

Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche Scientifique

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Badji Mokhtar Annaba University
Université Badji Mokhtar – Annaba
Faculté de Technologie



جامعة باجي مختار – عنابة

كلية التكنولوجيا

Département Electrotechnique

قسم الكهروتقني

Thèse

Présentée pour obtenir le diplôme de

Doctorat Troisième Cycle

Filière : Électrotechnique

Spécialité : Qualité et gestion de l'énergie électrique

Par :

ATOUI Elmoatez Billah

Thème :

Étude du transport HVDC en vue de l'interconnexion sous-marine entre l'Algérie et l'Italie

Thèse soutenue le 30/10/2025 devant le jury composé de :

N°	Nom et prénom	Grade	Etablissement	Qualité
01	DIB Djalel	Prof	Université Larbi Tébessi -Tébessa	Président
02	MESBAH Tarek	Prof	Université Badji Mokhtar -Annaba	Rapporteur
03	SOLTANI Fatma	MCA	Université Badji Mokhtar -Annaba	Examinatrice
04	LADJIMI Abdelaziz	Prof	Université 08 Mai 1945 - Guelma	Examineur
05	BENSIALI Nadia	Prof	Université Badji Mokhtar -Annaba	Examinatrice
06	LABAR Hocine	Prof	Université Badji Mokhtar -Annaba	Invité

ملخص

تشكل التبعية الكبيرة للطاقات ذات المصدر الأحفوري، وخاصة في إنتاج الطاقة الكهربائية وانعكاساتها السلبية على تغير المناخ، مصدر قلق كبير للعالم أجمع. ولهذا السبب، اتجهت العديد من البلدان، بما في ذلك بلدان حوض البحر الأبيض المتوسط ومنطقة الشرق الأوسط وشمال أفريقيا، نحو اعتماد تحول طاقوي فعال يعتمد على تطوير ودمج الطاقات المتجددة في مزيج الطاقة والنظام الكهربائي على ضوء ما تمتلكه من إمكانيات هائلة، خاصة في مجال الطاقة الشمسية. ومن ناحية أخرى، فإن نجاح مثل هذا التحول الطاقي حول حوض البحر الأبيض المتوسط يتمثل في بناء وصلات جديدة عابرة للحدود تربط بين الضفتين الشمالية والجنوبية، حيث أن الميزة الرئيسية لها هي تحسين سلامة الأنظمة الكهربائية المترابطة. في الواقع، هذه الوصلات عبارة عن كابلات بحرية ذات مسافات طويلة تتطلب استخدام تكنولوجيا النقل بالتيار المستمر عالي الجهد، وهي تقنية تؤكد موثوقيتها نظرا لتوسعها المتزايد في مشاريع الربط الكهربائي. في هذا السياق، فإن الهدف الأول لهذا العمل هو دراسة تأثير توصيلات النقل بالتيار المستمر عالي الجهد الأورو- مغاربية القادمة من إيطاليا على نظام الكهرباء الجزائري. تم تصميم ومحاكاة شبكتي النقل الجزائرية 400 كيلو فولت وسردينيا 380 كيلو فولت من خلال تطبيق العديد من متغيرات الربط الكهربائي التي تم تشكيلها من اعتبارات مختلفة مثل نوع المحول (ذو مصدر تيار وذو مصدر جهد)، وسعة وصلة التيار المستمر (1000 و2000 ميجاوات)، ونقطة الاتصال واتجاه التبادل. من خلال الدراسة التي تم إجراؤها عن طريق تحليل تدفق الطاقة والطوارئ بناء على معيار (ن عنصر - 1)، تم تقييم تأثير تنفيذ وصلة النقل بالتيار المستمر عالي الجهد المرتقبة. من جهة أخرى، فإن وجود تيارات توافقية بين مصدر التيار المستمر وأذرع المحول ذو وحدات متعدد المستويات يعرض نظام النقل بالتيار المستمر عالي الجهد- نوع محول ذو مصدر جهد إلى حالة غير مستقرة ويزيد من فقد الطاقة وتموجات الجهد للمكثفات. لذا، فإن الهدف الثاني من هذه الأطروحة هو تقديم استراتيجية قوية وفعالة للتحكم في التيارات المتداولة للمحول ذو وحدات متعدد المستويات من خلال القضاء على التيارات التوافقية ذات الترتيب الزوجي عن طريق استخدام جهاز تحكم رنيني يعتمد على المتكامل المعمم ذو الترتيب المنخفض. تم التحقق من صحة التقنية المقترحة ومعدل عرض النبضات من خلال المحاكاة في بيئة برنامج ماتلاب/سيمولينك والمحاكاة المشتركة القائمة على مصفوفة البوابات المنطقية القابلة للبرمجة.

كلمات مفتاحية:

نظام النقل بالتيار المستمر عالي الجهد، محول ذو مصدر تيار، محول ذو مصدر جهد، محول ذو وحدات متعدد المستويات، الطاقة المتجددة، مصفوفة البوابات المنطقية القابلة للبرمجة.

Abstract

The strong independence from fossil fuels, particularly in the production of electrical energy and its negative consequences on climate change constitute a major concern for the whole world. It is for this reason that many countries, including the countries of the Mediterranean basin and the MENA region, have moved towards the adoption of an efficient energy transition based on the development and integration of renewable energies in the energy mix and the electrical system in view of the enormous potential they have, particularly in solar energy. On the other hand, the success of such an energy transition around the Mediterranean basin consists of building new cross-border connections connecting these two northern and southern shores, the main advantage of which is improving the safety of interconnected electrical systems. Indeed, these links are long-distance submarine cables which require the use of high voltage direct current (HVDC) transmission technology ; a technology that confirms its reliability due to its increased expansion in interconnection projects. In this context, the first objective of this work is to study the impact of Euro-Maghreb HVDC connections on the Algerian electricity system from Italy. The two Algerian 400kV and Sardinian 380kV transmission networks are modeled and simulated by applying several HVDC interconnection variants formed by different considerations such as the type of converter (CSC and VSC), the DC link capacity (1000 and 2000MW), the connection point and direction of exchange. Through study carried out by power flow and contingency analysis based on the (N - 1) criterion, the impact of the implementation of this envisaged HVDC link is evaluated. Furthermore, the presence of harmonic currents between the DC source and the arms of the Multilevel Modular Converter (MMC) exposes the VSC-HVDC system to an unstable state and increases the losses and voltage ripples of the capacitors. So, the second objective of this thesis is to present a robust and efficient strategy to control the circulating currents of the MMC by eliminating the harmonic currents of even order by the use of a resonant controller based on the reduced order generalized integrator. The proposed technique and PWM modulation were validated by simulation in Matlab/Simulink environment and FPGA-based co-simulation.

Keywords : High Voltage Direct Current transmission system (HVDC), Current Source Converter (CSC-HVDC), Voltage Source Converter (VSC-HVDC), Modular Multilevel Converter (MMC), Renewable energy, FPGA circuit.

Résumé

La forte indépendance aux énergies d'origine fossile, notamment dans la production de l'énergie électrique et ses conséquences négatives sur le changement climatique constituent une préoccupation majeure pour le monde entier. C'est pour cette raison que de nombreux pays, y compris les pays du bassin méditerranéen et de la région MENA, se sont orientés vers l'adoption d'une transition énergétique efficace basée sur le développement et l'intégration des énergies renouvelables dans le mix énergétique et le système électrique en vue de l'énorme potentiel dont ils disposent, en particulier en énergie solaire. D'autre part, le succès d'une telle transition énergétique autour du bassin méditerranéen consiste à construire des nouvelles liaisons transfrontalières reliant ces deux rives nord et sud dont l'avantage principal est l'amélioration de la sûreté des systèmes électriques interconnectés. En effet, ces liaisons sont des câbles sous-marins de longue distance ce qui exige l'utilisation de la technologie de transport en courant continu à haute tension (HVDC); une technologie qui confirme sa fiabilité en raison de son expansion accrue dans les projets d'interconnexion. Dans ce contexte, ce travail a pour premier objectif l'étude d'impact des liaisons HVDC Euro-Maghrébines sur le système électrique algérien en provenance de l'Italie. Les deux réseaux de transport algérien 400kV et sarde 380kV sont modélisés et simulés en appliquant plusieurs variantes d'interconnexion HVDC formées par différentes considérations telles que le type du convertisseur (CSC et VSC), la capacité de liaison DC (1000 et 2000MW), le point de raccordement et le sens d'échange. Par le biais d'étude effectuée par l'écoulement de puissance et l'analyse de contingence basée sur le critère (N - 1), l'impact de la mise en œuvre de cette liaison HVDC envisagée est évaluée. Par ailleurs, la présence des courants harmoniques entre la source continue et les bras du Convertisseur Modulaire Multiniveaux (MMC) expose le système VSC-HVDC à un état instable et augmente les pertes et les ondulations de tension des condensateurs. Alors, le deuxième objectif de cette thèse est de présenter une stratégie robuste et efficace pour contrôler les courants de circulation du MMC en éliminant les courants harmoniques d'ordre pair par l'utilisation d'un contrôleur résonant basé sur l'intégrateur généralisé d'ordre réduit. La technique proposée et la modulation PWM ont été validées par simulation dans l'environnement Matlab/Simulink et co-simulation basée sur FPGA.

Mots clés : Transport d'énergie en courant continu à haute tension (HVDC), convertisseur source de courant (CSC), convertisseur source de tension (VSC), Convertisseurs Modulaires Multiniveaux (MMC), Énergie renouvelable, Circuit FPGA.

Dédicace

À mes chers parents, pour tous ces sacrifices,

À ma petite chère famille, ma femme et mes enfants pour leur appui,

À mes chers frères et chère sœur pour leur encouragement,

À tous mes amis,

À tous mes enseignants.

Remerciements

Tout d'abord, je remercie Allah le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience nécessaires à mener ce travail à son terme.

Je tiens à remercier tout particulièrement mon encadrant M. le professeur **Tarek Mesbah**, pour l'aide compétente qu'elle m'a apportée, pour sa patience et son encouragement. Son œil critique m'a été très précieux pour structurer le travail et pour améliorer la qualité des différentes sections.

Je tiens à remercier également ma co-encadrante Mme. **Samia Kelaiaia** pour son aide immense, la qualité de son suivie ainsi que pour tous les conseils et les informations qu'il m'a prodigués avec un degré de patience et de professionnalisme sans égal.

Je tiens aussi à adresser mes plus sincères remerciements au président du jury, M. **Djalel Dib**, professeur à l'université de Tébessa qui a bien voulu me faire l'honneur de présider ce jury. Il trouve ici l'expression de ma toute gratitude.

Un très grand remerciement et une très grande reconnaissance sont destinés aux membres du jury : Mme. **Fatma Soltani** MCA à l'université de Annaba, M. **Abdelaziz Ladjimi** professeur à l'université de Guelma, Mme. **Nadia Bensiali** professeur à l'université de Annaba et M. **Hocine Labar** professeur à l'université de Annaba, pour l'honneur qu'ils me font en prenant le temps de lire et d'évaluer ce travail.

