna une place dans la religion des hommes (e.g. Zeus) et fera longtemps l'objet de mythes. De même, les lucioles et autres poissons lumineux étaient vus comme des apparitions divines car la lumière, inconnue à cette époque devait émaner de Dieu.

Ce n'est qu'à partir de 600AV J-C que remonte sa première trace écrite avec le philosophe Thalès de Milet. En effet, celui-ci découvrit que l'ambre jaune, une fois frottée avait la particularité d'attirer des brins de pailles, des petits morceaux de bois,... [des Contenus et Savoirs,] et [Serge, 2006]. Finalement, ce n'est que 2000 ans plus tard, en 1600 que William Gilbert souhaite mettre un nom sur ce phénomène qu'il étudie à l'instant. La racine du mot *électricité* se trouve dans la traduction des écrits de Thalès où ambre jaune se traduit par *elektron* en Grec ancien. De la même manière, *magnétisme* trouve son origine de *la pierre de magnésie*, un aimant naturel utilisé dans les premières boussoles.

Cependant, il faudra attendre le 19^{ème} siècle, qualifié de tournant historique, pour obtenir de vraies études caractérisant cette nouvelle technologie. Dans les grandes lignes, nous pouvons citer :

TABLE 1.1 Histoire de l'électricité, grandes époques

1733	• L'intendant Du Fay distingue qu'il existe une électricité positive et une électricité négative, faisant référence à l'attraction ou répulsion respectivement.
1752	• Benjamin Franklin comprend que la foudre est un phénomène dû à l'électricité et invente le paratonnerre pour prouver ses dires.
1799	• Volta invente la première pile électrique en empilant alternativement des disques de métaux différents.
1820	• André-Marie Ampère découvre et formule les quelques premières lois sur les relations du magnétisme et de l'électrodynamique
1868	• Zénobe Gramme, père de la dynamo permet de créer de l'électricité <i>sur commande</i> et permet de mettre facilement en application les autres découvertes.
1879	• Thomas Edison invente l'ampoule à incandescence et apporte la lumière électrique. Cette même année une centrale hydroélectrique de 7kW voit le jour.
1891	• Création et implémentation de la première ligne à haute tension
1892	• La ville Heilbronn en Allemagne est la première ville d'Europe où un système de distribution d'électricité est installé.

Il est important de mentionner qu'à partir de 1890, un choix a été fait de se tourner vers l'électricité sous forme alternative plutôt que continue. C'est ce que propose d'étudier la prochaine section.

1.2 Guerre des courants alternatif et continu

Dès que l'électricité est apparue aux États-Unis, elle sera mise en service par Edison. Celui-ci étant plus bricoleur que chercheur, il remarqua directement l'attrait de ce courant simple à mettre en place. En effet, le courant continu DC¹ était très bien adapté aux consommateurs de l'époque qu'étaient les lampes à incandescence. Dans un second temps Tesla, inventeur et chercheur pointilleux, étudiait les bénéfices du courant alternatif AC².

Malgré l'essor du courant continu prôné par Edison, Tesla a su faire valoir le courant alternatif grâce à ses différentes avancées technologiques. En effet, à cette époque, celui-ci a l'avantage de pouvoir être transporté sur de longues distances grâce à l'utilisation de transformateurs. La tension était environ dix fois plus élevée entre les liaisons des villages permettant de diminuer les pertes et d'éloigner les différentes centrales de génération d'électricité. La possibilité d'utiliser des générateurs sans balais réduisait l'usure et augmentait son taux de disponibilité. La bataille autant technique que politique qui faisait rage entre ces deux amis devenus rivaux fût terminée lorsque Tesla su vendre sa technologie pour la production d'électricité longue distance visant à exploiter les chutes du Niagara en 1890. C'est cette date clé qui déterminera le futur de l'électricité aux États-Unis ainsi qu'en Europe.

1.3 Remise en cause de la technologie High Voltage Alternative Current

Sans aucun doute, le courant AC est bien plus répandu que le DC à l'heure actuelle. Cependant, les avancées techniques de ces quelques dernières décennies ont permis de rendre le courant DC bien plus attractif qu'autrefois. En effet, l'arrivée des semi-conducteurs du 20^{ème} siècle a rendu possible son utilisation dans les hautes puissances et tensions au travers des lignes de transport à section plus faible. Il arrive même que pour une certaine distance ($\approx 500km$, dépendant des conditions), le courant continu malgré ses coûts initiaux colossaux soit plus rentable que son homologue alternatif. A l'aide de la figure 1.1, on remarque que le coût des installations HVAC³ est bien moins élevé que celui des HVDC⁴, ce qui n'est pas vrai avec le coût des longueurs des lignes.

En effet [Padiyar, 1990], d'une part le coût des stations est moins élevé pour les systèmes fonctionnant au courant AC car ceux-ci sont composés, pour la plupart du temps, par de simples transformateurs tandis que les stations HVDC actuelles doivent avoir recours à des filtres et des convertisseurs plus complexes pour leur bon fonctionnement.

D'autre part, plus la longueur de la ligne est grande, plus le coût d'implémentation de la ligne AC est importante. Cela s'explique par le fait que la longueur du câble accroît sa capacité parasite, et donc le recours à des compensateurs d'injection de puissance réactive est obligatoire. Finalement, la perte par effet de peau n'est pas du tout négligeable et oblige l'augmentation de la section du câble. Les lignes HVDC ne sont pas touchées par ce problème et la section de leur

1. Direct Current

2. Alternative Current

3. High Voltage Alternative Current

4. High Voltage Direct Current

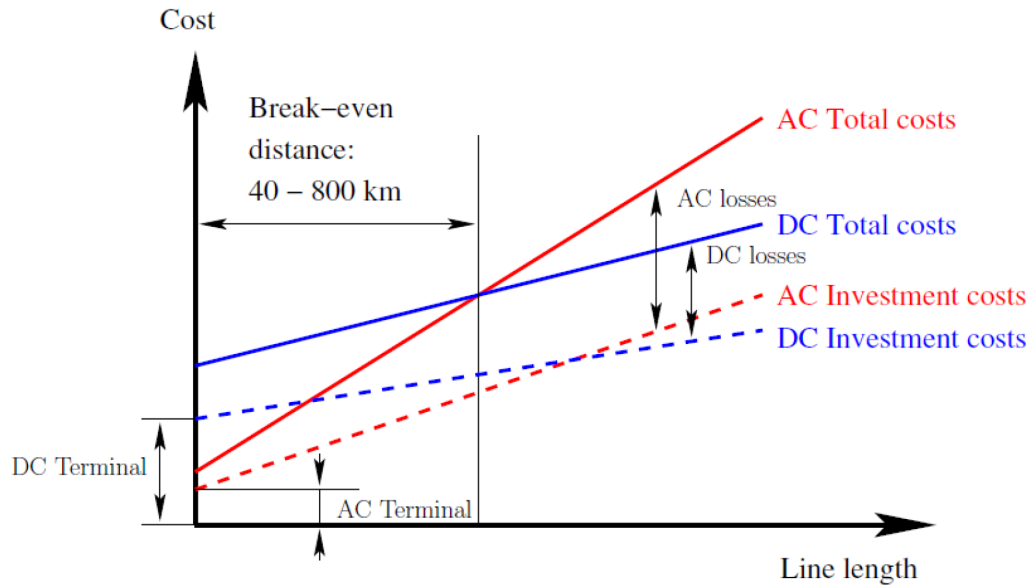


FIGURE 1.1 – Coût des investissements dans la technologie HVAC ou HVDC [Jaeger, 2015]

câble est pleinement exploitable. Terminons sur le fait que les lignes AC utilisent trois câbles contre deux en DC.

Les forces du lien HVDC

- **Utilisation de longs câbles aériens et/ou souterrains facilitée.** Les câbles souterrains sont plus proches et augmentent ainsi leurs interactions lorsqu'un courant AC y passe. De ce fait, une majeure partie de la puissance active sert simplement à charger ou décharger les capacités de lignes. Il se peut même que passé une longueur critique (40 à 100km), le câble ne fournisse plus que de la puissance réactive. Le choix de la technologie HVDC permet d'accroître énormément les distances (600km) [Hingorani, 1996], [Woodford, 1998]. L'impact visuel est quant à lui diminué voir absent, ce qui réjouit la population locale de moins en moins encline à accepter le passage de lignes à haute tension dans leur voisinage.
- **Permet la liaison de réseaux incompatibles.** Le courant alternatif ne permet pas de se coupler à un réseau d'une fréquence ou d'une phase différente. Une liaison HVDC quant à elle permet de relier deux réseaux asynchrones. Ceci est discuté plus en détails dans le chapitre 4.
- **Impact sur l'environnement limité.** Les lignes HVDC ont une faible influence sur l'environnement et la plupart peuvent être évitées avec de bonnes installations. Le dérangement peut être sonore, une perte d'huile⁵, un risque d'incendie, une pollution électromagnétique ou encore une présence d'harmonique dans le réseau [Cigre, 2012]. Finalement, l'utilisation de deux câbles uniques ainsi que la réduction non négligeable de leurs sections permet à la technologie HVDC d'être au minimum 33% moins consommatrice en matériaux conducteurs que son homologue HVAC.
- **Contrôle amélioré.** La liaison HVDC est capable d'échanger une puissance définie, mesurable et constante à travers son lien. Elle permet notamment d'aider le travail du contrôle tertiaire des machines tournantes ainsi que de forcer le passage d'un courant afin d'alimenter certaines lignes HVAC de manières différentes (voir section 1.5, point 7).

5. Ceci est vrai pour les LCC mais peut être faux pour les VSC et MCC, nomenclatures introduites à la section 1.4.

- **Stabilité renforcée.** Les convertisseurs HVDC permettent de créer sur commande de la puissance réactive dans leur propre réseau sans influencer la ligne HVDC. Dans ce cas précis, ils montrent l'avantage de pouvoir aider au maintien de la tension. Il est aussi possible de les utiliser au maintien de la fréquence, ce qui est détaillé au chapitre 4. Finalement, les défauts d'un réseau ne sont pas propagés au travers de la ligne et leur arrêt est quasiment immédiat ($\approx 2.5 - 100ms$) [Cigre, 2012], [Fairley, 2013].
- **Fiabilité augmentée.** Pour un même niveau de redondance que d'une ligne de courant AC, la fiabilité de disponibilité statistique d'une ligne HVDC se voit être entre $[97.1, 100]\%$ contre $[97.2, 97.4]\%$ pour une haute tension alternative [Cigré, 2010].

1.4 Trois grandes étapes dans la technologie HVDC

De 1970 à aujourd'hui, trois grandes générations se sont succédées [Abildgaard and Molinas, 2012]. A savoir les LCC ou *The thyristors bases Load Commutated Converter*, les VSC ou *Classical Voltage Source Converter* pour finalement amener les MMC *Modular Multilevel Converter* qui seront l'objet des chapitres prochains. Cette section a pour but de comprendre les avantages et inconvénients de chaque technologie tout en impliquant les notions de temps et technologies passées.

1.4.1 The thyristors bases Load Commutated Converter

La technologie LCC introduite au début des années 1970 n'a pas à rougir face aux deux nouvelles méthodes. En effet, il reste à l'heure actuelle le convertisseur pouvant atteindre la plus grande puissance nominale tout en ayant les pertes les plus faibles d'environ 0.7% de la puissance y circulant (1.4% en incluant les deux stations), ceci est représenté en figure 1.2. Cependant, quelques désavantages lui enlèvent sa première place, citons [Cigré, 2010] :

- La liaison LCC doit transporter une puissance minimale d'environ 5% à 10% de la puissance nominale pour être fonctionnelle, sans quoi des échecs dans les commutations pourraient se produire.
- Le redresseur absorbe une puissance réactive non négligeable et fort variable au réseau auquel il est connecté. Ils ont donc l'obligation d'être construits avec l'intégration de compensation réactive.
- Le LCC emploie des thyristors, sorte de diode dont l'allumage est commandé par une gâchette. Une fois celle-ci activée, le thyristor ne peut se remettre à l'état bloquant que si le courant passe par zéro. La structure des LCC est basée sur le passage par zéro de la tension alternative, tension de commutation des thyristors. Ce qui implique que le fonctionnement entier des deux convertisseurs doit se faire sur des réseaux alternatifs sans faute. Les liaisons LCC ne sont donc pas capables d'alimenter un réseau ayant subi un black out.
- La direction du courant au travers la ligne HVDC est fixée. L'inversion de celui-ci est faite en inversant la polarité de la tension des deux convertisseurs LCC.

Finalement, en plus des avantages apportés par les liaisons HVDC, les LCC peuvent éliminer directement en station les courants de court-circuit DC, intérêt important.

1.4.2 Classical Voltage Source Converter

Le VSC a pu être inventé grâce à l'exploitation massive d'une nouvelle forme de transistor breveté en 1982 appelé IGBT ou *Insulated Gate Bipolar Transistor*⁶. Ce nouveau composant aura les avantages des transistors à effet de champ tout en conservant de faibles pertes par conduction.

6. En français, il est possible de le traduire par transistor bipolaire à grille isolée.

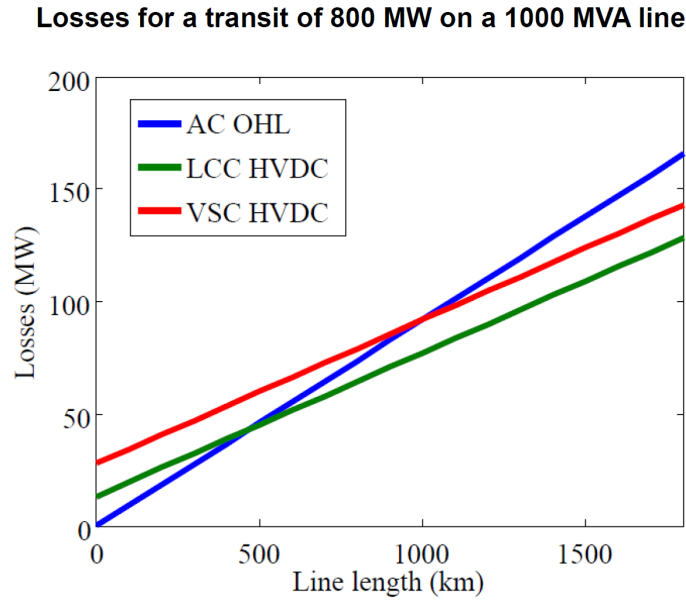


FIGURE 1.2 – Comparaison des pertes dans les stations DC LCC, DC VSC et AC pour un transit de 800MW d’une ligne de 1000MVA en fonction de la longueur de celle-ci[Jaeger, 2015]

Sa fréquence rapide d’ouverture et fermeture ainsi que sa grande habilité à soutenir des tensions fortement élevées le feront apparaître dans toutes les technologies hautes puissances de l’époque.

Les VSC exploitent ce nouvel atout tout en reprenant les fondamentaux des LCC. Les thyristors seront remplacés par les IGBT auxquels une diode de roue libre y est greffée pour le protéger des retours de courant. La bobine de lissage est quant à elle remplacée par des capacités maintenues à tension constante.

Les premiers VSC utilisaient deux niveaux comme sur la figure 1.3. L’onde créée ne pouvait être qu’un signal carré d’amplitude $-U_{dc}$ à U_{dc} . La distorsion de ce signal ne pouvant être injectée dans le réseau telle quelle, les IGBT étaient pilotés par une méthode PWM ou *Pulse With Modulation*, connu aussi sous le nom MLI (Modulation à Largeur d’Impulsion). Le signal ainsi recréé par approximation et filtré devenait une sinusoïde dont les faibles distorsions rendaient possible son injection dans le réseau. Quelques années plus tard, on introduit les VSC à trois niveaux ([$-U_{dc}; 0; U_{dc}$] , Fig.1.3).

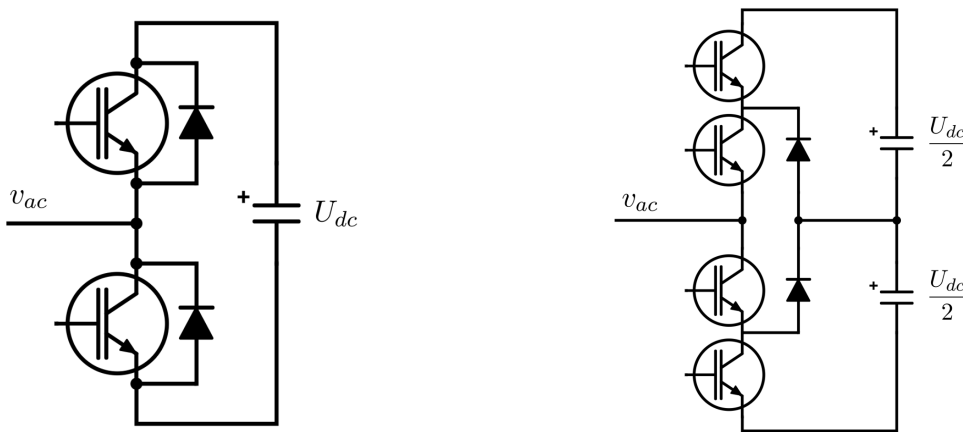


FIGURE 1.3 – Structures des VSC 2 (gauche) et 3 niveaux (droite).

La première application VSC HVDC a été introduite en 1997 par la société ABB concept HVDC Light. Par rapport à la première génération, ses avantages sont les suivants [Abildgaard and Molinas, 2012] :

- Les puissances actives et réactives peuvent être toutes deux contrôlées et ce, indépendamment. Le VSC possède aussi toute la gamme de puissance de zéro à la nominale. Finalement, on dit qu'ils opèrent dans les quatre quadrants du plan PQ car même quand aucune puissance active n'est requise, ils peuvent générer une puissance réactive positive ou négative.
- Il n'y a pas besoin d'une compensation réactive ce qui rend les stations VSC plus petites car les filtres hautes fréquences sont plus compacts.
- Le convertisseur ne doit pas être alimenté des deux côtés pour fonctionner car le pilotage des IGBT est indépendant.
- Le convertisseur peut être branché sur des réseaux qualifiés de *faibles*, c'est à dire avec un manque de génération électrique que doit combler le VSC.
- Le VSC utilise des transformateurs de tension ordinaires et plus faciles d'entretien.
- Les VSC peuvent changer à tout moment la direction de la puissance traversant le lien HVDC.
- Il est possible d'utiliser des câbles ne nécessitant pas d'huile, ce qui présente un avantage environnemental. Citons les câbles en polyéthylène réticulés ou XLPE. L'inversion de polarité semblait les endommager mais des nouvelles recherches semblent lever cet obstacle. Les XLPE ont l'avantage d'être plus légers, coûtent moins cher et ont un diamètre plus petit ce qui les rend attrayants [Europacable, 2011], [Murata et al., 2011].
- Les courants de court-circuit DC ne peuvent être éliminés dans la station. Il est obligatoire d'ouvrir les relais AC du convertisseur.
- Les pertes d'un convertisseur VSC s'élèvent à environ 1.7% de la puissance active le traversant, ce qui est plus du double des LCC.

1.4.3 Modular Multilevel Converter

Cette technologie ne sera pas complètement détaillée dans cette section puisque c'est celle qui sera étudiée tout au long de ce rapport. Nous apporterons donc ses idées principales.

En plus de regrouper tous les avantages des VSC comparés aux LCC, on peut lui ajouter :

- Les MMC peuvent être utilisés pour tous types de puissance et de tension. En effet, leur technologie bâtie sur des sous-modules peut être facilement adaptée et y augmentant leurs nombres.
- Les sous-modules étant les mêmes, une production en masse pourrait être envisageable.
- Les MMC génèrent très peu d'harmoniques. Celles-ci sont de très hautes fréquences et les MMC peuvent se permettre de ne pas avoir recours à des filtres (selon les topologies utilisées, voir le chapitre 2) diminuant leurs coûts.
- Les pertes des MMC, avoisinant 1% par convertisseur, sont bien plus faibles que celles des VSC. Cependant, elles sont toujours plus importantes que les LCC. Cette baisse de pertes est obtenue par une baisse de fréquence des interrupteurs de chaque sous-module ainsi qu'une faible tension les traversant. Finalement, nous verrons que la fréquence effective des interrupteurs est élevée, permettant une faible distorsion harmonique.
- Tout comme les LCC, les MMC peuvent éliminer les courants de court circuit.
- La dérivée $\frac{dv_{ac}}{dt}$ (où v_{ac} est la tension alternative du réseau) est réduite et permet l'utilisation de transformateurs dont l'isolation est inférieure.

- Les IGBT ne devant pas tous être commutés simultanément, l'amorçage de ceux-ci n'est pas si complexe que sur un montage VSC à 2 ou 3 niveaux.

Finalement, nous pouvons citer ses désavantages :

- Un convertisseur MMC a besoin d'un nombre extrêmement important de sous-modules, c'est à dire un nombre tout aussi élevées en IGBT augmentant ainsi ses coûts.
- Les MMC peuvent faire abstraction des capacités de tenue du lien HVDC, mais requièrent alors des capacités de capacité⁷ élevées sachant soutenir de larges tensions.
- Le résultat de tous ces sous modules additionnés augmente la taille des stations. Elles restent cependant plus petites que les stations LCC.

1.5 Applications passées et actuelles

Par le passé, la technologie HVDC a montré un avantage certain par rapport à l'HVAC. Dans cette section, nous illustrons les forces des liaisons HVDC présentée en section 1.3 par quelques exemples actuels.

1. **HVDC Nelson River ou Manitoba Bipole.** Dans les années 1960, le fleuve Nelson situé au Canada présentait de bons atouts pour l'implémentation d'une centrale hydroélectrique. Malheureusement, les centres de productions retenus étaient très éloignés ($\approx 900km$) des centres de consommations électriques. La première ligne HVDC fût mise en service en 1972. Elle se basera encore sur les valves à vapeur de mercure qui ont été spécialement dimensionnées pour cette centrale. En effet, cette ancienne technologie était suffisamment connue et robuste pour écarter les thyristors, nouveaux venus. [Wikipédia, 2015d]
2. **HVDC Gotland.** Dans les années 1950, des ingénieurs pensèrent à une solution pour l'alimentation externe de l'île Gotland située en Suède. Malheureusement la technologie HVAC a rapidement présenté ses limites. En effet, la transmission de puissance se faisant majoritairement sur une liaison sous-marine de 98km, ils n'ont guère d'autres choix que de se rabattre sur une technologie nouvelle, les HVDC LCC. Gotland 1 sera inauguré en 1954 et pourra transférer 20MW sous 100kV entre la ville de Västervik et Ygne. La liaison fonctionnant parfaitement, Gotland 2 vit le jour en 1970. Finalement, avec la population grandissante de Gotland, la demande croissante en électricité rendait le réseau *faible* et était souvent aux limites d'un black out. C'est vers 1987 que la liaison HVDC Gotland 3 fût implémentée avec la technologie VSC. Outre le fait d'exporter 130MW sous 150kV, son deuxième but était de maintenir stable le réseau par l'injection contrôlée de puissance réactive [ABB, 2017].
3. **HVDC Cahora Bassa.** La lisaion de Cahora Bassa est une ligne à courant continu d'une distance de 1420km reliant la centrale hydroélectrique de Cahora Bassa à Johannesburg en Afrique du Sud. A sa mise en service en 1979 c'était la première à avoir une tension nominale de $\pm 533kV$, tension importante pour l'époque. Sa particularité est d'être bipolaire avec un retour de terre. Son impact environnemental est faible malgré l'usage d'un refroidissement à l'huile. Elle sera malheureusement victime de la guerre au Mozambique mais remise en service quelques années plus tard [Wikipédia, 2015b].
4. **HVDC Itaipu.** La liaison HVDC de Itaipu a été mise en service entre 1984 et 1987 pour une puissance de 6300MW sous $\pm 600kV$, une des installations les plus importantes. Malgré des câbles aériens, sa construction sous courant continu est notamment justifiée par la longue distance de 810km séparant le Paraguay et le Brésil. Finalement, le choix d'une technologie HVAC s'est avéré impossible quand l'on sait que les deux pays fonctionnent à des fréquences différentes (50Hz et 60Hz). Notons que cette installation innove par l'utilisation de systèmes numériques à base de microprocesseurs. [Wikipédia, 014a]

7. L'anglais étant plus explicite, "large capacitance".

5. **HVDC Yunnan-Guangdong.** Cette liaison chinoise fonctionnant sur base thyristors de 1418km et de 5000MW a permis de relier les deux barrages Xiaowan et Jinanqiao à Guangdong, région industrielle. Sa tension gigantesque de $\pm 800\text{kV}$ a été permise grâce à des innovations technologiques particulières. En effet, les équipements électriques ont dû être dimensionnés pour résister à la pollution atmosphérique élevée à Suidong qui encrasse et détruit les isolateurs. De plus, les distances d'isolement de la tension continue atteignent environ 10 mètres, soit quasiment le double que pour des tensions de 500kV . Il a fallu revoir les laboratoires de hautes tensions ne disposant pas, à l'époque, des outils nécessaires de vérification. Finalement, cette ligne a permis la création d'une nouvelle norme dépassant les 600kV . [Wikipédia, 2015c]

6. **HVDC Xianjiaba-Shanghai et Jinping - Sunan, lignes records.**

La station HVDC reliant le barrage de Xiangjiaba fût mise en service en 2010. Cette liaison détenait un double record. En effet, reposant sur la même technologie de $\pm 800\text{kV}$ que sa petite sœur Yunnan-Guangdong, l'amélioration des convertisseurs lui a permis d'obtenir une puissance nominale de 6400MW , ce qui lui donnait le titre de centrale HVDC la plus puissante au monde. A elle seule, elle permet d'alimenter près d'un tiers du pic de consommation de Shanghai. Au moment de son inauguration, sa longueur de 2070km était elle aussi un record, détrônée depuis par la liaison Jinping - Sunan. Effectivement, mise en service en décembre 2012, c'est la ligne HVDC la plus puissante (7200MW) et la plus longue (2090km) du monde. Étonnamment, elle n'a eu aucuns retards et que peu de problèmes durant sa mise en service, gage d'une technologie maîtrisée. Notons que ces deux lignes fonctionnent sur base de thyristor [Wikipédia, 2016a] et [Wikipédia, 2016b].

7. **Utilisation des HVDC pour rediriger le flux de puissance .**

Le réseau HVAC actuel est basé sur des lois simples concernant la dynamique du flux de puissance. Celui-ci est, un peu comme le réseau d'eau, forcée de s'écouler dans certaines directions. Malheureusement, il n'est pas possible de lutter contre et certaines lignes HVAC qui auraient pu être utilisées plus intelligemment se voient complètement saturées. Vient alors la redirection du flux avec les lignes HVDC. En effet, il est possible de modifier les flux de puissances HVAC en forçant l'écoulement de leurs puissances grâce aux liens HVDC et ainsi, de dé-saturer les lignes HVAC considérées comme cruciales. Ceci est schématiquement représenté en Fig.1.4.

Finalement, les installations construites et planifiées montrent que les lignes LCC HVDC sont bel et bien encore utilisées et détiennent le record de tension ($\pm 800\text{kV}$) et de puissance (7200MW). En effet, les projets VSC/MCC existants ou planifiés présentent une tension maximale de $\pm 320\text{V}$ pour une puissance de 1000MW [Abildgaard and Molinas, 2012].

1.6 Débouchés futurs, l'HVDC au cœur de la tourmente énergétique

En réponse au changement climatique actuel, de nombreux pays expriment leur intérêt pour les énergies renouvelables. En effet, la raréfaction des énergies fossiles ainsi que la prise de conscience des répercussions environnementales des émissions de CO_2 explique ce phénomène de grande ampleur. Le développement d'une énergie plus propre se présente aujourd'hui comme une nécessité. La première réponse à ce phénomène a placé les infrastructures du réseau électrique sous une pression croissante. Afin d'intégrer massivement les énergies renouvelables, une nouvelle technologie dont les suédois sont pionniers, est venue se placer en tête de course : le HVDC. Dans les sections précédentes, nous avons vu ses avantages et nous comprenons son intérêt suite au bouleversement quasi-quotidien du réseau. En effet, en plus de pouvoir intégrer les énergies intermittentes, son rendement extrêmement efficient ainsi qu'un contrôle total de la

ligne semblent être indispensables dans les marchés transfrontaliers.

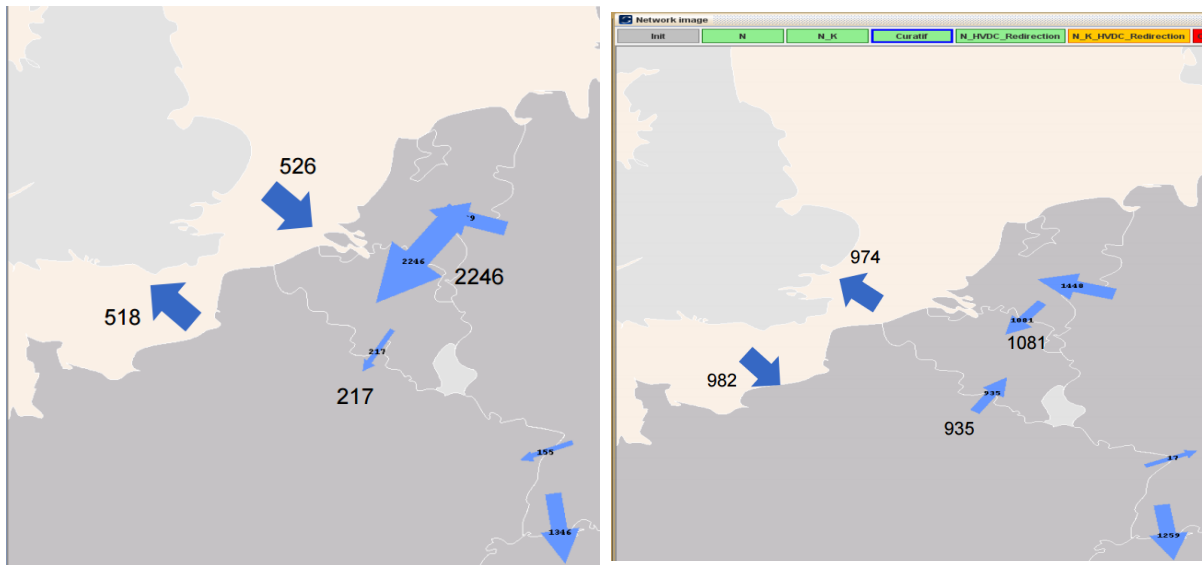


FIGURE 1.4 – Représentation schématique d'un équilibre de flux de puissance HVAC (gauche) et d'un équilibre forcé par l'intervention d'une ligne HVDC (droite) [S.Otjacques, 2017].

L'exemple Suédois

La Suède et son projet *South-West Link* marque un début dans la révolution des lignes HVDC moyenne distance. Celui-ci a pour but de permettre au réseau national suédois d'apporter d'importantes sources d'énergie électrique vers le sud où les productions électriques sont plus rares. En plus de permettre aux Suédois du sud d'obtenir une électricité moins chère, la liaison à la technologie VSC permet une stabilité accrue en fréquence et tension de cette région sud, qui jusqu'à présent était vulnérable aux perturbations [Alstom, 2014], [Alstom, 2015a].

L'exemple Allemand

L'Allemagne ayant décidé d'arrêter ses centrales nucléaires, a injecté des sommes titanesques dans la construction de fermes éoliennes et panneaux photovoltaïques. Les ressources solaires, abondantes au sud ne se situent pas aux mêmes endroits que les éoliennes présentes dans le nord du pays. La météo étant tantôt ensoleillée et tantôt venteuse, l'Allemagne a dû et doit renforcer son réseau pour acheminer l'énergie produite d'une extrémité à l'autre. Pour palier ce problème, les Allemands projettent de construire de trois à cinq lignes HVDC de technologie VSC pour une longueur 3500 à 4700km pour chaque ligne. Première étape pour une *Super Grid*? [Wikipédia, 2015a]

L'exemple Franco-Italien

Les échanges d'électricité entre la France et l'Italie sont d'une capacité d'environ 2650MW. Cette liaison est pour la plupart du temps saturée, il est donc nécessaire de l'augmenter pour répondre aux enjeux de demain. Le passage par les montagnes (voir Fig.1.5) rendait l'utilisation de l'HVAC obsolète. C'est pourquoi la construction en ce moment même de la nouvelle ligne HVDC basée sur la technologie VSC a débuté. D'une longueur de 190km pour une puissance de 1200MW, c'est l'une des premières à établir des niveaux de puissance aussi élevés pour les VSC. Cette ligne permettra de renforcer la capacité d'échange et la solidarité électrique entre les deux pays. De plus, étant souterraine, elle préserve la qualité des paysages de Savoie. C'est un pas complémentaire à la construction du réseau électrique HVDC de demain. [rte france, 2017], [Alstom, 2015b]

Le suivi de la Belgique

La Belgique suit avec engouement les technologies apportées aux réseaux. En effet, pour augmenter sa capacité d'interconnexion, atténuer le risque d'inadéquation entre production et consommation, sécuriser l'approvisionnement ainsi que permettre la circulation des énergies renouvelables, le projet **ALEGrO** reliera la Belgique à l'Allemagne. Dans cette même optique, nous avons le projet **NEMO** qui prévoit la pose de câbles sous-marins et souterrains avec le Royaume-Uni. Finalement, le projet **BRABO** s'inscrit aussi dans cette lignée. Il permettra d'augmenter la capacité d'importation depuis les Pays-Bas tout en garantissant l'approvisionnement en électricité de la ville d'Anvers. [Elia, 2013a],[Elia, 2013b], [Elia, 2016] et [Elia, 2017].

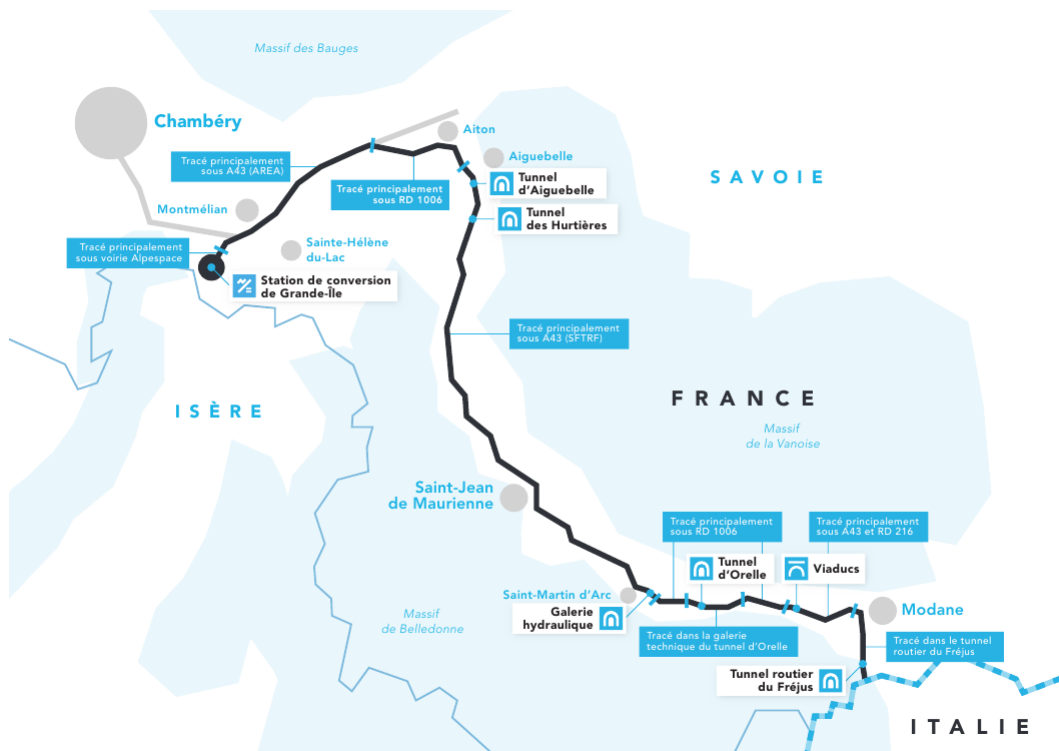


FIGURE 1.5 – Tracé de la ligne souterraine entre l'Italie et la France [rte france, 2017]

Le réseau électrique de demain

Pour accompagner la transition énergétique en Europe et favoriser l'intégration des énergies renouvelables, les gestionnaires de réseaux se sont associés pour construire des interconnexions multi-terminaux HVDC. La prochaine étape est la création d'une **Super-Grid**. En effet, les meilleures sources d'énergies renouvelables exploitables sont à ce jour dans le Sahara (énergie solaire), dans la mer (énergie marine) et sur les côtes grâce aux éoliennes. L'idée d'une **Super-Grid** résoudrait les problèmes d'intermittences des énergies d'un bout de la planète à l'autre, citons par exemple le fait qu'une partie seulement de la terre soit éclairée en permanence par le soleil. Si durant la nuit, un déficit de ressource se faisait sentir, le partage de ces dernières via la **Super-Grid** serait immédiat. La pièce maîtresse de ce réseau se baserait sur les liens HVDC, car ce sont les seuls capables d'assurer des échanges longues distances (qu'elles soient souterraines ou aériennes), et ce à haute efficacité. Finalement, les technologies HVDC permettent de limiter et d'éliminer les fautes dans les réseaux tout en apportant la modularité de pouvoir choisir la fréquence utilisée en fin de distribution. [Desertec, 2017]

Comme expliqué précédemment dans le chapitre 1, le convertisseur MMC est une grande avancée technique basée sur une liaison HVDC [Lesnicar and Marquardt, 2003a]. Ce nouvel arrangement a l'avantage de diminuer la fréquence de commutation évitant ainsi certaines pertes. La grande force des convertisseurs MMC est leur habilité à pouvoir être utilisés et adaptés dans toutes les gammes de tensions et de puissances manipulées à l'heure actuelle. En effet, il suffit d'ajouter plus ou moins de sous-modules dans chacun des bras pour atteindre les différentes spécificités voulues [Lesnicar and Marquardt, 2003b].

Ce chapitre a pour vocation de familiariser le lecteur avec le fonctionnement des convertisseurs de 3^{ème} génération. Il sera introduit par une description des différentes structures existantes en section 2.1 où chaque paramètre sera décrit sur base de l'intuition afin d'appréhender au mieux leur comportement délicat.

Par la suite, un modèle mathématique d'un MMC monophasé sera analysé en section 2.2 dans le but d'extraire et de comprendre les composantes importantes du fonctionnement d'une phase. Ceci permettra de bien mieux anticiper l'enjeu de chaque phase d'un convertisseur triphasé et son lot de complications apportées. Finalement, nous aurons un bagage suffisant pour discuter en section 2.3.2 des premiers aspects de contrôle et d'opération servant à asservir le convertisseur.

2.1 Description de la structure

Comme la figure 2.1 le montre, un convertisseur MMC triphasé est composé

- de sous-modules (submodules)
- de demi-bras (multi-valves)
- de bras (phase units)

Un bras sera directement relié à une phase du réseau. Celui-ci comprenant un demi-bras positif et négatif pour créer une sinusoïde dont l'amplitude vaudra au maximum $U_{dc}/2$, tension du lien HVDC.

Les convertisseurs modulaires multi-niveaux peuvent être séparés en deux grandes catégories¹ :

- Half-bridge
- Full-bridge

Celles-ci sont rapidement évoquées ci-dessous.

1. En effet, il existe aussi les structures dites *Unidirectional*, *Multilevel NPC* et *Multilevel flying capacitor*, moins connues.