Je désire remercier M. **Hamza Atoui**, M. **Nadhir Boutasta** et M. **Sofiane Chiheb** pour leurs aides précieuses et leurs encouragements.

Je souhaite aussi remercier l'équipe pédagogique et administrative du département d'Électrotechnique.

Pour finir, je souhaite remercier toute personne ayant contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Table des figures

1.1	Comparaison entre les pylônes des systèmes à CC et CA selon les dimensions et le droit de passage.	9
1.2	Ligne aérienne HVDC de ± 500 kV / 2000 MW.	9
1.3	Câble XLPE fabriqué par ABB pour le transport HVDC à 525 kV. . . .	11
1.4	Coût en fonction de la distance pour les liaisons de transmission CA et CC de capacité équivalente.	13
1.5	Diagramme d'une configuration monopolaire (a) avec retour par électrode de terre (b) avec retour métallique.	14
1.6	Diagramme d'une configuration bipolaire avec les commutateurs de By-pass.	15
1.7	Diagramme d'une configuration dos-à-dos.	15
1.8	Diagramme d'une configuration multi-terminal (a) architecture en série (b) architecture en parallèle (c) architecture maillée.	16
1.9	Diagramme d'un système HVDC basé sur CSC (a) pont à 6-impulsions (b) CSC à 12-impulsions.	17
1.10	Schéma monopolaire de CCC.	18
1.11	Diagramme d'un système HVDC basé sur VSC (a) VSC à deux niveaux (b) VSC-MMC à 5-niveaux.	20
1.12	Principaux composants d'une station HVDC typique à 12-impulsions. . .	21
1.13	Système de refroidissement pour HVDC.	21
1.14	Thyristor d'application HVDC (a) vue d'un thyristor à amorçage optique LTT (b) tendance du développement des thyristors.	22
1.15	Symbole et structure d'un thyristor.	22
1.16	Caractéristique $I-V$ d'un thyristor.	23
1.17	Circuit d'amortissement au niveau thyristor.	23
1.18	Contrôleur de la station redresseur.	26
1.19	Contrôleur de la station onduleur.	28
1.20	Le circuit équivalent d'une liaison HVDC-CSC.	29
1.21	Caractéristiques $U_d - I_d$ du redresseur et de l'onduleur.	29
1.22	Caractéristiques complètes $U_d - I_d$ de deux convertisseurs A et B (a) sens de puissance du conv A vers conv B (b) sens de puissance du conv B vers conv A.	30
1.23	Principaux composants d'une station VSC.	31
1.24	Formes d'onde d'un IGBT pendant un cycle de commutation.	32
1.25	Circuit Snubber d'un IGBT.	33
1.26	Topologie d'un VSC triphasé à deux niveaux.	35
1.27	Topologie d'un convertisseur NPC triphasé à trois niveaux.	36
1.28	Topologie d'un convertisseur FC triphasé à trois niveaux.	37
1.29	Les types de SM en MMC (a) forme en demi-pont (b) forme en pont complet.	38

1.30	Principe de base de la technique MLI avec les formes d'ondes Référence/Porteuse.	39
1.31	Les techniques de modulation pour les convertisseurs multiniveaux.	40
1.32	Contrôle de la puissance active et réactive dans le VSC (a) schéma unifilaire d'un VSC connecté au réseau (b) 4-quadrants de fonctionnement dans le diagramme P-Q.	41
2.1	Évolution de la puissance maximale appelée sur le réseau électrique algérien entre 2010 et 2022.	47
2.2	La répartition des ventes d'électricité selon le niveau de tension (a) consommation en 2017 (b) consommation en 2020.	48
2.3	La répartition du mix énergétique de 2022 en Algérie (a) par opérateur (b) par filière.	49
2.4	Évolution de la production d'énergie électrique en Algérie.	50
2.5	Réseau électrique du transport 220 et 400 kV en Algérie à l'horizon 2030 [80].	51
2.6	Interconnexions électriques existantes entre l'Algérie, le Maroc et la Tunisie.	52
2.7	L'irradiation horizontale globale en Algérie [86].	54
2.8	Carte du vent annuel moyen à 50 m de hauteur.	55
2.9	Évolution de la consommation électrique en Italie entre 2010 et 2021.	57
2.10	Évolution de la consommation électrique en Sardaigne et les échanges effectués entre 2015 et 2021.	58
2.11	Évolution de la puissance maximale et minimale appelée en Italie 2012 et 2021.	58
2.12	Évolution de la puissance installée du parc de production italien répartie par origine.	59
2.13	La répartition du mix énergétique de 2022 en Sardaigne.	59
2.14	Réseau du transport d'électricité en Italie (a) réseau 220 kV (b) réseau 380 kV [88].	60
2.15	Réseau électrique du transport 220, 380 kV et les liaisons HVDC en Sardaigne [80].	61
2.16	Interconnexions électriques prévues entre l'Europe et le Maghreb.	63
2.17	Les deux premières variantes proposées pour l'interconnexion Algérie-Italie (a) variante directe (b) variante optimisée [72].	64
2.18	Modèle de réseaux électriques implémentés dans PowerWorld Simulator (a) réseau algérien 400 kV (b) réseau sarde 380 kV.	65
2.19	Aperçu sur les 6 modèles de simulation (a) cas1 (b) cas2 (c) cas3 (d) cas4 (e) cas5 (f) cas6.	69
2.20	Tension (p.u) de 42 nœuds dans les deux sens d'échange import/export (a) du cas 1 (b) du cas 3.	70
2.21	Tension (p.u) de 42 nœuds dans les deux sens d'échange import/export (a) du cas 2 (b) du cas 4.	72
2.22	Tension (p.u) de 42 nœuds dans les deux sens d'échange import/export (a) du cas 5 (b) du cas 6.	75
2.23	Comparaison des résultats entre les cas 1 et 2 selon la performance des générateurs et compensateurs synchrones (a) sens DZ2IT (b) sens IT2DZ.	78

2.24	Comparaison des résultats entre les cas 3 et 4 selon la performance des générateurs et compensateurs synchrones (a) sens DZ2IT (b) sens IT2DZ.	79
2.25	Comparaison des résultats entre les cas 5 et 6 selon la performance des générateurs et compensateurs synchrones (a) sens DZ2IT (b) sens IT2DZ.	80
3.1	Structure d'un MMC triphasé.	87
3.2	Structure d'un sous-module en demi-pont.	88
3.3	Structure d'un sous-module en pont complet.	90
3.4	MMC de $N+1$ niveaux (a) la phase analysée (b) Courbes des tensions bras supérieur $v_{sup,a}$, inférieur $v_{inf,a}$ et de sortie v_{a0} d'un MMC de 5-niveaux .	91
3.5	Ordre séquentiel de la conception d'un MMC.	92
3.6	Circuit équivalent d'un MMC triphasé.	96
3.7	Modèle équivalent détaillé d'un SM (a) circuit d'un SM (b) circuit équivalent de SM (c) circuit Thévenin équivalent de SM.	98
3.8	Modèle détaillé proposé par la Réf [112].	99
3.9	La représentation AVM côté alternatif proposé par la Réf [53].	100
3.10	La représentation AVM côté continu proposé par la Réf [53].	102
3.11	Schéma bloc général du système contrôle de MMC ($x \in a, b, c$).	102
3.12	Schéma de contrôle de la boucle externe (a) contrôleur de la boucle externe (b) contrôle puissance/tension (c) contrôleur courant de sortie.	104
3.13	Le circuit équivalent des courants de circulation.	106
3.14	Le contrôleur des courants de circulation dans la référence dq	107
3.15	Schéma équivalent de l'équation (3.51).	108
3.16	Mécanisme de génération des signaux PWM selon la technique PS-PWM.	109
3.17	5-niveaux générés à partir de MMC à $N = 4$ par la technique PS-PWM .	110
3.18	9-niveaux générés à partir de MMC à $N = 4$ par la technique PS-PWM .	111
3.19	Les trois formes de la technique LS-PWM (a) la forme PD (b) la forme POD (c) la forme APOD.	112
3.20	9-niveaux générés à partir de MMC à $N = 4$ par la technique LS-PWM sous forme PD.	113
3.21	Contrôle balancement des tension SMs basé sur l'algorithme de tri (a) son schéma fonctionnel (b) description de l'algorithme.	115
3.22	Description de l'algorithme de tri à fréquence réduite (réf [121]).	116
3.23	Balancement des tensions SMs basé sur le contrôle actif.	116
4.1	La représentation en temps continu du SOGI.	121
4.2	Les réponses de la fonction de transfert SOGI sur le diagramme de Bode (a) en gain (b) en phase.	122
4.3	La réponse en gain des deux ROGIs régulés à la séquence positive et négative de fréquence 100 Hz.	123
4.4	La représentation en temps continu dans le cadre des coordonnées stationnaires $\alpha\beta$ (a) du ROGI (b) du SOGI.	124
4.5	Stratégie proposée par [138] pour contrôler les courants de circulation pour système monophasé.	124
4.6	La réponse en gain de deux SOGIs en parallèle et régulés à 100 et 200 Hz (Réf [138]).	125

4.7	Stratégie proposée par [141] pour contrôler les courants de circulation aux coordonnées stationnaires $\alpha\beta$	125
4.8	Le contrôleur proposé basé sur ROGI implémenté dans le cadre des coordonnées stationnaires $\alpha\beta$ (a) schéma bloc général (b) schéma bloc détaillé du contrôleur 2HCC-ROGI.	126
4.9	Le contrôleur proposé basé sur ROGI et destiné au système monophasé (a) schéma fonctionnel du APF (b) schéma bloc du contrôleur 2HCC-ROGI.	129
4.10	La carte FPGA Atlys Spartan-6 XC6SLX45-CSG324C de Digilent.	129
4.11	L'architecture globale du contrôleur proposé 2HCC-ROGI et du générateur de signaux PWM basé sur FPGA pour le système triphasé.	130
4.12	L'architecture développée du contrôleur numérique 2HCC-ROGI.	131
4.13	L'architecture développée de l'unité-1.	132
4.14	L'architecture développée de l'unité-2.	132
4.15	Schéma équivalent d'un intégrateur à temps discret utilisant la méthode Forward Euler.	133
4.16	L'architecture développée de l'unité-3.	133
4.17	L'architecture développée de l'unité-4.	134
4.18	Le générateur PWM numérique basé sur la technique PS-PWM (a) l'architecture générale (b) l'architecture détaillée.	135
4.19	Capture d'écran du modèle développé basé sur l'environnement Matlab/Simulink (a) schéma puissance (b) schéma contrôle.	137
4.20	Résultats de simulation avant l'activation du contrôleur proposé 2HCC-ROGI (a) courants de circulation en coordonnées $\alpha\beta$ (b) courants de circulation en coordonnées abc (c) courants des bras supérieurs (d) courants de bras inférieurs (e) tensions condensateurs des 8 SMs de la phase a	138
4.21	Résultats de simulation après l'activation du contrôleur proposé 2HCC-ROGI (a) courants de circulation en coordonnées $\alpha\beta$ (b) courants de circulation en coordonnées abc (c) courants des bras supérieurs (d) courants de bras inférieurs (e) tensions condensateurs des 8 SMs de la phase a	139
4.22	Résultats de simulation après l'activation du contrôleur proposé 2HCC-ROGI en régime transitoire (a) puissance active et réactive de la phase a (b) courants de circulation en coordonnées abc (c) courants des bras supérieurs (d) tensions condensateurs des 8 SMs de la phase a	141
4.23	Résultats de simulation au système monophasé en régime permanent et transitoire (a) courants de circulation (b) courants des bras supérieur et inférieur (d) tensions condensateurs des 8 SMs.	142
4.24	Le bloc généré par l'approche de co-simulation Simulink/ModelSim.	143
4.25	Résultats de la co-simulation du générateur de signaux PWM numériques utilisant la technique PS-PWM (a) signaux de référence sinusoïdaux des bras supérieur et inférieur et quatre signaux de porteuses triangulaires de la phase a (b) sortie de 24 signaux PWM destinés aux différents dispositifs de commutation.	144
4.26	Résultats de la co-simulation représentant les performances du contrôleur numérique 2HCC-ROGI.	145

4.27	Démonstration expérimentale de génération de signaux PWM (a) prise de photo (b) signaux PWM pour le bras supérieur (c) signaux PWM pour le bras inférieur.	148
A.1	Plaque signalétique du générateur synchrone 460 MVA modèle 450H GE.	154
A.2	Paramètres électriques du générateur synchrone 460 MVA modèle 450H GE.	155
A.3	Paramètres électriques du câble sous-marin de fabricant ABB.	156
B.1	L'interprétation géométrique de la transformation de Clarke.	157
C.1	Manuel référence de la carte FPGA Atlys Digilent.	159

Liste des tableaux

1.1	Les propriétés des différents câbles utilisés dans le transport HVDC . . .	11
1.2	Comparaison entre les systèmes CSC et VSC.	42
2.1	Interconnexions électriques du réseau algérien aux réseaux tunisien et marocain.	53
2.2	Échanges physiques avec les réseaux tunisien et marocain.	53
2.3	Programme national des ENR d'ici 2030 en Algérie.	54
2.4	Potentiel solaire annuel en Algérie.	55
2.5	Les centrales solaires PV réalisées en Algérie.	56
2.6	Description de six cas simulés.	67
2.7	Résultats de simulation pour la situation pré-contingence des cas 1 et 3. .	71
2.8	Résultats de simulation pour la situation pré-contingence des cas 1 et 3 représentant les transits sur lignes par rapport à ces limites.	71
2.9	Résultats de simulation pour la situation pré-contingence des cas 2 et 4. .	73
2.10	Résultats de simulation pour la situation pré-contingence des cas 2 et 4 représentant les transits sur lignes par rapport à ces limites.	74
2.11	Résultats de simulation pour la situation pré-contingence des cas 5 et 6. .	76
2.12	Résultats de simulation pour la situation pré-contingence des cas 5 et 6 représentant les transits sur lignes par rapport à ces limites.	76
2.13	Résultats de simulation pour la situation post-contingence des cas 1, 2, 3 et 4.	81
2.14	Résultats de simulation pour la situation post-contingence des cas 5 et 6. .	83
3.1	États de fonctionnement du SM en demi-pont.	89
3.2	Synthèse des tensions de MMC à 5-niveaux en fonction des états des SMs. .	92
3.3	Différents switches IGBT et IGCT commerciales.	93
4.1	Comparaison des exigences entre les contrôleurs basés sur ROGI et SOGI pour un système triphasé.	127
4.2	Paramètres du modèle de simulation onduleur basé sur le type-MMC . .	136
4.3	Résumé de l'utilisation des appareils pour la mise en œuvre sur Spartan-6. .	147
A.1	Paramètres électriques des lignes en unité relative (p.u) pour $S_B = 600$ MVA et $V_B = 400$ kV.	153
A.2	Paramètres linéiques communs des lignes 400 kV.	154

Liste des sigles et acronymes

CSC	Current source converter
FPGA	Field programmable gate array
HVDC	High voltage direct current
MLI	Modulation largeur d'impulsion
MMC	Modular multilevel converter
IGBT	Insulated gate bipolar transistor
ROGI	Reduced order generalized integrator
SOGI	Second order generalized integrator
VHDL	Very high-speed hardware description language
VSC	Voltage source converter

Table des matières

Introduction générale	1
1 État de l'art sur les systèmes HVDC (CSC et VSC)	6
1.1 Introduction	7
1.2 Les applications du système HVDC	8
1.2.1 Évaluation technique	8
1.2.2 Évaluation économique	12
1.3 Les différentes configurations et classifications du système HVDC	13
1.3.1 Configurations du HVDC	13
1.3.2 Classifications selon le type du convertisseur utilisé	16
1.4 HVDC basé sur convertisseur source de courant (CSC-HVDC)	19
1.4.1 Principaux composants d'une station CSC-HVDC	19
1.4.2 Analyse du fonctionnement d'un bridge	25
1.4.3 Contrôle et protection	25
1.5 HVDC basé sur convertisseur source de tension (VSC-HVDC)	30
1.5.1 Principaux composants d'une station VSC-HVDC	30
1.5.2 Les différentes topologies	35
1.5.3 Modulation de largeur d'impulsion (MLI)	38
1.5.4 Fonctionnement d'un système VSC	40
1.6 Comparaison entre les systèmes CSC et VSC	42
1.7 Conclusion	42
2 Impact des liaisons HVDC Euro-Maghrébines sur le système électrique algérien : cas Algérie-Italie	44
2.1 Introduction	45
2.2 Description du système électrique algérien	46
2.2.1 Demande d'électricité en termes de puissance et énergie	47
2.2.2 Parc de production	48
2.2.3 Réseau de transport 220 et 400 kV	49
2.2.4 Échanges internationaux	50
2.2.5 Programme national des ENR	52
2.3 Description du système électrique italien et l'île de Sardaigne	56
2.3.1 Demande et production d'électricité	57
2.3.2 Réseau de transport 220/380 kV et les liaisons HVDC	59
2.4 Interconnexions Euro-Maghrébines : application Algérie-Italie	61
2.4.1 Aperçu sur les programmes prévus	61
2.4.2 Projet d'interconnexion Algérie-Italie	63

2.4.3	Différents cas étudiés	66
2.5	Résultats et discussions	68
2.5.1	Pré-contingence des cas 1 et 3 (CSC-1000MW)	68
2.5.2	Pré-contingence des cas 2 et 4 (VSC-1000MW)	71
2.5.3	Pré-contingence des cas 5 et 6 (CSC/VSC-2000MW)	73
2.5.4	Discussions de la situation pré-contingence	76
2.5.5	Post-contingence des cas 1, 2, 3 et 4 (1000 MW) avec discussions .	78
2.5.6	Post-contingence des cas 5 et 6 avec discussions	82
2.6	Conclusion	83
3	Étude analytique des convertisseurs multiniveaux type-MMC	85
3.1	Introduction	86
3.2	Structure et description détaillée d'un MMC	86
3.2.1	Structure du sous-module en demi-pont	87
3.2.2	Structure du sous-module en pont complet	88
3.2.3	Principe de génération des niveaux	90
3.3	Conception et dimensionnement d'un MMC	92
3.3.1	Sélection du semi-conducteur utilisé	93
3.3.2	Détermination de nombre des sous-modules	93
3.3.3	Détermination de la capacité du sous-module	94
3.3.4	Détermination de l'inductance de bras	94
3.4	Modélisation d'un MMC	95
3.4.1	Circuit équivalent d'un MMC triphasé	95
3.4.2	Le modèle détaillé	98
3.4.3	Le modèle en valeur moyenne	99
3.5	Contrôle appliqué au MMC	102
3.5.1	Schéma général du contrôleur	102
3.5.2	La boucle externe	103
3.5.3	Contrôle courants de circulation	105
3.5.4	Générateur tension référence et signaux PWM	107
3.5.5	Balancement de la tension des capacités SMs	114
3.6	Conclusion	116
4	Le contrôle des courants de circulation dans le système VSC-HVDC basé sur MMC par l'intégrateur généralisé d'ordre réduit	118
4.1	Introduction	119
4.2	Les contrôleurs résonants et leurs applications dans les systèmes électriques	120
4.2.1	Intégrateur généralisé du second ordre	121
4.2.2	Intégrateur généralisé d'ordre réduit	122
4.3	Contrôle des courants de circulation basé sur SOGI	123
4.4	Contrôleur proposé basé sur ROGI	126
4.4.1	Cas d'un système triphasé	126
4.4.2	Cas d'un système monophasé	128
4.5	Description du contrôleur proposé en VHDL	128
4.5.1	Conception du contrôleur proposé numérique	131
4.5.2	Conception du générateur PWM numérique	134

4.6	Résultats de simulation	136
4.7	Résultats de co-simulation basée sur FPGA	141
4.8	Conclusion	146
	Conclusion générale	149
	Annexes	152
A	Paramètres des différents éléments du réseau électrique	153
A.1	Paramètres linéiques des lignes de transport	153
A.2	Paramètres d'un générateur synchrone 460 MVA fabriqué par General Electric	154
A.3	Paramètres du câble sous-marin	156
B	Transformation de Clarke	157
C	Fiche technique de la carte FPGA Atlys Spartan-6 Xilinx	159
	Bibliographie	160

Introduction générale

Actuellement, la transition énergétique durable représente une solution optimale pour répondre aux défis liés au changement climatique et à la réduction de l'indépendance aux énergies d'origine fossile. Dans ce contexte, le développement des énergies renouvelables et leur intégration dans le mix énergétique a connu un intérêt accru, particulièrement par les pays du bassin méditerranéen et de la région MENA (Moyen-Orient et Afrique du Nord). À l'horizon 2050, l'Union Européenne envisage à un futur énergétique basé sur les systèmes bas-carbone, ce qui correspond à réduire ses émissions de gaz à effet de serre jusqu'à 80%. Par ailleurs, une transition énergétique réussie dépend fortement à la capacité du système électrique de demain à accueillir les futur flux électriques des sources d'énergie renouvelable. Les réseaux de distribution et de transport doivent également subir une restructuration, une redimensionnement et une modernisation afin d'adapter aux modes de production centralisée ou décentralisée et de faire face au défi d'intermittence de la production renouvelable.

En dépit de l'interconnexion électrique antérieure entre les réseaux électriques des pays européens et maghrébins depuis 1997 via des câbles sous-marins à courant alternatif, plusieurs initiatives ont été proposées pour construire de nouvelles liaisons transfrontalières directes. Ces interconnexions permettent de renforcer l'échange mutuel d'électricité, d'améliorer la sûreté des systèmes électriques interconnectés contre les grands incidents et la défaillance des ouvrages, de bénéficier des décalages horaires entre les courbes de charge des pays et d'assurer la sécurité d'approvisionnement. En outre, elles sont destinées à l'exportation de l'énergie électrique produite à partir des énergies renouvelables vers l'Europe, soit par accès direct ou indirect. Ces motifs proviennent du gisement considérable en énergie renouvelable dont il dispose les pays maghrébins, notamment en énergie solaire. À titre d'exemple, l'Algérie a un programme ambitieux pour atteindre un objectif de produire 22 GW d'origine renouvelable d'ici 2030 afin de satisfaire ses besoins locales et à l'export. Parmi les différentes liaisons d'interconnexion envisagée entre les deux rives de la Méditerranée, nous nous sommes intéressés à la liaison sous-marine qui va relier l'Algérie et l'Italie, précisément à l'île de Sardaigne. Cette liaison est basée sur la technologie de transport en courant continu à haute tension (HVDC - High Voltage Direct Current transmission system) d'une capacité de 1000 à 2000 MW.