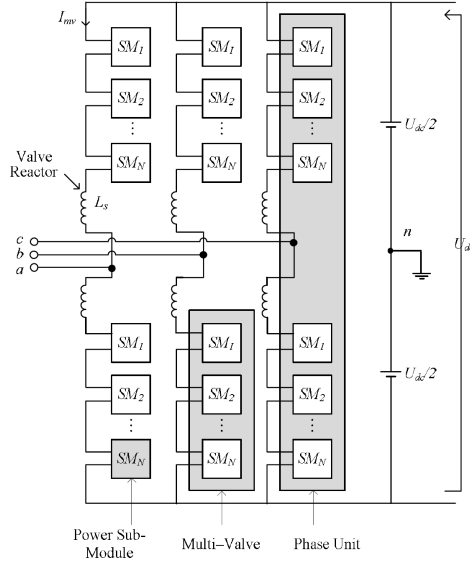


FIGURE 2.1 – Structure d'un convertisseur MMC [Abildgaard and Molinas, 2012]

Half-bridge

Les sous-modules de type half-bridge, représentés en Fig.2.2, contiennent deux diodes de roue libre et interrupteurs IGBT (S_A et S_B) ainsi qu'une capacité C . Il est toutefois possible d'inclure les pertes en ajoutant une résistance R_p . En opération normale, il n'y a qu'un des deux interrupteurs qui est "ON" à un instant donné.

La tension de sortie d'un tel module ne peut prendre que deux valeurs différentes : v_c ou zéro. Avec S_A en position fermée, la tension v_{out} prend la valeur v_c et quand S_B est fermé alors v_{out} vaut zéro. Il est donc possible de piloter sélectivement chaque sous-module d'un bras pour créer une tension étant la somme des v_{out} . Le comportement est schématisé en Fig.2.3 et Fig.2.4.

$$v_{out} = \begin{cases} v_c & S_A \text{ ON et } S_B \text{ OFF} \\ 0 & S_A \text{ OFF et } S_B \text{ ON} \end{cases}$$

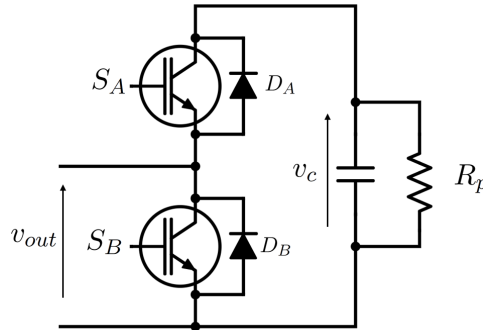
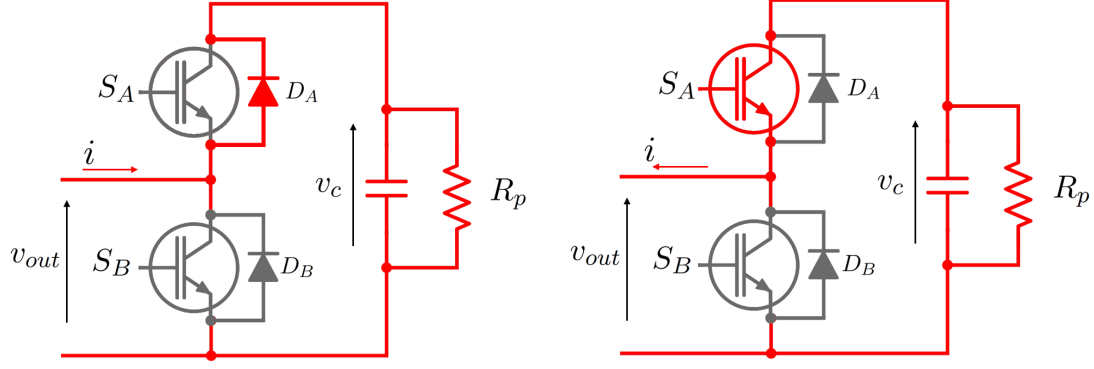


FIGURE 2.2 – Module half-bridge d'un convertisseur MMC

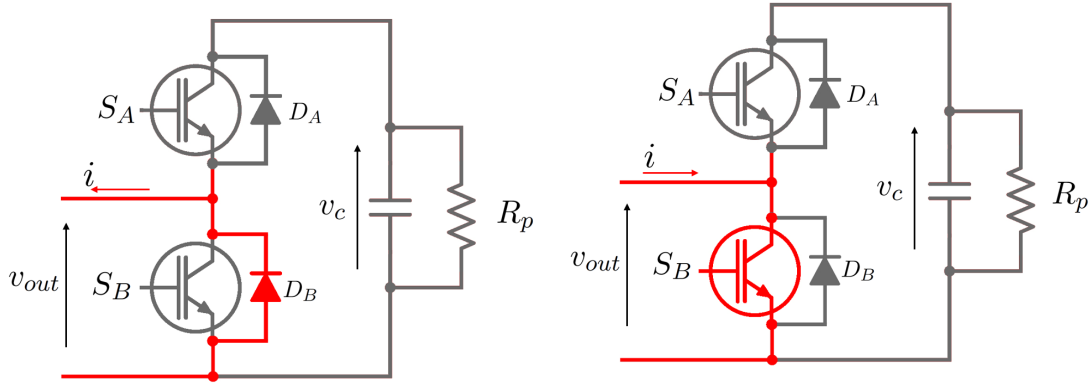
2. En supposant que les IGBT et que les diodes sont parfaites et n'interviennent pas la dans tension v_{out}



(a) Charge de la capacité C par conduction de la diode D_A

(b) Décharge de la capacité C par conduction de l'interrupteur IGBT S_A .

FIGURE 2.3 – Opération normale, charge ou décharge de la capacité C . Le module est dit connecté.



(a) Contournement de la capacité C par conduction de la diode D_B

(b) Contournement de la capacité C par conduction de l'interrupteur IGBT S_B .

FIGURE 2.4 – Opération normale, contournement de la capacité C . Le module est dit déconnecté.

Full-bridge

Le sous-module consiste en quatre diodes de roue libre et interrupteurs IGBT et d'une capacité C , représenté en Fig.2.5. En opération normale, chaque sous-module sera capable de générer une tension $+v_c$, 0 ou $-v_c$.

$$V_{out} = \begin{cases} v_c & S_{A1}, S_{B2} \text{ ON et } S_{A2}, S_{B1} \text{ OFF} \\ 0 & S_{A1}, S_{A2} \text{ ON et } S_{B1}, S_{B2} \text{ OFF} \\ 0 & S_{B1}, S_{B2} \text{ ON et } S_{A1}, S_{A2} \text{ OFF} \\ -v_c & S_{A2}, S_{B1} \text{ ON et } S_{A1}, S_{B2} \text{ OFF} \end{cases}$$

Cette structure est notamment utilisée dans les STATCOM. Le désavantage de celle-ci en comparaison aux half-bridges est un nombre important de IGBT qui conduit à des pertes et des coûts plus importants.

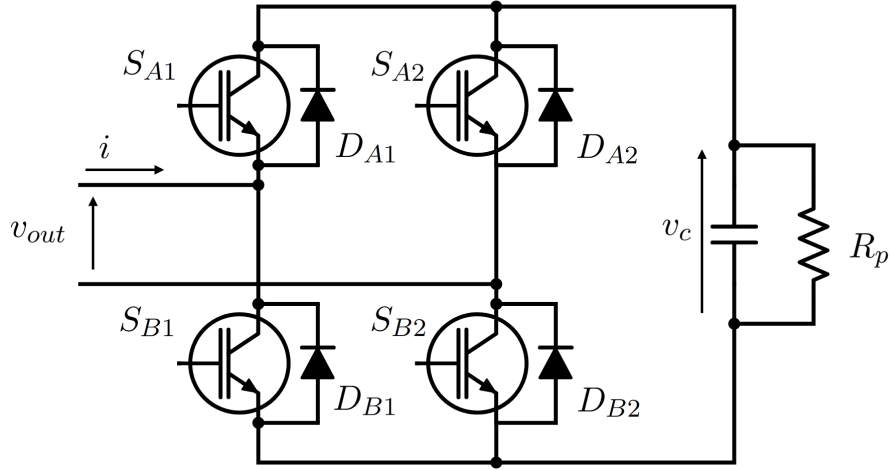


FIGURE 2.5 – Module full-bridge d'un convertisseur MMC

2.1.1 Premier design

Une des premières choses à comprendre est le fonctionnement séparé de chacun des composants ainsi que leurs contraintes associées. Dans cette section nous nous intéresserons à une compréhension macroscopique plutôt que microscopique pour bien fixer les bases.

Dimensionnement du nombre de sous-modules dans un bras

Le nombre de sous-modules dans un bras est directement lié à la tension U_{dc} ainsi que la tension de reprise des IGBT d'environ $5kV$ [B.Jacobson et al., 2010]. Nous obtenons donc pour un bras :

$$\text{Nombre de sous-modules} \geq \frac{U_{dc}}{5kV} \quad (2.1)$$

La répartition dans les demi-bras se faisant de façon équitable (prouvé en section 2.2) pour obtenir une sinusoïde en sortie de même amplitude.

Résistance de bras

La résistance des demi-bras existe mais n'est pas souhaitée. Il faudra diminuer le plus possible son amplitude pour que la chute de tension à ses bornes soit négligeable devant la tension des sous-modules et la tension sur l'inductance des demi-bras. Pour ce faire, des matériaux à faible résistance et à grosse section peuvent être utilisés.

Inductance de bras

L'inductance de bras aura une double mission. D'une part, elle permettra de réguler les différents courants circulant dans un bras suivant une stratégie de contrôle adaptée, stratégie qui modifiera intelligemment la tension à ses bornes à l'aide des sous-modules. D'autre part, elle a un rôle primordial de limitation des courants de défaut pouvant survenir à l'extérieur ou à l'intérieur même du convertisseur. En effet, rappelons que $L \frac{di}{dt} = v$, équation qui prouve que le courant ne peut changer instantanément, et donc que l'inductance L limite bel et bien la vitesse d'augmentation des courants.

Capacité d'un sous-module

Nous nous intéresserons ici aux MMC dans la configuration dite half-bridge. Il est bien sûr possible de généraliser aux full-bridge. Au regard de la Fig.2.2 et tout en supposant un fonctionnement normal du convertisseur, deux cas peuvent exister.

- S_A est ON (et donc S_B est OFF) et le courant i charge ou décharge C . On dit que le sous-module est connecté car une tension est générée aux bornes de C , et propagée aux autres sous-modules : $v_{out} \simeq v_c$. Ceci est schématiquement représenté à la Fig.2.3.
- S_A est OFF (et donc S_B est ON) et le courant i n'a aucune influence sur C . On dit que le sous-module est déconnecté, la tension v_c reste inchangée et n'est pas propagée aux autres sous-modules : $v_{out} \simeq 0$. Ceci est schématiquement représenté à la Fig.2.4.

Nous remarquons aisément que le temps de connexion du sous-module ainsi que la polarité du courant i va directement influencer la valeur de v_c . La capacité doit donc être dimensionnée pour éviter des fluctuations trop importantes tout en restant dans une plage de tension adéquate, c'est à dire [Gnanarathna, 2014] :

$$v_c = \frac{U_{dc}}{N} \pm 10\%$$

N étant le nombre de sous-modules dans un *demi-bras*.

Finalement, un compromis devra être établi entre la stabilité de la tension à ses bornes et une réponse rapide du système permettant d'injecter de la puissance dans le réseau. En effet :

- une capacité trop petite causerait des ondulations de tension excédant la valeur de $\pm 10\%$, pouvant éventuellement distordre la tension AC en sortie.
- une capacité trop grande causerait des retards dans le flux de puissance qu'aurait pu fournir un convertisseur bien dimensionné³.

Un algorithme de contrôle sera présenté en section 3.2.2 permettant de maintenir la tension aux bornes du condensateur dans ses limites.

2.2 Étude d'un convertisseur MMC monophasé

L'approche monophasée nous permettra de nous familiariser avec les concepts d'insertion de capacités dans le demi-bras supérieur et inférieur ainsi que de comprendre le rôle du courant continu, obligatoire pour limiter la fluctuation de tension sur les capacités. Signalons que le convertisseur est capable de générer une tension alternative dont la gamme pourra varier de 0 à $\frac{U_D}{2}$.

Les différents symboles utilisés prochainement sont repris dans la table 2.1.

Pour que le convertisseur représenté en Fig.2.6 puisse fonctionner correctement, il faut que les sources de tension $\frac{U_D}{2}$ fournissent toute la puissance nécessaire au bon fonctionnement du réseau. Si tel n'était pas le cas, les capacités du demi-bras supérieur/inférieur se chargeraient/déchargeraient continuellement.

Supposons P_{ac} , la puissance délivrée au réseau.

$$P_{ac} = i_v \cdot U_v$$

En définissant :

$$i_v = I \cos(\omega t)$$

3. Son utilisation dans l'optique de maintenir la fréquence du réseau n'aurait alors pas été viable.

U_D	Tension DC
U_v	Tension alternative de sortie
U_{CU}^Σ	Sommes des tensions des capacités, demi-bras supérieur
U_{CL}^Σ	Sommes des tensions des capacités, demi-bras inférieur
i_u	Courant dans le demi-bras supérieur
i_l	Courant dans le demi-bras inférieur
i_v	Courant sortant du convertisseur
i_{dc}	Courant venant du bus DC
N	Nombre de capacités d'un demi-bras
n_u	Index d'insertion [0,1], demi-bras supérieur. Il s'agit du nombre de capacités insérées dans le bras supérieur divisé par N
n_l	Index d'insertion [0,1], demi-bras inférieur. Il s'agit du nombre de capacités insérées dans le bras inférieur divisé par N
L_{grid}	Inductance de raccord au réseau
γ	indice de modulation [0,1]

TABLE 2.1 – Description des symboles utilisés à la figure 2.6

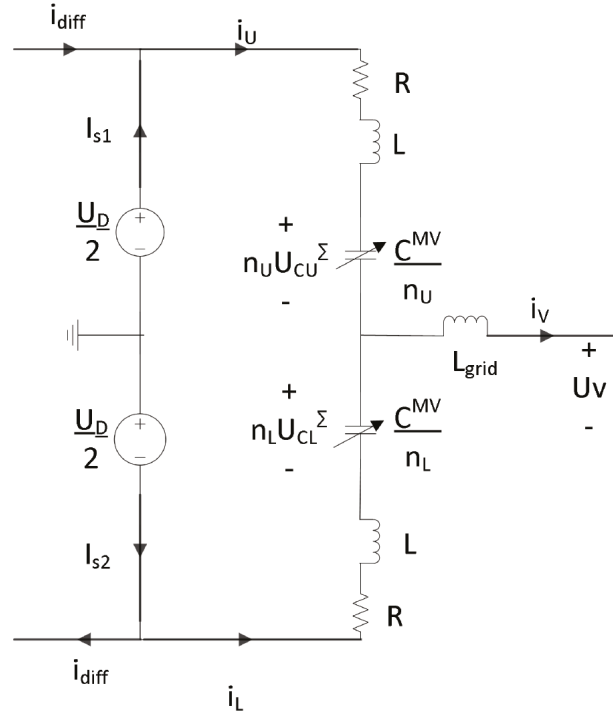


FIGURE 2.6 – Modèle équivalent d'un MMC monophasé [Abildgaard and Molinas, 2012]

$$U_v = \gamma \frac{U_D}{2} \cos(\omega t - \phi), \quad 0 < \gamma \leq 1$$

Nous pouvons calculer :

$$P_{ac} = \gamma I \frac{U_D}{2} \cos(\omega t) \cos(\omega t - \phi)$$

$$P_{ac} = \gamma I \frac{U_D}{4} \cos(\phi) + \gamma I \frac{U_D}{4} \cos(2\omega t - \phi)$$

On souhaite que les deux sources $\frac{U_D}{2}$ fournissent la puissance active $\gamma I \frac{U_D}{4} \cos(\phi)$. Il faut pour cela faire circuler un courant continu dans le demi-bras supérieur et inférieur ayant pour valeur :

$$i_{DC} = \frac{\gamma I}{4} \cos(\phi) \quad (2.2)$$

En utilisant la théorie des mailles, $i_v = i_u + i_l = I \cos(\omega t)$ et tout en supposant que le courant est équitablement partagé entre les demi-bras, ajoutons le terme de courant continu :

$$i_u = \frac{\gamma I}{4} \cos(\phi) + \frac{I}{2} \cos(\omega t)$$

$$i_l = -\frac{\gamma I}{4} \cos(\phi) + \frac{I}{2} \cos(\omega t)$$

En négligeant R et L, nous avons :

$$n_u U_{cu}^\Sigma = \frac{U_D}{2} - U_v = \frac{U_D}{2} - \gamma \frac{U_D}{2} \cos(\omega t - \phi)$$

$$n_l U_{cl}^\Sigma = \frac{U_D}{2} + U_v = \frac{U_D}{2} + \gamma \frac{U_D}{2} \cos(\omega t - \phi)$$

Calculons la puissance absorbée dans le demi-bras supérieur :

$$P_{avgU} = \left[\frac{U_D}{2} - \gamma \frac{U_D}{2} \cos(\omega t - \phi) \right] \cdot \left[\frac{\gamma I}{4} \cos(\phi) + \frac{I}{2} \cos(\omega t) \right]$$

$$P_{avgU} = \gamma I \frac{U_D}{8} \cos(\phi) + I \frac{U_D}{4} \cos(\omega t) - \gamma^2 I \frac{U_D}{8} \cos(\phi) \cos(2\omega t + \phi) - \gamma I \frac{U_D}{4} \cos(\omega t + \phi) \cos(\omega t)$$

Or par trigonométrie, $\cos(\omega t + \phi) \cos(\omega t) = \frac{1}{2} (\cos(2\omega t + \phi) + \cos(\phi))$

$$P_{avgU} = \gamma I \frac{U_D}{8} \cos(\phi) + I \frac{U_D}{4} \cos(\omega t) - \gamma^2 I \frac{U_D}{8 \cos(2\omega t + \phi)} - \gamma I \frac{U_D}{8} \cos(\phi) - \gamma I \frac{U_D}{8} \cos(2\omega t + \phi)$$

En intégrant cette puissance sur 2π :

$$\langle P_{avgU} \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} P_{avgU} dt = 0$$

Un même raisonnement peut être trouvé avec le bras inférieur :

$$\langle P_{avgL} \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} P_{avgL} dt = 0$$

Comme voulu, la puissance moyenne absorbée par les capacités est bien nulle.

Finalement, il nous reste à établir le lien entre $n_u U_{cu}^\Sigma$ et $n_l U_{cl}^\Sigma$. Écrivons :

$$\frac{U_D}{2} - n_u U_{cu}^\Sigma - n_l U_{cl}^\Sigma + \frac{U_D}{2} = 0$$

$$U_D = n_u U_{cu}^\Sigma + n_l U_{cl}^\Sigma \quad (2.3)$$

L'équation 2.3 nous indique que la somme des tensions des capacités connectées du demi-bras supérieur et inférieur doit être en tout temps égale à U_D . Nous réutiliserons cette propriété par la suite.

2.3 Étude d'un convertisseur MMC triphasé

Le convertisseur triphasé présenté en Fig.2.7 est similaire au convertisseur monophasé mis à part qu'il est constitué de trois bras. Ceux-ci devront être parcourus par un courant continu pour équilibrer les tensions des condensateurs dans chaque demi-bras. Néanmoins une complication supplémentaire a lieu : le courant peut circuler entre les phases sans jamais perturber le système AC et DC [Funk and Vandendorpe, 2016] mais peut causer des pertes s'il est incontrôlé. Ces courants sont appelés **courants de circulation**.

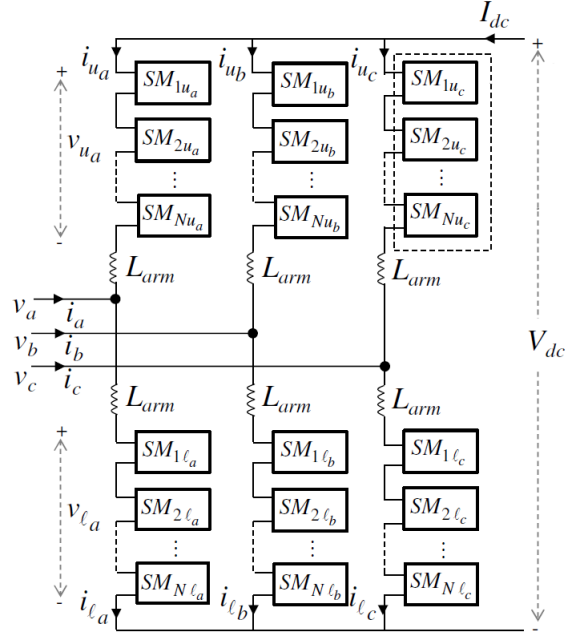


FIGURE 2.7 – Modèle équivalent d'un MMC triphasé [SAAD, 2015]

2.3.1 Analyse des courants de bras

On peut faire apparaître trois types de courants dans un bras [Paradis, 2013] :

- Un courant circulant créé par le déséquilibre des tensions entre les différents bras. Celui-ci est constant à travers les bras des trois phases car il ne quitte pas le système. Il résulte de l'addition d'une composante continue $i_{dc,bras}$ servant à équilibrer les condensateurs dans chaque demi-bras (voir section 2.2), et d'une composante alternative venant de la distribution de l'énergie dans chaque bras.
- Un courant alternatif sortant du convertisseur vers le réseau AC.
- Un courant continu $\frac{i_{dc}}{3}$ apparaissant en régime équilibré car le courant venant du bus DC est équitablement réparti sur les trois phases si les bras présentent la même impédance.

Dans la suite de ce travail, la composante alternative du courant circulant sera notée i_{circ} . La somme de la composante alternative et continue quant à elle sera notée i_{diff} . Ceci dans le but de se plier aux symboles de la littérature anglophone. Ils sont donc quasi équivalents et leur relation s'écrit :

$$i_{diff} = i_{circ} + \frac{i_{dc}}{3}$$

Soit x , la phase A, B ou C et en suivant les conventions de signes de la Fig.2.7, nous pouvons écrire [Funk and Vandendorpe, 2016] [Paradis, 2013] [Tu et al., 2010] :

$$i_{u,x} = \frac{i_{dc}}{3} + i_{circ,x} + \frac{i_{v,x}}{2}$$

$$i_{l,x} = \frac{i_{dc}}{3} + i_{circ,x} - \frac{i_{v,x}}{2}$$

En s'aidant des deux équations précédentes, nous pouvons développer i_{circ} :

$$\begin{aligned} i_{u,x} &= \frac{i_{dc}}{3} + i_{circ,x} + \frac{i_{u,x} - i_{l,x}}{2} \\ i_{circ,x} &= -\frac{i_{dc}}{3} + \frac{i_{u,x} - i_{l,x}}{2} \end{aligned}$$

Montrons maintenant que les courants circulants $i_{circ,x}$ n'ont aucun effet à l'extérieur du convertisseur :

$$i_{circ,a} + i_{circ,b} + i_{circ,c} = -i_{dc} + \frac{i_{u,A} + i_{u,B} + i_{u,C} + i_{l,A} + i_{l,B} + i_{l,C}}{2} \quad (2.4)$$

Le courant DC se répartissant parfaitement dans les trois phases, il peut s'écrire :

$$i_{dc} = i_{u,A} + i_{u,B} + i_{u,C} = i_{l,A} + i_{l,B} + i_{l,C}$$

Finalement, l'équation 2.4 se réécrit :

$$i_{circ,a} + i_{circ,b} + i_{circ,c} = -i_{dc} + \frac{i_{dc} + i_{dc}}{2} = 0$$

Il est aussi possible de montrer que l'énergie stockée dans un demi-bras ondule à une fréquence valant deux fois la fondamentale ω_0 du système [Funk and Vandendorpe, 2016] :

$$W_{demi\ bras} = \frac{U_{dc} i_{dc} \sin(2\omega_0 t + \phi)}{6\omega_0 \cos(\phi)} \quad (2.5)$$

De plus, cette relation prouve l'existence de la composante alternative du courant circulant.

2.3.2 Système de contrôle

Dans cette section, nous parcourerons les différents systèmes de contrôle-commande des MMC. Dans la littérature, nous trouvons différentes stratégies. Les méthodes les plus populaires se basent sur la méthode dite de *contrôle vectoriel*. Celle-ci a l'avantage de travailler sur des vecteurs constants quand le système est à l'équilibre. Ainsi les erreurs statiques du système de contrôle peuvent être évitées. Le principal désavantage de cette méthode est de devoir implémenter une PLL (phase lock loop) sur le système à contrôler pour obtenir sa fréquence fondamentale ω_0 . Cette dernière est très sensible, lente et **critique**⁴ pour le convertisseur. En effet, une erreur de mesure de celle-ci faussera tous les contrôles en aval.

Principe du contrôle vectoriel

Le contrôle vectoriel simplifie la représentation d'un système triphasé dans le référentiel d-q. Elle est basée sur deux transformations consécutives :

— Une transformation du système triphasé dans le système diphasé α - β

4. A l'heure actuelle, nous pouvons trouver plusieurs études concernant les problèmes engendrés par les pertes de verrouillage de la PLL (loss of lock) [Intel-FPGA,]. Celles-ci pointent notamment du doigt que les PLL sont trop lentes et trop sensibles vis à vis du bruit du réseau [Pavljaevic and Dawson, 2006]. De nouvelles recherches sont en cours et expliquent les avantages des nouveaux designs tels que les *decoupled double synchronous reference frame phase-locked loop* (DDSRF-PLL) [Rodríguez et al., 2007], [Luna et al., 2012] ou *Dual Second Order Generalized Integrator phase-locked loop* (DSOGI-PLL) [Bobrowska-Rafal et al., 2011] parvenant à éliminer les erreurs des *synchronous reference frame phase-locked loop* SFR-PLL conventionnelles [Golestan and Guerrero, 2015]. Finalement, nous apprenons que pour chaque type d'application un certain type de PLL devrait être utilisé. [Guo et al., 2011] explique comment fonctionne 13 types de PLL différentes, leurs atouts ainsi que leurs utilisations.

- Une transformation du système diphasé α - β dans le système d-q

Les transformations Clarke et Clarke inverse sont utilisées pour convertir les variables (e.g. tensions et courants) dans un repère de référence fixe α - β et vice-versa. Il y a conservation de l'amplitude des vecteurs tournants [Bekemans, 2015]. Similairement, les transformations Park et Park inverse convertissent les variables du repère de référence α - β dans le repère de référence rotatif d-q et vice versa. Il est possible de visualiser ces différentes transformations à la Fig.2.8.

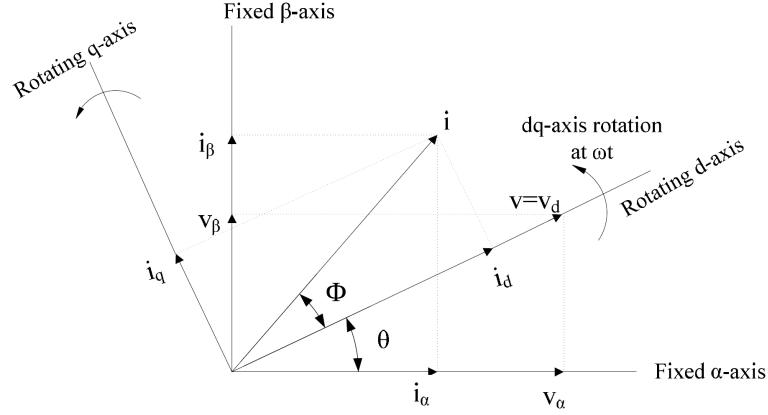


FIGURE 2.8 – Transformation des différents axes pour le contrôle vectoriel [Bajracharya, 2008]

Le repère d-q est en rotation avec la vitesse de synchronisme ω et à tout instant, la position de l'axe d est donnée par $\theta = \omega t$ en partant de l'axe fixe α . Les différentes étapes de cette transformation sont résumées en Fig.2.9.

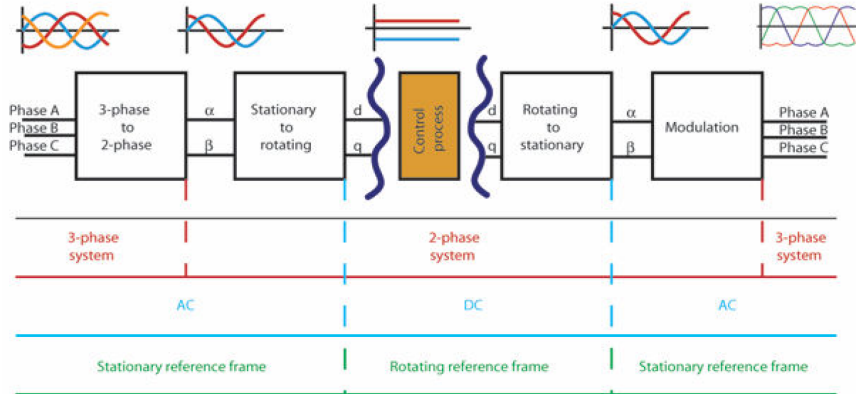


FIGURE 2.9 – Résumé des différentes étapes pour le contrôle vectoriel [Bajracharya, 2008]

Les différentes stratégies de contrôle principales

Deux architectures de contrôle existent à l'heure actuelle [SAAD, 2015] :

- Un contrôle sans régulation des énergies dans les demi-bras. Il est démontré [Harnefors et al., 2013] que si le courant circulant est éliminé, les énergies dans chaque demi-bras convergeront d'elles-mêmes vers un état stable.
- Le contrôle avec régulation des énergies dans les demi-bras. Le courant circulant est explicitement contrôlé dans l'optique de réguler l'énergie de chaque demi-bras.

Dans les deux cas, un contrôle interne et externe doit être implémenté.

Contrôle interne et externe

Nous allons maintenant nous intéresser à la boîte de contrôle schématisée en Fig.2.10. Celle-ci est composée d'un contrôle interne rapide et d'un contrôle externe plus lent [Bajracharya, 2008] [Abildgaard and Molinas, 2012].

Tout d'abord, le contrôle externe permet de régler les courants dans le repère d-q sur base de la puissance active ou réactive à transmettre. Ceux-ci peuvent être dictés en consigne ou calculés par le convertisseur MMC pour maintenir une certaine puissance active/réactive dans le réseau et/ou pour soutenir un lien (e.g. la liaison HVDC).

Le contrôle interne est quant à lui bien plus complexe. En effet, son but est de récupérer les variables précédemment calculées (i.e. i_{dq}^*) afin de choisir le nombre de sous-modules à insérer tout en tenant compte de la stratégie de contrôle des bras. Celui-ci inclut donc :

- Contrôle du courant circulant
- Stratégie de contrôle du bras
- Nombre de sous-modules à insérer

On comprend donc que chaque phase possède sa propre stratégie de contrôle interne, comme montré en Fig.2.10. Il est à noter que le "*" et "m" signifient consigne et mesure respectivement.

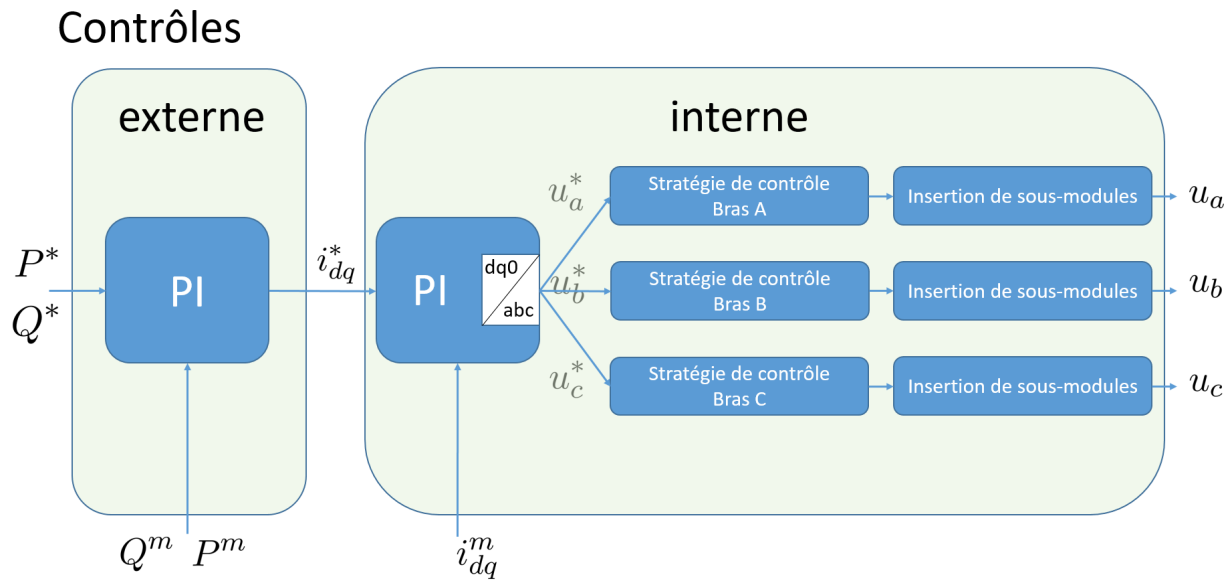


FIGURE 2.10 – Schéma du contrôle externe et interne

2.4 Les différentes formes d'ondes d'un MMC

Aujourd'hui deux designs différents sont étudiés dans les convertisseurs MMC. Ils sont souvent confondus et les articles ne parlent que peu souvent de la topologie utilisée. C'est donc au lecteur de comprendre à laquelle on fait référence ou de faire ses recherches en conséquence.

Chacune de ces topologies a bien évidemment son lot de défauts et d'avantages. Par ailleurs, toutes deux doivent générer une tension au plus proche du réseau pour garantir une efficacité maximale du convertisseur.

La première est appelée "nearest level estimation" ou "estimation du niveau le plus proche" [de Andres et al., 2007]. Elle utilise un nombre fortement élevé de sous-modules. La seconde est

dite "multilevel PWM" ou "MLI multi-niveaux" [Lesnicar and Marquardt, 2003a] et utilise un nombre de sous-modules bien moins élevé et proche de l'équation 2.1.

2.4.1 Nearest level estimation (NLE)

En activant les interrupteurs de façon adéquate, il est possible de construire une tension proche de la valeur V_{ref} , tension mesurée au réseau. L'activation de chaque sous-module se fait de manière individuelle. Cette situation est illustrée aux figures 2.11 et 2.12.

Pour déterminer l'état ON ou OFF d'un sous-module à un instant particulier, on se base sur la valeur de référence V_{ref} . Celle-ci est comparée avec le nombre total de sous-modules N d'un demi-bras ainsi que leur tension v_c , ce qui correspond à discrétiser la tension de référence. En supposant que $v_c = \frac{U_{dc}}{N}$,

$$N_{on} = \text{round}(V_{ref}N)$$

Notons que si chaque capacité avait une tension v_c différente, ce qui est le cas dans ce type de convertisseur, N_{on} nous donnerait juste le nombre de capacités à insérer. Il resterait donc à implémenter une stratégie de commutation afin de garder les tensions des capacités au plus proche de leur valeur nominale de $v_c = \frac{U_{dc}}{N}$.

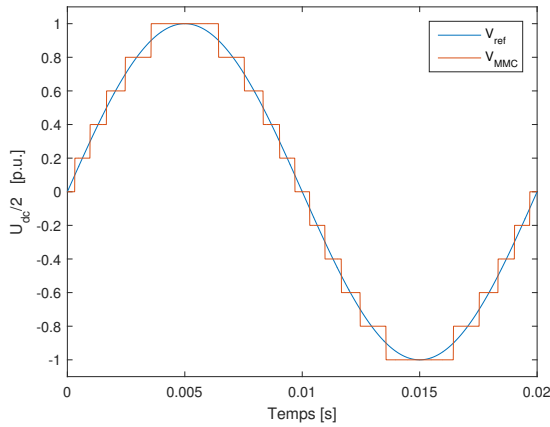


FIGURE 2.11 – NLE simulation avec $N=5$

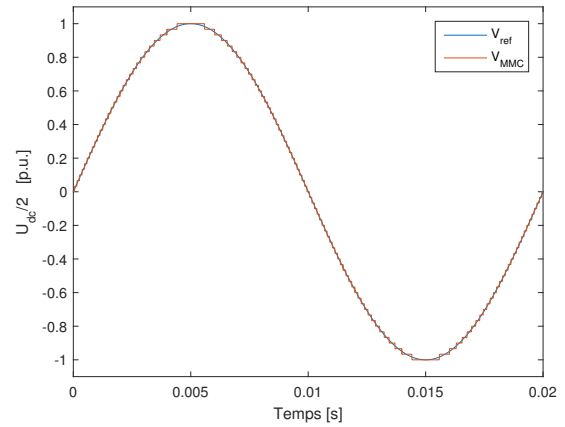


FIGURE 2.12 – NLE simulation avec $N=30$

Cette modulation est fortement utilisée car elle a l'avantage d'être extrêmement simple et de présenter un faible contenu harmonique en sortie du convertisseur. De plus, ces dernières étant de hautes fréquences, elles peuvent facilement être filtrées.

2.4.2 Multilevel PWM

Quatre techniques sont utilisées pour les méthodes à porteuse PWM. A savoir, la *Phase disposition* PD, la *Phase opposition disposition* POD, la *Alternate phase opposition disposition* APOD et *Phase shifted PWM* PS-PWM, toutes représentées en Fig.2.13. Ces technologies ont malheureusement deux principaux désavantages. La première est une répartition inégale de l'ondulation sur les capacités des sous-modules et la seconde est de provoquer des courants de circulations élevés [Haddioui, 2015]. Néanmoins ces techniques ont l'avantage de présenter une fréquence de commutation apparente définie par la relation

$$f_{apparente} = N \cdot f_r \quad (2.6)$$

Où f_r représente la fréquence du réseau. On remarque donc que plus N augmente, plus la fréquence apparente sera élevée et plus la tension de sortie sera propre.

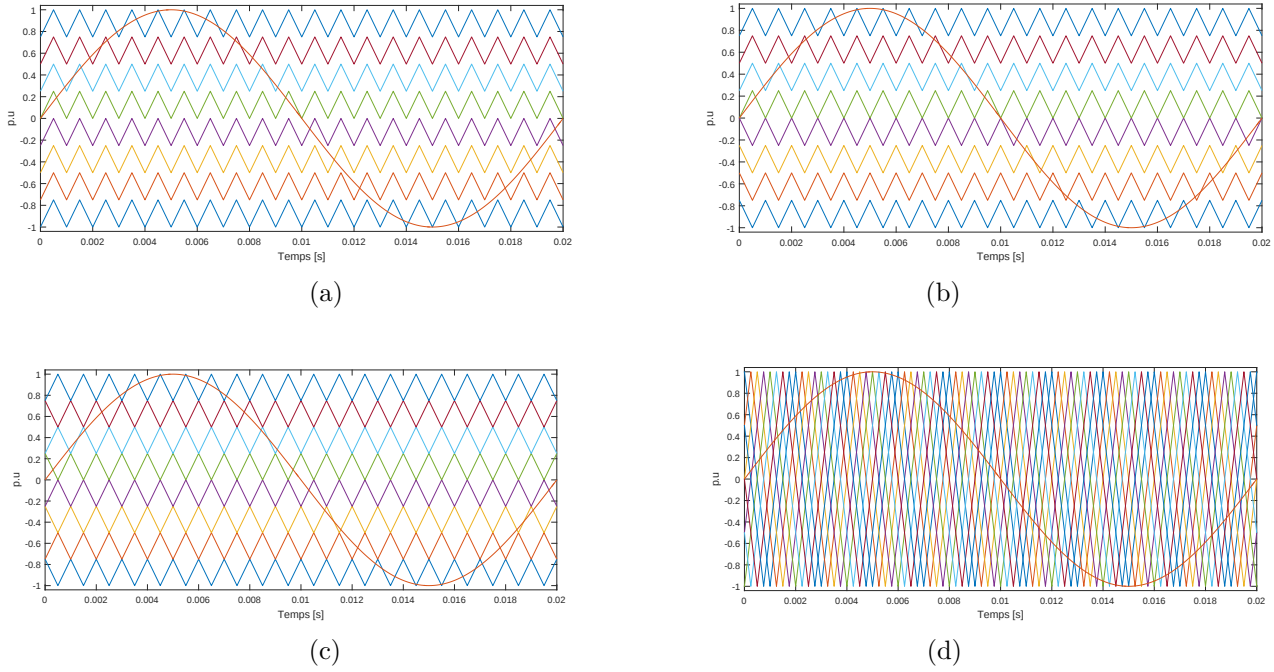


FIGURE 2.13 – (a) Phase disposition PD. (b) Phase opposition disposition POD. (c) Alternate phase opposition disposition APOD. (d) Phase shifted PWM PS-PWM. Fréquence de la porteuse de $1kHz$, nombre de porteuse $N = 8$

Ces différentes techniques utilisent toutes N porteuses, avec N étant le nombre de sous-modules d'un demi-bras. Dans l'exemple en figure Fig.2.13, chaque simulation est donnée pour $N = 8$ et une fréquence de porteuse de $1kHz$.