Le transport d'électricité en utilisant la technologie HVDC est devenue mature et fiable

et son émergence augmente d'une façon remarquable. Malgré sa spécificité d'application, le système HVDC présente des avantages tous en surmontant les limitations posées par le transport à courant alternatif tels que l'interconnexion des réseaux asynchrones, l'augmentation de la capacité de transit, la contribution au réglage de la tension et de la fréquence même à la limitation des courants de défaut. De plus, le système HVDC permet d'utiliser les câbles longs souterrains ou sous-marins en évitant la contrainte de la puissance réactive générée ; c'est un avantage majeur pour alimenter les centres de consommation massive où le passage des lignes aériennes est restrictif ou interdit et d'accéder aux sources de production offshore. L'électronique de puissance est considérée le cœur du système HVDC et chaque avancement des composants semi-conducteurs représente une évolution. En effet, le système HVDC peut prendre la forme de deux types de convertisseur ; le premier est le conventionnel et dite source de courant (CSC - Current Source Converter), basé sur les thyristors et porte parfois le nom du convertisseur commuté par la ligne (LCC - Line Commutated Converter). Le second est le plus avancé, appelé source de tension (VSC - Voltage Source Converter) et basé sur les IGBT qui sont commutables à la fermeture et l'ouverture. Ce dernier type a également plusieurs topologies dont la topologie la plus récente et la plus utilisée dans les liaisons VSC-HVDC actuelles est du convertisseur modulaire multiniveaux (MMC). Or, le nombre élevée des niveaux générés à la tension de sortie donne une allure similaire à une sinusoïde ce qui rend la nécessité au filtrage des harmoniques diminue.

Alors, la première étude de faisabilité concernant la liaison prévue HVDC entre l'Algérie et l'Italie termina en 2004. Cette précédente étude consiste à examiner plusieurs variantes d'interconnexion de 500 à 1000 MW entre le réseau électrique algérien et italien. Deux variantes sont le résultat de cette étude ; l'une dite liaison directe de 1000 MW entre le poste de Elhadjar 220 kV en Algérie et le poste de Latina 380 kV en Italie, tandis que l'autre est une liaison optimisée d'une courte distance où le poste côté italien est situé au sud de la Sardaigne sous la réserve de deux conditions critiques sachant que ces deux variantes sont basées sur la technologie CSC-HVDC. Après passer vers le niveau de tension 400 kV pour faire face à l'accroissement rapide de la consommation électrique en Algérie, l'association MED-TSO a proposée de changer le point de connexion côté algérien vers le poste 400 kV de Cheffia en profitant de l'accès direct aux grandes centrales électriques à cycle combiné. Cependant, ces deux études précédentes ne sont pas adéquates à la situation actuelle des réseaux électriques concernés pour les raisons suivantes : *i*) l'évolution continue du réseau électrique algérien en termes de charge, des moyens de production, de transport et de distribution *i*)) la seule technologie HVDC utilisée est du convertisseur CSC (LCC) alors que la technologie VSC-HVDC, notamment basée sur le MMC n'est pas encore testé sur cette liaison HVDC transfrontalière.

En revanche, la performance supérieure développée par la technologie VSC-HVDC basée sur le convertisseur MMC se cache derrière un système de contrôle complexe en mettant son fonctionnement plus stable. En fait, deux principales boucles de régulation

que l'on retrouve souvent dans le système de contrôle interne d'un MMC sont nécessaires. La première est consacrée à l'équilibrage de la tension des différents condensateurs des sous-modules. C'est une tâche cruciale parce que ces condensateurs sont les intermédiaires entre les côtés continu et alternatif du convertisseur et assurent le transfert d'énergie emmagasinée par chargement et déchargement. La seconde boucle traite les courants de circulation et cela ce qui nous intéresse dans cette thèse. Par définition, les courants de circulation dans un MMC sont des courants harmoniques d'ordre pair qui circulent entre le source continue et les bras du convertisseur et n'apparaissent pas au courant de sortie côté alternatif. En outre, ces courants harmoniques entraînent des effets indésirables sur la performance du MMC en augmentant les pertes, les ondulations de tension aux bornes de condensateurs et le vieillissement du matériel.

Dans ce contexte, le présent travail de doctorat porte dans un premier axe sur l'étude d'impact des liaisons Euro-Maghrébines sur le système électrique algérien en provenance de l'Italie sur la base d'un état actualisé et en utilisant les deux paradigmes du système HVDC ; le traditionnel CSC-HVDC et le moderne VSC-HVDC. Pour cela, plusieurs variantes basées sur ces derniers types de système HVDC (CSC et VSC) et deux capacités de liaison HVDC souhaitée (1000 et 2000 MW) ont été créées. En parallèle, les réseaux de transport algérien 400 kV et sarde 380 kV sont modélisés et simulés. À travers une série d'étude effectuée par l'écoulement de puissance et l'analyse de contingence basée sur le critère $(N - 1)$, les performances des deux réseaux concernés sont évaluées en termes de violations de tensions et de surcharges survenues. D'autre part, le second axe porte sur l'élaboration de nouvelle stratégie de commande permettant au système MMC-VSC-HVDC de fonctionner plus performant par l'élimination efficace des courants de circulation. En utilisant un contrôleur basé sur l'intégrateur généralisé d'ordre réduit implémenté dans le repère stationnaire $\alpha\beta$ et destiné à éliminer les courants harmoniques de second ordre, la validité de la stratégie proposée est vérifiée par des simulations avec Matlab/Simulink et de co-simulation basée sur FPGA.

La présente thèse est organisée en quatre chapitres comme suit :

Le premier chapitre montre une présentation générale d'un état de l'art du système HVDC en commençant par sa définition et sa utilisation dans les réseaux de transport. En suite, une comparaison entre le système HVDC et le transport traditionnel à courant alternatif est présentée en tenant compte l'aspect technique et économique. En outre, les différentes configuration, les classifications et les principaux composants sont exposées. Le chapitre se termine par la présentation des deux paradigmes du système HVDC ; ceux basés sur les convertisseurs de courant (CSC) et ceux basés sur les convertisseurs de tension (VSC) en discutant la description, le principe de fonctionnement et les stratégies de contrôle et de protection de chaque type.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons une étude sur l'impact des interconnexions HVDC Euro-Maghrébines sur le réseau électrique algérien en provenance de l'Italie. Pour

cela, ce chapitre est composé de quatre sections : une première est consacrée à la description des deux systèmes électriques algérien et italien. Une description structurée en débutant par la présentation de la demande d'électricité, du parc de production, du réseau de transport et les échanges internationaux. Le réseau sarde concerné par l'interconnexion est également présenté. La deuxième section expose les interconnexions électriques Euro-Maghrébines prévues en global et l'interconnexion entre l'Algérie et l'Italie en particulier. Un ensemble de cas a été établi suivant la puissance DC (1000/2000MW) et du type convertisseur (CSC/VSC) dont le logiciel PowerWorld Simulator a été utilisé pour modéliser et simuler les réseaux électriques algérien 400kV et sarde 380kV. Dans la troisième section, une étude d'écoulement de puissance en régime normal est appliquée sur l'ensemble de cas. De l'autre côté, une analyse de contingence basée sur le critère $(N - 1)$ est effectuée pour évaluer la sécurité du système électrique. La dernière section montre et discute les résultats obtenus de simulation, puis, le chapitre se termine par une conclusion et des recommandations.

Vue aux caractéristiques avantageuses du convertisseur modulaire multiniveaux (MMC) qui gagne un intérêt particulier, le troisième chapitre porte sur l'analyse analytique de ce type. Il commence par un bref rappel sur l'utilisation multiple du MMC dans les systèmes électriques de moyenne et haute tension tels que les variateurs de vitesse et les STATCOM. En suite, la description du MMC et la structure des sous-modules (SMs) en indiquant les différents états de fonctionnement, ainsi que le principe de génération des niveaux à partir de N -SMs sont traités. La conception et le dimensionnement du circuit principal d'un MMC sont également exposés. Nous abordons les équations dynamiques permettant de modéliser le MMC en deux modèles ; détaillé et en valeur moyenne. Nous intéressons à l'application du transport, par conséquent, nous clôturons ce chapitre par la présentation des différentes stratégies de contrôle appliquées au MMC comme le contrôle de la puissance/tension DC, le contrôle des courants de circulation et le contrôle de la tension des condensateurs SMs associés à la commande de modulation de la largeur d'impulsion sinusoïdale à décalage de phase (PS-PWM) ou de niveau (LS-PWM).

Le dernier chapitre est consacré au contrôle des courants de circulation dans le système VSC-HVDC basé sur MMC. Il porte sur une nouvelle stratégie basée sur l'intégrateur généralisé d'ordre réduit (ROGI) pour éliminer l'harmonique de second ordre contenu dans les courants de circulation des MMC triphasés et monophasés. Après avoir évoqué l'utilisation des contrôleurs résonants, notamment, les intégrateurs généralisés du second ordre et d'ordre réduit, nous présentons notre contrôleur proposé et implémenté dans le cadre des coordonnées stationnaires $\alpha\beta$. Nous concevons également la version numérique du contrôleur proposé et du générateur des signaux PWM en utilisant le langage de description matérielle VHDL. Par la suite, ce dernier est implémenté sur une carte FPGA Digilent Atlys - Xilinx Spartan-6. Nous clôturons ce chapitre par un ensemble de simulation et de co-simulation basée sur FPGA et la présentation de leurs résultats.

Nous terminons ce travail par une conclusion générale.

Chapitre 1

État de l'art sur les systèmes HVDC (CSC et VSC)

1.1 Introduction

Afin de répondre à la demande croissante et rapide d'énergie, il est attendu de dépasser la production annuelle mondiale d'électricité 38000 TWh d'ici 2040 contre 24000 TWh en 2016. Malgré la domination des centrales thermiques d'origine combustibles fossiles sur la production d'électricité, la contribution des énergies renouvelables (ENR) devienne de plus en plus importante dans le mix de production total [1, 2]. L'intégration efficace des ENR dans le réseau électrique présente plusieurs défis qui peuvent être résumés :

- L'éloignement des centres de production d'origine ENR et des centres de consommation massive.
- Le raccordement de la production d'électricité distribuée est connecté aux réseaux de distribution à moyenne tension, donc risque de surcharger et congestionner les réseaux de transport et de distribution.

L'électronique de puissance est considérée comme une technologie maitresse dans le but d'intégrer les ENR au système électrique. En effet, L'électronique de puissance et ces convertisseurs constituent le cœur de l'autre paradigme du transport d'énergie électrique ; c'est le transport en courant continu à haute tension ou comme l'on appelle en anglais *High Voltage Direct Current (HVDC) transmission* [3].

Le développement du système de transmission HVDC commence avec l'invention des redresseurs à vapeur de mercure où deux liaisons continues ont été réalisées, la première de 1 MW en Suisse par Brown Boveri en 1939 et la seconde de 30 MW par Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft (AEG, soit « entreprise d'électricité générale ») et Siemens en 1940. La technologie des valves à vapeur de mercure est devenue mature et en 1954 la première liaison continue commerciale a été mise en service à Gotland. Vers 1970, les valves à thyristors (interrupteur statique à fermeture commandable) remplacent les valves à vapeur de mercure et plusieurs projets ont introduit un processus de réhabilitation utilisant la technologie à thyristors grâce à ces avantages concernant la efficacité, la densité de puissance et la flexibilité de contrôle avec la réduction du poids et de l'encombrement [4]. Dans les années 1980, autres innovations ont conduit au développement des valves à transistors bipolaires à grille isolée (IGBTs) vers des tensions plus élevées, qui ont été introduites sous la technologie des sources de tension. Les IGBTs sont techniquement avantageuses par rapport aux options précédentes [5].

L'utilisation du transport HVDC offre plusieurs avantages techniques et évite certains inconvénients et limitations par rapport au transport à courant alternatif qui peuvent être regroupés comme suit :

- Aucune limite technique concernant la longueur pour les câbles sous-marins.
- Aucune exigence en terme de synchronisme des réseaux inter-connectés.
- Limitation de la capacité de court-circuit.
- Robuste en face des défauts comme les fluctuations de fréquence, de tension,

d'impédance et d'angle de phase.

- Contribution efficace à la régulation de la fréquence et indépendante au contrôle des générateurs synchrones.

L'objet de ce premier chapitre est d'exposer un état de l'art des systèmes HVDC dans un premier temps, en présentant leurs applications, leurs avantages par rapport au transport au courant alternatif. Les différents types et les composants principaux d'une station HVDC sont également présentés. Dans un second temps, une comparaison est réalisée entre les convertisseurs source de courant et source de tension en décrivant les structures les plus utilisées et leurs avantages/inconvénients.

1.2 Les applications du système HVDC

Les applications du transport HVDC peuvent être classées en plusieurs catégories et critères. Souvent, la raison économique est la plus déterminante dans la justification de la sélection du système HVDC ; il peut y avoir d'autres raisons à son choix. Avec le HVDC, il est possible d'interconnecter les réseaux asynchrones, de réduire les courants de défaut, de réaliser des liaisons longues souterraines ou sous-marines, d'augmenter la capacité de transit et d'atténuer les problèmes environnementaux [6, 7].

1.2.1 Évaluation technique

L'utilisation populaire des systèmes HVDC est le transport des grandes puissances sur des longues distances (au-delà d'environ 600 km) car le coût total des stations de conversion et les pertes est inférieur à celles du transport à courant alternatif (CA) qui nécessite les installations de compensation de puissance réactive et les lignes triphasées.

• Lignes aériennes de grande longueur

Le transport des grandes puissances sur longues distances à partir de ressources éloignées est très adaptatif au courant continu (CC) et plus économique une fois que le seuil de rentabilité entre les deux systèmes est dépassé [8].

Pour les mêmes conditions d'isolement entre les lignes CA et CC à une tension crête donnée, la puissance transportée par une ligne bipolaire à CC (avec deux conducteurs positif et négatif) est équivalente à celle d'une ligne triphasée avec trois conducteurs de même taille. Par conséquent, la ligne CC a un droit de passage plus petit et des pylônes plus simples et moins chers avec des coûts de conducteur et isolateur réduits [9]. La figure 1.1 montre le cas comparatif des systèmes CA et CC transportant 2000 MW.

Le déphasage entre les tensions aux deux extrémités d'une ligne à CA influence sur le transfert de la puissance, cet angle augmente avec la distance. En revanche, chaque ligne

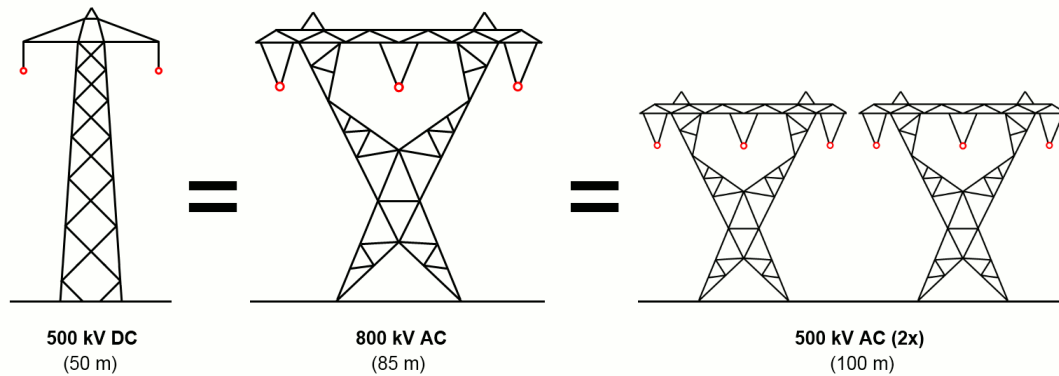


FIGURE 1.1 – Comparaison entre les pylônes des systèmes à CC et CA selon les dimensions et le droit de passage.

à CA a une limite déterminée par la stabilité du réseau et la capacité thermique ; dans le cas où il est impossible d'ajouter une ligne en parallèle, il peut être possible de la convertir en CC. Seulement la configuration de la tête du pylône à CA est modifiée, la capacité de transport en CC peut atteindre jusqu'à trois fois la capacité en CA. La figure 1.2 montre la ligne de transport HVDC de ± 500 kV pour le projet Intermountain de 2000 MW entre l'Utah et la Californie.



FIGURE 1.2 – Ligne aérienne HVDC de ± 500 kV / 2000 MW.

• Câbles longs souterrains ou sous-marins

Parmi les options avantageuses du transport HVDC, c'est l'utilisation des câbles souterrains ou sous-marins sans aucune contrainte physique concernant la distance ou le niveau de puissance contrairement aux câbles à CA. Un câble HVDC ne nécessite que des deux conducteurs ayant des polarités positive et négative ou dans certains cas un seul conducteur avec retour de mer, ce qu'il donne des économies considérables sur le coût des câbles et pertes. Au-delà des distances de 40 km et selon la puissance transportée, le coût cher des stations de conversion peut compenser et rendre plus rentable [10, 11, 12].

En outre, la puissance réactive générée par les longs câbles en CA pose des problèmes

qui affecte et empêche le flux de puissance active car les capacités équivalentes du câble sont plus élevées que la ligne aérienne [13]. Malgré cette puissance réactive est compensée et absorbée par des postes shunt intermédiaires à un coût supplémentaire pour le cas souterrain, il est impossible de la-compenser pour le cas sous-marin [14, 15].

Les trois types des câbles HVDC que nous pouvons trouver dans l'industrie jusqu'à présent sont :

- câbles imprégnés en masse (mass-impregnated - MI).
- câbles à huile basse pression (low-pressure oil-filled - LPOF).
- câbles en polyéthylène réticulé extrudé (extruded cross-linked polyethylene - XLPE).

La seule différence entre ces types ci-dessus est le matériau isolant utilisé (diélectrique) ; à savoir rodé et extrudé. Les câbles type-MI sont les plus utilisés dans le transport des grandes puissances en raison de leur capacité à travailler jusqu'à 500 kV CC et supportant l'inversion rapide de la polarité, ce qui les rend adaptés aux systèmes HVDC convertisseur source de courant. Un câble bipolaire type-MI a une puissance de transport jusqu'à 2000 MW et peut être installé à des profondeurs allant jusqu'à 1000 m sous le niveau de la mer. Les câbles type-LPOF ont une structure similaire aux câbles type-MI avec isolation au papier imprégné d'huile sous une pression de quelques bars. Jusqu'à une tension de 500 kV et une puissance de 2800 MW, le câble LPOF est limité en longueur à environ 80 km ; ainsi que il porte le risque de contamination environnementale en cas de fuite d'huile [16, 17].

Les câbles type-XLPE sont principalement utilisés dans les systèmes HVDC convertisseur source de tension car ils ne peuvent pas résister à une inversion rapide de polarité (ne pas recommander pour le système HVDC convertisseur source de courant sauf s'il s'agit d'un transport unidirectionnel). Les XLPE présentent des nombreux avantages par rapport aux câbles type MI/LPFO ; moins chers, leur conception est plus flexible à faible poids, un rayon de courbure plus faible ce qui donne plus de robustesse mécanique, fabrication rapide et non polluants. Le développement des câbles XLPE a accru le nombre des projets basés sur les HVDC convertisseur source de tension au monde. Actuellement, les câbles XLPE peuvent être supporter des tensions allant jusqu'à 320 kV. ABB a annoncée la disponibilité de sa nouvelle génération des XLPE avec une tension de 525 kV et la figure 1.3 montre un câble XLPE typique. Le tableau 1.1 présente les propriétés des trois câbles décrits ci-dessus du système HVDC [18, 19].

• Interconnexion des réseaux asynchrones

Afin d'interconnecter deux ou plusieurs réseaux asynchrones à courant alternatif, il faut respecter et satisfaire les conditions de synchronisation, couplage et fonctionnement au niveau de plusieurs paramètres telles que la tension (amplitude et déphasage), la fréquence, la sécurité mutuelle, la faisabilité et la fiabilité des échanges commerciaux [20, 21].

Avec l'option HVDC, ces conditions et contraintes sont supprimées par des stations



FIGURE 1.3 – Câble XLPE fabriqué par ABB pour le transport HVDC à 525 kV.

TABLEAU 1.1 – Les propriétés des différents câbles utilisés dans le transport HVDC

Type	MI	LPFO	XLPE
Conducteur	Cuivre ou Aluminium	Cuivre ou Aluminium	Cuivre ou Aluminium
Isolation	Papier et masse	Papier et fluide	PE réticulé
Tension (kV)	600	500	320 (525 disponible)
Puissance par câble (MW)	1000	2800	1000
Convertisseur	CSC ou VSC	CSC ou VSC	VSC ou CSC unidirectionnel
Distance	illimitée	limitée (huile)	illimitée

dos-à-dos (ou back-to-back) qui sont des liaisons où les deux convertisseurs redresseur / onduleur sont logés dans la même station et reliés par un bus continu de quelques mètres. Cependant, les quatre principaux réseaux électriques indépendants en Amérique du Nord sont interconnectés par 12 stations dos-à-dos. Par exemple, le *blackout* d'août 2003 s'est propagée autour des Grands Lacs inférieurs et à travers l'Ontario et New York. Le Québec n'a pas été touché et les interconnexions entre New York et la Nouvelle-Angleterre se sont déclenchées, mais les liaisons HVDC du Québec ont resté d'alimenter la Nouvelle-Angleterre.

Avec le progrès avancé des HVDC-source de tension (VSC), les connexions dos-à-dos va avoir une grande flexibilité et contrôlabilité sur la stabilité de tension et l'augmentation de la puissance transférée sans aucune restriction parce que les VSCs ne souffrent pas d'échec de commutation et offrent l'exploitation totale et découplée de la puissance active/réactive [22].