A cause de ces défauts, ces techniques ne sont pas abondamment utilisées mis à part la PS-PWM. En effet, avec un contrôle adapté et assez simple, il est possible d'y inclure un algorithme qui améliore la moyenne des ondulations de tension des capacités. Celle-ci doit donc en tout temps connaître la tension de chaque condensateur pour pouvoir les trier et décider lequel mettre à l'état connecté ou non. Plusieurs techniques existent. Citons la *Nearest Level Control* NLC, la *Selective Harmonic Elimination* SHE ainsi que la *Model Predictive Control* MPC.

Malheureusement, ceci n'est vrai que pour de faibles tensions. En effet, augmenter U_{dc} revient à augmenter le nombre des sous-modules et provoque inévitablement un nombre de porteuses de plus en plus grand, ce qui devient complexe à gérer et à implémenter.

Finalement, son contenu harmonique est bien plus grand que la méthode NLE pour un faible nombre de sous-modules, ce qui rend cette technique moins attrayante. Malgré cela il serait possible de diminuer la distorsion de la tension en sortie avec une technique d'analyse du déplacement des angles des triangles formés par les porteuses. L'ajout d'un filtre est nécessaire avec cette méthode.

2.5 Comparaison NLE et PS-PWM

Cette section a pour but de comparer les deux méthodes couramment utilisées afin de comprendre globalement leurs défauts et avantages respectifs. Ceci est donné à but informatif et n'est pas nécessaire à la compréhension du reste du mémoire. Tous les résultats présentés ont été repris de [Haddioui, 2015]. Pour les lecteurs désireux de parfaire leurs connaissances, il est vivement recommandé de lire [Haddioui, 2015], et plus précisément les pages 37 à 45.

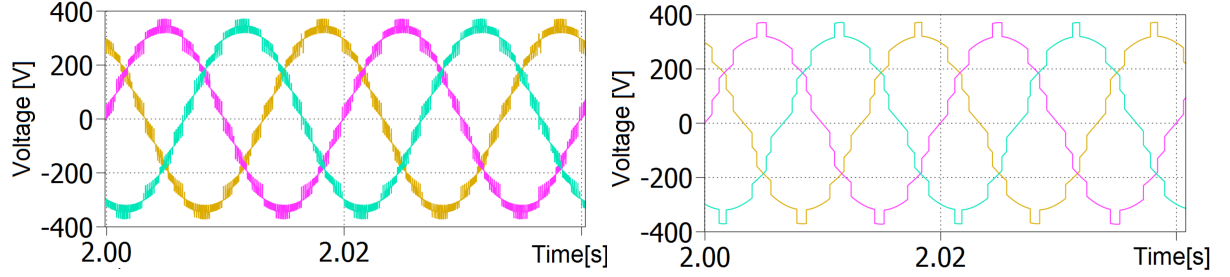


FIGURE 2.14 – Forme d'onde du convertisseur MMC pour la méthode PS-PWM (gauche) et NLE (droite) pour $N = 4$.

La figure 2.14 permet de comparer la forme d'onde des deux méthodes dans un cas réel de simulation. Toutes deux ont un nombre de sous-modules de demi-bras $N = 4$ où on remarque aisément la "méthode à porteuses PWM". Concernant la forme d'onde du NLE, elle n'est pas en escalier comme nous aurions pu le croire. Ceci est simplement lié à l'échange de puissance active du convertisseur obligeant le passage d'un courant à travers les sous-modules. Ce qui charge ou décharge ses capacités.

Comme discuté en section 2.4.2, la figure 2.15 montre que la tension des condensateurs n'est pas également répartie pour la méthode PS-PWM contrairement à la méthode NLE.

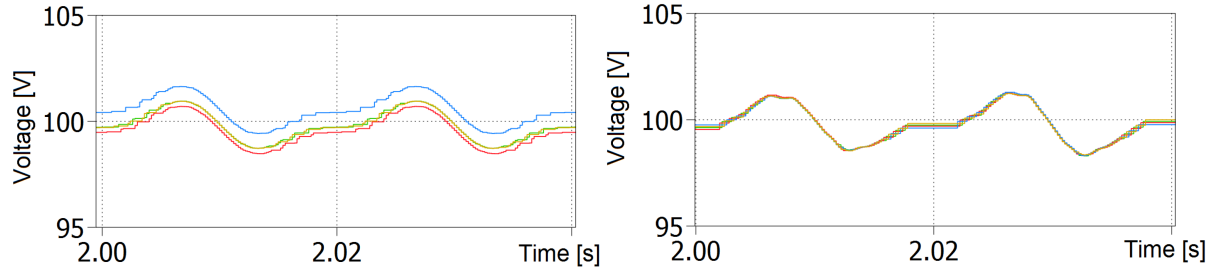


FIGURE 2.15 – Tension sur les capacités pour la méthode PS-PWM (gauche) et NLE (droite) pour $N = 4$ et $v_{ac} = 320V$.

Technique de modulation	PS-PWM	NLE
Fréquence des interrupteurs [Hz]	800	800-900 (min-max)
Ondulation des tensions des capacités en %	1.5	2
Tension de sortie THD ⁵ en %	6.1	7.6

TABLE 2.2 – Différence des méthodes PS-PWM et NLE pour $N = 4$ et $v_{ac} = 320kV$

Finalement, au travers des tableaux 2.2, 2.3, 2.4, 2.5 et 2.6 on peut dégager les conclusions suivantes :

5. Total Harmonic Distortion.

Technique de modulation	PS-PWM	NLE
Fréquence des interrupteurs [Hz]	222	180-280 (min-max)
Ondulation des tensions des capacités en %	14	10
Tension de sortie THD en %	1.2	2.4

TABLE 2.3 – Différence des méthodes PS-PWM et NLE pour $N = 40$ et $v_{ac} = 320kV$. Fréquence des interrupteurs égale.

Technique de modulation	PS-PWM	NLE
Fréquence des interrupteurs [Hz]	222	500-650 (min-max)
Ondulation des tensions des capacités en %	14	9
Tension de sortie THD en %	1.2	1.2

TABLE 2.4 – Différence des méthodes PS-PWM et NLE pour $N = 40$ et $v_{ac} = 320kV$. THD égale.

Technique de modulation	PS-PWM	NLE
Fréquence des interrupteurs [Hz]	168	140-220 (min-max)
Ondulation des tensions des capacités en %	19	9
Tension de sortie THD en %	1.07	3

TABLE 2.5 – Différence des méthodes PS-PWM et NLE pour $N = 100$ et $v_{ac} = 320kV$. Fréquence des interrupteurs égale.

Technique de modulation	PS-PWM	NLE
Fréquence des interrupteurs [Hz]	168	500-660 (min-max)
Ondulation des tensions des capacités en %	19	8
Tension de sortie THD en %	1.07	0.87

TABLE 2.6 – Différence des méthodes PS-PWM et NLE pour $N = 100$ et $v_{ac} = 320kV$. THD égale.

- Pour de faibles tensions, la technique PS-PWM permet d'avoir moins de contenu harmonique.
- La technique NLE permet d'obtenir des ondulations de tension sur les capacités des sous-modules mieux contrôlées.
- A THD égale, la fréquence des interrupteurs de la méthode PS-PWM est environ 3 fois plus petite qu'avec la méthode NLE.
- Plus la tension et plus le nombre de sous-modules deviennent importants et plus la méthode NLE devient performante face à la méthode PS-PWM au prix d'une fréquence des interrupteurs plus élevée.

2.6 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'appréhender les premiers concepts utiles à la bonne compréhension du fonctionnement des convertisseurs MMC. En effet, nous avons rapidement décrit leurs structures et compris l'influence des paramètres tels que l'inductance de demi-bras, le choix approprié des capacités des sous-modules sur le comportement du convertisseur,... Nous avons ensuite analysé les différents courants pouvant survenir dans un convertisseur triphasé et introduit les méthodes de contrôle qui pouvaient y être appliquées afin d'en diminuer leur comportement néfaste.

Finalement, une introduction très brève a été faite sur les différentes formes d'ondes que pouvaient produire les MMC tout en parcourant leurs avantages et inconvénients.

3

Modélisation et simulation d'un modèle moyen de type MMC

Ce chapitre a pour but l'établissement d'un modèle moyen se comportant comme un convertisseur MMC dans l'optique de réduire son temps de calcul pour l'analyse rapide de son comportement sur un réseau.

Dimensionnement de 2 convertisseurs back to back 100MW MMC

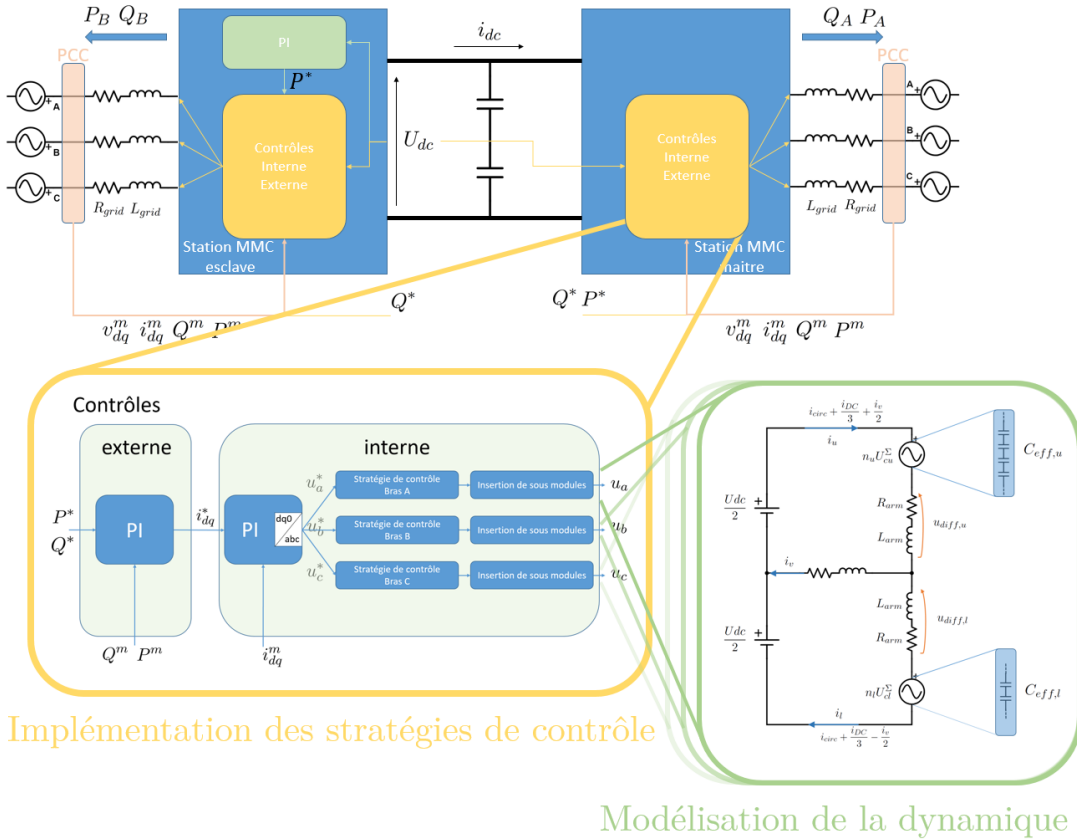


FIGURE 3.1 – Modèle équivalent d'un MMC monophasé

Pour cela, les différentes sections se suivront dans cet ordre :

- **Modélisation de la dynamique**, section 3.1 : regroupe l'étude complète de la dynamique d'un convertisseur MMC sous certaines hypothèses présentées dans cette même section. Une simulation monophasée sera ensuite proposée pour mettre en pratique la dynamique ainsi décrite.
- **Implémentation des stratégies de contrôles**, section 3.2 : regroupe les stratégies de contrôles externe et interne. Elles seront mathématiquement expliquées et implémentées sur le convertisseur. En fin de section, des simulations seront présentées dans le but de pouvoir discuter des différentes hypothèses utilisées afin d'éliminer celles considérées comme

trop fortes. Le cas échéant, elles seront conservées. Signalons toutefois que pour pouvoir effectuer ces simulations, il faut obtenir des convertisseurs fonctionnels. Nous avons donc modélisé une liaison MMC back to back (c'est à dire mettre des valeurs sur les différents régulateurs,...) expliquée en section 3.4.

- **Choix et ordre de grandeur des paramètres du modèle**, section 3.3 : propose une méthode générale pour la modélisation réaliste des différents paramètres des convertisseurs MMC.
- **Dimensionnement de deux convertisseurs back to back 100MW MMC**, section 3.4 : termine le dimensionnement complet de deux convertisseurs MMC reliés par une ligne HVDC.

La figure 3.1 est l'image de ce qui vient d'être expliqué. Il y est détaillé, les noms des sections principales ainsi que tous les symboles utilisés.

3.1 Modélisation de la dynamique

Le modèle dynamique est repris des travaux de [Funck and Vandendorpe, 2016]. Finalement il sera transposé de Matlab à Simulink en utilisant la librairie Simscape Power Systems.

En première approche nous modéliserons la dynamique monophasée du convertisseur. Il est ensuite très simple d'adapter cette dernière sur les trois phases. Pour terminer, certaines hypothèses présentées seront remises en cause et différentes stratégies de contrôle (section 2.3.2) seront implémentées dans le but de choisir celle qui conviendra au mieux au modèle moyen.

En supposant que :

- H1. Tous les sous-modules ont le même condensateur.
Cette hypothèse permet de faire abstraction d'un calcul plus compliqué pour calculer $C_{eff,x}$.
- H2. La tension aux bornes des sous-modules est en tout temps égale et équilibrée.
Cette hypothèse permet de faire abstraction d'une stratégie de contrôle des tensions des capacités.
- H3. La fréquence de commutation est infinie.
Cette hypothèse permet de faire abstraction d'une stratégie de contrôle d'insertion des capacités.
- H4. Le nombre de sous-modules par bras est infini.
Cette hypothèse permet de faire abstraction des différentes formes d'ondes d'un convertisseur MMC (section 2.4). La tension u_v aux bornes du convertisseur sera donc une sinusoïde parfaite.
- H5. La tension $\frac{U_{dc}}{2}$ sera modélisée par une source de tension idéale.
Cette hypothèse permet de faire abstraction des différents problèmes pouvant survenir sur le bus DC.
- H6. Les deux résistances et inductances présentes dans les des demi-bras supérieurs et inférieurs sont égales et dimensionnées correctement.
Cette hypothèse permet de faire abstraction d'une légère différence dans les courants des demi-bras ainsi que d'une tension u_{diff} trop importante aux bornes de R_{arm} et L_{arm} .

On obtient ainsi un modèle continu représentant les opérations globales du convertisseur permettant de négliger les comportements individuels des sous-modules. Sa représentation peut dès lors se faire par la mise en série d'une source de tension variable ainsi que d'une résistance et d'une inductance de demi-bras comme montré en Fig.3.2. Sur cette figure sont présentés les

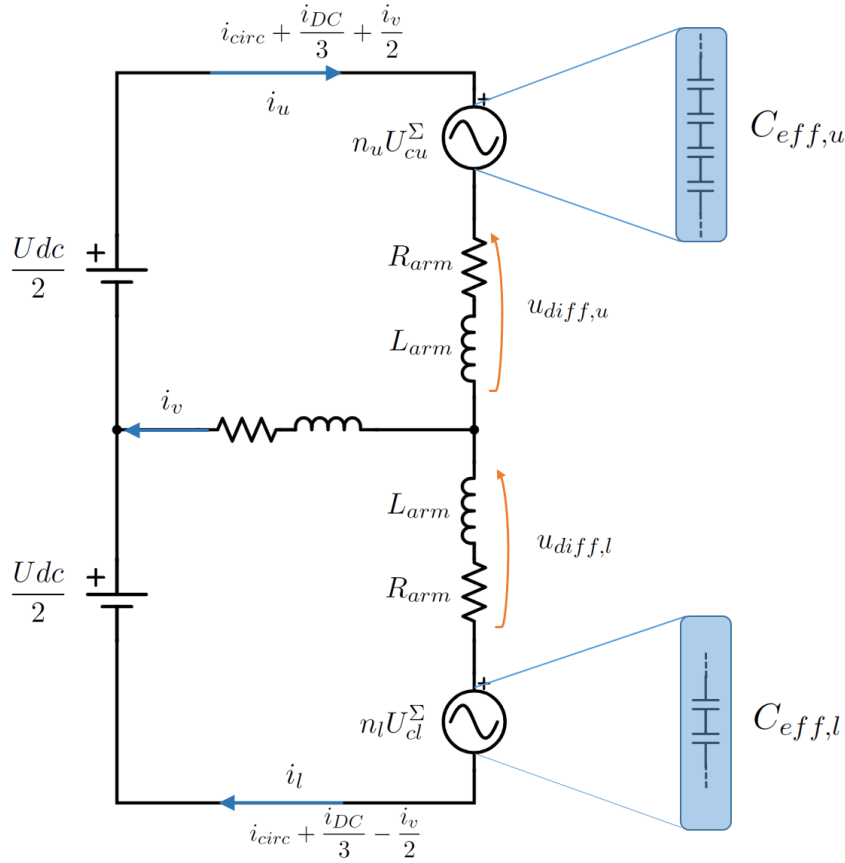


FIGURE 3.2 – Modèle équivalent d'un MMC monophasé

différents symboles introduits précédemment.

En définissant les index d'insertions $n_u(t)$ et $n_l(t)$ symbolisant le nombre de sous-modules introduits dans le bras inférieur et supérieur respectivement. Lorsqu'aucun sous-module n'est inséré, l'index d'insertion vaut 0 tandis que si tous les sous-modules sont insérés l'index d'insertion vaut 1. Grâce à cette définition, nous pouvons obtenir la tension aux bornes de tous les sous-modules introduits :

$$V_x(t) = n_x(t)U_{cx}^\Sigma$$

Avec x et U_{cx}^Σ , désignant le demi-bras inférieur (l) ou supérieur (u) ainsi que la somme des tensions de toutes les capacités des sous-modules (insérées ou pas) d'un demi-bras respectivement. Pour rappel, il a été montré en section 2.2 que

$$U_{dc} = n_u U_{cu}^\Sigma + n_l U_{cl}^\Sigma$$

Et donc,

$$n_u + n_l = 1$$

Définissons maintenant les différents courants de la Fig.3.2 :

$$\begin{aligned} i_u &= i_{diff} + \frac{i_v}{2} = i_{circ} + \frac{i_{dc}}{3} + \frac{i_v}{2} \\ i_l &= i_{diff} - \frac{i_v}{2} = i_{circ} + \frac{i_{dc}}{3} - \frac{i_v}{2} \end{aligned}$$

i_v étant le courant alternatif en sortie du convertisseur et i_{diff} le courant interne de phase. Nous pouvons réécrire les équations précédentes :

$$i_v = i_u - i_l$$

$$i_{diff} = \frac{i_u + i_l}{2} = i_{circ} + \frac{i_{dc}}{3}$$

En se basant à nouveau sur la Fig.3.2 :

$$u_v = \frac{U_{dc}}{2} - R_{arm}i_u - L_{arm}\frac{di_u}{dt} - n_u U_{cu}^\Sigma$$

$$u_v = -\frac{U_{dc}}{2} + R_{arm}i_l + L_{arm}\frac{di_l}{dt} + n_l U_{cl}^\Sigma$$

$$u_v = -R_{arm}i_v - L_{arm}\frac{di_v}{dt} - n_u U_{cu}^\Sigma + n_l U_{cl}^\Sigma$$

En définissant $C_{eff,x}$, la capacité effective d'un demi-bras par la somme des capacités mises en série, N étant le nombre total de capacités d'un demi-bras :

$$C_{eff,x} = \frac{C_{sm}}{N}$$

En appliquant l'hypothèse du nombre infini de capacités, nous réécrivons :

$$C_{eff,x} = \frac{C_{sm}}{Nn_x(t)}$$

La dynamique d'une capacité s'exprimant sous forme différentielle, avec i_x le courant y circulant, nous avons :

$$\frac{dU_{cx}^\Sigma}{dt} = \frac{i_x}{C_{eff,x}} \quad (3.1)$$

Toutes ces relations nous donnent le système d'équations différentielles qui régit la dynamique du convertisseur :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} U_{cu}^\Sigma \\ U_{cl}^\Sigma \\ i_{diff} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C_{eff,u}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{eff,l}} \\ -\frac{n_u}{2L_{arm}} & -\frac{n_l}{2L_{arm}} & -\frac{R_{arm}}{2L_{arm}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{cu}^\Sigma \\ U_{cl}^\Sigma \\ i_{diff} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{i_v}{2C_{eff,u}} \\ \frac{i_v}{2C_{eff,l}} \\ \frac{U_{dc}}{2L_{arm}} \end{bmatrix}$$

3.1.1 Simulation de la dynamique monophasée

Les paramètres de ce convertisseur sont directement repris du mémoire [Funck and Vandendorpe, 2016] afin de pouvoir confirmer leur simulation sur *Matlab* et notre simulation sur *Simulink*. Ceux-ci sont repris dans le tableau 3.1. Le modèle monophasé présenté en Fig.3.2 utilisera des sources commandées. Il permettra de s'assurer du bon fonctionnement théorique d'un bras.

Toujours en négligeant les résistances du bras et en supposant $V_v = Z_{load}i_v$ la tension sur la charge, on peut écrire :

$$L_{arm}\frac{di_u}{dt} = \frac{U_{dc}}{2} - n_u U_{cu}^\Sigma - V_v \quad (3.2)$$

$$L_{arm}\frac{di_l}{dt} = \frac{U_{dc}}{2} - n_l U_{cl}^\Sigma + V_v \quad (3.3)$$

En connaissant à tout moment la tension et le courant à appliquer à la charge (en fonction de son déphasage et de l'amplitude de la charge), nous pouvons appliquer une règle de contrôle des sources de tensions commandées :

$$n_u U_{cu}^\Sigma = \frac{U_{dc}}{2} - L_{arm} \cdot \frac{i_u^i - i_u^{i-1}}{\Delta t} - V_v \quad (3.4)$$

$$n_l U_{cl}^\Sigma = \frac{U_{dc}}{2} - L_{arm} \cdot \frac{i_l^i - i_l^{i-1}}{\Delta t} + V_v \quad (3.5)$$

Δt représentant le pas de temps. Toutefois il est aussi possible de négliger L sans impacter de façon majeure le convertisseur. Cela nous permettra d'utiliser un solver¹ à pas de temps variable afin de minimiser le temps de simulation. Un gain de 450% a été constaté.

TABLE 3.1 – Paramètres utilisés par la simulation MMC monophasé

U_{dc}	200 V
R_{load}	0.32 Ω
L_{load}	0.032 H
V_v	100 V
R_{arm}	0.1 Ω
L_{arm}	0.005 H
Fréquence	50 Hz
Δt	$1 \cdot 10^{-3} s$

Simulation à tension U_{cx}^Σ constante

Pour cette première simulation, nous supposons U_{cu}^Σ et U_{cl}^Σ constants et appliquons la règle de contrôle définie aux équations 3.4 et 3.5. Simulink nous donnant directement les valeurs de l'amplitude du courant de $i_v = 9.94A$ (voir Fig.3.3) ainsi que le déphasage de -0.561 radian, nous pouvons calculer le courant continu théorique dans le bras en reprenant l'équation 2.2 :

$$i_{DC} = \frac{9.94 \cos(-0.561)}{4} = 2.1046A$$

Ce qui est vérifié avec la figure 3.4. La moyenne efficace dans l'intervalle $[1, 6]s$ de celui-ci valant $2.1079A$, très proche de la valeur théorique.

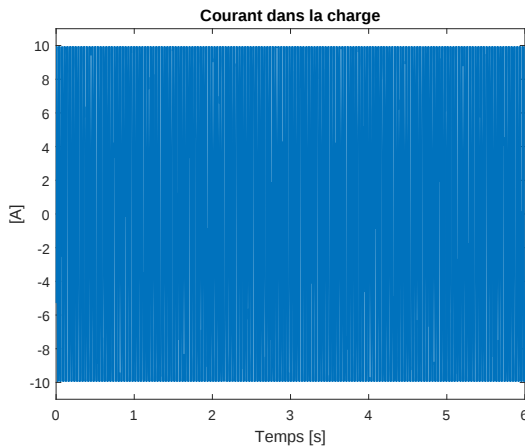


FIGURE 3.3 – Courant dans la charge RL

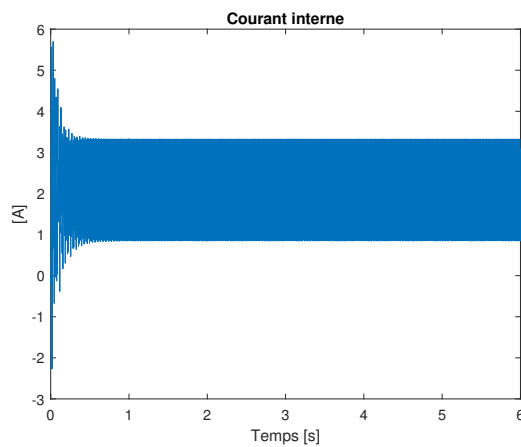


FIGURE 3.4 – Courant i_{dc} dans un bras

1. Le solver ODE23t semble être le plus performant de tous. En effet, il est employé pour les problèmes qualifiés de raides et propose un pas de temps variable.

Simulation à tension U_{cx}^Σ non-constante

Dans cette seconde simulation, nous rajoutons la dynamique des capacités démontrée par l'équation 3.1 tout en gardant la règle de contrôle définie aux équations 3.4 et 3.5. Nous remarquons que le convertisseur se met de lui-même en régime sans l'aide d'une quelconque régulation. On remarque un courant important au démarrage suivi d'une plus grande difficulté du convertisseur à s'équilibrer. Nous pouvons imputer cette différence au rééquilibrage continu des condensateurs des sous-modules. Le courant efficace i_{DC} est légèrement inférieur et vaut $i_{DC} = 1.95A$.

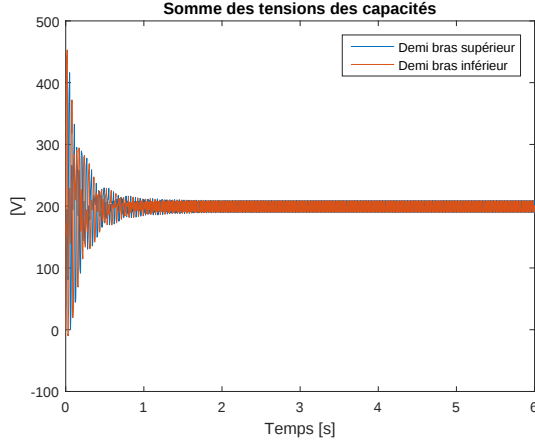


FIGURE 3.5 – Somme des tensions des capacités dans le demi-bras supérieur et inférieur

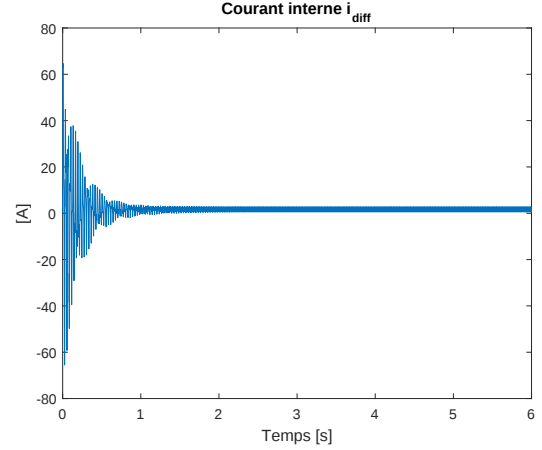


FIGURE 3.6 – Courant i_{dc} dans un bras

3.2 Implémentation des stratégies de contrôle

3.2.1 Contrôle externe

Le contrôle externe est créé pour contrôler les puissances actives/réactives injectées ou non par le convertisseur dans le réseau.

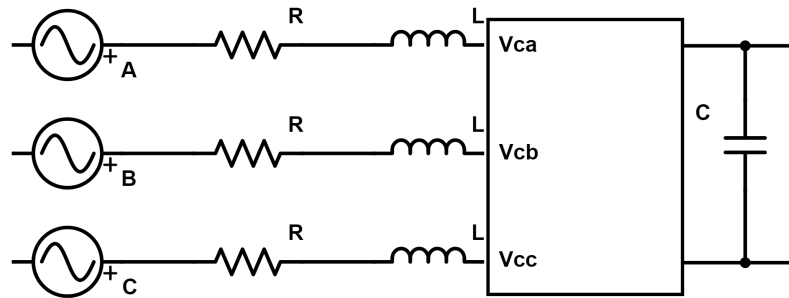


FIGURE 3.7 – Modèle équivalent d'un convertisseur connecté au réseau

Considérant celui-ci connecté au réseau, nous pouvons définir la tension de réseau triphasée par v_{abc} , le courant i_{abc} et les tensions du convertisseur par $v_{abc,conv}$. La résistance ainsi que l'inductance de liaison sont représentées en Fig.3.7. Nous pouvons en déduire la relation :

$$v_{abc} = Ri_{abc} + L \frac{di_{abc}}{dt} + v_{abc,conv}$$

En utilisant la transformation d-q (voir section 2.3.2), les 3 phases du convertisseur peuvent s'exprimer sous la forme de deux axes pour autant que l'on connaisse la fréquence de synchronisme ω [Bajracharya, 2008].

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{d,conv} \\ v_{q,conv} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Sachant qu'il est possible d'exprimer le convertisseur sous forme d-q², créons notre premier contrôleur de puissance. Rappelons que sous la forme d-q, nous pouvons réécrire la puissance active et réactive sous la forme :

$$P = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q)$$

$$Q = \frac{3}{2}(v_q i_d - v_d i_q) \quad (3.7)$$

Deux possibilités s'offrent à nous et seront fonction de la rapidité de calcul qu'offrent les puces programmables CPU, FPGA ou ASIC [Amara et al., 2006], [SAAD, 2015], [AnySilicon, 2016], [systems design engineering. Inc. Chip Design, 2005] et [Max Maxfield, 2014] :

- Utiliser un régulateur PI. Ce type de régulateur a l'avantage d'être programmable facilement (i.e. mettre aisément à jour ses coefficients k_p et k_i) et peut être obtenu à des coûts relativement faible. Les calculs n'étant pas complexes, son utilisation sur des CPU à faible fréquence ($\approx 1-100\text{MHz}$) ou sur des cartes FPGA le rend attractif. Néanmoins, un certain temps de réponse est obligatoire à la définition d'une consigne juste. En effet, les temps d'exécution étant de l'ordre de la dizaines de micro-secondes, la précision des régulateurs PI en devient limitée, ce qui constitue son facteur limitant.
- Utiliser un contrôle direct. Celui-ci demande des calculs plus complexes et, pour obtenir une vitesse de consigne suffisante, demande des systèmes de calculs électroniques plus rapides. Son implémentation se fait généralement sur des cartes ASIC (qui ne peuvent pas être modifiées après gravure) et réduit considérablement les temps de calcul à l'ordre de la nano-secondes. L'exécution totale du code étant aussi rapide (ou plus) que les régulateurs PI, il est attrayant car sa consigne ne contient aucune faute (mise à part un léger décalage) et est plus rapide.

A titre de comparaison, il est donné en annexe A une figure permettant de visualiser les différences entre les FPGA et ASIC.

Contrôle PI

Le contrôle se base sur un régulateur PI car le temps de réponse d'un système comme celui-ci est très rapide et sans erreur en régime. Cependant, le fait d'avoir supprimé le terme dérivé peut mener à des instabilités dont il faudra tenir compte. Sur base des équations 3.7, on remarque qu'un terme de couplage est présent. Pour accroître les performances nous allons découpler le système. Son implémentation est représentée en Fig.3.8

Contrôle direct

Le contrôle direct, plus complexe en terme de calcul numérique (et donc plus lent que son homologue PI), est implémenté en résolvant le système d'équations 3.7 sur i_q et i_d . Il suffit d'inverser une matrice 2x2. Son implémentation est donnée en Fig.3.9.

2. Cela signifie qu'on pourra le contrôler dans l'espace d-q

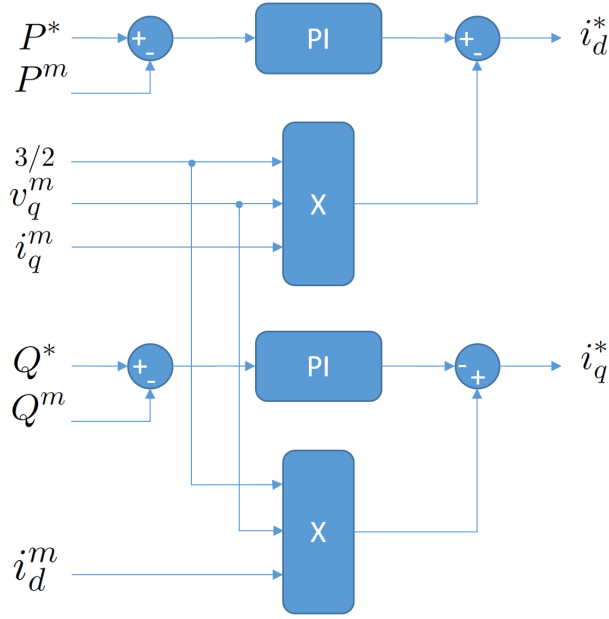


FIGURE 3.8 – Implémentation du contrôleur externe PI faisant référence aux équations 3.7. * et m signifiant consignes et mesures respectivement.

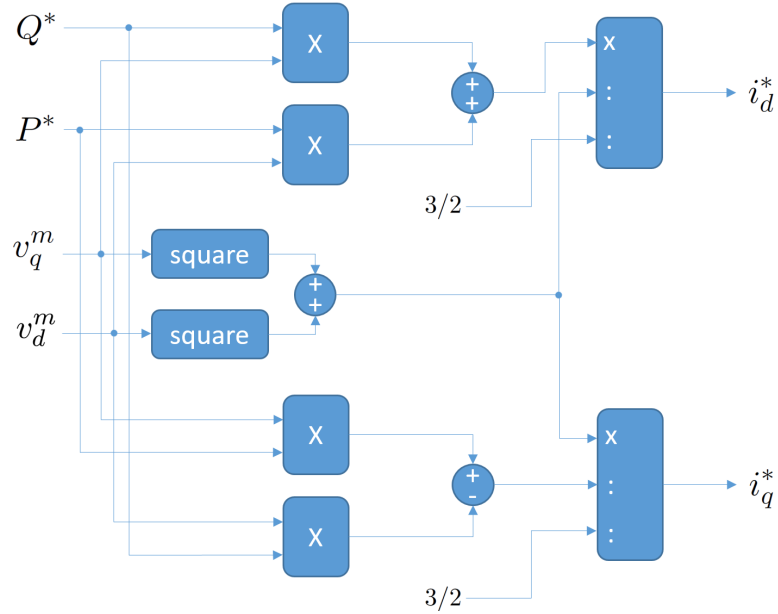


FIGURE 3.9 – Implémentation du contrôleur externe direct faisant référence aux équations 3.7. * et m signifiant consignes et mesures respectivement.

Choix du contrôle

Les deux contrôles ont été implémentés sur le convertisseur (la boucle de contrôle interne présentée en section 3.2.2 est installée pour obtenir un convertisseur MMC fonctionnel). Pour reproduire au mieux le comportement réel du convertisseur, un taux d'échantillonnage de $1ms$ a été appliqué aux deux contrôles. La simulation se base sur une consigne en rampe allant de $P_{pu} = [0, 1]$ durant une demi-seconde. Le résultat présent en Fig.3.10 montre que le contrôle direct est bien plus performant que le contrôle avec régulateur PI. On utilisera donc un contrôle direct pour les simulations suivantes.

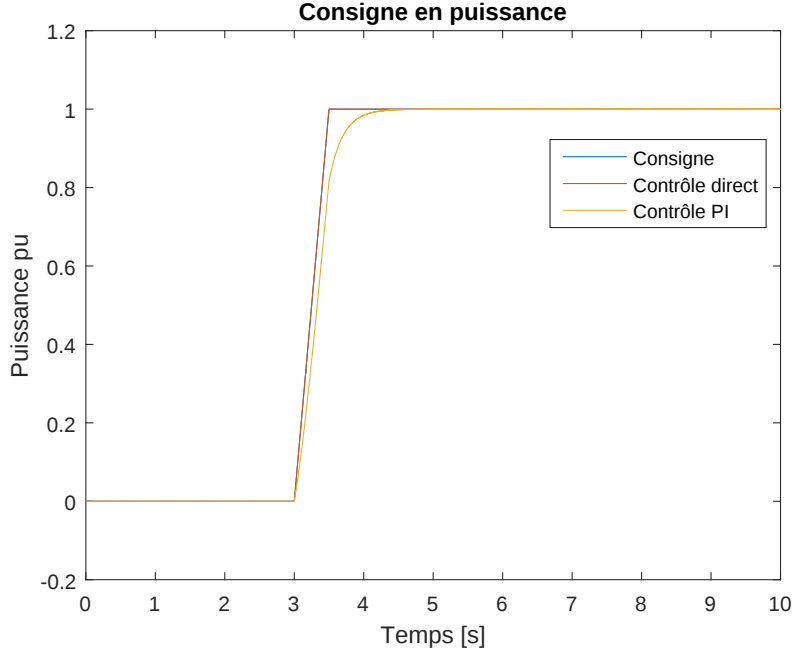


FIGURE 3.10 – Résultat d’une rampe de consigne en puissance $P = [0, 1]pu$ durant une demi-seconde $t^* = [3, 3.5]s$ sur le contrôle externe direct et le contrôle PI. Le taux d’échantillonnage des deux contrôles vaut $1ms$. Le contrôle direct est plus performant que le contrôle PI.

3.2.2 Contrôle interne

Comme illustré en Fig.2.10 le contrôle interne est plus compliqué. Un premier contrôleur PI est utilisé pour suivre les consignes i_{dq}^* . Après celui-ci, chaque bras a ses propres contrôleurs. On peut employer plusieurs stratégies différentes (contrôle d’énergie des bras, contrôle distribué,... [Antonopoulos, 2011][Hagiwara and Akagi, 2008])

Contrôleur PI

Il n’est malheureusement pas possible de créer un contrôleur direct avec les équations 3.7. On remarque que ces dernières sont couplées :

$$v_d = Ri_d + L \frac{d}{dt} i_d - L\omega i_q + v_{d,conv}$$

$$v_q = Ri_q + L \frac{d}{dt} i_q + L\omega i_d + v_{q,conv}$$

Le régulateur en Fig.3.11 permet de tenir compte du couplage [Beddard et al., 2015].