- **Support de réseau à CA**

Le transfert de puissance dans une ligne à CA dépend de la différence d'angle entre les

vecteurs de tension aux extrémités de ligne, cet angle augmente avec la distance. En plus, un déséquilibre entre la production et la consommation entraînera une perturbation de la fréquence du réseau qui doit être rétablie en modifiant la production ou le délestage de charge. Le réglage de la fréquence est fait par les régulateurs de vitesse au niveau des alternateurs synchrones et généralement cette action est lente. Donc, la stabilité du réseau est le résultat de l'adaptation rapide de fréquence et l'ajustement automatique des vecteurs de tension [23].

Par conséquent, il est nécessaire d'étudier l'emplacement stratégique et la planification optimale de la liaison CC pour évaluer les avantages. Dans la même application, la liaison CC peut configurer comme un amortisseur aux variations de puissance pour maintenir le synchronisme dans le cas d'un réseau grand, ou comme un alternateur avec une caractéristique de pente similaire pour appliquer un contrôle de fréquence dans le cas d'un réseau séparé.

• Contribution au contrôle de la tension réseau

Parmi les avantages du système HVDC, c'est le contrôle de la tension aux différents nœuds du réseau électrique. Malgré une liaison HVDC basée sur CSC à thyristors fonctionnant à puissance nominale qui peut déstabiliser un réseau en détresse, cette liaison limite le courant et la puissance CC lorsqu'elle détecte une chute de tension côté CA en dessous de la valeur admissible. Chaque poste de conversion est équipé en bancs des filtres et des condensateurs pour fournir la puissance réactive absorbée par le convertisseur CSC ; dans les conditions perturbées où la puissance CC et réactive absorbée sont baissées, la puissance réactive produite par l'ensemble filtres/condensateurs est mise à la disposition du réseau CA.

Au contraire, la liaison HVDC basée sur VSC à IGBTs est capable de générer ou absorber la puissance réactive au point de raccordement tout en transportant n'importe quel niveau de puissance active et sans bancs des condensateurs grâce au contrôle découplé en quatre quadrants du diagramme puissance active/réactive [22].

1.2.2 Évaluation économique

On prend la même capacité du transport, le coût d'investissement d'une ligne HVDC est inférieur à ceux d'une ligne à CA. En plus, les pertes de transport à CA augmentent avec la distance, alors que les pertes au HVDC sont relativement constantes. Au début, le coût initial d'une station HVDC est plus élevé qu'une station à CA en raison du prix coûteux des unités de conversion CA/CC (redresseur/onduleur).

La figure 1.4 montre la variation des coûts pour les deux types de transmission CA et CC en fonction de la distance. La "distance de rentabilité" est une distance où les différentiels de coûts entre les liaisons CA et CC sont techniquement équivalentes et cela

est dû à une combinaison des coûts d'équipements terminal (poste) et des coûts de ligne. Les distances de rentabilité peuvent estimer à environ 500 km dans les lignes aériennes et à environ 50 km dans les câbles. Au-delà de cette distance, le coût élevé des unités de conversion du système HVDC est compensé par les économies de la ligne par rapport aux exigences équivalentes d'une ligne à CA [24, 25].

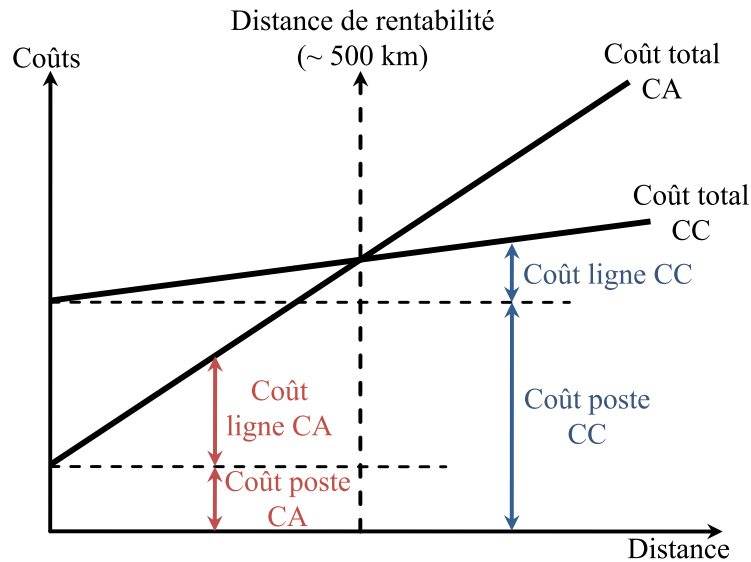


FIGURE 1.4 – Coût en fonction de la distance pour les liaisons de transmission CA et CC de capacité équivalente.

1.3 Les différentes configurations et classifications du système HVDC

1.3.1 Configurations du HVDC

On peut utiliser plusieurs configurations pour intégrer les deux types CSC et VSC du systèmes HVDC au réseau électrique. Principalement, le choix de la topologie ou de la configuration d'une liaison HVDC est déterminé par la fiabilité, la rentabilité et les réglementations de l'opérateur du système électrique. Les topologies populaires utilisées dans le monde entier sont les liaisons monopolaires et bipolaires, tandis que les liaisons dos-à-dos sont utilisées pour interconnecter les réseaux CA voisins non synchronisés [26].

- **La configuration monopolaire**

Une liaison monopolaire se compose d'un conducteur unique conçu pour l'opération à une tension continue pleine avec une voie de retour soit par le sol soit par la mer [27]. Les électrodes de terre sont placées loin des postes de conversion à travers des lignes d'électrodes ; cette option est rentable et ne nécessite pas un retour métallique [28]. En

revanche, le retour métallique peut remplacer les électrodes lorsque la résistance de terre est trop élevée ou les électrodes sont interdites par les réglementations et les politiques parce qu'elles ont des impacts environnementaux néfastes et provoquent des interférences. La figure 1.5 illustre les deux choix de retour pour une configuration monopolaire. le seul inconvénient de cette configuration est le manque de la redondance et la continuité de service, c-à-d en cas de déclenchement de la liaison CC, l'interconnexion ou l'alimentation est perdue [29].

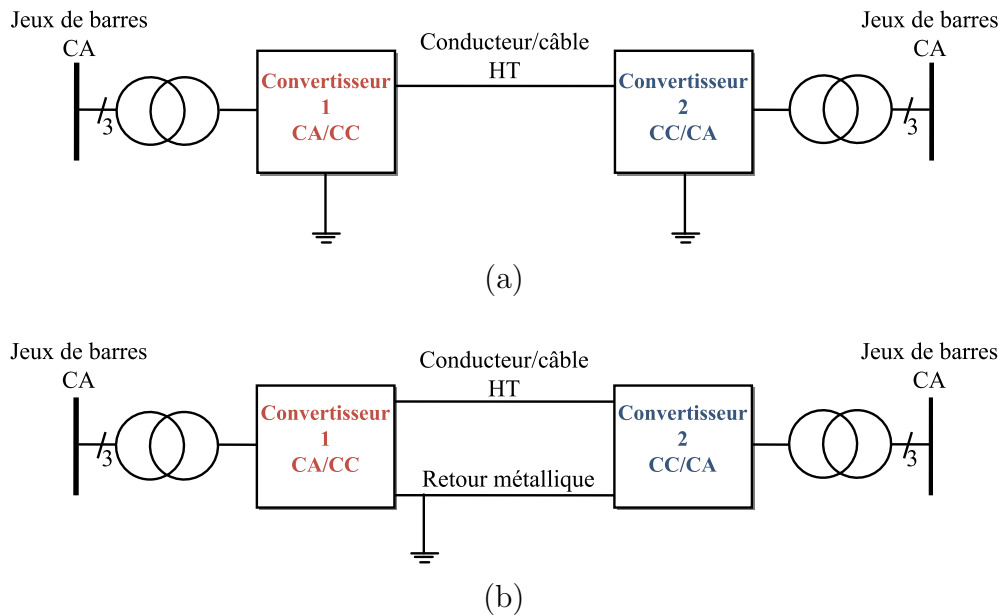


FIGURE 1.5 – Diagramme d'une configuration monopolaire (a) avec retour par électrode de terre (b) avec retour métallique.

• La configuration bipolaire

Comme le montre la figure 1.6, une liaison bipolaire est un ensemble de deux liaisons monopolaires ayant des tensions égales et inversées en polarité (positive et négative). Chaque pôle se compose de deux convertisseurs cascades et mis à la terre au point milieu par une courte ligne d'électrode [24].

Au régime normal, les courants continus dans les deux pôles sont égaux et le courant de terre est négligeable. Par conséquent, l'avantage principal de cette configuration est la redondance et la disponibilité dans les conditions anormales. Le fonctionnement monopolaire peut également être utilisé grâce à l'opération indépendante des pôles ; cette option est très utile dans les premières phases du développement d'une liaison bipolaire ou dans la présence d'un défaut sur une ligne ou sur un pôle. La continuité du service est toujours garantie à 50% de la capacité totale par la séparation de la partie défectueuse et l'utilisation du neutre comme un chemin de retour ou l'autre conducteur comme un retour métallique si possible [30].

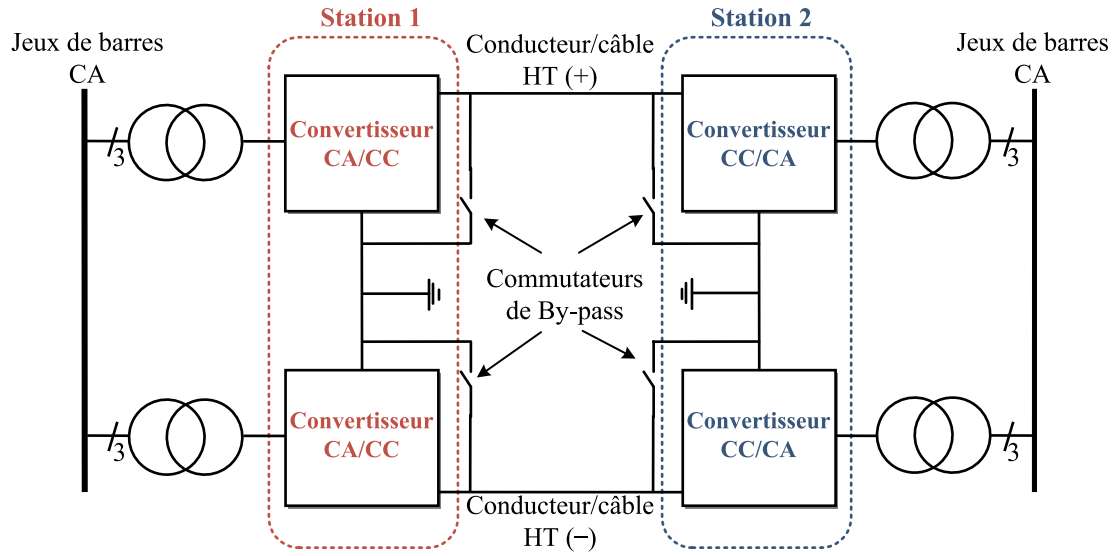


FIGURE 1.6 – Diagramme d'une configuration bipolaire avec les commutateurs de By-pass.

- **La configuration dos-à-dos**

Dans ce type de configuration, les deux stations de conversion sont situées dans la même station comme montre la figure 1.7. Généralement, les connexions dos-à-dos sont utilisées pour interconnecter les réseaux voisins synchrones et asynchrones et améliorer la stabilité. Le choix de la tension continue est basé sur le coût total des valves à thyristors et pour cela sa amplitude est faible autour de 150 kV [31, 32].

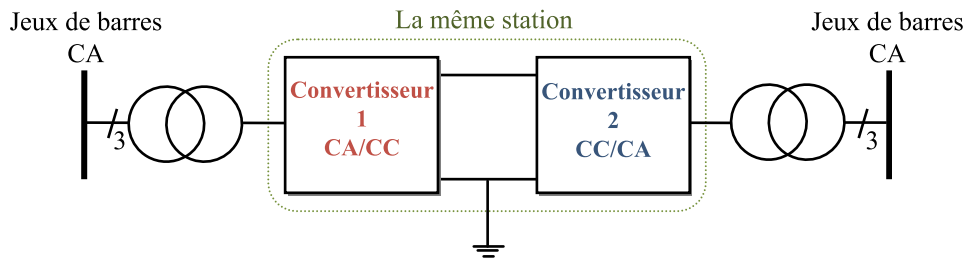


FIGURE 1.7 – Diagramme d'une configuration dos-à-dos.

- **La configuration multi-terminal**

Ce système comprend trois stations de conversion ou plus avec une architecture soit en série, radiale ou maillée comme le montre la figure 1.8. Ils imposent également une complexité de contrôle et communication que celle d'une liaison point-à-point à deux terminaux [33, 34].

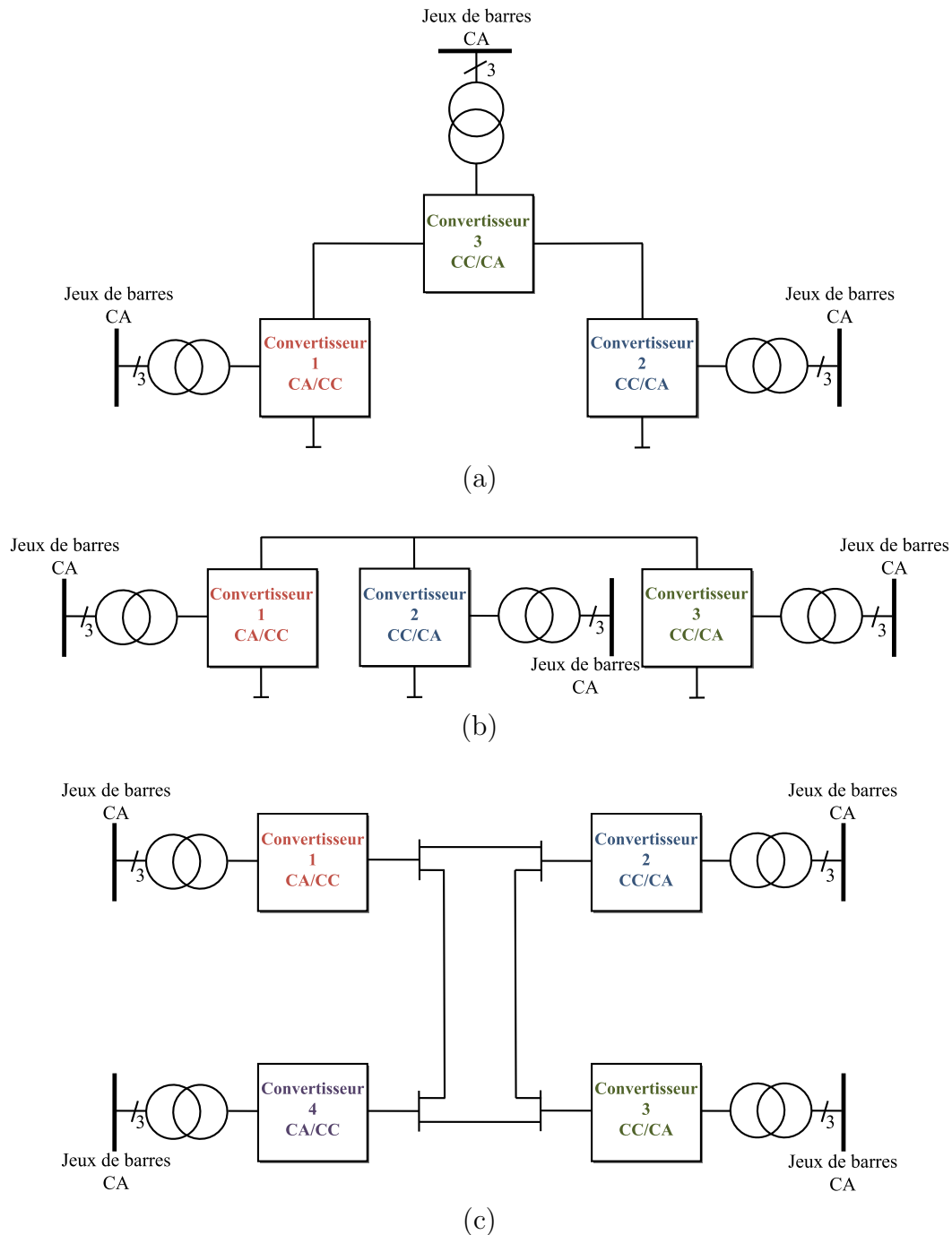


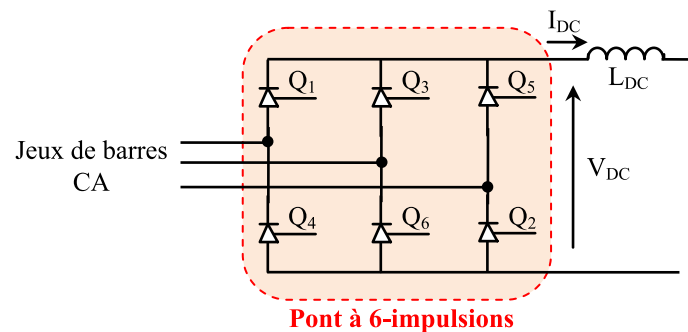
FIGURE 1.8 – Diagramme d'une configuration multi-terminal (a) architecture en série (b) architecture en parallèle (c) architecture maillée.

1.3.2 Classifications selon le type de convertisseur utilisé

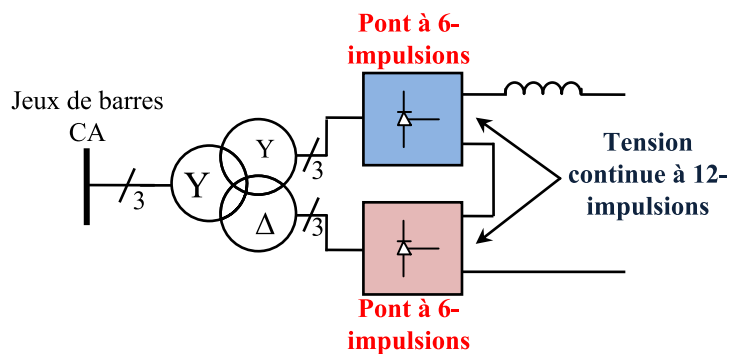
L'unité de conversion est la pièce fondamentale du système HVDC qui permet la conversion de l'alternatif vers le continu et vice versa. Les systèmes HVDC peuvent être classés selon le type de convertisseur utilisé ; deux principaux types existent : le convertisseur source de courant (CSC) et le convertisseur source de tension (VSC) qui sont discutés prochainement en détail dans les sections suivantes.

• Le convertisseur source de courant (CSC)

Comme leur nom l'indique, le CSC fonctionne comme une source continue qui débite un courant continu dans un seul sens. Le changement du flux de puissance est fait par l'inversion des polarités aux extrémités de la liaison CC. Pour assurer la stabilité du courant continu, une grande inductance est installée au côté continu de chaque convertisseur. Le CSC utilise le fameux pont à thyristors à 6-impulsions comme l'indique la figure 1.9.(a). Pratiquement, le CSC est de 12-impulsions c-à-d deux convertisseurs à 6-impulsions connectés en série et alimentés séparément par des transformateurs ayant couplage YY et Δ Y comme représenté en figure 1.9.(b). Cette différence de couplage crée un déphasage de 30° ce qui permet d'atténuer significativement les harmoniques d'ordre 5 et 7 [35, 36].



(a)



(b)

FIGURE 1.9 – Diagramme d'un système HVDC basé sur CSC (a) pont à 6-impulsions (b) CSC à 12-impulsions.

Les convertisseurs commutés par la ligne (en anglais : Line-Commutated Converter - LCC) sont les convertisseurs les plus populaires de type CSC. Ces LCC nécessitent une tension forte au point de couplage alternatif. La limitation de LCC est la consommation énorme de la puissance réactive ; elle peut représenter jusqu'à 60% de la capacité de puissance active de la liaison. Pour satisfaire cette demande, le poste électrique côté alternatif est équipé avec des batteries de condensateurs shunt, des condensateurs synchrones et des filtres harmoniques. Ces condensateurs doivent être commutables pour régler la tension

au jeux de barres alternatives et éviter l'échec de commutation. Ce phénomène apparaît lors d'une tension alternative perturbée ou déformée où la séquence d'allumage des thyristors est affectée ce qui donne une confusion et échec de commutation entre le thyristor conduisant et le thyristor à conduire [37].

Les pertes typiques d'une station LCC sont comprises entre 0,6% et 0,8% de la puissance opérationnelle. Malgré les défis techniques, les LCCs restent les convertisseurs les plus demandés dans les projets HVDC de caractère longue distance/puissance de transfert massif/tension élevée. Le plus grand projet à ce jour est la liaison Changji-Guquan en Chine d'une puissance de 12 GW sous une tension de ± 1100 kV sur plus de 3000 km [38].

Pour connecter un CSC à des réseaux à CA faibles sans exposer à l'échec de commutation, des condensateurs en série sont installés entre le transformateur et le convertisseur à thyristors; ce type est appelé convertisseur commuté par condensateur (en anglais : Capacitor Commutated Converter - CCC) [39] et son schéma monopolaire est illustré en figure 1.10. Par conséquent, le CCC a l'avantage de réduire la puissance réactive consommée (jusqu'à 10-15%), d'augmenter le facteur de puissance et de minimiser les besoins de condensateurs shunt [40]. ABB a utilisé cette solution dans le projet Garabi d'interconnexion HVDC dos-à-dos 2200 MW entre le Brésil et l'Argentine (50/60 Hz) [41]. En revanche, cette modification impose un contrôle complexe pour équilibrer les tensions des condensateurs et des contraintes sur les valves à thyristors telles que la variation du courant di/dt et sa vitesse de montée, des parafoudres supplémentaires. En outre, l'ajout des thyristors aux condensateurs permet de devenir le CCC de type contrôlé (Controlled Series Capacitor Converter - CSCC) et améliore les défis précédents [42, 43].