Stratégie de contrôle - régulation de i_{diff}

La description ci-dessous est un résumé de la méthode d’Antonopoulos. Pour une description plus complète, le lecteur est invité à consulter les travaux de [Antonopoulos, 2011] aux pages 17 à 22.

Le but de la stratégie de contrôle est de permettre au convertisseur MMC d’échanger de la puissance active sans que les tensions des capacités des sous-modules ne soient trop affectées. Ce contrôle a été étudié et implémenté par [Antonopoulos, 2011]. Le principe de cette solution est de déséquilibrer les demi-bras en changeant l’index d’insertion (n_l et n_u) pour forcer le passage

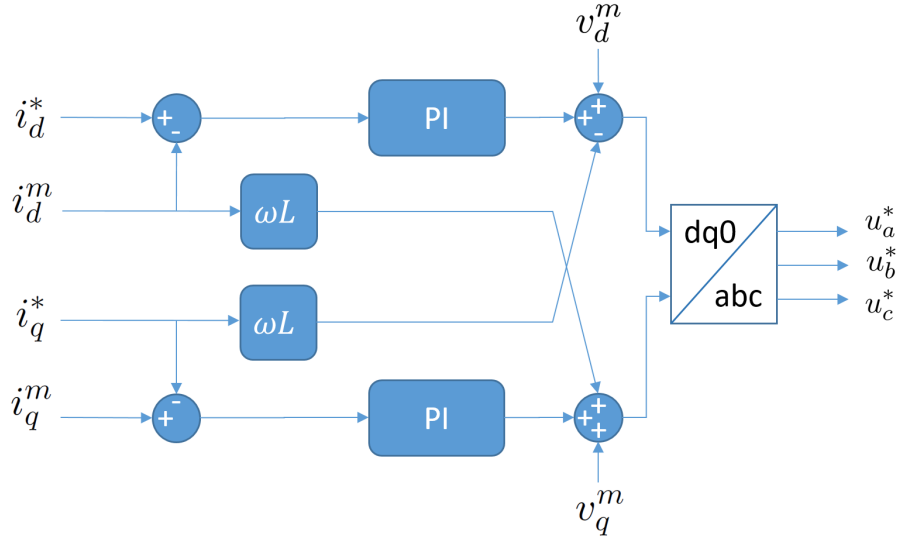


FIGURE 3.11 – Implémentation du contrôleur interne PI. * et m signifient consignes et mesures respectivement

d'un courant plus ou moins important pour charger/décharger le demi-bras en déficit/surplus d'énergie.

En reprenant les équations établies dans la première partie de la section 3.1, il est possible d'écrire [Casadei and Teodorescu., 2012] :

$$L \frac{di_{diff}}{dt} = -Ri_{diff} - \frac{n_u(t)U_{cu}^\Sigma - n_l(t)U_{cl}^\Sigma}{2} + \frac{U_{DC}}{2}$$

$$u_v = \frac{n_u(t)U_{cu}^\Sigma - n_l(t)U_{cl}^\Sigma}{2} - \frac{Ri_v}{2} - L \frac{di_v}{dt}$$

Antonopoulos est parvenu à démontrer qu'il était possible de régler u_v et i_{diff} de manière indépendante :

- La tension de sortie ne dépend que du courant sortant du convertisseur i_v ainsi que de la différence de tensions $n_u(t)U_{cu}^\Sigma - n_l(t)U_{cl}^\Sigma$.
- Le courant i_{diff} ne dépend que de la somme $-n_u(t)U_{cu}^\Sigma - n_l(t)U_{cl}^\Sigma$. Et donc, soustraire la même contribution de tension aux deux demi-bras ne va pas affecter le côté ac mais va plutôt impacter le courant de circulation.

En modifiant intelligemment la tension des bras, il est possible de contrôler le courant i_{diff} y circulant sans modifier u_v . Nous allons pour cela modifier les index d'insertion n_u et n_l en reprenant les équations 3.2 et 3.3. Pour estimer la chute de tension $u_{diff}(= L \frac{di_{diff}}{dt} + Ri_{diff})$ à appliquer aux bornes des inductances, nous allons utiliser l'énergie stockée dans les condensateurs des demi-bras :

$$\frac{dW_{cu}^\Sigma}{dt} = i_u n_u(t) U_{cu}^\Sigma$$

$$\frac{dW_{cl}^\Sigma}{dt} = i_l n_l(t) U_{cl}^\Sigma$$

L'hypothèse numéro 6 (voir section 3.1) nous permet d'écrire $u_{u,diff} = u_{l,diff}$. En effet, $L \frac{di_u}{dt} = L \frac{di_l}{dt}$ car les valeurs moyennes des courants sont égales. Nous pouvons donc appliquer une chute de tension u_{diff} identique aux deux demi-bras.

En utilisant l'hypothèse 2, l'énergie stockée dans chaque sous-module est équitablement répartie dans les demi-bras. Elle peut s'écrire :

$$W_{cu}^{\Sigma} = \frac{C_{SM}}{2N} (U_{cu}^{\Sigma})^2 \quad (3.8)$$

$$W_{cl}^{\Sigma} = \frac{C_{SM}}{2N} (U_{cl}^{\Sigma})^2 \quad (3.9)$$

L'énergie d'un bras vaut :

$$W_c^{\Sigma} = W_{cu}^{\Sigma} + W_{cl}^{\Sigma} \quad (3.10)$$

Et son déséquilibre :

$$W_c^{\Delta} = W_{cl}^{\Sigma} - W_{cu}^{\Sigma} \quad (3.11)$$

Deux régulateurs PI seront nécessaires au bon fonctionnement du système. En effet, le premier contrôle dit **boucle d'équilibrage d'énergie** se verra impuissant si l'énergie des deux demi-bras diminue de la même manière. Cela implique W_c^{Δ} nul et les consignes n_u et n_l se verront inchangées³. Il est donc obligatoire d'implémenter un deuxième contrôle appelé **boucle de contrôle d'énergie totale**. Celle-ci servira à maintenir l'énergie de tous les sous-modules à une consigne $W_c^{\Sigma*}$. L'implémentation de ces deux contrôles est donnée en Fig.3.12.

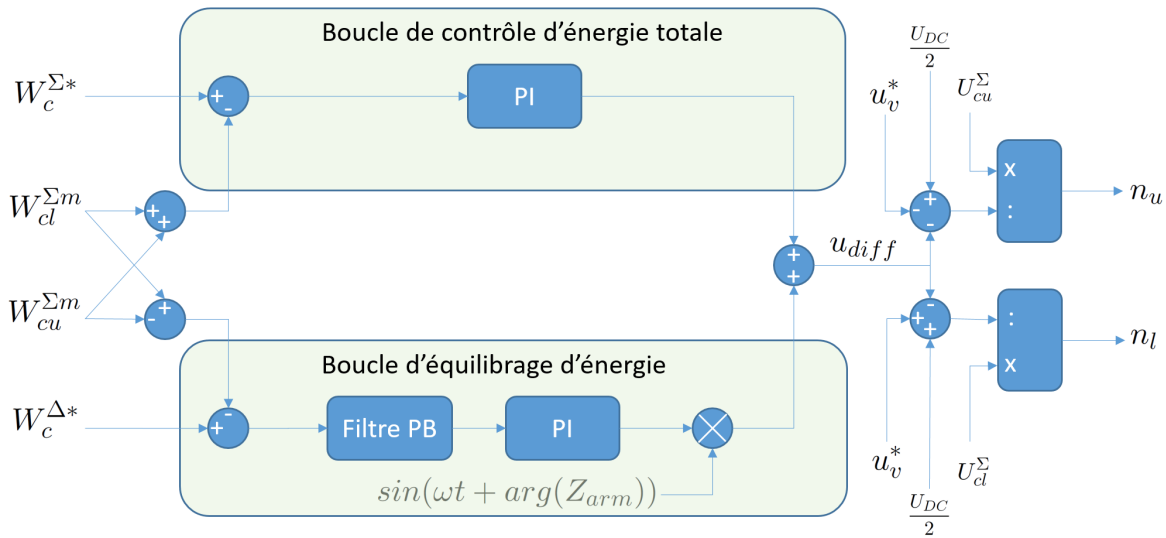


FIGURE 3.12 – Implémentation du contrôleur d'énergie interne. * et m signifient consignes et mesures respectivement

Le réglage de $W_c^{\Sigma*}$ se fait sur base des équations 3.8 et 3.9 où nous pouvons assumer $W_{cu}^{\Sigma} = W_{cl}^{\Sigma}$ par symétrie des demi-bras. Finalement, comme nous souhaitons que l'énergie d'un demi-bras égale l'énergie de l'autre, il vient $W_c^{\Delta*} = 0$.

On remarquera que la boucle d'équilibrage d'énergie possède un filtre passe-bas. En effet, le déséquilibre occasionné par le convertisseur en fonctionnement fait osciller la valeur de W_c^{Δ} à la fréquence fondamentale ω . Comme on souhaite que l'énergie des demi-bras soit équivalente *en moyenne*, on utilise un filtre passe-bas avec une faible fréquence de coupure.

3. En s'affranchissant de la tension alternative u_v . On peut s'imaginer travailler à tension u_v constante ou être à un pas de temps très faible

Illustration du contrôle interne

En section 2.3.2, nous parlons de deux stratégies de contrôles différentes. L'une agissant sans régulation du courant i_{diff} et l'autre régulant ce courant, que l'on vient de décrire. La figure 3.13 permet d'observer cette différence. En effet, jusqu'en $t = 3s$, le courant i_{diff} n'est pas contrôlé et apparaît comme bien plus important qu'après $t = 3s$. Les pertes occasionnées par ce courant étant non négligeables, nous décidons de réguler ce dernier dans les prochaines simulations.

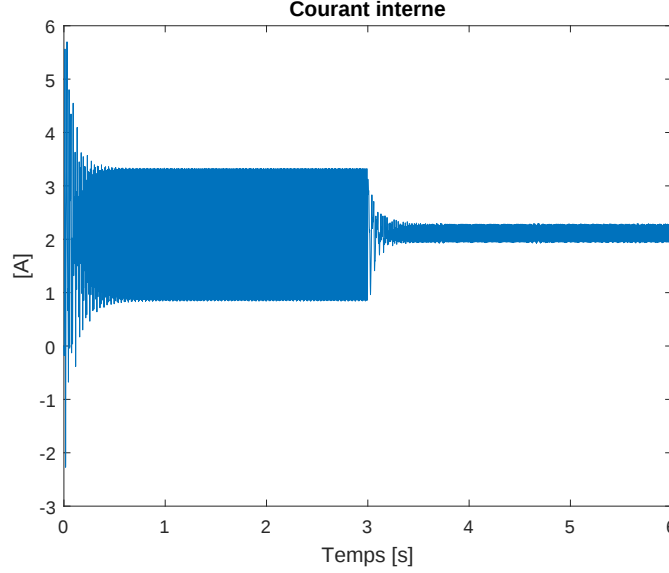


FIGURE 3.13 – Représentation du courant i_{diff} dans le bras monophasé sans contrôle $t = [0, 3]s$ et avec la stratégie de contrôle décrite en section 3.2.2 en $t = [3, 6]s$.

3.2.3 Influence des différentes hypothèses

Dans cette section, nous allons vérifier l'influence macroscopique des hypothèses 2 à 5 sur notre modèle moyen afin de pouvoir justifier leur emploi. Le convertisseur étudié sera celui présenté en table 3.1. En effet, l'étude de ce dernier possède l'avantage d'être plus rapide en simulation et de posséder un nombre de sous-modules beaucoup plus faible (car la tension $U_{dc} = 200V$). Les stratégies de contrôles interne et externe sont mise en place et **fonctionnelles**.

Chaque simulation débutera avec la tension HVDC U_{dc} équilibrée. Afin d'illustrer et quantifier les différentes hypothèses, nous allons nous concentrer sur une variation de consigne de puissance P^* (Fig.3.14) imposée au convertisseur MMC pour toutes les prochaines simulations.

Les titres condensés H13456, H1346,... font référence aux hypothèses introduites en section 3.1. Chaque chiffre derrière la lettre H correspond à l'utilisation d'une hypothèse. Par exemple H13456, signifie que l'hypothèse H2 (tension aux bornes des sous-modules égales et équilibrées) n'est plus valide et la simulation changée en conséquence.

H13456

Sur la Fig.3.15 nous remarquons une légère différence de puissance en $t = 2$ par rapport à la consigne. Cependant cette erreur est corrigée en $t = 3$ par les contrôles PI internes. Le changement de tension des capacités n'a pas de réelle influence sur la puissance transmise.

Le courant du lien DC est quant à lui légèrement perturbé même si la consigne est globalement bien suivie. Effectivement, en Fig.3.15 nous constatons une oscillation de ce dernier en

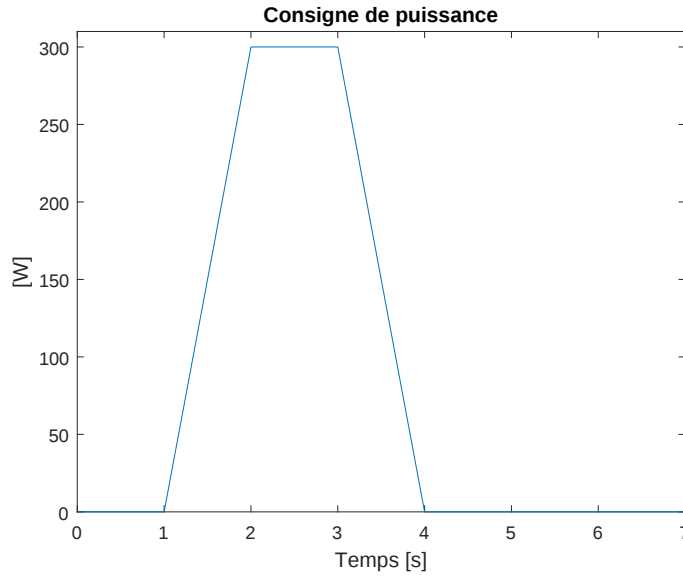


FIGURE 3.14 – Consigne de puissance imposée au convertisseur pour les différentes simulations à venir.

$t = 2$ jusque $t = 3$. La variation des tensions des capacités influencerait donc de manière plus ou moins importante le courant absorbé au lien DC. En effet, celle-ci oscille (voir Fig.3.16 et Fig.3.17) à une fréquence double de la fondamentale (démontré à l'équation 2.5) tout comme le courant DC.

On remarque que l'hypothèse de tension constante est donc trop forte.

Nous ne gardons plus cette hypothèse pour le modèle moyen car elle reflète un comportement important du convertisseur MMC.

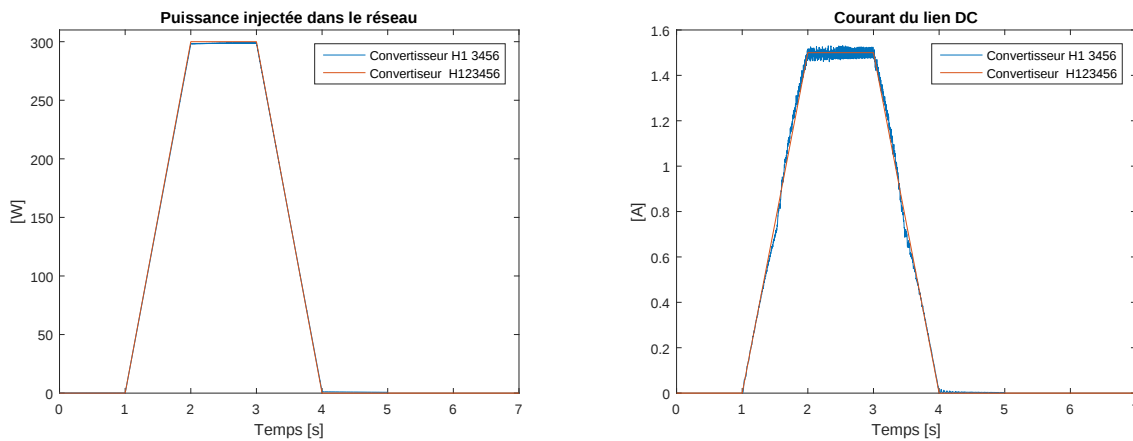


FIGURE 3.15 – Comparaison de la puissance transmise au réseau (gauche) et le comportement du courant du lien HVDC entre le convertisseur sous les hypothèses 1,2,3,4,5,6 (rouge) et le convertisseur sous les hypothèses 1,3,4,5,6 (bleu).

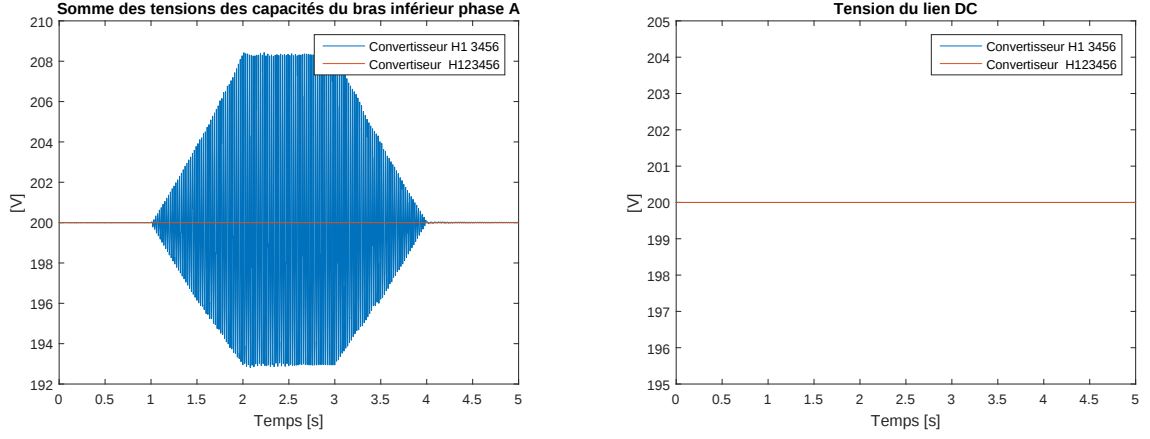


FIGURE 3.16 – Comparaison du comportement de la somme des tensions des capacités du bras inférieur de la phase A (gauche) et de la tension du lien DC (droite) entre le convertisseur sous les hypothèses 1,2,3,4,5,6 (rouge) et le convertisseur sous les hypothèses 1,3,4,5,6 (bleu).

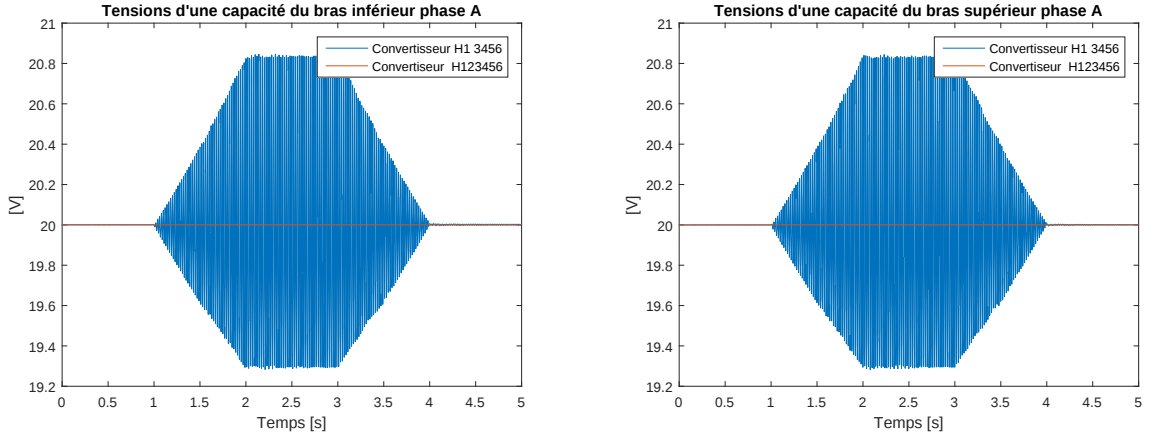


FIGURE 3.17 – Comparaison du comportement de la tension d'une capacité du bras inférieur (gauche) et supérieur (droite) de la phase A entre le convertisseur sous les hypothèses 1,2,3,4,5,6 (rouge) et le convertisseur sous les hypothèses 1,3,4,5,6 (bleu).

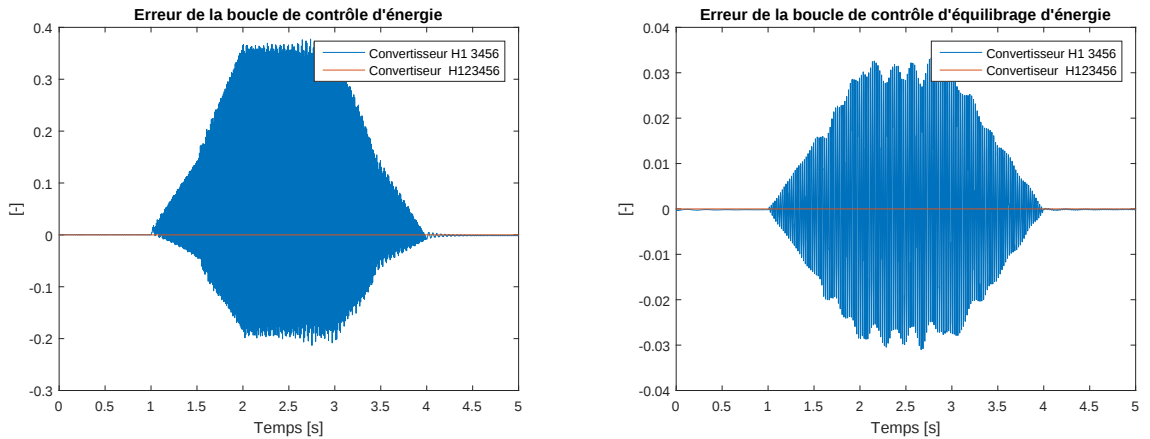


FIGURE 3.18 – Comparaison de l'erreur de la boucle de contrôle d'énergie totale (gauche) et l'erreur de la boucle de contrôle d'équilibrage d'énergie (droite) entre le convertisseur sous les hypothèses 1,2,3,4,5,6 (rouge) et le convertisseur sous les hypothèses 1,3,4,5,6 (bleu).

H1346

L'hypothèse 5 de tensions DC constante est maintenant retirée pour toutes les simulations. Pour ce faire, nous créons dans simulink un lien HVDC entre les convertisseurs MMC. Ceci s'appelle la configuration back to back et sera expliqué plus en détails dans la section 3.4.

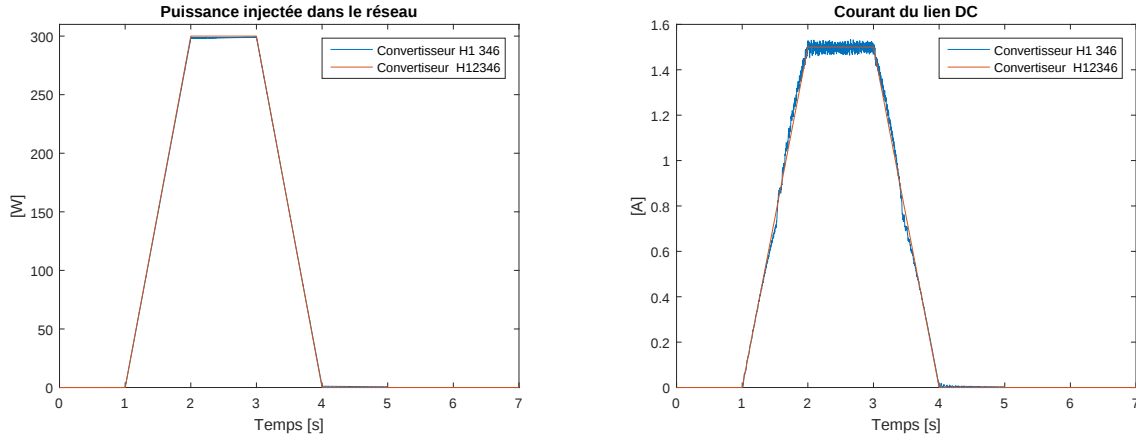


FIGURE 3.19 – Comparaison de la puissance transmise au réseau (gauche) et du courant du lien DC (droite) entre le convertisseur sous les hypothèses 1,2,3,4,6 (rouge) et le convertisseur sous les hypothèses 1,3,4,6 (bleu).

Nous remarquons directement que la configuration back-to-back n'engendre aucun nouveau phénomène⁴ par rapport à la simulation H13456 mis à part un changement de la tension DC. En effet, analysons plus en détail la Fig.3.20 :

- En $t = [0, 1]s$, $P = 0$ et la tension DC est en parfait équilibre.
- En $t = [1, 2]s$, une consigne de puissance en forme de rampe fait chuter la tension du lien DC. En effet, les capacités soutenant la ligne DC n'ont pas assez de réserve d'énergie pour faire tenir correctement la tension de cette liaison.
- En $t = [2, 3]s$, $P = 300$ et la tension moyenne DC semble s'être stabilisée autour de la tension DC de 200V. On note un écart de maximum 0.5% ce qui reste faible.
- En $t = [3, 4]s$ nous obtenons la situation inverse qu'auparavant. La puissance chute et la tension DC monte.
- En $t = [4, 5]s$, $P = 0$ et la tension semble se stabiliser parfaitement.

FIGURE 3.20 – Comparaison du comportement de la somme des tensions des capacités du bras inférieur de la phase A (gauche) et de la tension du lien DC (droite) entre le convertisseur sous les hypothèses 1,2,3,4,6 (rouge) et le convertisseur sous les hypothèses 1,3,4,6 (bleu).

4. Il suffit de regarder les différentes figures pour s'en convaincre : 3.19, 3.20 et 3.21.

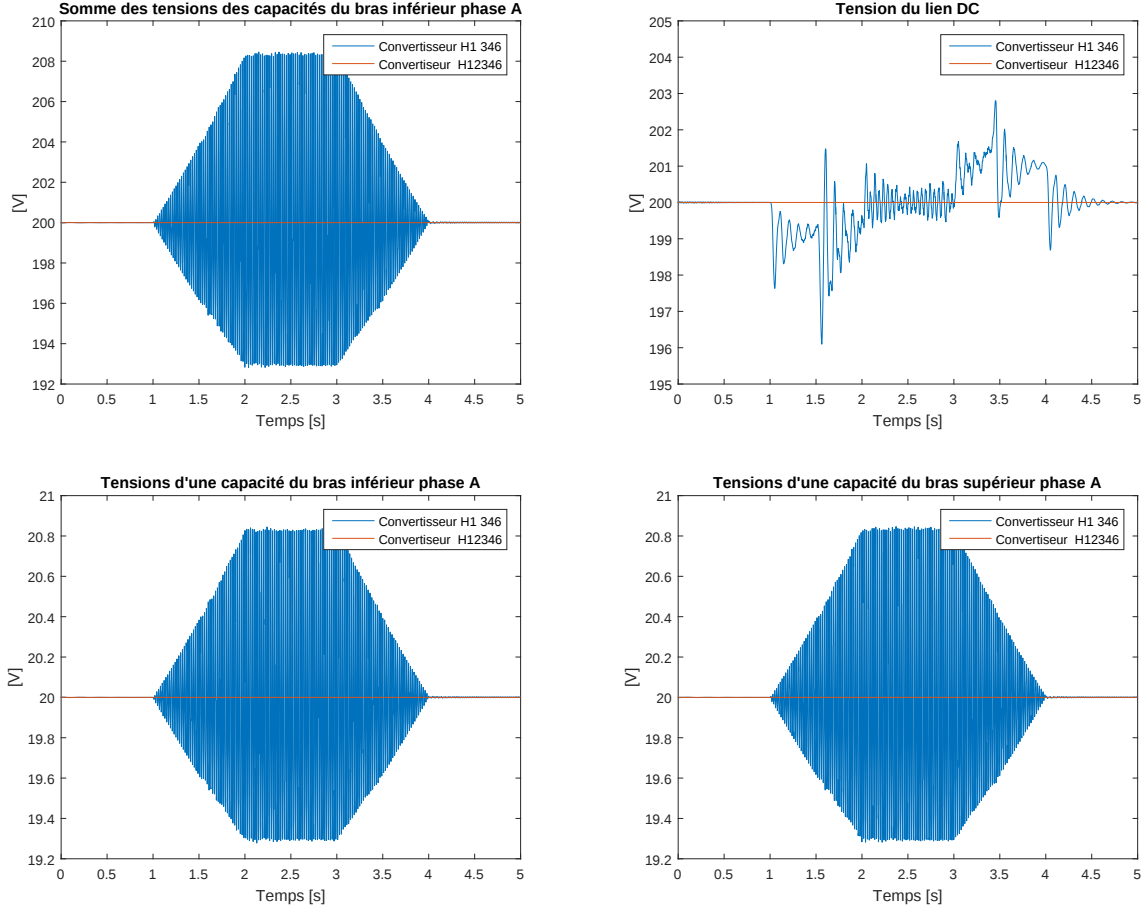


FIGURE 3.21 – Comparaison du comportement de la tension d'une capacité du bras inférieur (gauche) et supérieur (droite) de la phase A entre le convertisseur sous les hypothèses 1,2,3,4,6 (rouge) et le convertisseur sous les hypothèses 1,3,4,6 (bleu).

H146

Établissons maintenant le comportement des convertisseurs avec une fréquence des interrupteurs des sous-modules qui n'est plus infinie. Cela signifie qu'une stratégie d'insertion des sous-modules doit être élaborée. Celle-ci a l'avantage d'être simple [Labrique et al., 2015] :

- Si le courant du demi-bras est positif, alors on choisit d'insérer les n sous-modules dont les tensions des capacités sont les plus faibles, de sorte à les augmenter.
- Si le courant du demi-bras est négatif, alors on choisit d'insérer les n sous-modules dont les tensions des capacités sont les plus fortes, de sorte à les diminuer.

Deux simulations différentes seront comparées. La première, très lente à $f_{sw} = 250\text{Hz}$, et la deuxième à $f_{sw} = 1500\text{Hz}$. Fréquence de la méthode *Multilevel PWM* (section 2.4.2 eq.2.6) ($= 150 \cdot 10$).

La figure 3.22 nous montre qu'il n'y a aucune influence sur la puissance transmise au réseau. De plus, nous remarquons que plus f_{sw} diminue plus le courant du lien DC semble affecté malgré le suivi global de la consigne. Nous pouvons expliquer ce phénomène par l'insertion de capacités dont les tensions sont fortement différentes. En effet, une fois la capacité d'un sous-module chargée au-delà de la tension de consigne, si une autre capacité présente une tension moindre lors d'un passage de courant (i.e. durant la charge des sous-modules) alors celle-ci sera insérée dans le demi-bras tandis que l'autre sera déconnectée. Cette différence en tension pouvant atteindre jusqu'à 3V (Fig.3.24), elle pourrait être à l'origine d'une demande en courant plus

importante. La réponse du système est plus lente, en effet en $t = [4, 6]$, l'établissement d'un courant nul est quasiment une seconde plus longue pour $f_{sw} = 250\text{Hz}$.

La diminution de la fréquence f_{sw} affecte aussi directement la tension du bus DC comme nous aurions pu nous en douter. Effectivement, la Fig.3.23 nous montre une forte différence d'amplitude en tension malgré que celle-ci semble être plus ou moins contrôlée autour de la tension DC de 200V. Encore une fois, l'établissement de la tension pour $f_{sw} = 250\text{Hz}$ est une seconde plus longue que pour $f_{sw} = 1500\text{Hz}$ ($t = [5, 6]\text{s}$).

A nouveau, en Fig.3.23, nous constatons que la somme des capacités des sous-modules dictée par le contrôle d'énergie interne présente le même comportement mis à part certains pics atteignant jusqu'à 2V supplémentaires ce qui équivaut à environ 1% d'erreur. Nous faisons remarquer que nous sommes bien dans la plage des $\pm 10\%$ acceptables d'ondulation de tension sur un condensateur comme défini en section 2.1.1. L'analyse d'une des capacités des demi-bras en Fig.3.24 nous montre qu'une majorité du temps, celle-ci dépasse l'enveloppe de la tension qu'avait le convertisseur $f_{sw} = 1500\text{Hz}$. Cela indique que les capacités d'un demi-bras sont déséquilibrées et de façons opposées. Pour vérifier cette hypothèse, nous présentons en Fig.3.25 et Fig.3.26 toutes les tensions des capacités dans le bras supérieur pour $f_{sw} = 250\text{Hz}$ et $f_{sw} = 1500\text{Hz}$ respectivement. Nous constatons qu'environ la moitié des capacités présentes dans le demi-bras est en dessous de la consigne de 20V tandis que l'autre moitié est au dessus pour $f_{sw} = 250\text{Hz}$. Le fait d'augmenter la fréquence des interrupteurs permet à la tension des capacités des sous-modules de se stabiliser à la même valeur. Il y aura donc un compromis à faire entre pertes par commutation et stabilisation des tensions des capacités. En effet, passer en dessous des $f_{sw} = 200\text{Hz}$ demande un courant élevé et fait chuter la tension DC de façon trop importante. Le système devient instable et les courants/tensions injectés dans le réseau ne suivent plus les différentes consignes.

Les simulations étant environ 50 fois plus lentes qu'auparavant pour un résultat quasi-identique avec f_{sw} suffisamment grand, nous décidons de garder l'hypothèse de fréquence infinie.

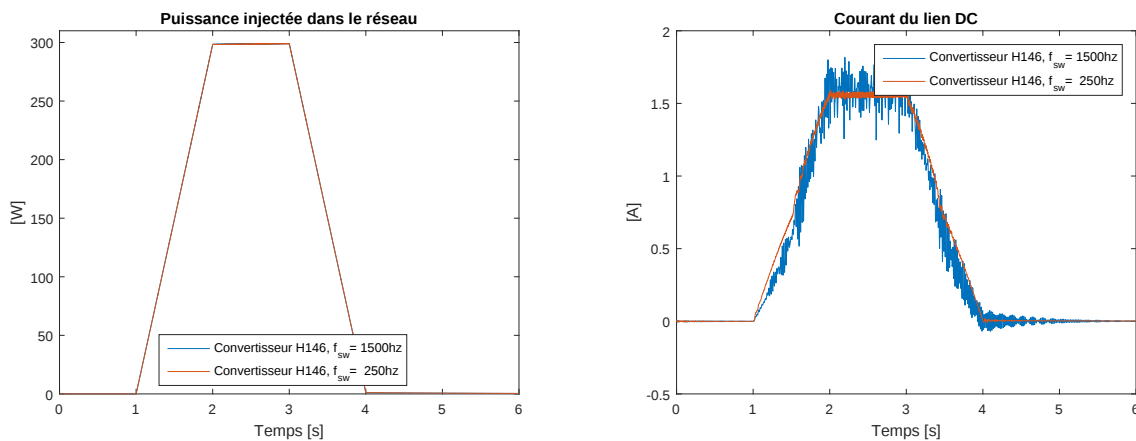


FIGURE 3.22 – Comparaison de la puissance transmise au réseau (gauche) et du comportement du courant du lien DC (droite) entre le convertisseur sous les hypothèses 1,4,6 $f_{sw} = 250\text{Hz}$ (rouge) et $f_{sw} = 1500\text{Hz}$ (bleu) .

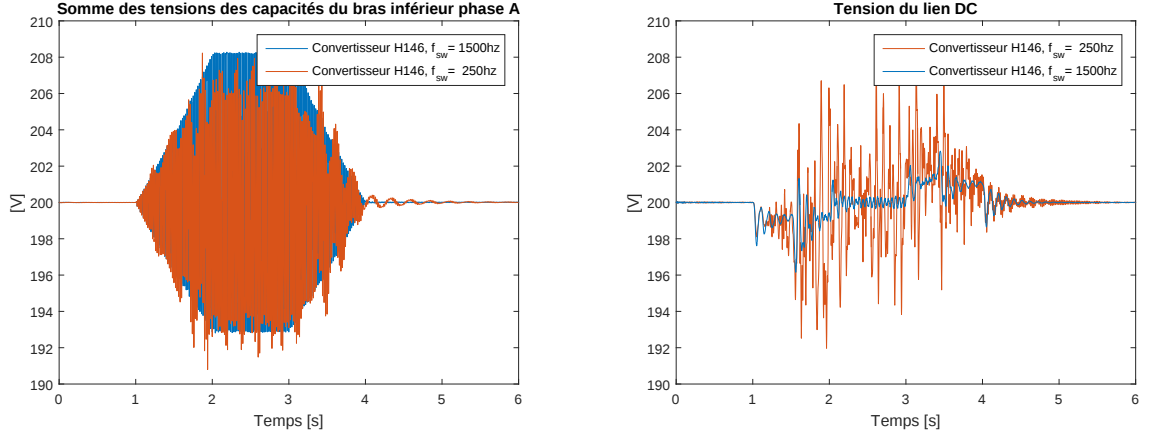


FIGURE 3.23 – Comparaison du comportement de la somme des tensions des capacités du bras inférieur de la phase A (gauche) et du comportement de la tension du lien DC (droite) entre le convertisseur sous les hypothèses 1,4,6 $f_{sw} = 250\text{hz}$ (rouge) et $f_{sw} = 1500\text{hz}$ (bleu).

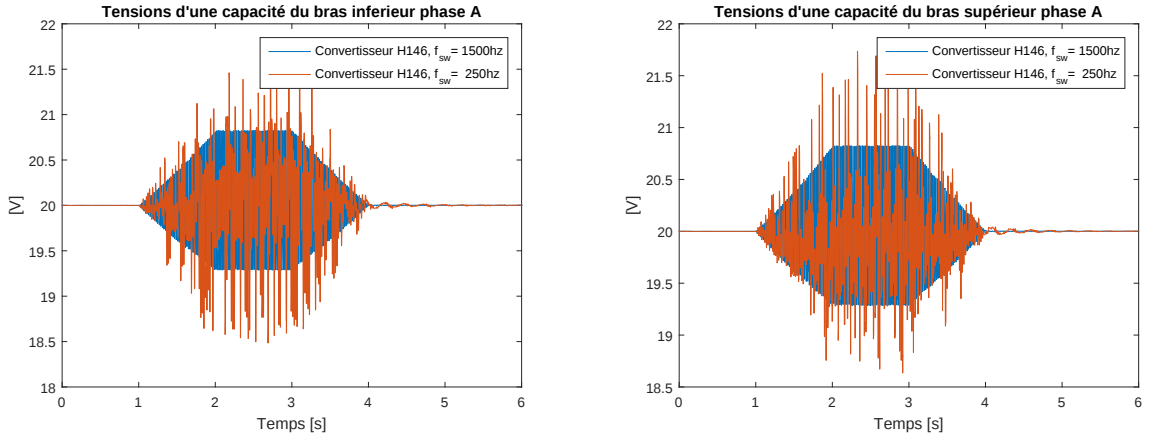


FIGURE 3.24 – Comparaison du comportement de la tension d'une capacité du bras inférieur (gauche) et supérieur (droite) de la phase A entre le convertisseur sous les hypothèses 1,4,6 $f_{sw} = 250\text{hz}$ (rouge) et $f_{sw} = 1500\text{hz}$ (bleu)

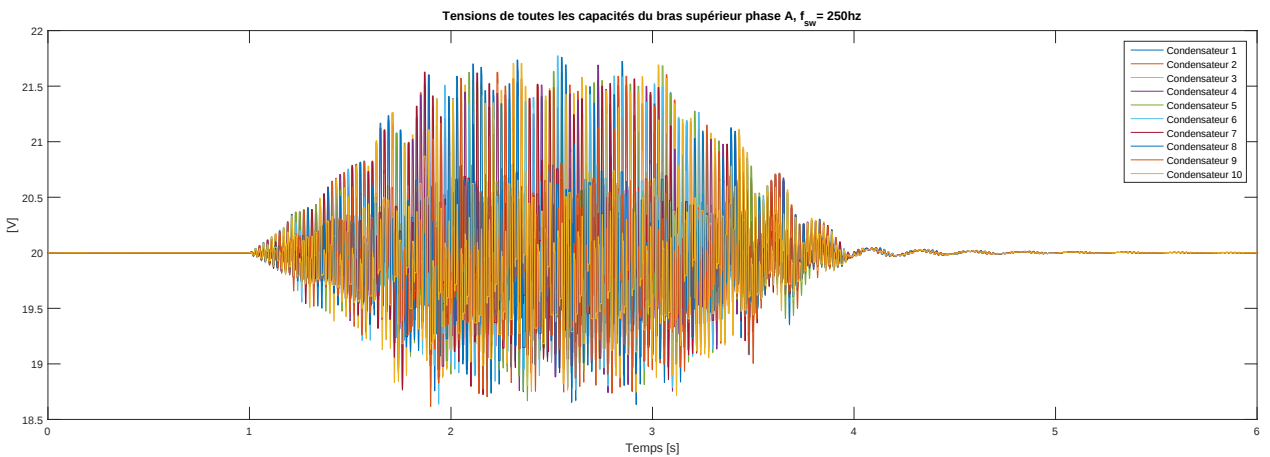


FIGURE 3.25 – Tension de toutes les capacités du convertisseur sous les hypothèses 1,4,6 avec $f_{sw} = 250\text{hz}$

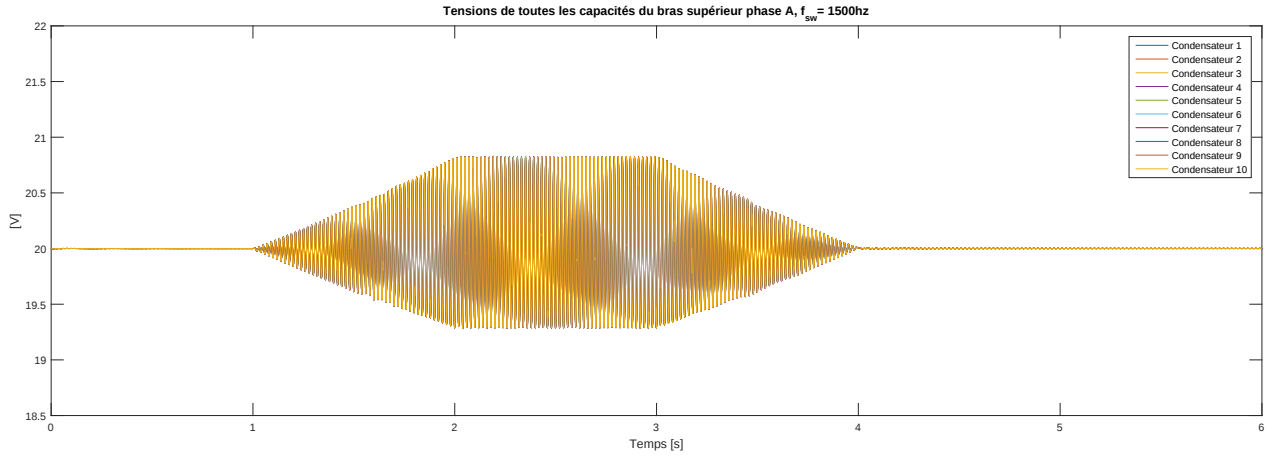


FIGURE 3.26 – Tension de toutes les capacités du convertisseur sous les hypothèses 1,4,6 avec $f_{sw} = 1500\text{Hz}$

3.3 Choix et ordre de grandeur des paramètres du modèle

Rappelons qu'en section 2.1.1, nous avons étudié et compris les différents enjeux des paramètres d'un convertisseur MMC. Nous allons maintenant nous pencher sur la manière de les dimensionner en se basant sur 2 valeurs clés. À savoir la tension du lien HVDC U_{dc} ainsi que la puissance nominale S_n du système.

Résistance de bras

Aucune information réellement tangible ne nous donne les équations ou la méthode pour calculer R_{arm} . Il a donc été choisi de se baser sur une moyenne des R_{arm} rencontrés dans plusieurs articles. La méthode utilisée a été la suivante :

- Remise en pu des résistances rencontrées en fonction des données du convertisseur modélisé en utilisant la formule $R_{pu} = R_{arm} \frac{S_{base}}{V_{base}^2}$. Les valeurs calculées se trouvent au tableau 3.2.
- Moyenne des différentes R_{pu} : $R_{arm,pu}^{final} = \sum_i^N \frac{R_{pu,i}}{N}$
- Utilisation de la valeur moyenne de $\approx 5.6 \cdot 10^{-3}$ pu

La valeur moyenne étant prise comme valeur de référence. On remarquera des écarts d'au maximum 50% en restant toutefois dans le même ordre de grandeur du demi-pourcent.

TABLE 3.2 – Résistances de bras de différents convertisseurs reconverties en pu

$R_{pu}[\%]$	0.75	0.45	0.53	0.81	0.3	0.41	0.68
--------------	------	------	------	------	-----	------	------

Inductance de bras

La valeur couramment utilisée dans les convertisseurs MMC est de $L_{arm} = 0.15\text{pu}$ [Tu et al., 2010] [SAAD, 2015] [Peralta et al., 2012]. Pour la calculer, nous utiliserons donc la formule suivante :

$$L_{arm} = 0.15 \frac{V_{base}^2}{S_{base} \omega_{base}}$$

Capacité des sous-modules d'un bras

La méthode pour calculer la valeur de la capacité d'un sous-module est basée sur son aptitude à stocker l'énergie. Selon [Funck and Vandendorpe, 2016] et ses sources associées, l'énergie stockée dans celle-ci doit se situer dans l'intervalle de 30 à 40 kJ par MVA du convertisseur afin de respecter la condition sur l'ondulation de tension (voir section 2.1.1). Nous obtenons :

$$C_{SM} = \frac{40 \cdot 10^3}{1MVA} \cdot N \frac{S_n}{U_{dc}^2}$$

Avec N , le nombre total de sous-modules **d'un demi-bras**. En effet ,n'oublions pas que ce dernier est chargé à une tension égale à la tension du lien HVDC U_{dc}

3.4 Dimensionnement de 2 convertisseurs back to back 100MW MMC

La configuration HVDC back to back permet la connexion de deux systèmes AC incompatibles afin d'échanger de la puissance active/réactive au travers d'une ligne HVDC. Cette dernière est particulière car elle fait tout au plus quelques dizaines de mètres d'où le nom back to back (côte à côte, dos à dos), dans ce type de configuration, un des convertisseurs deviendra le maître et l'autre l'esclave. Dans le sens où l'un contrôlera la puissance active passant au travers le lien tandis que l'autre s'occupera de maintenir la tension HVDC. Se faisant, aucune information ne doit être envoyée d'un convertisseur à l'autre. Une grande particularité des MMC est, tout comme les STATCOM, la possibilité d'échanger de la puissance réactive dans son propre réseau sans influencer la ligne HVDC ou le réseau voisin⁵. La configuration étudiée est présentée en Fig.3.27. Notons que par définition, la puissance sortant des convertisseurs vers leur réseau respectif est toujours positive. Le courant i_{dc} est quant à lui positif dans le sens esclave-maître. A l'aide de la section 3.3, nous obtenons les caractéristiques des deux convertisseurs dans le tableau 3.3. Afin de simuler au mieux le comportement de la liaison back to back, chaque régulateur est discret (et possède un taux d'échantillonnage propre repris dans ce même tableau).

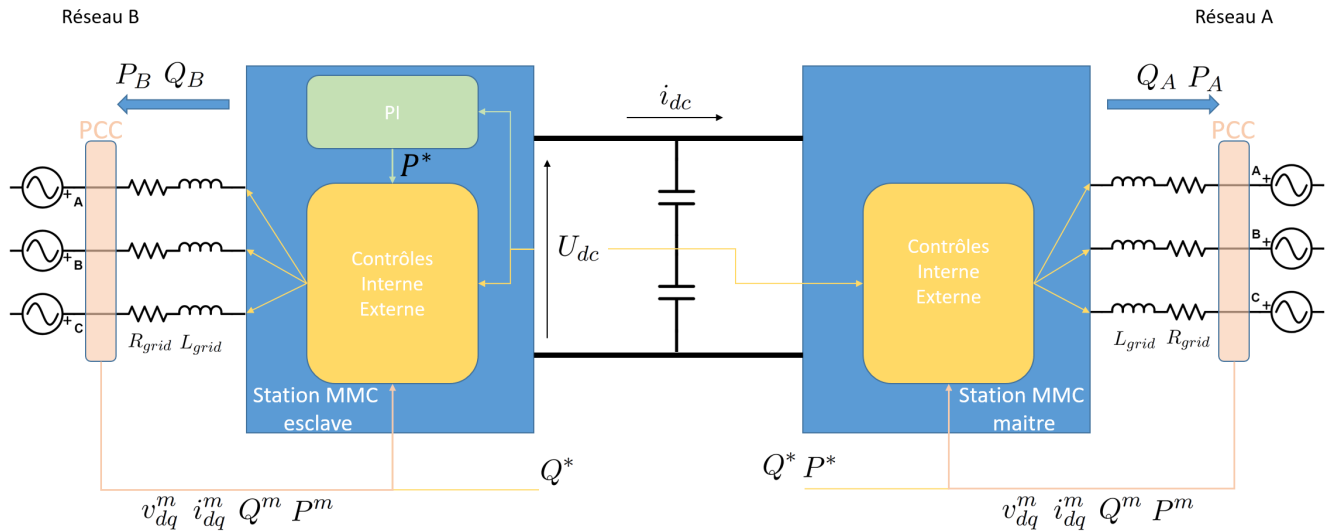


FIGURE 3.27 – Représentation des convertisseurs MMC maître et esclave attachés à leur réseau respectif au PCC (point of common coupling) par une impédance de liaison. Les contrôles principaux ainsi que les mesures et consignes respectives à leur bon fonctionnement ont été représentés.

5. Nous verrons au chapitre 3 section 4.4.2 que ceci n'est pas totalement vrai. En effet, une demande en puissance active dérègle le contrôle externe et injecte jusqu'à un maximum de 0.3% de puissance réactive par rapport à la puissance active maximum.

3.4.1 Dimensionnement final du convertisseur MMC - maître

Le convertisseur dit *maître* sera le convertisseur qui aura pour fonction de régler la puissance traversant le lien HVDC. C'est avec l'aide d'une consigne extérieure que celle-ci sera réglée, tout comme l'apport de puissance réactive. Citons par exemple un distributeur réseau désirant recevoir ou envoyer une certaine puissance au travers d'une frontière.

Les réglages établis dans les prochaines sections seront dimensionnés sur base d'une consigne allant de 0 à S_n , puissance nominale des convertisseurs (voir Fig.3.28), suivi d'une remise à 0. Nous noterons par la suite qu'il est important de remettre à zéro la puissance délivrée du convertisseur afin de permettre la détection de certaines instabilités.

Réglage des coefficients de la boucle interne

En section 3.2.2, nous expliquions le fonctionnement de la boucle interne. Cette boucle étant critique pour le convertisseur, voyons comment la régler. La difficulté vient de la stratégie de contrôle de l'énergie dans les bras. En effet, comme la Fig.3.8 le montre, deux régulateurs PI sont couplés et travaillent ensemble, fournissant une même consigne u_{diff} . L'influence de l'un agira donc directement sur l'autre.

Une bonne pratique dans le réglage des coefficients PI est d'abord de commencer par le réglage proportionnel afin d'établir un régime stable [Piette, 2011]. Finalement, l'erreur est supprimée en y ajoutant le terme intégral.

Trois simulations différentes seront présentées. La première en figures 3.29 et 3.30 nous montre que la stabilité de la boucle d'équilibrage d'énergie est primordiale. En effet, l'instabilité produite à cause de son k_i trop élevé a de fortes répercussions sur le convertisseur et se fait ressentir à

Type	Valeur	Unité	Symboles
Tension du réseau A	50	[kV]	U_A
Tension du réseau B	50	[kV]	U_B
Puissance des convertisseurs	100	[MVA]	S_n
Tension du bus DC	100	[kV]	U_{dc}
Fréquence du réseau A	50	[Hz]	ω_A
Fréquence du réseau B	50	[Hz]	ω_B
Inductance de demi-bras	4	[mH]	L_{arm}
Résistance de demi-bras	46	[mΩ]	R_{arm}
Nombre de sous-modules par demi-bras	100	[—]	N
Condensateur des sous-modules	40	[mF]	C_{SM}
Résistance de connexion au réseau	0	[Ω]	R_{grid}
Inductance de connexion au réseau	50	[mH]	L_{grid}
Hypothèses des convertisseurs	1-3-5-6	[—]	
Coefficient proportionnel de la boucle de contrôle d'énergie totale	$3.34 \cdot 10^{-4}$	[—]	k_p
Coefficient intégral de la boucle de contrôle d'énergie totale	0.01	[s]	k_i
Coefficient proportionnel de la boucle d'équilibrage d'énergie	$5 \cdot 10^{-3}$	[—]	k_p
Coefficient intégral de la boucle d'équilibrage d'énergie	$1 \cdot 10^{-4}$	[s]	k_i
Coefficient proportionnel du régulateur de tension HVDC U_{dc}	500	[—]	k_p
Coefficient intégral du régulateur de tension HVDC U_{dc}	$5 \cdot 10^4$	[s]	k_i
Échantillonnage PI boucle d'énergie	$1 \cdot 10^{-6}$	[s]	
Échantillonnage PI tension U_{dc}	$1 \cdot 10^{-3}$	[s]	
Échantillonnage PI boucle interne	$1 \cdot 10^{-4}$	[s]	

TABLE 3.3 – Caractéristiques de la configuration back to back et de ses régulateurs.

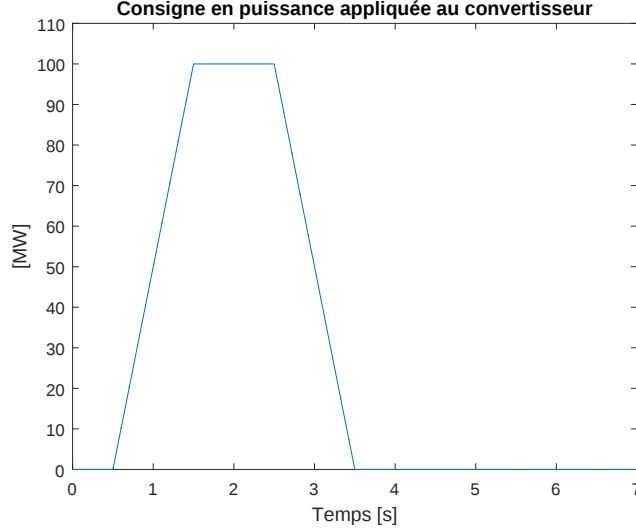


FIGURE 3.28 – Consigne de puissance pour les différents réglages du convertisseur MMC maître

tous niveaux.

La deuxième simulation en figures 3.31 et 3.32 indique que même si le convertisseur semble être stable, il est important de bien régler les coefficients de la boucle de contrôle d'énergie totale. En effet, nous remarquons que cette dernière est une image (inverse) de la somme des tensions des capacités. Pour obtenir une tension symétrique autour de la consigne ($100kV$), il est nécessaire d'agir sur son coefficient k_p . Le lecteur attentif aura remarqué que la tension u_{diff} est différente en $t = [0, 0.5]s$ et $t = [5, 7]s$. Cela s'explique simplement. En début de simulation les capacités des demi-bras sont exactement chargées à la tension de référence. Vu qu'il n'y a aucun échange de puissance, le convertisseur ne doit pas s'occuper d'un quelconque déséquilibre. C'est une situation idéale, inexistante. Cependant, après la simulation les capacités sont déséquilibrées et s'approchent de la tension de référence sans y être exactement, ce qui se rapproche de la réalité. La boucle d'énergie interne reste en fonctionnement et produit une tension u_{diff} pour rééquilibrer les tensions des condensateurs, d'où la présence d'une oscillation. Notons que l'apparition de u_{diff} provoque un courant i_{diff} . Les bras présentant une résistance non nulle, i_{diff} provoquent irrémédiablement des pertes. Il peut être montré que le convertisseur absorbe continuellement de la puissance au bus DC pour contrer les pertes se produisant dans ses bras.

Finalement la dernière simulation aux figures 3.33 3.34 prouve qu'avec de bons réglages il est possible d'obtenir un convertisseur dont le comportement est stable et généralement symétrique. Les coefficients utilisés sont donnés en table 3.3.

Le dernier contrôleur interne n'est pas critique. Il suffit d'augmenter les coefficients k_i et k_p de chaque PI jusqu'à ce que le système devienne instable. Les figures 3.35 montrent l'erreur relative des consignes i_q^* et i_d^* . Celles-ci sont données par le contrôleur direct (voir section 3.2.1). L'utilisation de ce type de contrôle permet d'obtenir les mêmes consignes⁶ i_q^* et i_d^* pour les deux scénarios et sont représentées aux figures 3.36. Cela permet de confirmer que l'erreur relative est faible pour la puissance active mais importante pour la puissance réactive qui monte jusqu'à une valeur maximum de $60kvar$ (voir figure 3.37). Il n'est malheureusement pas possible de faire autrement.

6. Ça n'aurait pas été le cas si nous avions travaillé sur le contrôleur PI indirect

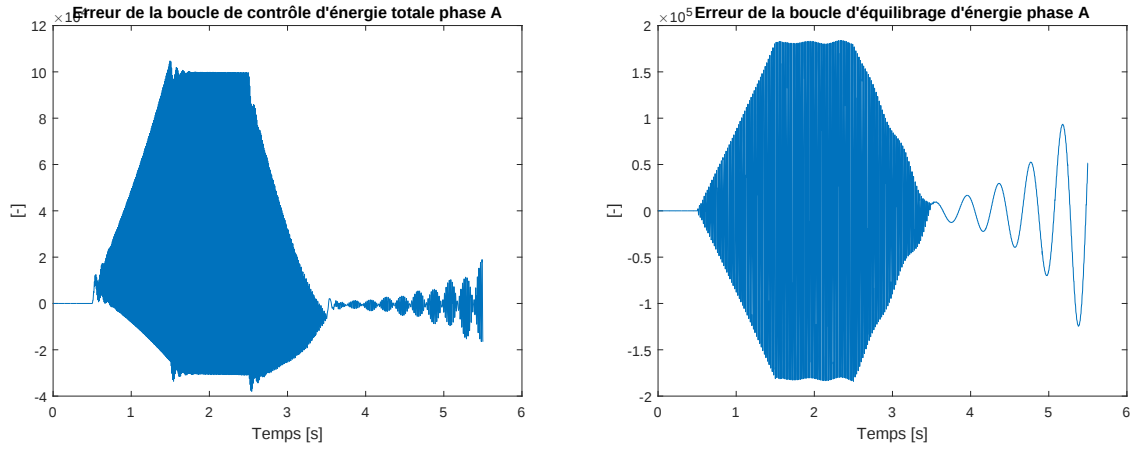


FIGURE 3.29 – Fonctionnement instable dû au k_i de la boucle d'équilibrage d'énergie trop important. Répercussion directe sur la boucle de contrôle d'énergie malgré de bons paramètres.

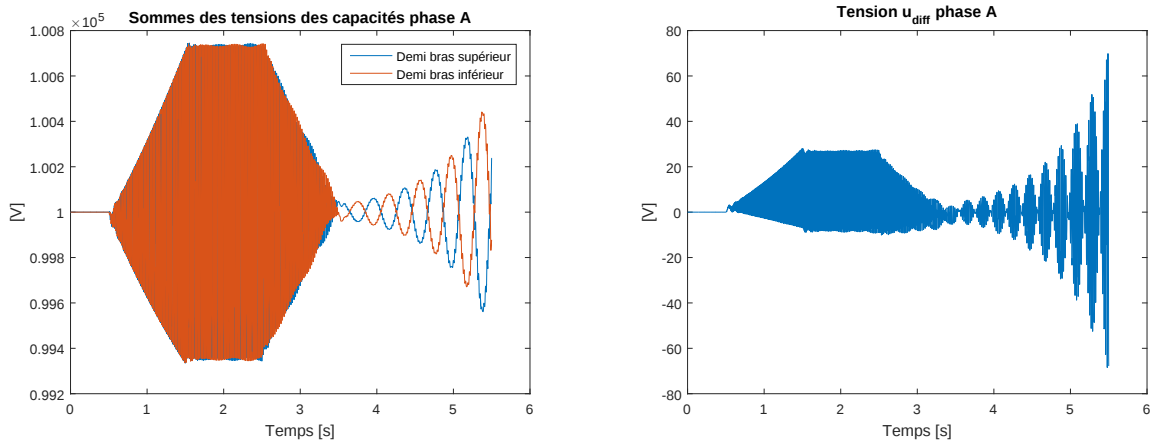


FIGURE 3.30 – Fonctionnement instable dû au k_i de la boucle d'équilibrage d'énergie trop important. Répercussion directe sur la somme des tensions des capacités et la tension u_{diff} .

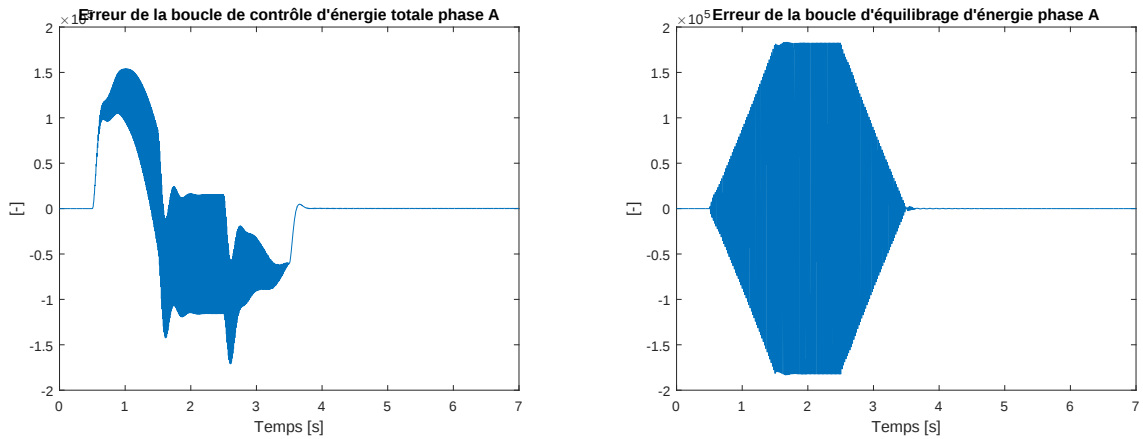


FIGURE 3.31 – Fonctionnement stable mais imparfait du contrôle d'énergie dû à son k_p trop faible. Aucune répercussion sur la boucle d'énergie qui reste stable.

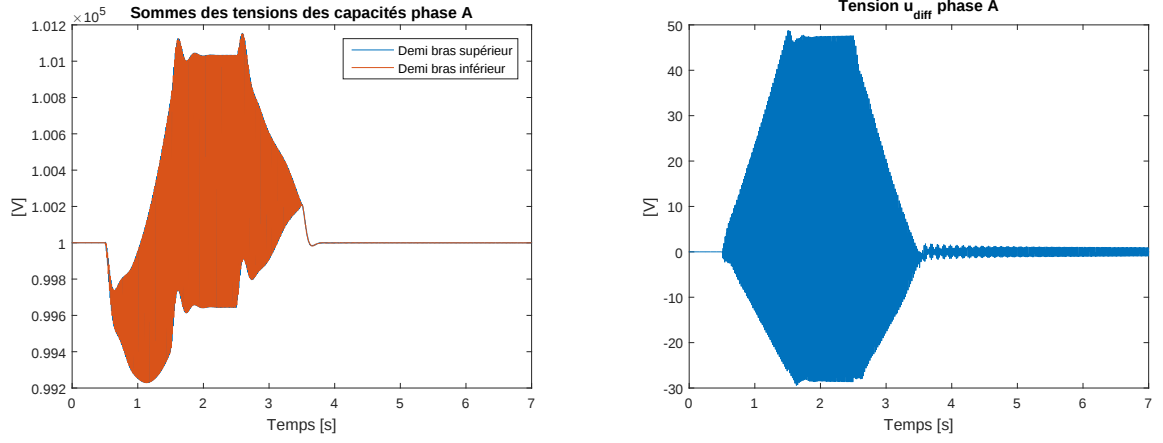


FIGURE 3.32 – Fonctionnement stable mais imparfait de la somme des tensions des capacités (phase A du demi-bras supérieur) dû au k_p de la boucle de contrôle d'énergie trop faible. Aucune répercussion visible sur la tension u_{diff} .

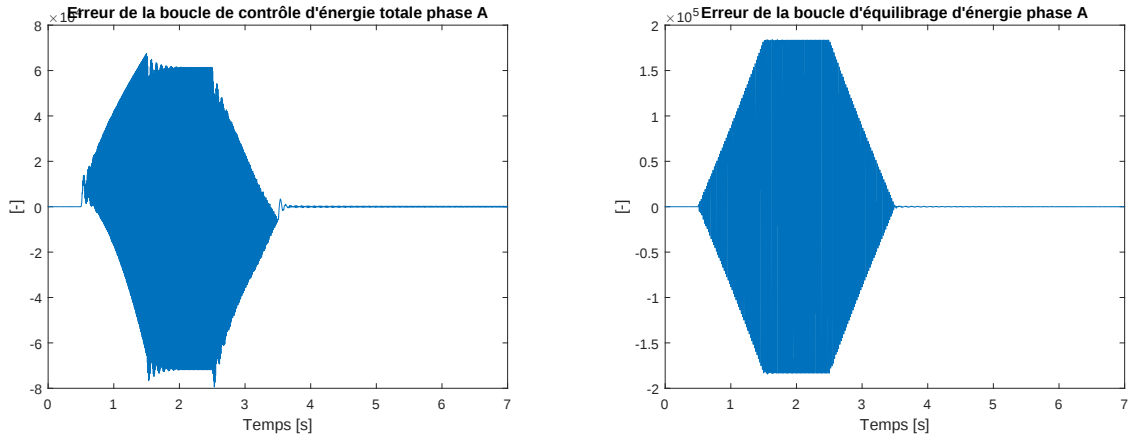


FIGURE 3.33 – Fonctionnement stable dû aux bons paramètres k_i et k_p des contrôles d'énergie internes.

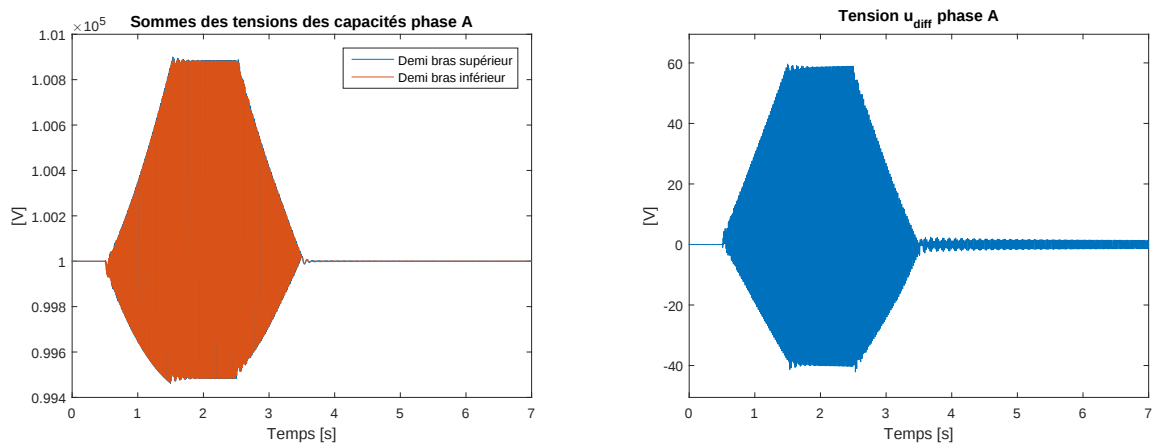


FIGURE 3.34 – Fonctionnement stable dû aux bons paramètres k_i et k_p des contrôles d'énergie internes.

3.4.2 Dimensionnement final du convertisseur MMC - esclave

Le convertisseur dit *esclave* n'a aucune différence avec le maître mis à part l'ajout d'un nouveau contrôleur de tension du lien HVDC comme montré à la figure 3.27. Nous gardons donc les

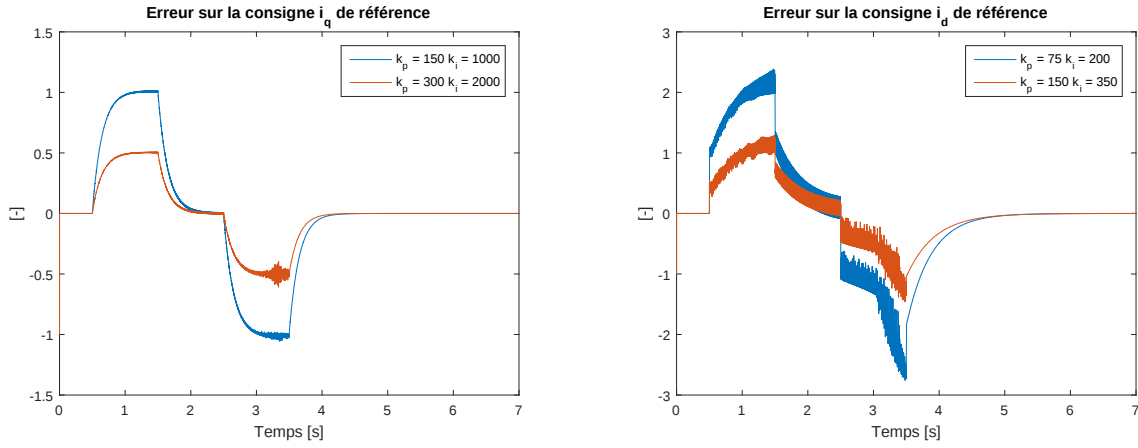


FIGURE 3.35 – Erreur sur les consignes I_q^* et I_d^* en fonction des différentes valeurs des coefficients k_p et k_i .

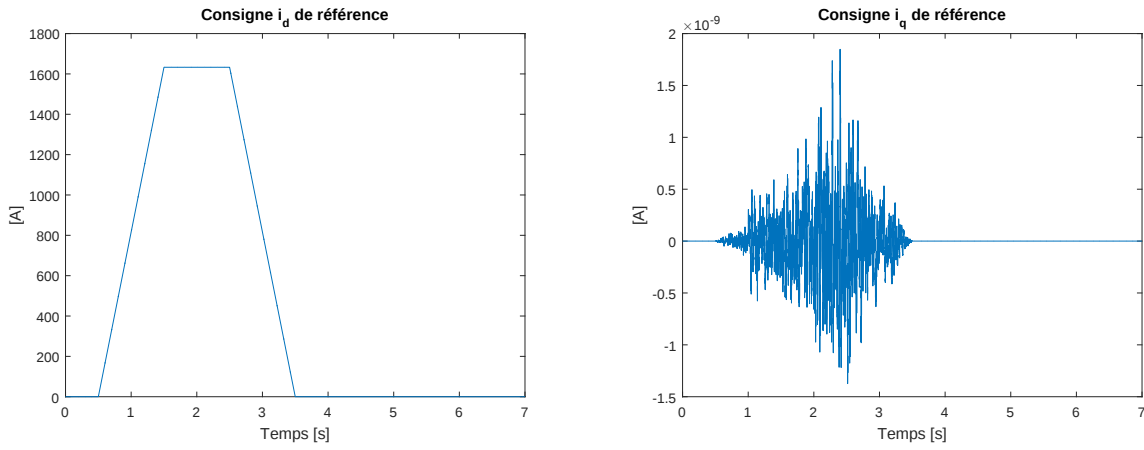


FIGURE 3.36 – Consignes de référence données par le contrôleur direct. Celles-ci sont les mêmes pour les deux scénarios.

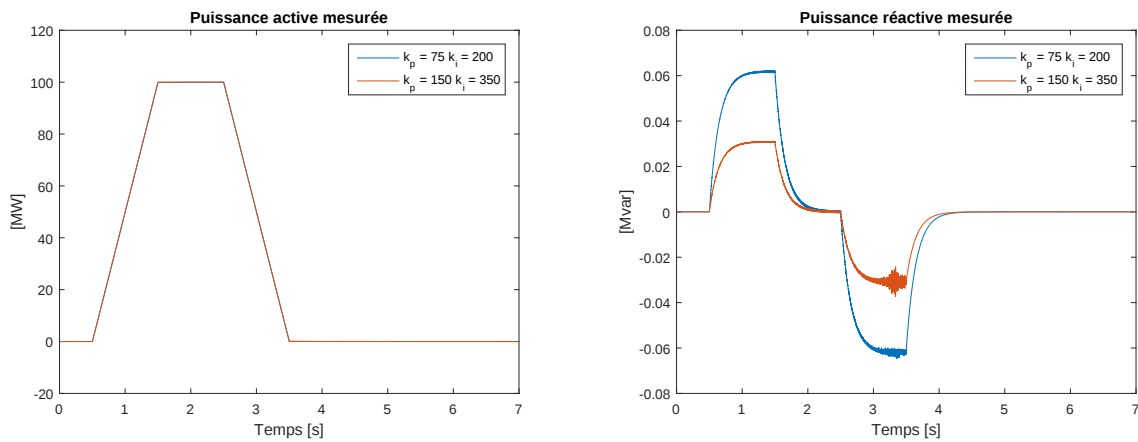


FIGURE 3.37 – Puissance active (gauche) et puissance réactive (droite) mesurées à la sortie du convertisseur.

mêmes coefficients de contrôle (voir table 3.3) pour tous les autres régulateurs.

A nouveau, le contrôle de la tension n'est pas critique. Cependant, il faut faire attention à

bien dimensionner les coefficients PI au démarrage et en régime du convertisseur. En effet, le démarrage doit se faire lentement pour éviter un trop gros dépassement de la tension sur les capacités du lien HVDC tandis qu'en régime le convertisseur doit être suffisamment performant pour éviter de trop gros écarts de tension avec la consigne.

Coefficients de démarrage du convertisseur

Durant le démarrage, il faut prêter attention au retour de puissance du convertisseur dans le réseau. Effectivement, un contrôleur mal dimensionné va tantôt injecter de la puissance et tantôt prélever de la puissance, ce qui peut entraîner des instabilités dans le réseau. Le but est donc d'amener la tension du lien HVDC en régime tout en prélevant une puissance relativement faible et quasi-continue au réseau. Le démarrage pouvant faire l'objet d'un mémoire, il n'a pas été implémenté de façon propre. Nous redirigeons le lecteur vers les travaux [Shi et al., 2012],[Gao et al., 2014],[Shi et al., 2015] et [Dekka et al., 2017]. Il est intéressant de savoir que les démarrages sont fonction de la structure des convertisseurs (Half-bridge, full-bridge,...). Les figures 3.38 et 3.39 montrent qu'un démarrage brusque, même si performant, peut nuire au réseau vu la puissance absorbée (30MW) durant un court instant. De plus, on remarque qu'un dépassement entraîne forcément un retour de puissance dans le réseau, ce qu'il faut éviter. Finalement, la consigne en step semble être la meilleure approche en terme de performance et puissance absorbée.

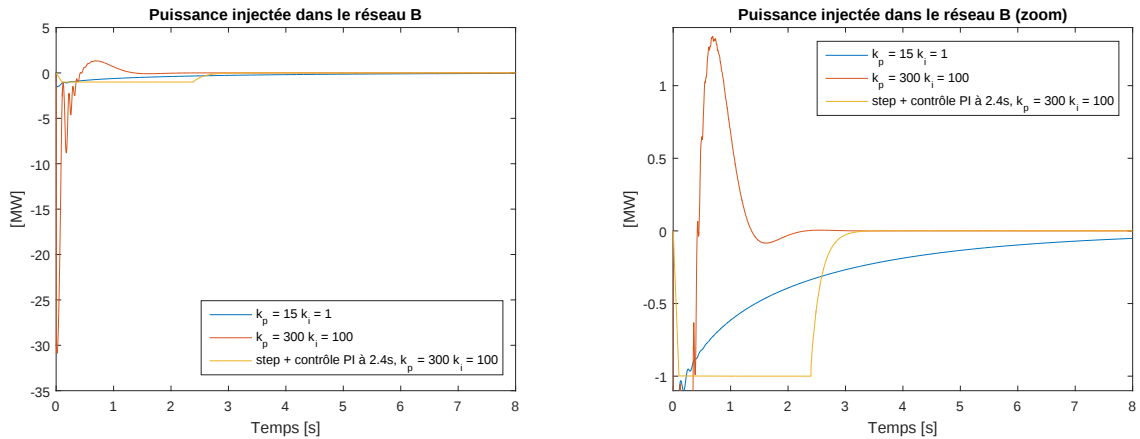


FIGURE 3.38 – Puissance active injectée dans le réseau au PCC en fonction de différents types de contrôles et paramètres PI au démarrage du convertisseur.

Coefficients en régime du convertisseur

Pour montrer l'influence des coefficients du régulateur PI en régime sur le lien DC, une consigne de puissance établie en Fig.3.40 a été imposée au convertisseur *maître*. Le démarrage ayant eu lieu, trois simulations différentes sont présentées aux figures 3.40 et 3.41. Nous remarquons que les coefficients utilisés au démarrage ne suffisent pas à tenir la tension HVDC, tout comme des valeurs exagérément élevées qui rendent le système instable. Finalement, les coefficients les plus performants repris au tableau 3.3 montrent une tension n'excédant pas 5% en valeur absolue de la consigne de 100kV.

Comme attendu, lors d'une injection de puissance dans le réseau A, le courant du lien HVDC augmente proportionnellement et de façon positive. Une puissance équivalente de 97.2MW est absorbée au réseau B en $t = 7s$. Nous avons donc $\approx 2.8\%$ de pertes dans les bras des deux convertisseurs. De la même façon, une puissance 102.5MW est soutirée au réseau B en $t = 3$. Rappelons que la consigne de puissance est appliquée au convertisseur maître. Il mesure donc

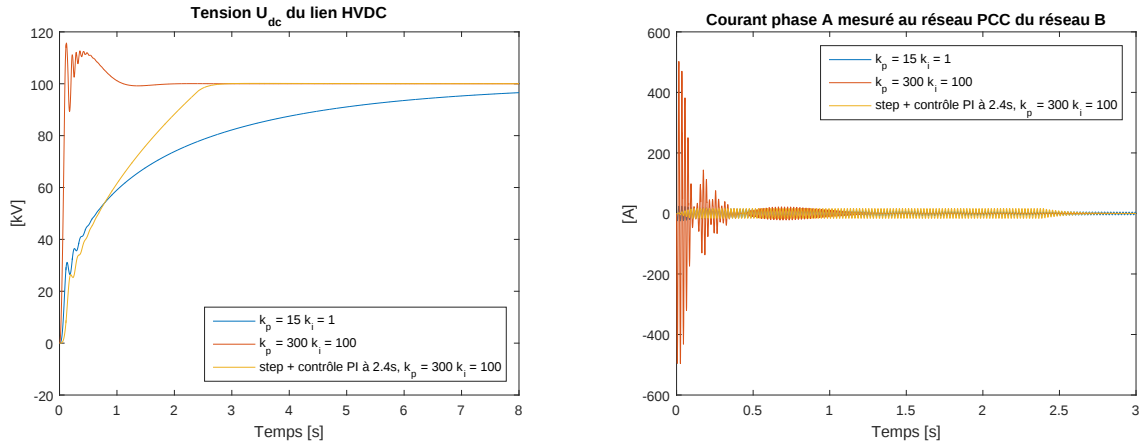


FIGURE 3.39 – Tension du lien HVDC (gauche) et courant injecté dans le réseau au PCC (droite) en fonction de différents types de contrôles et paramètres PI au démarrage du convertisseur.

100MW injectés au réseau A. Finalement, la tension se comporte comme espérée. En effet, lors d'une demande positive (négative) P_{ref} , sa valeur se retrouve en dessous (au dessus) de la consigne pour s'établir à nouveau lorsque P_{ref} est constant.

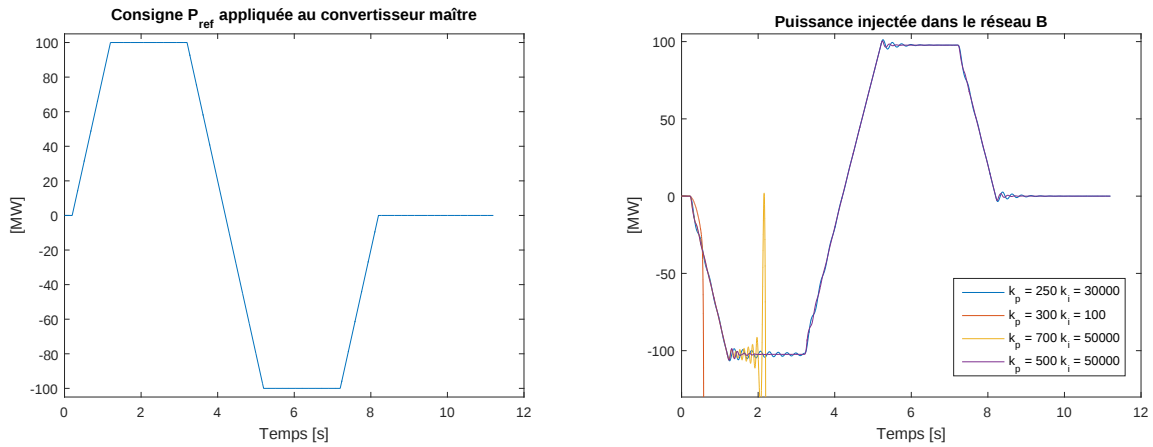


FIGURE 3.40 – Consigne de puissance appliquée au convertisseur maître (gauche) et puissance mesurée au PCC du réseau B (droite) en fonction des paramètres du régulateur PI en régime.

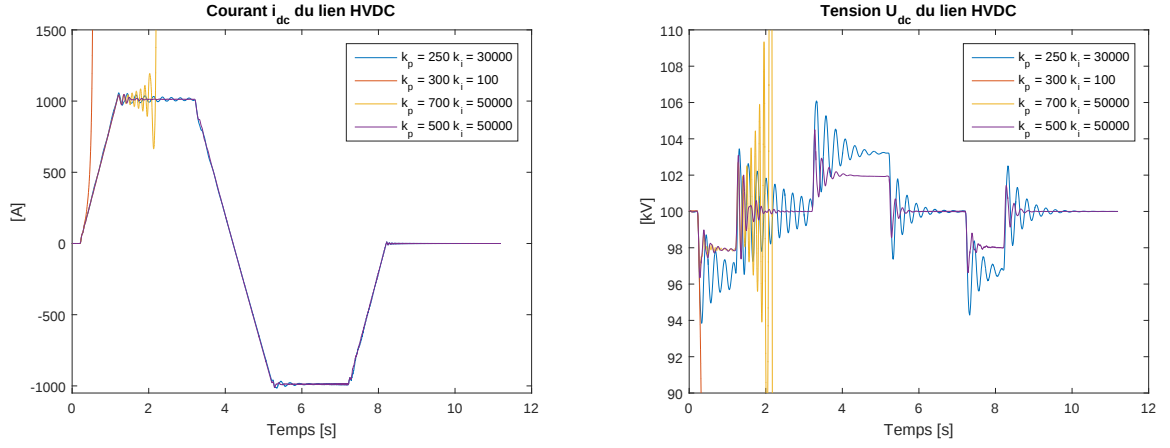


FIGURE 3.41 – Courant i_{dc} dans le lien HVDC (gauche) et sa tension associée (droite) en fonction des paramètres du régulateur PI en régime.

3.5 Conclusion

Ce chapitre a permis de comprendre et de modéliser n'importe quel type de convertisseur MMC. En effet, nous avons étudié et simulé leur dynamique fondamentale pour y implémenter par la suite les régulateurs bas niveaux ou régulateurs internes. Nous avons aussi compris l'enjeu des différentes technologies qui pourraient être utilisées aujourd'hui⁷ et la difficulté de leur implémentation au sein des convertisseurs.

Dans un deuxième temps, nous sommes revenus sur nos hypothèses de départ afin de trouver celles qui étaient adéquates à un modèle moyen. Ceci, sur base de réflexions et simulations à l'appui.

Finalement, la simulation d'une liaison MMC back to back de 100MW a permis de comprendre l'importance de la finesse des différents réglages des régulateurs. En effet, rappelons-nous que les coefficients de démarrage et de régime sont drastiquement différents et que la boucle de contrôle et d'équilibrage d'énergie peuvent facilement devenir instables.

7. CPU, FGPA et ASIC

4 Étude de l'inertie virtuelle d'un réseau

4.1 Introduction

Notre monde actuel repose de plus en plus sur l'énergie électrique, qu'elle soit produite par des éoliennes, des panneaux solaires ou des génératrices thermiques directement connectées au réseau. Les nouveaux défis en faveur d'une énergie plus verte amènent des problèmes qui n'ont pas été pensés lors de la construction de notre réseau électrique. En effet, les variations brutales du soleil et du vent par rapport à une machine tournante fonctionnant au gaz, au charbon, au pétrole ou encore au combustible nucléaire provoquent des chutes/augmentations de tension et/ou de fréquence nuisibles à la bonne stabilité du réseau. Dans le but d'amoinrir et de faire face à ces nouveaux problèmes, la libération d'énergie sous forme de stockage temporaire (super-cap, volant d'inertie,...) est déjà fortement utilisée pour soutenir la fréquence du réseau. De même, la tension se voit aujourd'hui soutenue par de nouvelles installations comme les STATCOM,...

Nous remarquons que cela, bien que fonctionnel, est insuffisant dans l'avenir et qu'interconnecter tous les réseaux existants entre eux permettrait d'obtenir une inertie en fréquence suffisamment forte pour contrer la variabilité sur le court terme des énergies renouvelables fluctuantes. Dans ce but, l'utilisation des stations à courant continu sachant relier deux réseaux incompatibles en phase ou en fréquence à vu le jour depuis quelques années. Ils ont le mérite de pouvoir, outre d'aider au maintien de la fréquence, de créer *sur commande* de la puissance réactive.

Dans ce dernier chapitre, nous allons nous pencher sur la problématique du réglage en fréquence et de son lien extrêmement étroit avec la puissance active produite et consommée instantanément dans un réseau. En effet, pour qu'un système électrique se maintienne stable en fréquence, il faut que la puissance électrique¹ ainsi que la puissance mécanique délivrée par les générateurs soient en tout temps égales pour éviter les variations trop fortes de fréquence et ainsi éviter l'escalade de conséquences (black out,...). Dans le cas d'une perturbation sévère, comme la perte d'un générateur, il peut y avoir une grande distorsion de fréquence suite à un déséquilibre de production et de consommation. Pour revenir à son état d'opération normal, plusieurs services se mettent en route. A savoir le contrôle primaire et secondaire. La figure 4.1 montre leurs fonctionnements, à savoir :

- Le contrôle primaire s'occupe principalement de réguler au plus vite la déviation de fréquence dès que celle-ci atteint une différence de plus de $\pm 10mHz$ avec la fréquence initiale f_0 [Gobmaier,]. Ces $10mHz$ ont pour but de supprimer les erreurs de mesures de la fréquence du réseau pouvant créer une augmentation de puissance dans le mauvais sens et donc, accentuer la déviation. Le contrôle primaire est un contrôle **rapide** ($\approx sec.$) basé sur un contrôleur proportionnel à la déviation Δf de la fréquence. Il ne peut que stopper/diminuer son écart mais ne sait pas la rétablir à sa valeur d'origine.

1. La puissance électrique regroupe la puissance produite par des machines qui ne tournent pas (e.g panneaux solaires) ainsi que la puissance consommée par les utilisateurs. Bien évidemment, ces puissances sont de signes opposés.

- Le contrôle secondaire quant à lui permet de rétablir le système à la fréquence nominale f_0 . C'est un contrôle **lent** ($\approx \text{min.}$) qui détermine la déviation de fréquence (à l'aide d'un contrôleur intégral) en régime et permet de la rétablir. Se faisant, l'utilisation du contrôle secondaire diminue la déviation de la fréquence et permet de rétablir les performances du contrôle primaire.

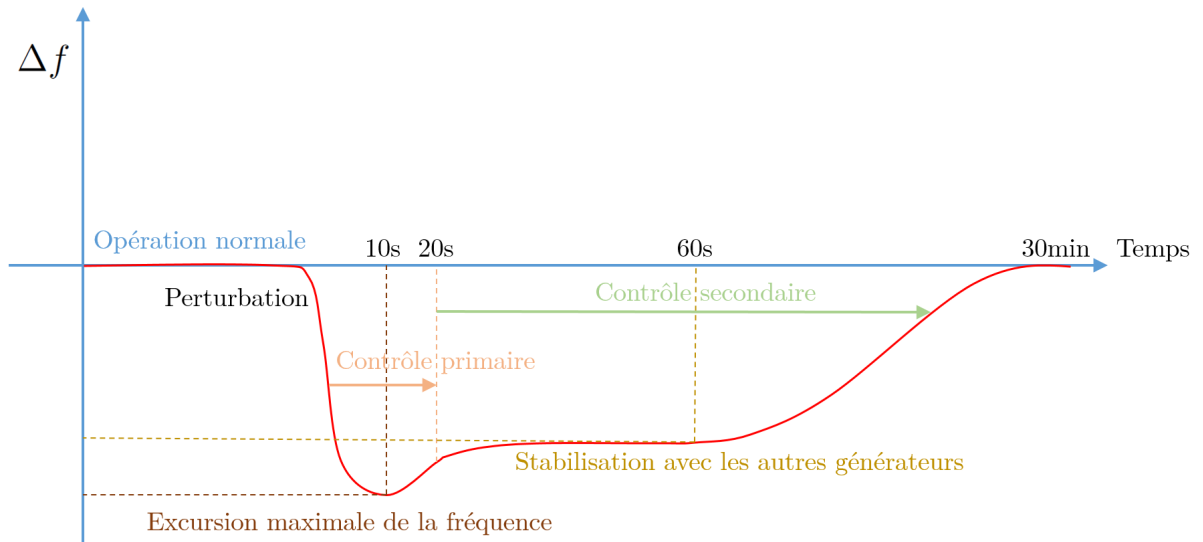


FIGURE 4.1 – Représentation schématisée du contrôle primaire et secondaire sur le comportement de la fréquence du réseau suite à une perturbation.

Nous comprenons donc que les perturbations en puissance active créées par les énergies renouvelables font varier plus ou moins fortement la fréquence du réseau, ce qui requiert un support additionnel. Pour faire face à ces nouveaux problèmes de stabilité en fréquence causés par la réduction de la génération conventionnelle (et particulièrement pour les réseaux avec peu de génération, réseaux dits *faibles*), il est opportun d'y inclure la possibilité d'une injection **rapide, sûre et programmable** de puissance active : l'utilisation des convertisseurs MMC pour le support de fréquence avec injection de puissance contrôlée.

Pour ce faire, un modèle équivalent d'un réseau regroupant plusieurs machines tournantes appelé modèle *one node* ou *modèle à un nœud* est présenté en section 4.2. Son utilisation permettra de comprendre comment est générée une déviation de la fréquence et sous quelles conditions. Après son introduction, nous emploierons un modèle moyen de deux stations MMC maître et esclave dans le but d'améliorer la dynamique de la fréquence en réponse à plusieurs perturbations. Ceci est présenté en section 4.4.

4.2 Modèle à un nœud

Le modèle *one node* ou modèle à un nœud permet d'étudier le comportement de plusieurs génératrices tournantes tout en laissant de côté certains phénomènes plus complexes. En effet, son principal atout est d'approximer la fréquence du réseau auquel les machines sont accrochées dans le cas d'une augmentation/chute de puissance électrique (typiquement le branchement/débranchement d'une charge) ou encore lorsqu'une des machines se voit retirée (motor stall,...). Et ce, rapidement comparé à un modèle détaillé.

4.2.1 Implémentation du modèle

La chute en fréquence est gouvernée par la *swing equation*, aussi connue sous le nom de ROCOF, *rate of change of frequency*[Jaeger, 2016] :

$$\frac{df}{dt} \approx f_0 \frac{1}{2HS_B} \cdot (P_m - P_e) \quad (4.1)$$

Définissons les outils nécessaires :

- S_B , la somme des puissances nominales totales des machines.
- H , la constante d'inertie totale
- P_m , la puissance mécanique totale
- P_e , la puissance électrique totale
- f_0 , fréquence nominale du réseau
- f , fréquence instantanée du réseau

Rappelons que la constante d'inertie H est une image de l'énergie emmagasinée dans un système de masses tournantes (arbre moteur, turbine,...). Cette dernière est directement liée au moment d'inertie des masses en rotation J ainsi que de leurs vitesses de rotation f .

$$W(f) = \frac{J(2\pi f)^2}{2}$$

La puissance P_W est quant à elle liée à l'énergie extraite des masses tournantes :

$$\Delta P_W = \frac{d\Delta W}{dt}$$

Après linéarisation via la formule de Taylor d'ordre 1, il est possible d'écrire :

$$\Delta P_W \approx \frac{2W}{f} \frac{d\Delta f}{dt} \quad (4.2)$$

Le modèle comprend aussi la possibilité de prendre en compte le changement de puissance des charges en fonction de la fréquence f du réseau :

$$\frac{dP_{load}}{df} \Delta f = \frac{\Delta f}{D_l} \quad (4.3)$$

où D_l représente la dépendance des charges vis à vis de la fréquence.

Finalement, il ne nous reste plus qu'à décrire le comportement des machines sur le réseau. En effet, en supposant que les machines sont de type TG, TGV² et que nous ne simulerons pas le réseau pendant plus de 2 minutes, nous pouvons y exclure les contrôles secondaire et tertiaire. L'action du contrôle primaire est liée à la régulation rapide de la déviation de la fréquence f_0 . Cette action se fait via le *statisme* ou *droop* S visible en Fig.4.2. En effet, une chute/augmentation de fréquence amène la machine à produire plus ou moins de puissance. Signalons toutefois que son rôle n'est pas de rétablir la fréquence f à la fréquence d'origine f_0 mais de contribuer au support de celle-ci, en produisant un pourcentage de puissance en plus ou en moins.

Les machines décrites précédemment ont un temps de réponse très court. Nous pouvons donc négliger leurs fonctions de transferts ($G_t(t)$). Leur fonctionnement est donné en Fig.4.3 où $K_t = \frac{1}{T_t}$ représente le gain du contrôleur.

Ayant toutes les informations nécessaires au modèle, le passage dans le domaine de Laplace (= transformée de Laplace TL) des équations 4.1, 4.2 et 4.3 ainsi que du comportement de la turbine est représenté en Fig.4.4 où la description de chaque élément est brièvement donnée. Rappelons rapidement que :

2. Turbine à Gaz, Turbine à Gaz-Vapeur

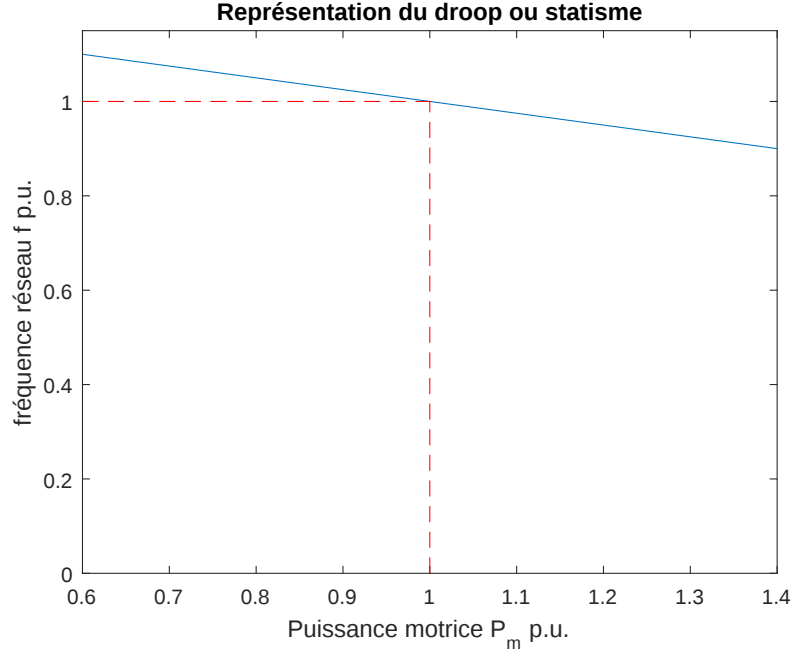


FIGURE 4.2 – Représentation schématique d'un droop ou statisme pour le contrôle primaire des machines tournantes sur le réseau. Un écart de fréquence négatif $f < f_0$ entraîne la production d'une fraction de la puissance $P_{m,0}$ en plus et vice versa.

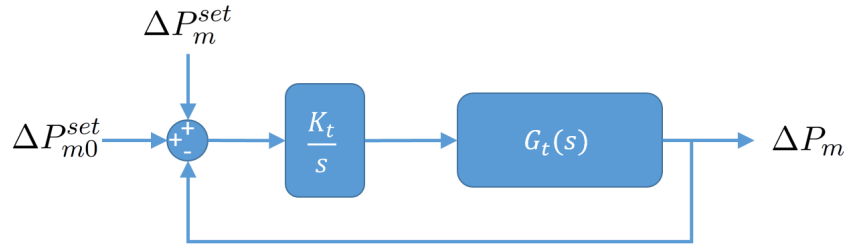


FIGURE 4.3 – Représentation schématique dans le domaine de Laplace du contrôle d'une turbine ayant une fonction de transfert $G_t(t)$ et un gain K_t sur l'erreur.

- $TL(a) = \frac{a}{s}$, où a est un nombre réel
- $TL(da/dt = as)$, où a est un nombre réel

4.2.2 Simulation du modèle

Les paramètres du modèle ainsi que leurs formules associées sont reprises dans la table 4.1.

La simulation du modèle à un noeud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ (ce qui représente 10% de la puissance S_B totale) est donnée en Fig.4.5. On y voit une baisse de fréquence comme l'intuition le prévoyait ainsi qu'un transitoire suivi d'un établissement autour de $\Delta f = -0.2$ après 8 secondes, ce qui confirme qu'on travaille bien uniquement sur le régulateur primaire. Nous pouvons affirmer les résultats obtenus à l'aide d'une réflexion théorique.

En effet, une perte ou augmentation de puissance P_m :

- entraîne la fréquence f avec $\Delta f = \Delta P_m S$
- entraîne la consommation des charges $\Delta P_{load} = \Delta f \frac{1}{D_l}$

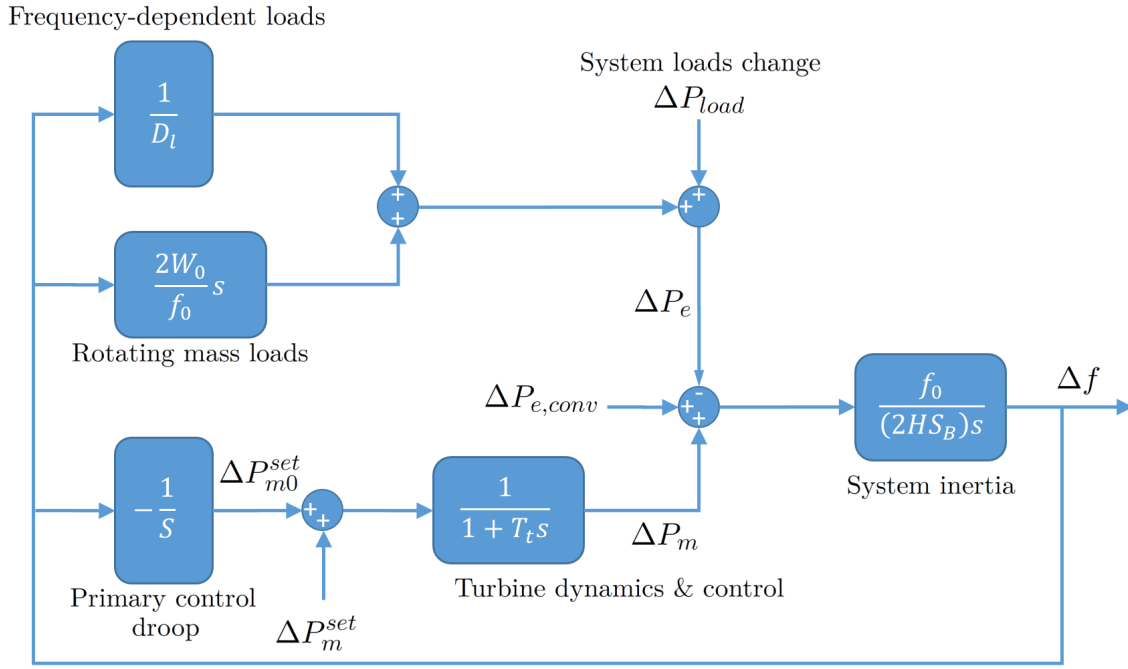


FIGURE 4.4 – Représentation schématique du modèle à un nœud. L'ajout de $\Delta P_{e,conv}$ faisant référence à l'injection de puissance électrique du convertisseur MMC maître.

Symboles	Formule	Valeur (pu)	Valeur	Unité
S_B	ΣS_{Bi}	1	1000	MW
H	$\frac{\Sigma_i H_i S_{Bi}}{\Sigma_i S_{Bi}}$	1	5	s
P_m	$\Sigma_i P_{mi}$	1	1000	MW
P_e	$\Sigma_i P_{ei}$	1	1000	MW
f_0	[-]	1	50	Hz
S	$S_{pu} \frac{f_0}{S_B}$	0.04	0.002	$\frac{Hz}{MW}$
D_l	$D_{l,pu} \frac{f_0}{S_B}$	0.01/0.01	0.05	$\frac{Hz}{MW}$
K_t	[-]	[-]	1.5	[-]

TABLE 4.1 – Paramètres décrivant le modèle à un nœud utilisé pour les simulations numériques

Ce qui donne :

$$(\Delta P_m - \frac{\Delta f}{D_l})S = \Delta f = \frac{\Delta PS}{1 + S/D_l} \quad (4.4)$$

En remplaçant par les valeurs numériques du tableau 4.1, nous obtenons $\Delta f = -0.1923Hz$, exactement égale à celle de la simulation.

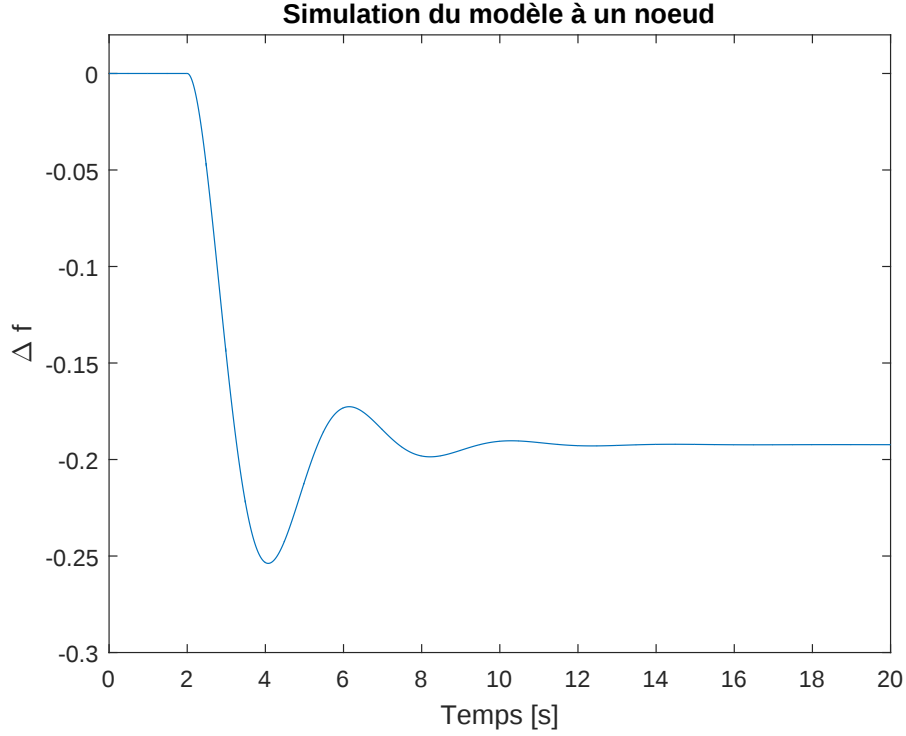


FIGURE 4.5 – Simulation d'une perte d'un générateur de 100MW en $t = 3s$ sur le modèle à un noeud dont les paramètres sont donnés en table 4.1.

4.3 Implémentation du modèle à un noeud sur un couple maître/esclave de convertisseurs MMC 100MW

Dans cette section, nous simulerons une liaison MMC HVDC telle que décrite dans la section 3.4 tout en y incluant le modèle à un noeud. Cependant, pour plus de facilités il a été admis que les régulateurs PI sont parfaits et donc sans échantillonnage, ceci dans le but de réduire les temps de simulation d'un facteur 13.6 ! Valeur calculée à l'aide du tableau 4.2.

	Échantillonnage des PI	PI parfait
Temps de simulation [min]	132	9.7

TABLE 4.2 – Simulation des convertisseurs MMC maître et esclave durant 30 secondes avec PI imparfait et parfait sur un processeur Intel Core i7 3930K cadencé à 3.5GHz

Nous commencerons par injecter de la puissance active dans le réseau ($\Delta P_{e,conv}$ sur le modèle à un noeud en Fig.4.4) suivant une consigne donnée au convertisseur maître, ceci dans le but de confirmer la réponse du modèle à un noeud. Encore une fois, le réseau B est supposé parfait et infini. Le réseau A sera quant à lui sujet à des variations de fréquences.

Simulink ne proposant aucun bloc pour contrôler une source de tension triphasée en fréquence, nous proposons de créer le nôtre. Celui-ci commandera trois sources contrôlées en tension où un déphasage ϕ_d de 0° , 120° et 240° sera ajouté. Pour contrôler en fréquence un sinus de type $\sin(2\pi ft + \phi_d)$, une erreur est de directement changer f . En effet, de façon mathématiquement correcte, il faut plutôt écrire :

$$\sin\left(2\pi \int f(t)dt + \phi_d\right)$$

Cette équation est illustrée en Fig.4.6 où le premier graphe montre l'erreur à ne pas commettre,

le second la réponse de l'intégration de *Simulink* et le dernier graphique montrant la solution exacte pour $f(t) = t$. L'implémentation de la source commandée en fréquence sur *Simulink* est donné en Fig.4.7.

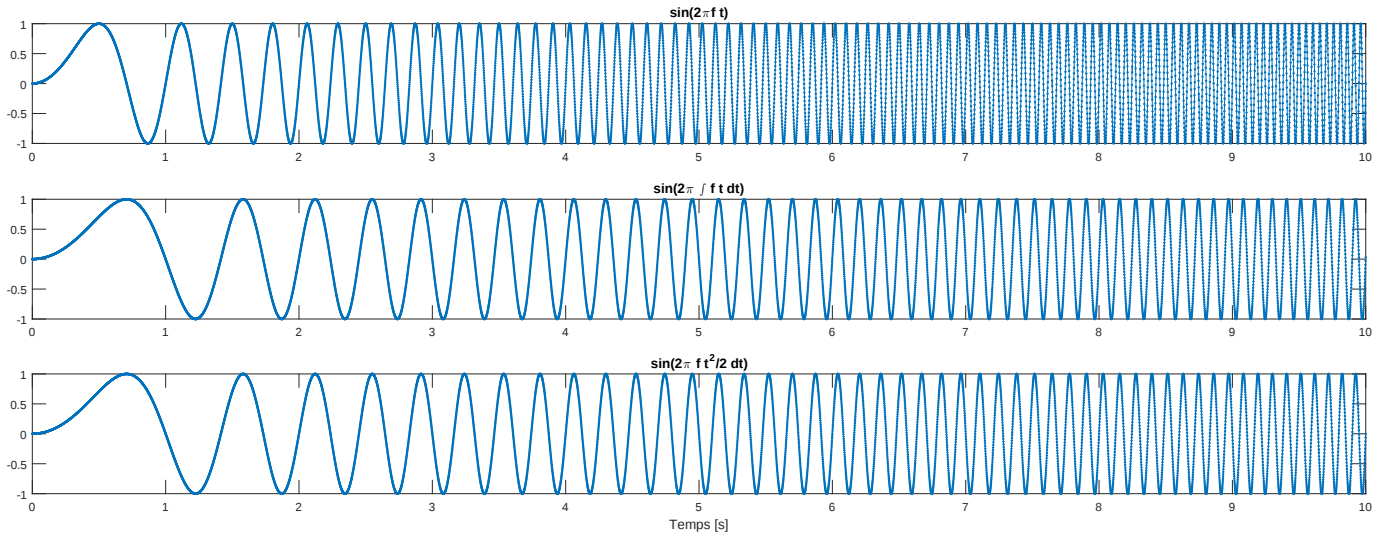


FIGURE 4.6 – Illustration d'un changement de fréquence pour un sinus de type $\sin(2\pi ft)$ avec $f(t) = t$, le graphe du haut montrant l'erreur à ne pas commettre tandis que les graphes du bas montrent la valeur approchée par l'intégration de *Simulink* et sa réponse exacte.

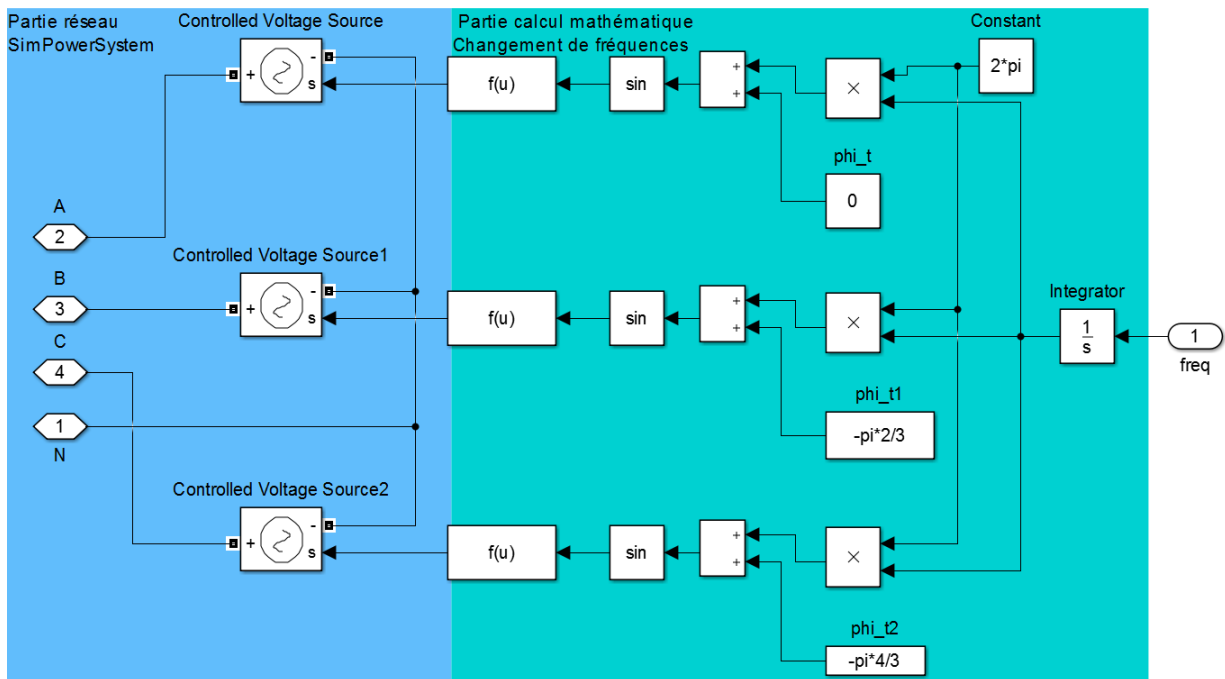


FIGURE 4.7 – Implémentation de la source de tension triphasée avec changement de fréquence sous *Simulink*.

4.3.1 Consigne de puissance sur le convertisseur maître

La consigne en puissance $P^* = P_{ref}$ du convertisseur maître est donnée en Fig.4.8. Au départ, nous avons une injection de puissance active dans le réseau A suivi d'une absorption. En effet, en figure 4.9, nous observons trois perturbations sur le lien DC dues à l'injection, l'absorption et la mise à zéro de la consigne de puissance active respectivement. En Fig.4.10, nous constatons trois régimes de fréquence différents correspondant à P^* , l'établissement se faisant toujours à $f_0 + \Delta f$, avec $\Delta f \pm 0.19Hz$ suivi de la fréquence d'origine f_0 . Evidemment, la puissance active soutirée au réseau B est bien négative quand il y a injection dans le réseau A comme le montre cette même figure. Cette simulation montre que le convertisseur est bel et bien couplé au modèle à un nœud.

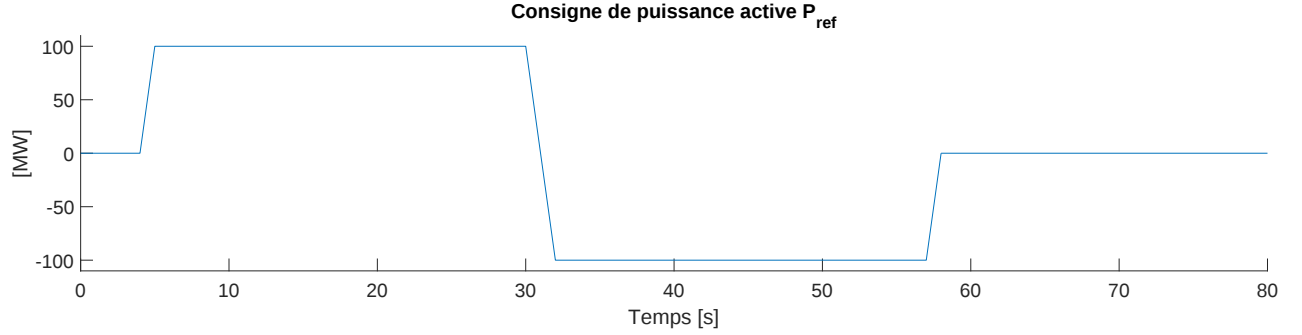


FIGURE 4.8 – Consigne P^* imposée au convertisseur maître MMC de 100MW dont les paramètres sont donnés en table 3.3.

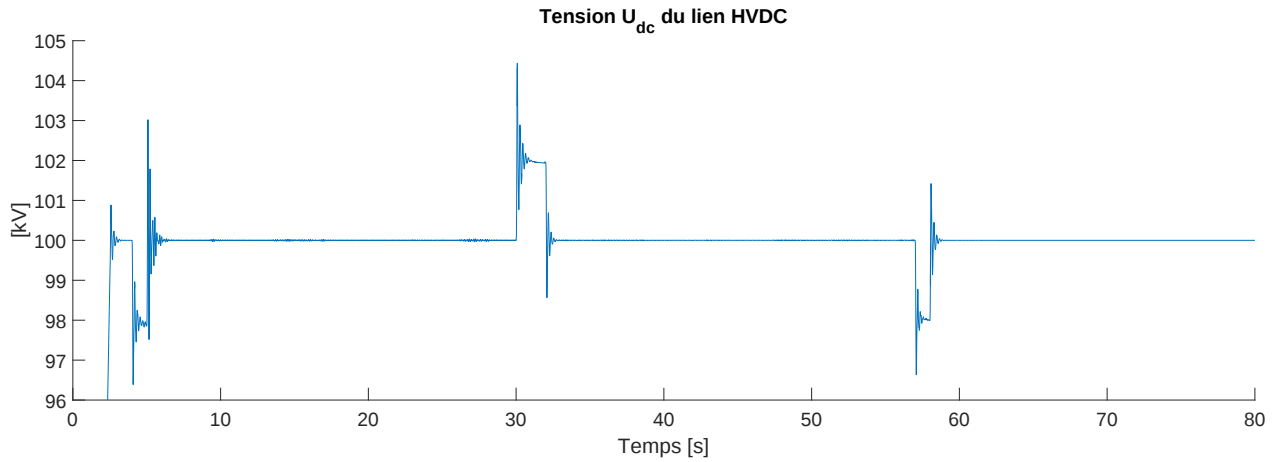


FIGURE 4.9 – Tension du lien HVDC U_{dc} de deux convertisseurs MMC de 100MW dont les paramètres sont donnés en table 3.3. Simulation incluant le modèle à un nœud.

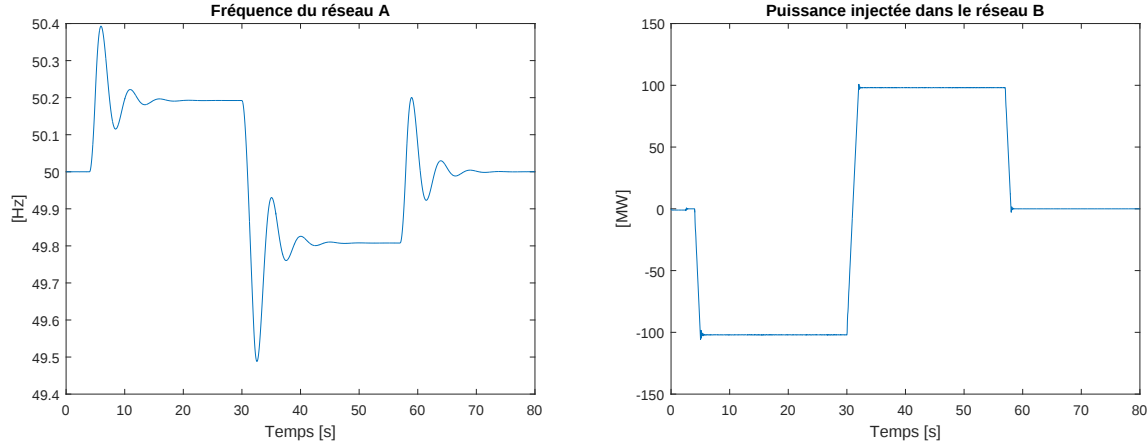


FIGURE 4.10 – Fréquence du réseau A (gauche) et puissance injectée dans le réseau B (droite) pour deux convertisseurs MMC de 100MW dont les paramètres sont donnés en table 3.3. Simulation inclant le modèle à un noeud.

4.4 Recherche d’une stratégie de contrôle pour limiter les transitoires en fréquence

Le but de cette section est de confronter quatre solutions courantes à savoir :

- un contrôle avec statisme ou droop normal
- un contrôle suivant la stratégie SVC PLUS ES basé sur les STATCOM.
- un contrôle PI basé sur la stratégie SGEC
- un contrôle avec statisme ou droop bien plus important que la normale

Chaque section proposera l’analyse de ces 4 solutions sur base d’un minimum de trois graphiques : la puissance injectée au réseau B, la fréquence du réseau A ainsi que la tension du lien HVDC. Ces différentes simulations seront basées sur les mêmes conséquences, à savoir, la perte d’un générateur de 100MW en $t = 5s$ ainsi que le retrait d’une charge de 200MW en $t = 14s$. Ceci a été simulé sur le modèle à un nœud **sans la moindre action** du convertisseur MMC. Le résultat est visible en Fig.4.11. Il est important de remarquer l’importance du pic $f = 50.6Hz$ en $t = 15.4s$.

Signalons que nous nous servons d’une ligne HVDC à deux convertisseurs pour le transfert de puissance. Les différentes sources évoquées par après montrent qu’il est toutefois possible d’utiliser un seul convertisseur MMC qui fonctionnerait globalement comme un STACOM. En effet, il aurait une réserve d’énergie stockée dans des super-capacités ou dans des batteries sur son lien DC [Li et al., 2016], le stockage/recharge d’énergie s’effectuant quand les machines synchrones sur le réseau suffiraient à maintenir correctement la fréquence. Le calcul de l’énergie stockée étant directement lié à l’énergie des masses tournantes, nous pouvons dimensionner celles-ci sur base de l’équation ci-dessous :

$$\frac{C_{eq}U_{dc}^2}{2} = E_{dc} = \frac{J\omega^2}{2}$$

où il est soit possible de fixer l’inertie J en connaissant les super-capacités à disposition (et ainsi, pouvoir simuler si la réponse du système est suffisante) ou encore de forcer J sur base de simulations et de calculer les super-capacités à devoir placer au lien HVDC.

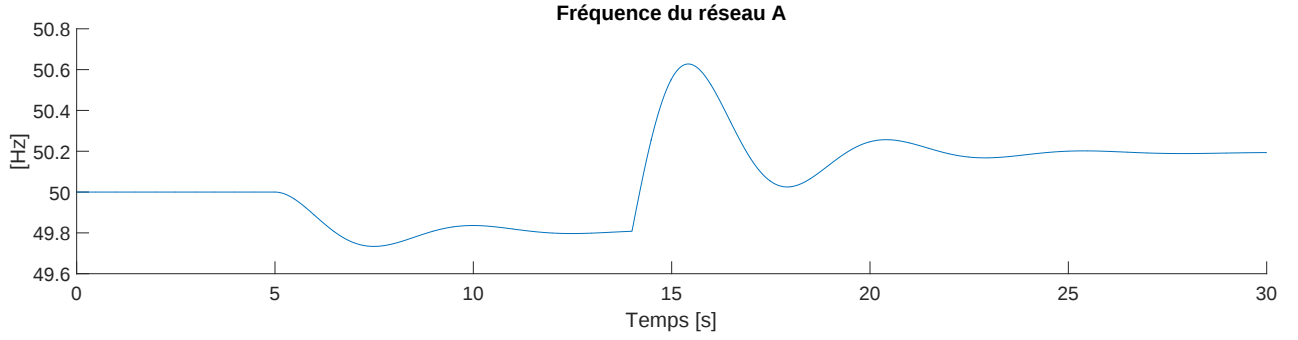


FIGURE 4.11 – Simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$

4.4.1 Implémentation d'un statisme ou droop sur le convertisseur maître MMC

Le statisme a déjà été brièvement évoqué en section 4.2.1. Ajouter ce type de contrôle au convertisseur maître lui fait subir quelques modifications. En effet, maintenant c'est une consigne Δf qui est donnée. La nouvelle implémentation ajoutant un régulateur proportionnel pour inclure le statisme est donnée en Fig.4.12 et 4.13. Afin de représenter au mieux le régulateur P, celui-ci est échantillonné à une vitesse de $0.5ms$. Le statisme du convertisseur MMC maître a été fixé à $4\%pu$, ce qui correspond à $S = 0.02Hz/MW$.

Le contrôle proportionnel reprendra exactement le même coefficient proportionnel de la turbine, c'est à dire $P = K_t = 1.5$.

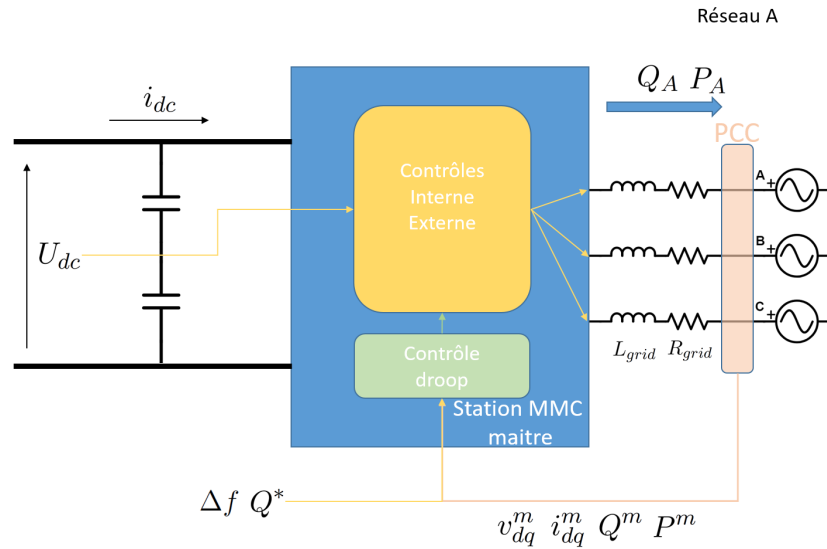


FIGURE 4.12 – Représentation du contrôleur MMC maître incluant le contrôleur de statisme

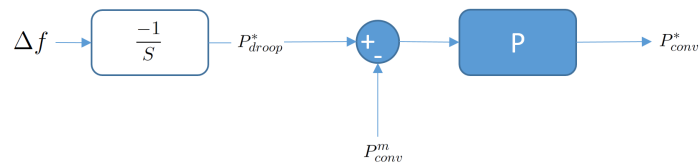


FIGURE 4.13 – Implémentation du contrôleur de statisme pour le convertisseur MMC maître.

Résultat

Nous remarquons en Fig.4.14 que le statisme du convertisseur agit bien de façon positive sur la fréquence. En effet, sa déviation est légèrement moins forte et les transitoires amortis. De plus, le réseau A atteint sa fréquence de régime en seulement quatorze secondes ($\Delta t = 28 - 14$) au lieu d'une vingtaine auparavant. Concernant la tension HVDC du lien, celle-ci n'excède pas 1% de la tension nominale de $100kV$, résultat présenté en Fig.4.15. Ceci est expliqué par le peu de transfert de puissance du réseau B vers le réseau A. La figure 4.16 montre que la puissance active injectée dans le réseau B n'excède pas $16.8MW$. Le lecteur attentif aura remarqué un saut de tension et de puissance en $t = 2.5s$ dû à la fin du démarrage des convertisseurs qui dure approximativement 4 secondes.

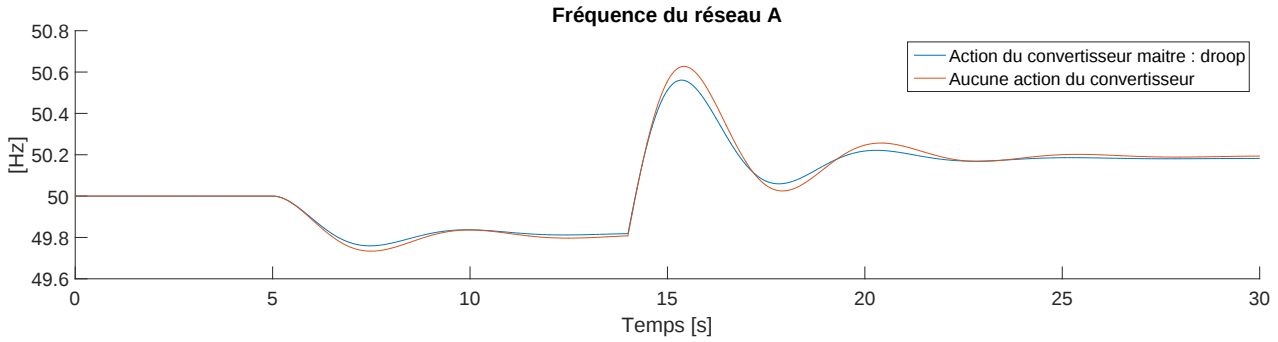


FIGURE 4.14 – Fréquence du réseau A pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$ pour le contrôle en statisme.

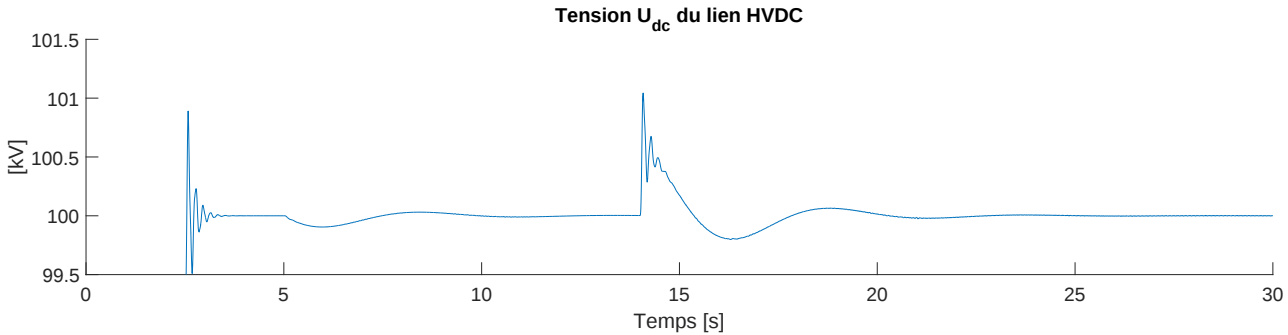


FIGURE 4.15 – Tension du lien HVDC pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$ pour le contrôleur en statisme

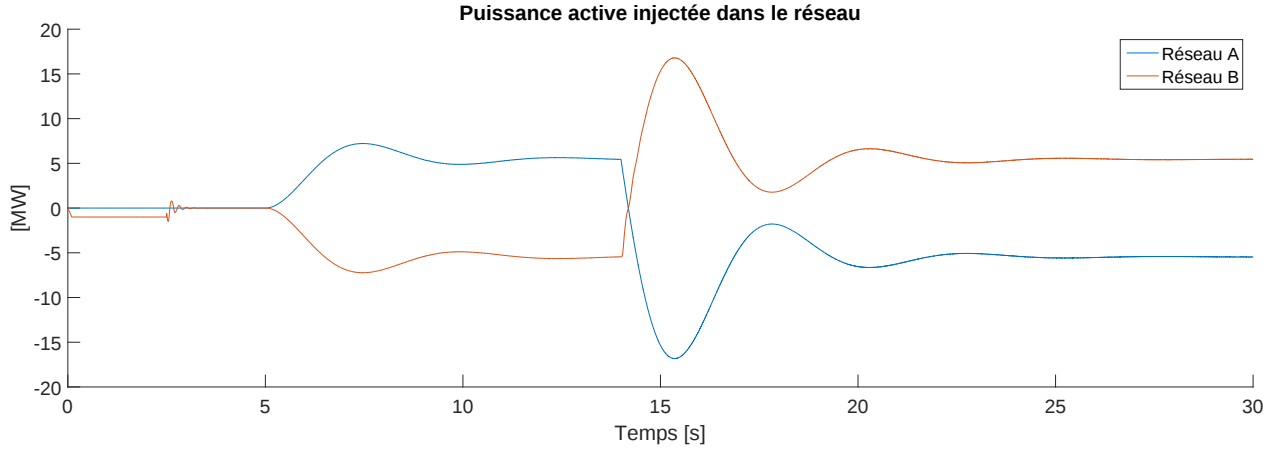


FIGURE 4.16 – Puissance active injectée aux réseaux A et B pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$ pour le contrôleur en statisme.

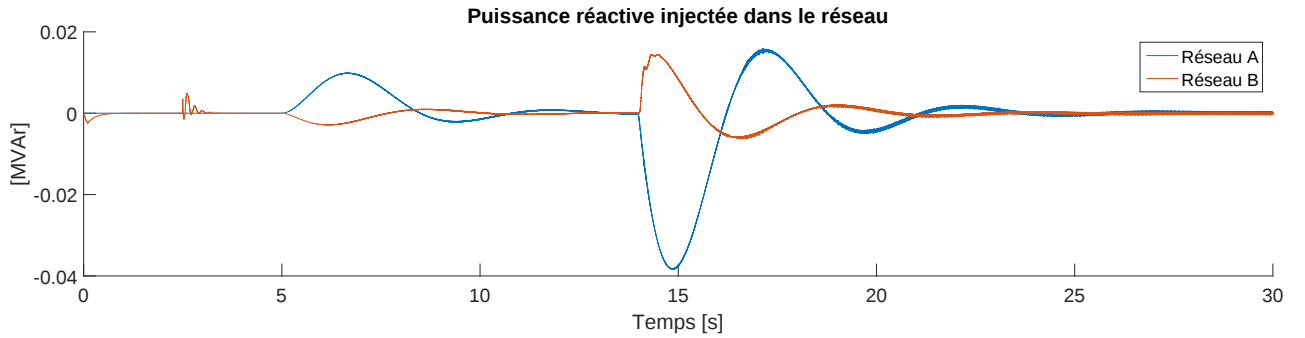


FIGURE 4.17 – Puissance réactive injectée aux réseaux A et B pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$ pour le contrôleur en statisme.

4.4.2 Régulation SVC PLUS ES

La technologie SVC PLUS ES ou *Static Var Compensator PLUS Energy Storage*) [Spahic et al., 2015] se base sur le fonctionnement des STATCOM. A la différence de ne générer qu'un support de tension en injectant de la puissance réactive, on supporte aussi la fréquence en générant de la puissance active. Celle-ci ne pouvant être créée aussi facilement que la puissance réactive, la principale idée de ce nouveau dispositif est d'utiliser des super-capacités pour délivrer assez de puissance active en peu de temps. Le gros avantage de la technologie SVC PLUS ES est d'avoir une excellente dynamique grâce à un temps de réponse très rapide dans l'injection de puissance réactive ou active.

Support dynamique par injection intensive de puissance

L'idée principale repose sur l'action très rapide du convertisseur suite à une perturbation initiale considérée comme *sévère* (e.g. une déviation sévère de la fréquence f_0). L'idée de [Spahic et al., 2015] d'utiliser des super-capacités ne s'adapte pas à notre situation. En effet, les deux convertisseurs maître et esclave sont reliés par un lien HVDC dont la dynamique testée en section 3.4 est suffisamment robuste pour définir une injection de puissance plus ou moins forte dans le réseau A. De plus, cette technique a d'abord été pensée pour les VSC, une légère modification a donc été apportée.

Le support de fréquence par SVC PLUS ES se fait selon deux mesures :

- Δf qui permet de faire une régulation normale par statisme (voir 4.4.1). Cette régulation est lente³ et peut provoquer de légères oscillations.
- $\frac{d\Delta f}{dt}$ qui permet de détecter une chute de fréquence trop importante (déviations sévère) et de réagir en poussant le convertisseur à l'extrême.

L'implémentation de ce contrôle est donné en Fig.4.18. La partie du bas est basée sur la mesure de la déviation de fréquence comparée à la fréquence nominale $\Delta f = f_0 - f_{conv}^m$, où f_{conv}^m est la fréquence mesurée par le convertisseur maître. Le comportement de cette boucle est établie sur le support de fréquence primaire qu'utilisent les convertisseurs synchrones, le statisme. Celui-ci sera gardé à 4% dans l'optique de ne pas biaiser les différentes simulations utilisant le statisme.

Le fonctionnement de la boucle du haut est plus complexe. En effet, elle mesure périodiquement $\frac{d\Delta f}{dt}$ (ROCOF calculation & detection) et la compare à une valeur seuil. Si celle-ci se voit dépassée alors on injecte proportionnellement (ramp controller) à Δf de la puissance active venant du convertisseur MMC, et ce durant quelques centaines de milli-secondes de sorte à ne pas trop décharger le lien HVDC (et donc le rendre instable) ainsi que de ne pas trop fausser le comportement des autres machines synchrones sur le réseau. Effectivement, la fréquence doit se stabiliser plus ou moins à la même valeur que sans cette boucle.

Nous remarquons aussi la présence d'une *deadband* sur la figure Fig.4.18. En effet, une fois que le contrôle de puissance est commencé, il ne s'arrête pas avant un temps $t_{hold\ ON}$. La *deadband* est donc ajoutée sur Δf pour ne pas créer de nouvelles perturbations dans le système si celle-ci est d'une valeur trop faible, auquel cas la méthode SVC PLUS ES perturberait plus le système qu'elle ne le stabiliserait. Le détail du fonctionnement de la *deadband* ainsi que du *Ramp Controller* est donné en Fig.4.19. Ceci fait, nous assurons un support de fréquence qualifié de fort tout en injectant une quantité de puissance limitée.

Remarquons que malgré sa simplicité sur papier, l'implémentation sur *Simulink* a posé plusieurs soucis. Citons : le contrôle du temps d'activation et la création d'une consigne en rampe, indispensables à la stabilité du convertisseur MMC.

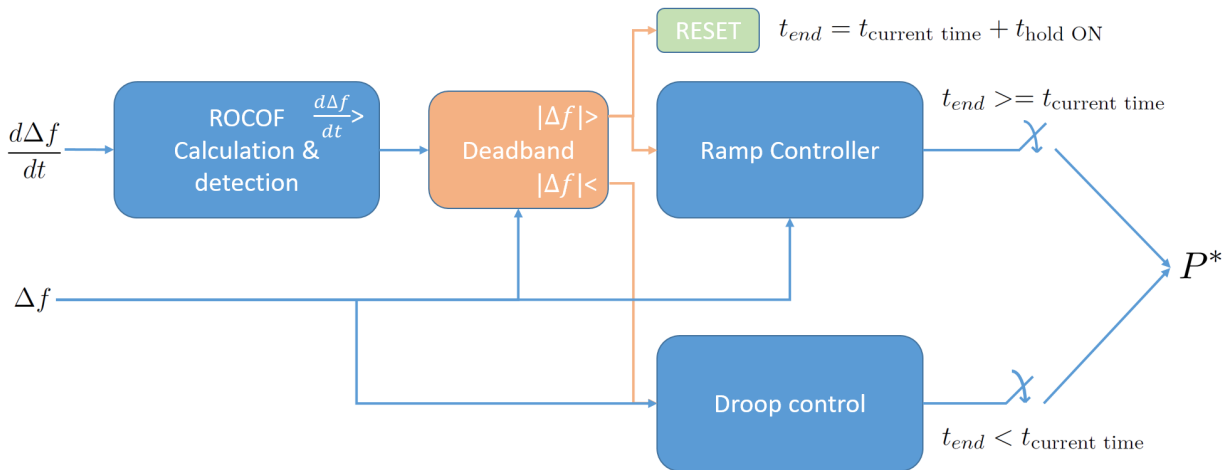


FIGURE 4.18 – Implémentation de la méthode SVC PLUS ES.

Il est tout à fait possible d'étendre ce principe au support de la tension⁴. Son implémentation est

3. En comparaison des vitesses des perturbations

4. Celle-ci ne sera pas étudiée dans ce rapport mais nous donnons des pistes d'exploration dont les études commencent à voir le jour [Liu et al., 2005](VSC) et [Adam et al., 2012](MMC).

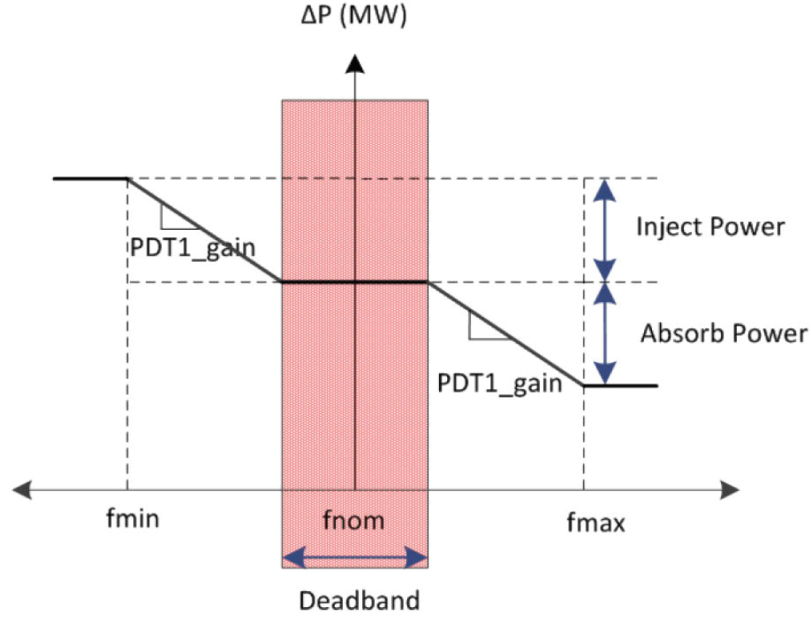
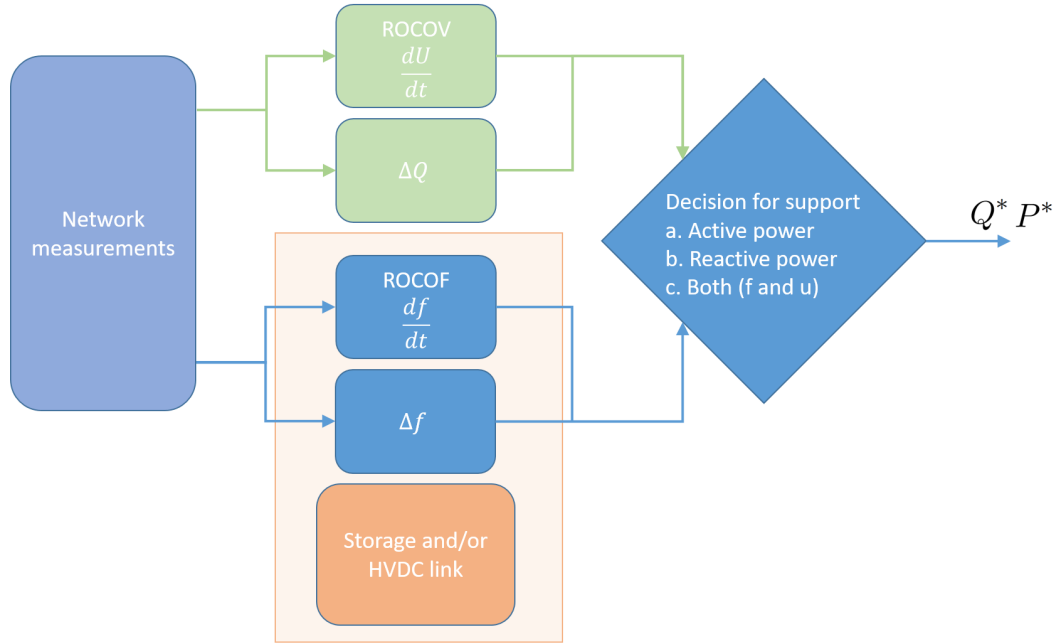
FIGURE 4.19 – Fonctionnement de la *deadband* et de la *Ramp Controller* [Spahic et al., 2015]

FIGURE 4.20 – Méthode SVC PLUS ES avec support de tension et fréquence.

donnée en Fig.4.20. Nous remarquons les mêmes similitudes entre la tension et son support par puissance réactive et que la fréquence et son support par puissance active. Tous deux utilisent une détection de type ROCOF/ROCOV (*Rate Of Change Of Voltage*) afin d'amener le convertisseur dans ses limites. Soulignons que la partie *Decision for support* mérite réflexion :

- Si nous ne faisons que du support de puissance active, alors $P_{max} = S_B$
- Si nous ne faisons que du support de puissance réactive, alors $Q_{max} = S_B$
- Si nous faisons du support de puissance active et réactive, alors $\sqrt{Q_{max}^2 + P_{max}^2} = S_B$.

Cette dernière décision étant beaucoup plus complexe. En effet, nous pourrions nous poser les questions suivantes :

- Faut-il fixer Q_{max} et P_{max}
- Chaque situation étant différente, faut-il adapter Q_{max} et P_{max} sur base de S_B ? Avec quelle pondération ?
- Dans le cas où le réseau demande un soutien en fréquence et en tension, et si nous dépassons S_B , quel type de puissance faut-il valoriser (au détriment de l'autre) dans tous les cas ? Dans certains cas ? Sur quoi se baserait-on pour faire ce choix ?

Questions qui méritent réflexion.

Résultat

Le statisme de la boucle du haut et du bas a été fixé à 40% et 4% respectivement. Le temps d'activation du contrôle en puissance quant à lui est de $t_{\text{hold ON}} = 1.7s$ avec un seuil de $\frac{d\Delta f}{dt} = 0.3 \frac{Hz}{s}$. La rampe du *Ramp Controller* est fixée à $250MW/s$. Deux simulations sont présentées. La première limite le convertisseur maître à 65% de sa capacité nominale S_n tandis que la seconde le limite à 100%.

En figure 4.21, on remarque que le SVC PLUS ES n'est pas actif jusqu'en $t \approx 14s$ et que c'est bien le contrôleur de statisme qui est en fonctionnement. Finalement entre $t = [14, 15]s$, le contrôleur SVC PLUS ES détecte un passage $\frac{d\Delta f}{dt} > 0.3$ et injecte sa puissance maximale suivant sa limite (voir Fig.4.24). Notons l'amélioration significative de la déviation de la fréquence par rapport au réseau sans contrôle. Cependant, les deux régulations à $P_{max} = [60; 100]\%$ semblent être égales en terme de dynamique et de déviation maximale de la fréquence. Pour les départager, nous avons rassemblé plusieurs autres figures :

- Fig.4.22 nous montre que la tension du lien HVDC est rigoureusement identique en terme de dynamique. En effet, celle-ci se stabilise en même temps et atteint les mêmes tensions maximales pour les deux contrôles.
- Fig.4.23 montre bien que l'appel net de puissance active en plus pour le contrôle limité à $P_{max} = 100\%$ est supérieur de $350A$, ce qui engendrera plus de pertes (mais étonnamment pas plus de stress sur la tension HVDC comme nous venons de voir).
- Fig.4.24 montre que la puissance injectée au réseau A se répercute quasi-instantanément dans le réseau B tout en étant quasi-symétrique selon l'axe y, gage d'un bon contrôle du convertisseur MMC esclave. Encore une fois, les deux contrôles SVC PLUS ES se valent.
- Fig.4.25 permet de se rendre compte que l'injection de puissance active est directement suivi d'une pollution de puissance réactive dans les deux réseaux A et B. On remarque cependant que le réseau B est moins touché parce que l'appel de puissance active en $[MW/s]$ est légèrement moins fort⁵. Si nous prenons en référence les puissances actives maximales délivrées au réseau, nous obtenons une augmentation de puissance réactive $\frac{0.28}{100} = 0.28\%$ et $\frac{0.2}{65} = 0.3\%$ pour le réseau A et B respectivement. Ce qui reste équivalent.

La discussion étant faite, je m'engage à penser qu'il n'y a pas besoin de demander au convertisseur une puissance allant au delà de 65% de ses capacités. En effet, le réel gain en fréquence n'est pas vraiment visible. De plus limiter le convertisseur permet de produire moins de puissance réactive parasite et de diminuer les pertes.

5. En effet, le contrôle de tension HVDC a tendance à lisser la puissance injectée au réseau B

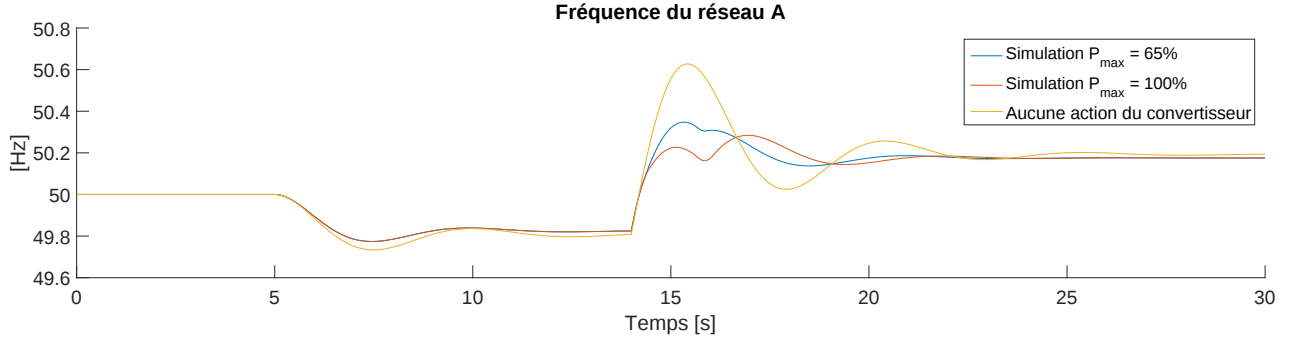


FIGURE 4.21 – Fréquence du réseau A pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$ pour deux contrôles ($P_{max} = 65\%$ et $P_{max} = 100\%$) SVC PLUS ES.

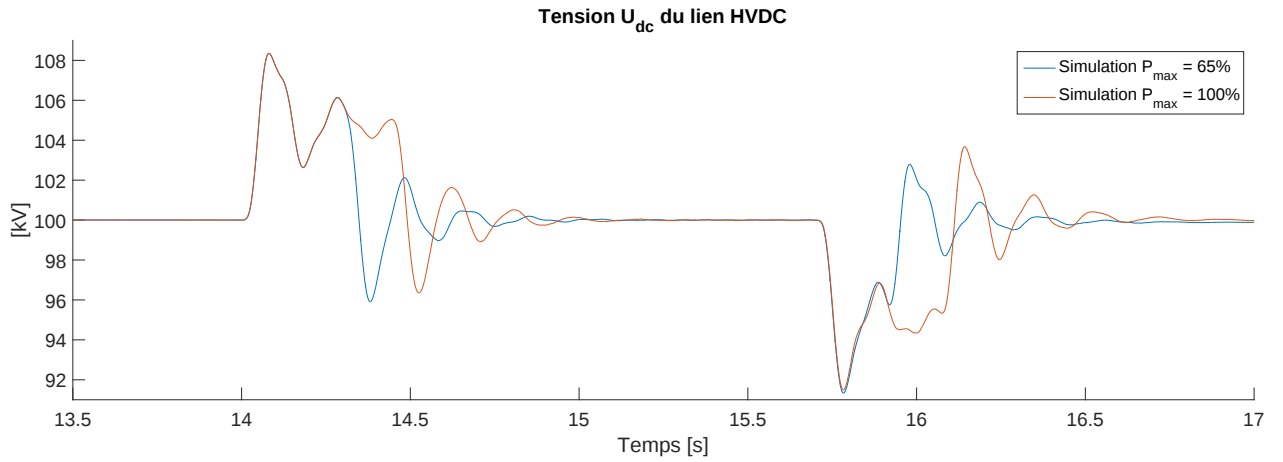


FIGURE 4.22 – Tension U_{dc} du lien HVDC pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$ pour deux contrôles ($P_{max} = 65\%$ et $P_{max} = 100\%$) SVC PLUS ES.

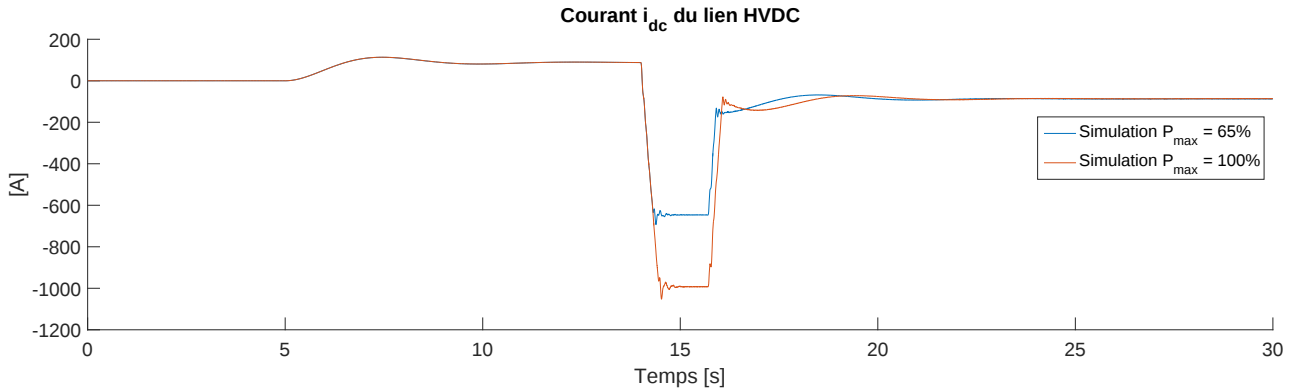


FIGURE 4.23 – Courant i_{dc} du lien HVDC pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$ pour deux contrôles ($P_{max} = 65\%$ et $P_{max} = 100\%$) SVC PLUS ES.

4.4.3 SGEC

La technologie SGEC ou *Synchronous Generator Emulation Control* [Chen et al., 2011], [Guan et al., 2015], [D'Arco et al., 2015] et [Zhu et al., 2011], comme son nom l'indique, se veut d'émuler une machine synchrone. En effet, ces dernières ont plusieurs atouts pour maintenir

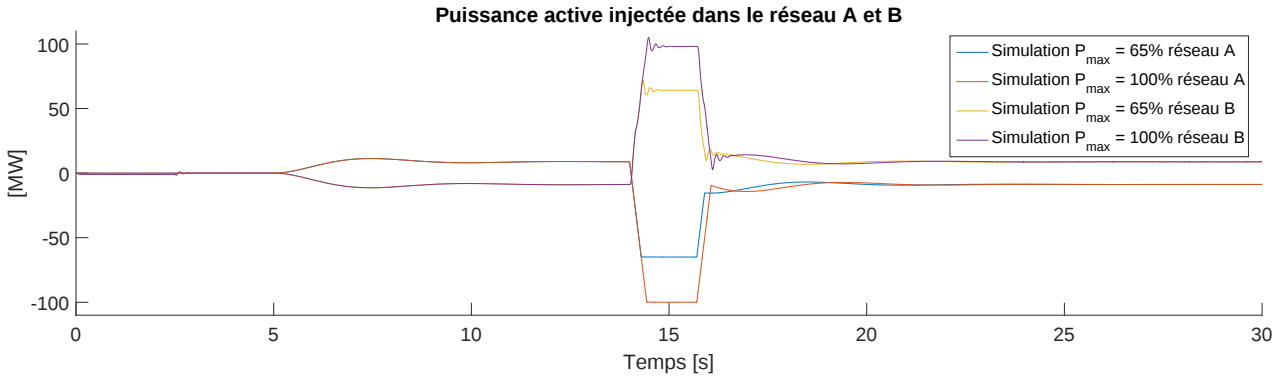


FIGURE 4.24 – Puissance active injectée aux réseaux A et B pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$ pour deux contrôles ($P_{max} = 65\%$ et $P_{max} = 100\%$) SVC PLUS ES.

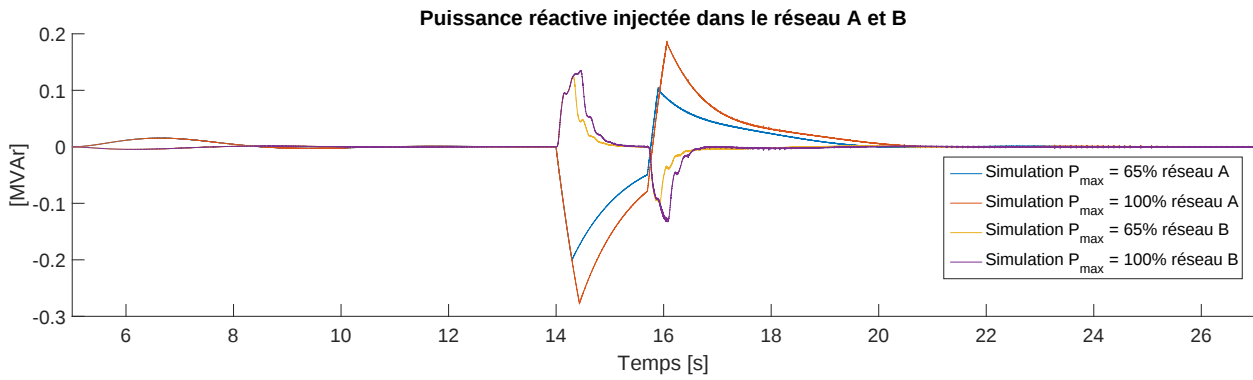


FIGURE 4.25 – Puissance réactive injectée aux réseaux A et B pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$ pour deux contrôles ($P_{max} = 65\%$ et $P_{max} = 100\%$) SVC PLUS ES.

la stabilité de la fréquence du réseau. Citons l'inertie de leurs masses tournantes jouant sur l'amortissement de la fréquence, la synchronisation rapide de la puissance mécanique pour produire de la puissance électrique et le fait de pouvoir se connecter en parallèle à d'autres générateurs en font la pierre angulaire du réseau actuel.

L'émulation se portera donc sur ses atouts venant de la *swing equation* introduite auparavant en Eq.4.1. Elle peut aussi s'écrire sous cette forme :

$$J \frac{d\omega^m}{dt} = P_0 - P_e - D(\omega^m - \omega_0)$$

Où J est l'inertie du rotor, P_0 est la puissance mécanique virtuelle, P_e la puissance électrique de sortie du convertisseur MMC et D le facteur d'amortissement. ω^m et ω_0 étant la pulsation mesurée au réseau ainsi que sa fréquence nominale respectivement. Remarquons que si nous enlevons le terme de d'inertie, D correspondrait au statisme.

L'implémentation de cette stratégie se réécrit :

$$P^* = -J \frac{d(2\pi f)}{dt} - D(\Delta f)$$

L'ajout d'un filtre passe-bas a été nécessaire. En effet, durant les simulations, on constate que la mesure de $\frac{d\Delta f}{dt}$ est critique et crée des pics de puissances irrégulières.

Résultat

Afin de comparer les résultats obtenus, il a été décidé de garder le statisme de $4\%pu$. Le coefficient d'inertie de la machine synchrone virtuelle doit pour bien faire être égal ou plus grand que l'inertie total du réseau. En effet, ce sont les machines les plus puissantes, avec l'inertie la plus importante qui forcent la fréquence du réseau et non l'inverse. Lisons la constante d'inertie H avec l'inertie J des machines du réseau :

$$H = \frac{J\omega_0}{S_B}$$

L'inertie du réseau J vaut donc :

$$J = \frac{HS_B}{\omega_0}$$

En reprenant les paramètres de notre modèle (table 4.1) à un nœud décrivant toutes les machines sur notre réseau, nous obtenons $J = 1.59 \cdot 10^7 [kg \cdot m^2]$. Nous décidons de modéliser une machine équivalente, la constante d'inertie utilisée sera de $J = 1.6 \cdot 10^7 [kg \cdot m^2]$, valeur donnant de bons résultats. En effet, la fréquence du réseau donnée en figure 4.26 montre bel et bien une diminution de la déviation de la fréquence. Si on compare la Fig4.12 de la section 4.4.1, on remarque une belle amélioration en ajoutant le terme d'inertie virtuelle. Le temps de stabilisation, comme nous aurions pu nous en douter⁶ ne change pas. Concernant la tension HVDC (Fig.4.27), celle-ci subit un saut aussi spectaculaire qu'inattendu, ce qui peut ne pas être supporté. Néanmoins, celle-ci est restée stable mais nous sommes sans doute à la limite du régulateur du convertisseur MMC esclave. Cette hausse s'explique par une rampe de puissance extrêmement élevée exigée par la simulation de l'inertie du rotor comme le montre la figure 4.28. Il est important de mentionner que la puissance réactive vaut $\frac{0.16}{60} = 0.27\%$ de la puissance active maximale, ce qui est équivalent à la stratégie SVC PLUS ES vue en section 4.4.2.

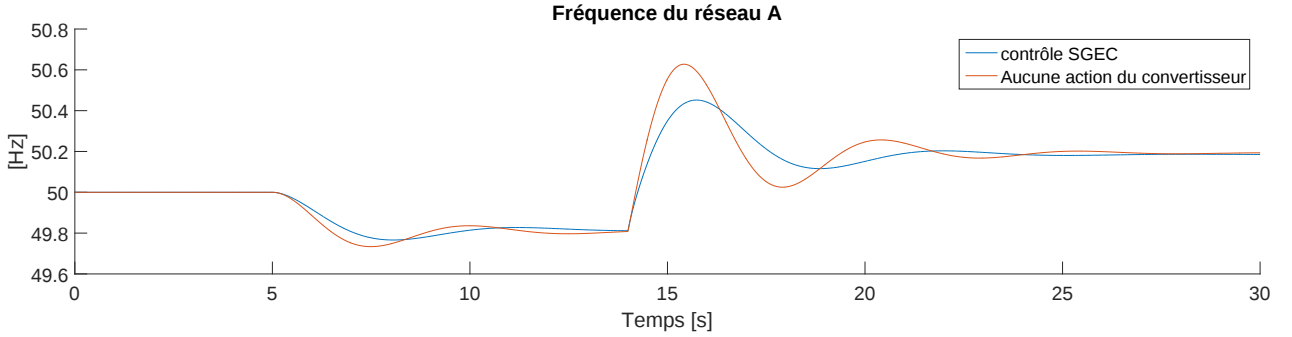


FIGURE 4.26 – Fréquence du réseau A pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$. Contrôle SGEC activé.

6. Rappelons que l'on simule une machine synchrone.

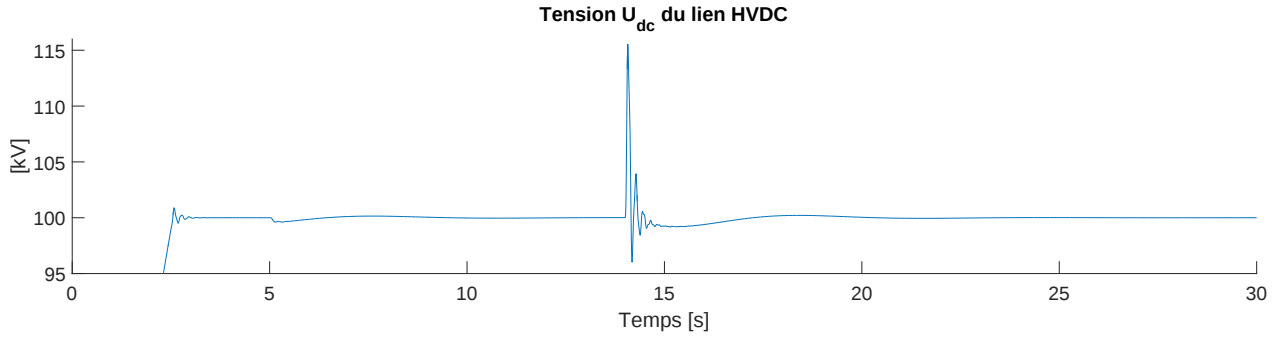


FIGURE 4.27 – Tension HVDC du lien pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$. Contrôle SGEC activé.

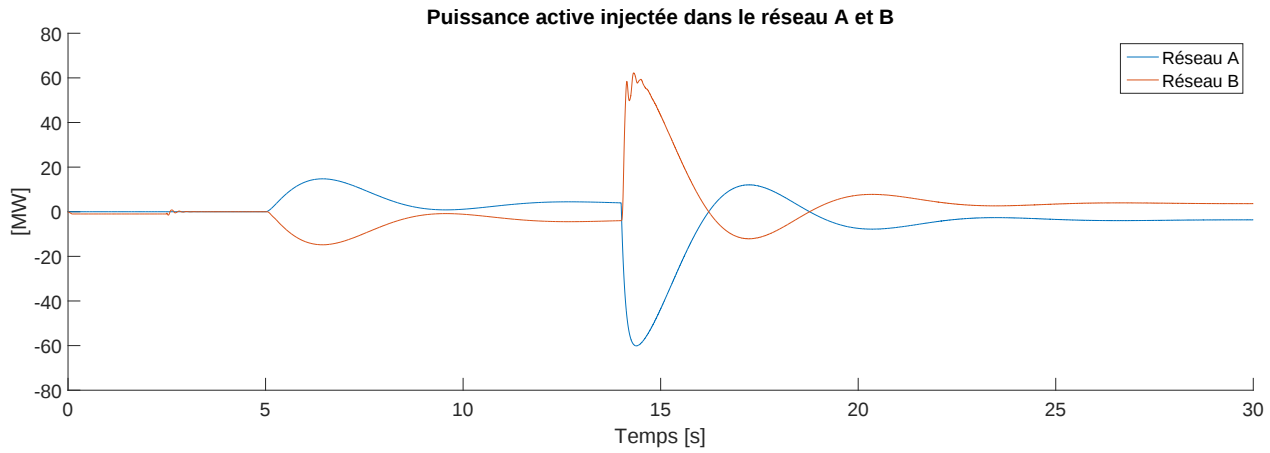


FIGURE 4.28 – Puissance active injectée aux réseaux A et B pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$. Contrôle SGEC activé.

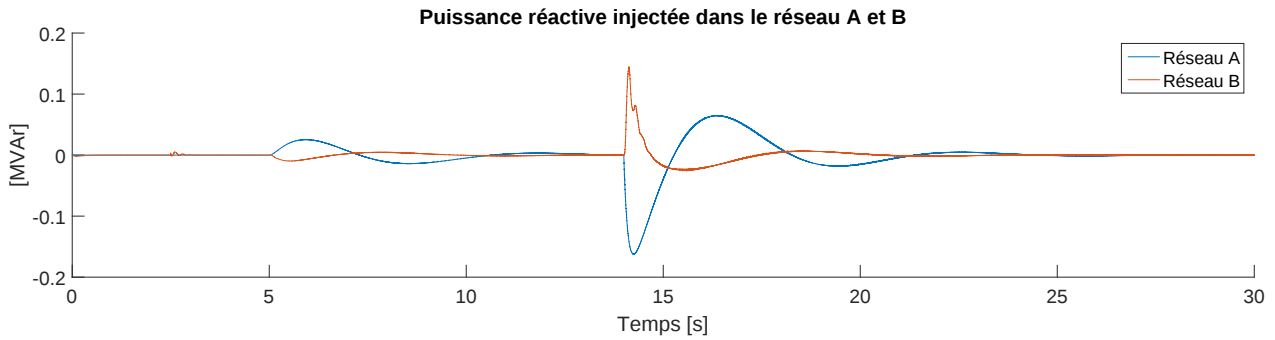


FIGURE 4.29 – Puissance réactive injectée aux réseaux A et B pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$. Contrôle SGEC activé.

4.4.4 Utilisation d'un statisme beaucoup plus fort

En regardant la technologie SVC PLUS ES (section 4.4.2), on remarque l'utilisation d'un statisme 10 fois plus élevé⁷ durant un court instant. Nous allons étudier ici le principe d'une contribution continue de ce statisme à $40\%pu$.

7. Pour rappel $40\%pu$ contre $4\%pu$

Résultat

Le statisme a été fixé à $40\%pu$. La limite du convertisseur S_B a été relevée de 10% c'est à dire $S_B = 110MVA$.

On remarque en Fig.4.30 que la fréquence du réseau A est bien maîtrisée avec ce contrôle. En effet, les transitoires sont quasi-tous supprimés et la fréquence se stabilise après 7 secondes dans le pire des cas. Le plus grand des pics est diminué d'une valeur non négligeable : $0.33Hz$. Par contre, la tension HVDC en figure 4.31 montre un pic atteignant quasiment 10% de la tension nominale, ce qui est un peu fort élevé. La Fig.4.32 nous montre que la puissance injectée dans le réseau B reste raisonnable. D'une part nous avons $-36.8MW$ et $36.25MW$ en régime. Nous pouvons aussi visualiser que la puissance S_B maximale du convertisseur est atteinte en $t = 15s$. Il est utile de signaler que le convertisseur MMC maître subit un pic de puissance de $146MW$ avec un retour de courant important sur la ligne HVDC en exactement une seconde ! Ce qui a directement influencé sa tension comme nous l'avons vu. Finalement, la puissance réactive en Fig.4.33 n'atteint que $0.23MVAr$ c'est à dire $\frac{0.23}{110} = 0.2\%$ de la puissance active maximale.

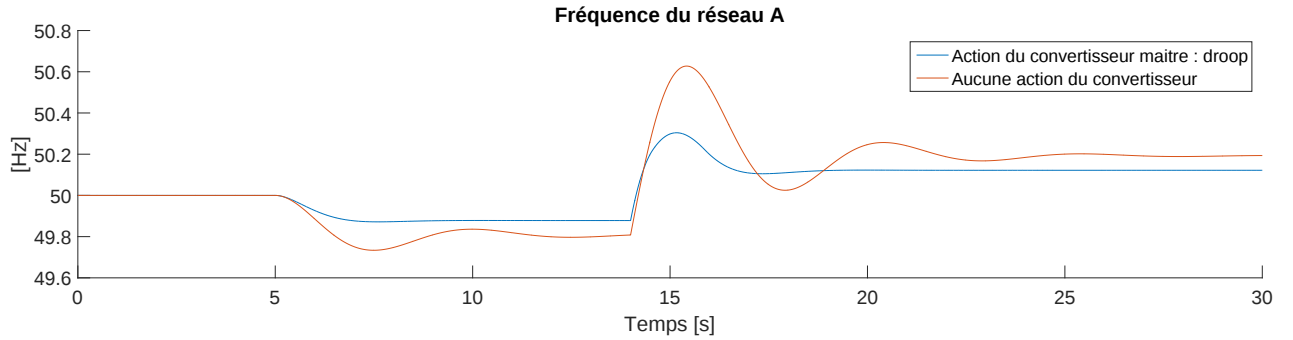


FIGURE 4.30 – Fréquence du réseau A pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$ pour le contrôle en statisme.

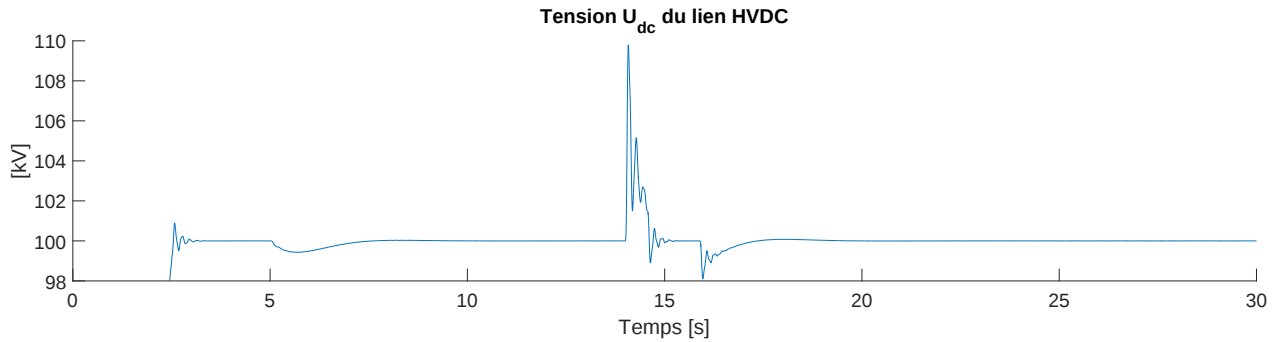


FIGURE 4.31 – Tension du lien HVDC pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$ pour le contrôleur en statisme

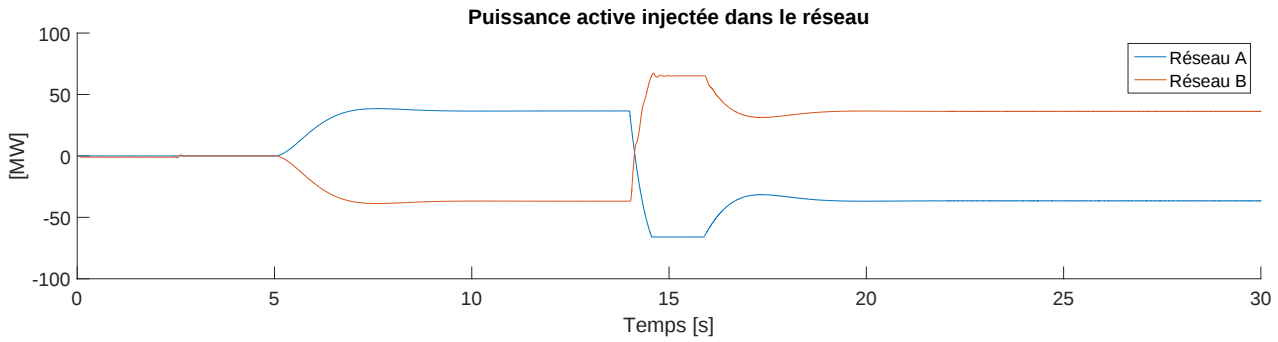


FIGURE 4.32 – Puissance active injectée aux réseaux A et B pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$ pour le contrôleur en statisme.

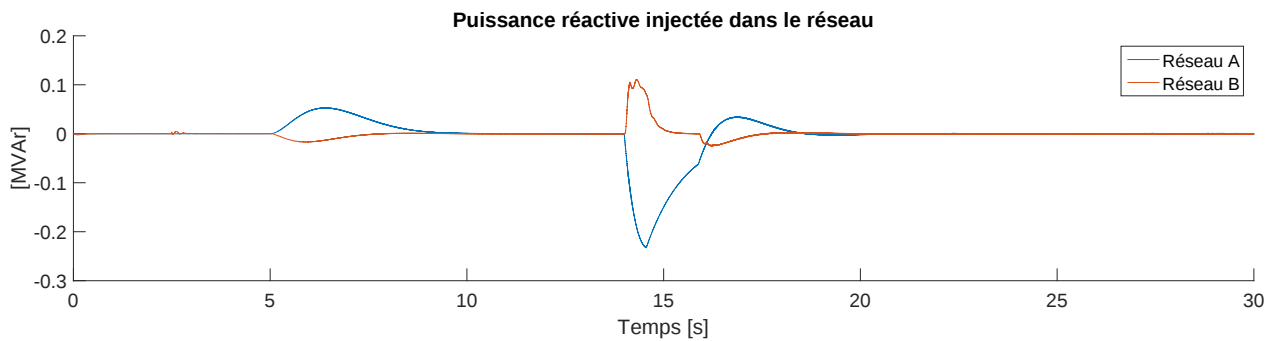


FIGURE 4.33 – Puissance réactive injectée aux réseaux A et B pour la simulation du modèle à un nœud suite à la perte d'un générateur de $100MW$ en $t = 5s$ ainsi que le retrait d'une charge de $200MW$ en $t = 14s$ pour le contrôleur en statisme.

4.4.5 Conclusion des différentes approches

Cette section va essayer de départager rationnellement les différentes stratégies de stabilisation de la fréquence du réseau grâce à l'injection de puissance par un duo de convertisseur MMC. Rappelons que le pic de fréquence indésirable sans contrôle du réseau atteint $50.63Hz$, valeur que nous devons à tout prix diminuer.

- Le contrôle avec statisme de $4\%pu$ ne permet pas de significativement baisser la déviation de fréquence du réseau. Effectivement, nous obtenons une fréquence maximale de $50.56Hz$, c'est à dire une diminution de seulement 11% par rapport à la situation initiale. Néanmoins c'est cette solution qui engendre le moins de puissance réactive indésirable (0.16% de la puissance active maximale) sur les réseaux A et B ainsi qu'une tension HVDC U_{dc} très bien maîtrisée.
- La technologie SVC PLUS ES se montre quant à elle très efficace pour limiter la déviation de la fréquence du réseau. En effet, nous obtenons une diminution jusqu'à 44% ($0.28Hz$) par rapport à la situation sans contrôle ou, dans le meilleur des cas une diminution de 56% $0.35Hz$ avec le convertisseur à $S_B = 100\%$. Une baisse que nous pouvons décrire comme significative. La tension du lien HVDC semble être elle aussi bien maîtrisée. En effet, les différents pics atteignent une valeur maximale de 8% de la tension nominale avec des changements que l'on peut qualifier de lents. Effectivement, les oscillations sont de l'ordre de 150 à 200 milli-secondes. Le courant du lien HVDC est lui aussi maîtrisé par l'utilisation d'un contrôleur en rampe, avantage de la méthode. Finalement, la puissance réactive indésirable n'excède pas 0.3% de la puissance maximale injectée dans le réseau A,

ce qui semble raisonnable.

- La technologie SGEC montre que l'émulation d'une machine synchrone et l'ajout d'un terme d'inertie virtuelle fonctionne plutôt bien. En effet, nous obtenons une diminution de 29% en comparaison du réseau sans contrôle. Cela reste 2.6 fois plus performant que le contrôle avec statisme uniquement. Cependant cette technologie révèle une qualité et un défaut majeurs. Sa qualité étant le fait de pouvoir être implémenté aujourd'hui et ce, facilement sur les différents convertisseurs HVDC existants [Guan et al., 2015], son défaut étant d'engendrer une tension non-maitrisée au lien HVDC. En effet, nous dépassons la tension nominale de 15% et ses oscillations sont de l'ordre de 100 à 160 milli-secondes, preuve d'un contrôle difficile. Concernant la pollution en puissance réactive, celle-ci est équivalente à la technologie SVC PLUS ES, c'est à dire 0.3% de la puissance active maximale.
- Le contrôle avec statisme à 40%*pu* améliore lui aussi le comportement de la fréquence. En effet, nous obtenons une diminution de 49% (0.33Hz). Par contre, nous ne respectons plus la condition du statisme de 4%*pu* en régime, ce que les différents contrôles vu avant permettaient. En regardant la tension du lien, on remarque que celle-ci n'est pas totalement maitrisée. Finalement, la puissance réactive produite n'excède pas 0.2%, ce qui est quasiment identique aux autres contrôles.

Au vu des différents résultats obtenus et de la discussion ci-avant, il semble que la technologie SVC PLUS ES se distingue, et de loin, par rapport aux autres.

4.5 Conclusion

Tout au long de ce chapitre, nous avons compris l'influence d'une perte d'un générateur et/ou d'une charge sur la fréquence du réseau. Signalons toutefois que la chute de fréquence étudiée ne peut coexister dans un réseau et que tout a été fait dans un but purement éducatif. En effet, en opération normale la fréquence du réseau devrait se trouver entre 49.8Hz et 50.2Hz, soit $\Delta f = 0.2$ [Gobmaier,]. Pour montrer les effets d'un nouveau contrôle en fréquence, différentes technologies ont été abordées, utilisées ou sont en cours de développement. Prenons comme exemple la technologie avec statisme appliquée aujourd'hui dans la régulation primaire de la fréquence.

Ces différentes techniques ont été implémentées sur un duo de convertisseurs de type MMC reliés entre eux par une ligne HVDC. Leurs influences ont été étudiées, d'une part en portant un regard sur le lien HVDC reliant les convertisseurs, et d'autre part sur les différentes pollutions occasionnées dans les réseaux reliés par cette ligne.

Finalement, il semblerait que la technologie SVC PLUS ES soit la plus performante malgré un coût d'implémentation supplémentaire. En effet, avec cette dernière nous obtenons une tension de ligne HVDC maitrisée, n'excédant pas 8% de sa tension nominale. C'est aussi celle qui permet de diminuer jusqu'à 56% la déviation de la fréquence, ce qu'aucune des autres méthodes n'est parvenue à faire.

Les réseaux de transport d'électricité connaissent (connaîtront) des transformations importantes liées entre autre à l'interconnexion transeuropéenne, au développement des énergies renouvelables ainsi qu'à l'apparition potentielle des micro-réseaux. Dès lors, des activités de recherche sont menées depuis quelques décennies dans le domaine de la Haute Tension à Courant Continu, HVDC. Les convertisseurs LCC n'offrant que peu de possibilités de contrôles, les VSC suivis de leurs petits frères, les MCC ont vu le jour il y a peu.

L'objectif du présent TFE est de contribuer aux recherches effectuées dans le domaine des *modular multilevel converters* et, plus particulièrement, d'en étudier un modèle moyen dans le but d'accélérer leur comportement lors de simulations et de vérifier leurs meilleures performances concernant la stabilisation d'un réseau.

Ce travail comporte trois grands volets : le premier concerne la familiarisation avec le fonctionnement d'un convertisseur MMC, le deuxième décrit son comportement dynamique et les contrôles existants utiles à son asservissement et finalement le troisième et dernier chapitre consiste à utiliser le modèle moyen ainsi décrit sur un petit réseau de 1GW, simulé à l'aide d'un modèle à un nœud.

Une fois familiarisé avec le convertisseur MMC suite à la lecture du chapitre 2 et 3, il a été possible d'étudier au chapitre 4 les nouvelles technologies visant à améliorer la tenue du réseau. Il a été démontré que celles-ci permettent d'obtenir des stabilisations bien plus rapides et bien plus efficaces que les technologies actuelles. Ceci promet l'intégration massive des énergies renouvelables intermittentes et des micro-réseaux. Cependant, il reste encore énormément à faire avant de voir ces convertisseurs maintenir virtuellement le réseau. En effet, il faut s'assurer de leur bon fonctionnement face à toute situation, c'est notamment pourquoi des pistes de réflexions ont été introduites dans ce dernier chapitre.

Travaux futurs

- Inclure les pertes par conduction du modèle moyen dans la résistance de demi-bras. On pourrait approximer ces dernières en supposant que les pertes par commutation sont liées à la fréquence des interrupteurs élevée au carré et qu'elles sont linéaires par rapport au courant y circulant.
- Étudier un autre type de contrôle d'énergie des bras ou approfondir celui développé. Effectivement, il a été montré qu'il est extrêmement difficile de trouver les bons paramètres des régulateurs des contrôles internes. Trois pistes sont envisageables :
 - Utiliser la méthode dite *modulus optimum* pour approcher la valeur des régulateurs.
 - Trouver le lien pour le réglage des régulateurs sur base des caractéristiques du convertisseur.
 - Le contrôle d'énergie étant fort difficile, il pourrait être intéressant d'étudier un autre type de contrôle (distributed control,...) et de les confronter sur base de simulations.

- Étudier l'influence d'une faute (i.e. une désynchronisation) de la PLL sur les convertisseurs.
- Les convertisseurs MMC peuvent jouer le rôle de *buck* (voir variable γ introduite en section 2.2). Dans ce TFE, nous avons fixé la tension des deux réseaux à $U_{dc}/2$. Il serait peut être utile d'étudier le cas $< U_{dc}/2$ afin de regarder quelles limites se présenteraient.
- Inclure le contrôle en tension pour la méthode SVC PLUS ES.
- Approfondir le contrôle pour la méthode SVC PLUS ES avec les pistes énoncées au chapitre 4.

En conclusion, l'HVDC offre de vastes perspectives d'avenir et les études ne font que s'étoffer. Il y a et il y aura de nouveaux développements pour amener ces convertisseurs sur le marché industriel et ce, pour deux raisons principales : améliorer le transport électrique du futur à haute efficacité pour soutenir une demande d'énergie croissante et maintenir le réseau dans de bonnes conditions.

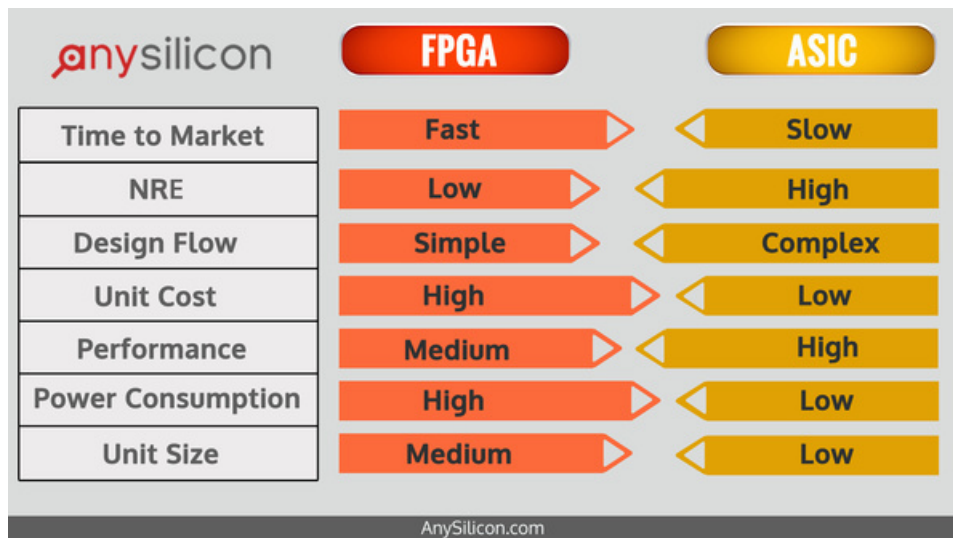


FIGURE A.1 – Comparaison des puces FPGA et ASIC [AnySilicon, 2016]

Bibliographie

- [ABB, 2017] ABB (2017). *URL : <http://new.abb.com/systems/hvdc/references/the-gotland-hvdc-link>*. 2017-06-07.
- [Abildgaard and Molinas, 2012] Abildgaard, E. N. and Molinas, M. (2012). Modelling and control of the modular multilevel converter (mmc). *Energy Procedia*, 20 :227–236.
- [Adam et al., 2012] Adam, G. P., Anaya-Lara, G. O., and Burt, G. (2012). Statcom based on modular multilevel converter : Dynamic performance and transient response during ac network disturbances.
- [Alstom, 2014] Alstom (2014). *Case Study : South West Link, Balancing the power supply between central and southern Sweden with HVDC*. 2017-06-07.
- [Alstom, 2015a] Alstom (2015a). *URL : <https://www.youtube.com/watch?v=86zd-XEFN1w>*. 2017-06-07.
- [Alstom, 2015b] Alstom (2015b). *URL : <https://www.youtube.com/watch?v=Ofi-Ecofa2w>*. 2017-06-07.
- [Amara et al., 2006] Amara, A., Amiel, F., and Ea, T. (2006). Fpga vs. asic for low power applications. *Microelectronics journal*, 37(8) :669–677.
- [Antonopoulos, 2011] Antonopoulos, A. (2011). Control, modulation and implementation of modular multilevel converters. *Microelectronics journal*.
- [AnySilicon, 2016] AnySilicon (2016). *URL : <http://anysilicon.com/fpga-vs-asic-choose/>*. 2017-05-10.
- [Bajracharya, 2008] Bajracharya, C. (2008). Control of vsc-hvdc for wind power. diploma thesis, Norwegian University of Science and Technology.
- [Beddard et al., 2015] Beddard, A., Barnes, M., and Preece, R. (2015). Comparison of detailed modeling techniques for mmc employed on vsc-hvdc schemes. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 30(2) :579–589.
- [Bekemans, 2015] Bekemans, M. (2015). Power electronic. *UCL, DC-AC Converters*(3).
- [B.Jacobson et al., 2010] B.Jacobson, P.Karlsson, G.Asplund, L.Harnefors, and T.Jonsson (2010). Vsc-hvdc transmission with cascaded two-level converters. *CIGRE*, B4-110.
- [Bobrowska-Rafal et al., 2011] Bobrowska-Rafal, M., Rafal, K., Jasinski, M., and Kazmierkowski, M. (2011). Grid synchronization and symmetrical components extraction with pll algorithm for grid connected power electronic converters-a review. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences : Technical Sciences*, 59(4) :485–497.
- [Casadei and Teodorescu., 2012] Casadei, L. Z. G. and Teodorescu., R. (2012). *Modular Multi-Level Converter : Modeling, Simulation and Control in Steady State and Dynamic Conditions*. PhD thesis, Aalborg University.
- [Chen et al., 2011] Chen, Y., Hesse, R., Turschner, D., and Beck, H.-P. (2011). Improving the grid power quality using virtual synchronous machines. In *Power engineering, energy and electrical drives (POWERENG), 2011 international conference on*, pages 1–6. IEEE.

- [Cigré, 2010] Cigré (2010). Reliability study methodology for hvdc grids. *Paris*, pages chap.B4–108.
- [Cigre, 2012] Cigre (2012). HvdC environmental planning guidelines. page chap.508.
- [D’Arco et al., 2015] D’Arco, S., Suul, J. A., and Fosso, O. B. (2015). A virtual synchronous machine implementation for distributed control of power converters in smartgrids. *Electric Power Systems Research*, 122 :180–197.
- [de Andres et al., 2007] de Andres, J. M. P., Dorn, J., Retzmann, D., and Zenkner, A. (2007). Prospects of vsc converters for transmission system enhancement. Conference paper, Power-Grid – Europe, Madrid, Spain.
- [Dekka et al., 2017] Dekka, A. R., Wu, B., and Zargari, N. (2017). Start-up operation of modular multilevel converter with flying capacitor submodules. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- [des Contenus et Savoirs,] des Contenus et Savoirs, U. I. URL : https://ics.utc.fr/Electricite/Electricite_formats_web/Electrostatique_web_webLatex/co/cours_1.html. 2017-06-06.
- [Desertec, 2017] Desertec (2017). URL : <http://www.desertec.org/>. 2017-06-07.
- [Elia, 2013a] Elia (2013a). *ALEGrO : une interconnexion électrique entre la Belgique et L’Allemagne au bénéfice de la collectivité*.
- [Elia, 2013b] Elia (2013b). URL : <http://www.elia.be/fr/projets/projets-reseau/brabo>. 2017-06-07.
- [Elia, 2016] Elia (2016). *La mise en service du transformateur déphaseur et le renforcement de la ligne à haute tension augmentent la sécurité d’approvisionnement*. Communiqué de presse.
- [Elia, 2017] Elia (2017). URL : <http://www.elia.be/fr/projets/projets-reseau/Nemo>. 2017-06-07.
- [Europacable, 2011] Europacable (2011). An introduction to high voltage direct current (hvdc) underground cables. Brussels.
- [Fairley, 2013] Fairley, P. (2013). URL : http://spectrum.ieee.org/energy/renewables/germany-takes-the-lead-in-hvdc/?goback=.gde_1953526_member_239685694. 2017-06-06.
- [Funk and Vandendorpe, 2016] Funk, M. and Vandendorpe, J. (2016). Liaisons hvdc : structure, contrôle et modélisation. diploma thesis, Université Catholique de Louvain-La-Neuve.
- [Gao et al., 2014] Gao, F., Li, Z., Xu, F., Chu, Z., Wang, P., and Li, Y. (2014). Startup strategy of vsc-hvdc system based on modular multilevel converter. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*, pages 1946–1952. IEEE.
- [Gnanarathna, 2014] Gnanarathna, U. N. (2014). *Efficient Modeling of Modular Multilevel HVDC Converters (MMC) on Electromagnetic Transient Simulation Programs*. PhD thesis.
- [Gobmaier,] Gobmaier, D. URL : http://www.mainsfrequency.com/frequ_info_en.htm. 2017-05-17.
- [Golestan and Guerrero, 2015] Golestan, S. and Guerrero, J. M. (2015). Conventional synchronous reference frame phase-locked loop is an adaptive complex filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(3) :1679–1682.
- [Guan et al., 2015] Guan, M., Pan, W., Zhang, J., Hao, Q., Cheng, J., and Zheng, X. (2015). Synchronous generator emulation control strategy for voltage source converter (vsc) stations. *IEEE Transactions on Power Systems*, 30(6) :3093–3101.
- [Guo et al., 2011] Guo, X.-Q., Wu, W.-Y., and Gu, H.-R. (2011). Phase locked loop and synchronization methods for grid-interfaced converters : a review. *Przeglad Elektrotechniczny*, 87(4) :182–187.

- [Haddioui, 2015] Haddioui, M. R. (2015). Control and modulation strategies for mmc - based hvdc. diploma thesis, Aalborg university.
- [Hagiwara and Akagi, 2008] Hagiwara, M. and Akagi, H. (2008). Pwm control and experiment of modular multilevel converters. Power electronics specialists conference, IEEE.
- [Harnefors et al., 2013] Harnefors, L., Antonopoulos, A., Norrga, S., Angquist, L., and Nee, H.-P. (2013). Dynamic analysis of modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60 :2526–2537.
- [Hingorani, 1996] Hingorani, N. G. (1996). High-voltage dc transmission : a power electronics workhorse. *Spectrum, IEEE*, (33(4)) :63–72.
- [Intel-FPGA,] Intel-FPGA. URL : <https://www.altera.com/support/support-resources/operation-and-testing/pll-and-clock-management/pll-loss-lock.html>. 2017-06-1.
- [Jaeger, 2015] Jaeger, E. D. (2015). Electric power systems. *UCL*, Basic concepts.
- [Jaeger, 2016] Jaeger, E. D. (2016). Electrical energy systems : advanced topics. *UCL*, Stability(3).
- [Labrique et al., 2015] Labrique, F., Séguier, G., and Delarue, P. (2015). *Electronique de puissance-10e édition : Structures, commandes, applications*. Dunod.
- [Lesnicar and Marquardt, 2003a] Lesnicar, A. and Marquardt, R. (2003a). An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. Conference paper vol. 3, IEEE Power Tech Conf., Bologna, Italy.
- [Lesnicar and Marquardt, 2003b] Lesnicar, A. and Marquardt, R. (2003b). A new modular voltage source inverter topology. Conference paper EPE03, The 10th European Conf. on Power Electronics and Applications, Toulouse, France.
- [Li et al., 2016] Li, C., Xu, J., and Zhao, C. (2016). A coherency-based equivalence method for mmc inverters using virtual synchronous generator control. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 31(3) :1369–1378.
- [Liu et al., 2005] Liu, Y., Arrillaga, J., and Watson, N. (2005). Statcom performance of a multi-level voltage reinjection converter. In *Transmission and Distribution Conference and Exhibition : Asia and Pacific, 2005 IEEE/PES*, pages 1–6. IEEE.
- [Luna et al., 2012] Luna, A., Citro, C., Gavriluta, C., Hermoso, J., Candela, I., and P.Rodriguez (2012). Advanced pll structures for grid synchronization in distributed generation. *International Conference on Renewable Energies and Power Quality, EA4EPQ*.
- [Max Maxfield, 2014] Max Maxfield, D. E. (2014). URL : http://www.eetimes.com/author.asp?doc_id=1322856. 2017-05-10.
- [Murata et al., 2011] Murata, Y., Abe, K., Suizu, M., Mashio, S., Matsunaga, O., Asai, S., and Katakai, S. (2011). HvdC xlpe cable systems applicable for higher temperature and polarity reversal operation. In *8th International Conference on Insulated Power Cables (Jicable), B*, volume 4.
- [Padiyar, 1990] Padiyar, K. (1990). *HVDC power transmission systems : technology and system interactions*. New Age International.
- [Paradis, 2013] Paradis, D. (2013). *Real-time simulation of Modular Multilevel Converters*. PhD thesis.
- [Pavljaevic and Dawson, 2006] Pavljaevic, S. and Dawson, F. (2006). Synchronization to disturbed utility-network signals using a multirate phase-locked loop. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(5) :1410–1417.
- [Peralta et al., 2012] Peralta, J., Saad, H., Denneri re, S., Mahseredjian, J., , and Nguefeu, S. (2012). Detailed and averaged models for a 401-level mmc hvdc system. *IEEE Transactions on*, 27(3) :1501–1508.

- [Piette, 2011] Piette, F. (2011). *URL : <http://www.ferdinandpiette.com/blog/2011/08/implementer-un-pid-sans-faire-de-calculs/>*. 2017-03-15.
- [Rodríguez et al., 2007] Rodríguez, P., Pou, J., Bergas, J., Candela, J. I., Burgos, R. P., and Boroyevich, D. (2007). Decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(2) :584–592.
- [rte france, 2017] rte france (2017). *URL : <http://www.rte-france.com/fr/projet/savoie-piemont-190-km-de-solidarite-europeenne-entre-chambery-et-turin>*. 2017-06-07.
- [SAAD, 2015] SAAD, H. A. (2015). *Modélisation et simulation d'une liaison HVDC de type VSC-MMC*. PhD thesis, École Polytechnique de Montréal.
- [Serge, 2006] Serge (2006). *URL : <http://electricite.blogspot.be/2006/01/origine-du-mot-electricit.html>*. 2017-06-06.
- [Shi et al., 2012] Shi, K., Shen, F., Lv, D., Lin, P., Chen, M., and Xu, D. (2012). A novel start-up scheme for modular multilevel converter. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pages 4180–4187. IEEE.
- [Shi et al., 2015] Shi, X., Liu, B., Wang, Z., Li, Y., Tolbert, L. M., and Wang, F. (2015). Startup schemes for modular multilevel converter under different load conditions. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015 IEEE*, pages 2174–2180. IEEE.
- [S.Otjacques, 2017] S.Otjacques (2017). The challenge of operating the european high voltage grid with a massive integration of renewable energy into the fast evolving electricity market. In *Conference pour le cours LELEC2753*. UCL.
- [Spahic et al., 2015] Spahic, E., Reddy, C. P. S. S., Pieschel, M., and Alvarez, R. (2015). Multilevel statcom with power intensive energy storage for dynamic grid stability-frequency and voltage support. In *Electrical Power and Energy Conference (EPEC), 2015 IEEE*, pages 73–80. IEEE.
- [systems design engineering. Inc. Chip Design, 2005] systems design engineering. Inc. Chip Design, E. (2005). *URL : <http://chipdesignmag.com/display.php?articleId=115&issueId=11>*. 2017-05-10.
- [Tu et al., 2010] Tu, Q., Xu, Z., Huang, H., and Zhang, J. (2010). Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based hvdc. International conference ieee, Power System Technology (POWERCON).
- [Wikipédia, 014a] Wikipédia (2014a). *URL : https://fr.wikipedia.org/wiki/Liaison_%C3%A0_courant_continu_Itaipu*. 2017-06-07.
- [Wikipédia, 2015a] Wikipédia (2015a). *URL : https://fr.wikipedia.org/wiki/Courant_continu_haute_tension*. 2017-06-07.
- [Wikipédia, 2015b] Wikipédia (2015b). *URL : https://fr.wikipedia.org/wiki/Liaison_%C3%A0_courant_continu_Cahora_Bassa*. 2017-06-07.
- [Wikipédia, 2015c] Wikipédia (2015c). *URL : https://fr.wikipedia.org/wiki/Ligne_%C3%A9lectrique_Yunnan_-_Guangdong*. 2017-06-07.
- [Wikipédia, 2015d] Wikipédia (2015d). *URL : https://fr.wikipedia.org/wiki/Nelson_River_DC_Transmission_System*. 2017-06-07.
- [Wikipédia, 2016a] Wikipédia (2016a). *URL : https://fr.wikipedia.org/wiki/Ligne_%C3%A9lectrique_Jinping_-_Sunan*. 2017-06-07.
- [Wikipédia, 2016b] Wikipédia (2016b). *URL : https://fr.wikipedia.org/wiki/Ligne_%C3%A9lectrique_Xiangjiaba_-_Shanghai*. 2017-06-07.
- [Woodford, 1998] Woodford, D. A. (1998). HvdC transmission. *Manitoba HVDC Research Centre*, pages 400–1456.

- [Zhu et al., 2011] Zhu, J., Booth, C. D., Adam, G. P., and Roscoe, A. J. (2011). Inertia emulation control of vsc-hvdc transmission system. In *Advanced Power System Automation and Protection (APAP), 2011 International Conference on*, volume 1, pages 1–6. IEEE.