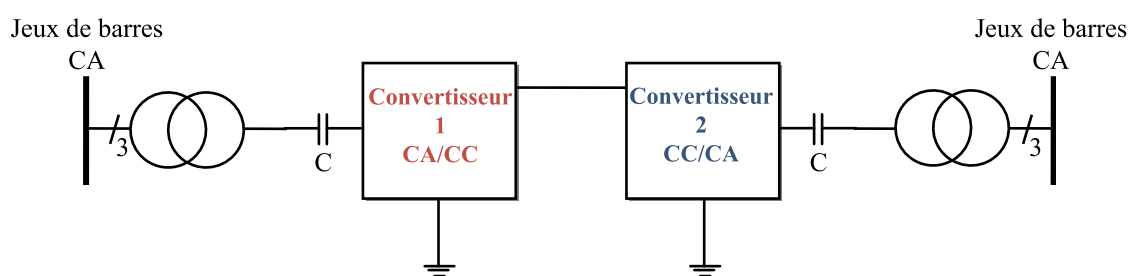


FIGURE 1.10 – Schéma monopolaire de CCC.

• Le convertisseur source de tension (VSC)

Contrairement aux convertisseurs CSC, les convertisseurs source de tension sont conçus pour fournir une tension continue de polarité inéchangeable. Donc, le changement du flux de puissance est basé sur l'inversion du courant continu. En raison de sa supériorité technique par rapport au CSC, le VSC devient compétitif promoteur grâce à l'utilisation des semi-conducteurs complètement contrôlables tels que les transistors bipolaires à grille isolée (IGBT), les thyristors à commutation de grille intégrée (IGCT) et thyristors à

extinction par la gâchette (GTO) [44]. Puisque le VSC est auto-commuté et ne dépend pas des tensions côté alternatif, ce type a les avantages suivantes [45] :

- La génération des harmoniques faibles ayant des fréquences plus loin de la fréquence fondamentale du réseau. Cela réduit significativement les équipements réactifs et les filtres, donc, un gain obtenu dans la surface du poste de conversion [46].
- Le contrôle indépendant de l'amplitude et de la phase côté alternatif permet le fonctionnement en 4-quadrants au diagramme P/Q, par conséquent, le VSC peut générer ou consommer la puissance réactive sans aucune relation à la puissance active. Cela réduit considérablement les dispositifs de compensation de la puissance réactive.
- L'avantage précédent donne la possibilité de connecter le VSC aux réseaux électriques faibles, isolés ou en défaut. En résultat, il offre l'aptitude de démarrage au noir (Black-start) et de rétablir la tension aux différents nœuds du réseau après un black-out [47].

Un schéma de base des stations VSC à deux niveaux est illustré sur la figure 1.11.(a) [48]. Ce montage est simple et le premier projet a eu lieu en 1997 par la liaison de 3 MW Hällsjön-Grängesberg en Suède par ABB [49]. Les inconvénients d'un tel montage sont le taux élevé des harmoniques, l'interférence électromagnétique (EMI), le stress tension/courant sur les valves dû à la commutation rapide entre les deux niveaux $\pm V_{dc}$ et il est limité en puissance/tension.

Pour surmonter les limitations du VSC à deux niveaux, des convertisseurs multiniveaux ont été développés qui peuvent faire varier la tension alternative de sortie entre 3 et 400 niveaux. Les avantages des VSC multiniveaux représentent dans l'amélioration des formes d'onde de tension, la réduction des exigences de filtrage et de la fréquence de découpage ce qui diminue à son tour les pertes de commutation et les émissions EMI. Plusieurs topologies de ce type sont disponibles, on peut citer le convertisseur à point neutre calé (Neutral Point Clamped - NPC), le convertisseur à capacités flottantes (Flying Capacitors - FC) et le convertisseur modulaire (Modular Multilevel Converter - MMC) [50] ; son schéma est représenté en figure 1.11.(b).

1.4 HVDC basé sur convertisseur source de courant (CSC-HVDC)

1.4.1 Principaux composants d'une station CSC-HVDC

Les stations de conversion aux extrémités sont les composants principaux du système HVDC. La liaison HVDC est bidirectionnelle et la station de conversion peut être opérationnelle en mode *redresseur* ou en mode *onduleur*. La figure 1.12 représente une station

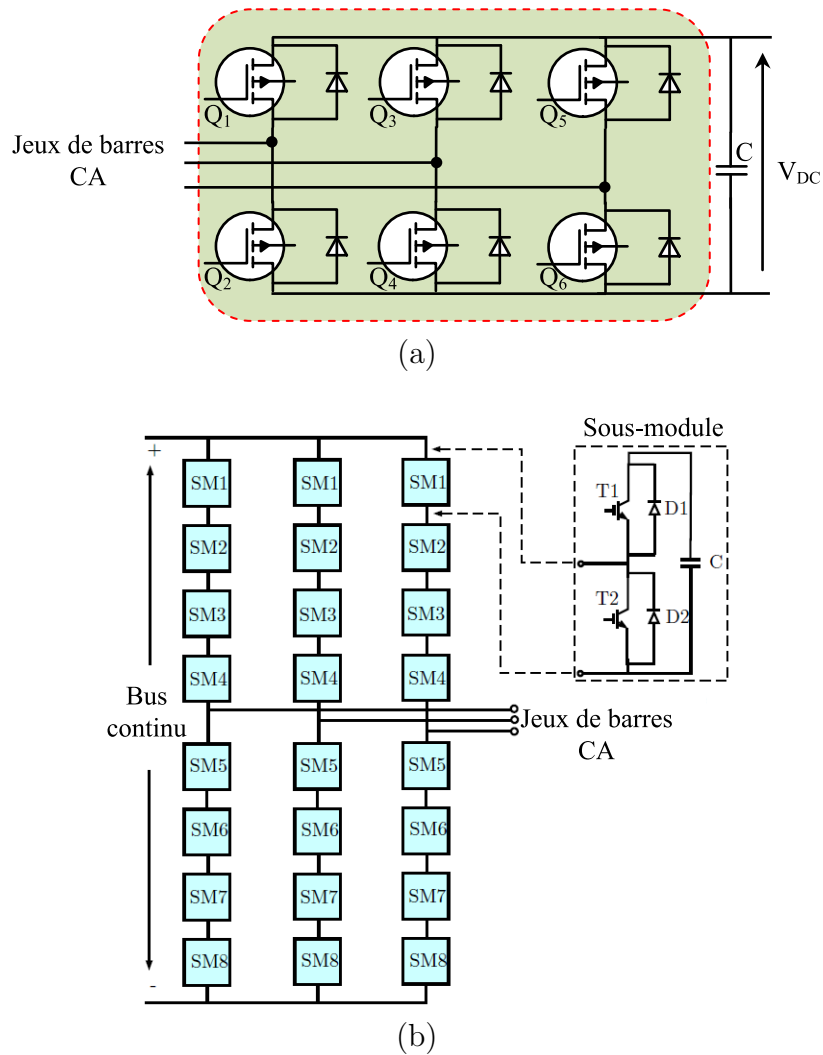


FIGURE 1.11 – Diagramme d'un système HVDC basé sur VSC (a) VSC à deux niveaux (b) VSC-MMC à 5-niveaux.

typique à 12-impulsions avec ses principaux composants.

Unité de conversion

Pour former une unité de conversion à 12-impulsions, les deux ponts triphasés sont connectés en série. Chaque pont est alimenté par un transformateur de couplage Y/ Δ et l'autre de couplage Y/Y. Les valves à thyristors sont de concept modulaire où chaque module contient un nombre déterminé de thyristors en série. Le système de refroidissement est nécessaire pour la marche des thyristors et peut être en air, huile, eau ou fréon. Pratiquement, le refroidissement à l'eau déminéralisée est le plus efficace et fiable (Figure 1.13).

Le thyristor est le composant le plus utilisé dans les applications de commutation de puissance grâce à ses puissances nominales élevées, sa robustesse et son rendement élevé.

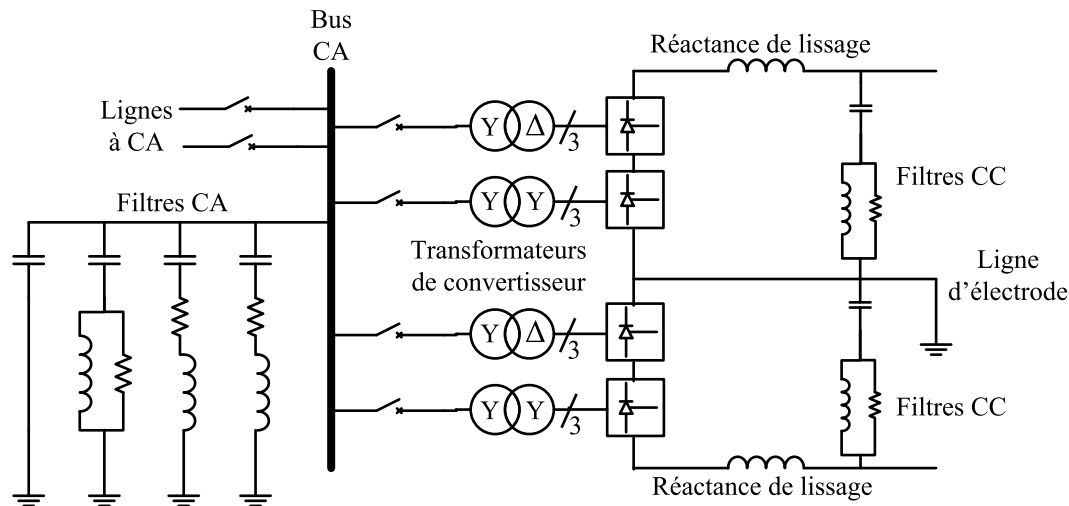


FIGURE 1.12 – Principaux composants d'une station HVDC typique à 12-impulsions.



FIGURE 1.13 – Système de refroidissement pour HVDC.

Il est le dispositif fondamental des valves HVDC et a une capacité de fonctionnement allant jusqu'à 8500 V, 4500 A. Les signaux d'amorçage de la valve sont générés dans la commande du convertisseur au potentiel de masse et sont transmis à chaque thyristor via un système de guidage de lumière à fibre optique (LTT - Light Triggered Thyristor). Le signal lumineux reçu au niveau du thyristor est converti en un signal électrique à l'aide d'amplificateurs de commande de grille avec transformateurs d'impulsions. Ils offrent une isolation électrique du circuit de gâchette, une réduction de la complexité des circuits d'allumage et de faibles pertes à l'état passant (conduction) et de commutation. La figure 1.14 montre un thyristor à amorçage optique LTT et la tendance actuelle du développement des thyristors conventionnels.

Le thyristor se compose de 4 couches de structure PNPN et de 3 bornes (A-anode, K-cathode et G-grille ou gâchette) comme illustré à la figure 1.15. L'application d'une impulsion d'amorçage sur la gâchette, la couche entre la jonction J2 et J3 devient négative (N) et le thyristor devient un semi-conducteur PN similaire à une diode, cependant, cette impulsion permet de retarder le début de conduction.

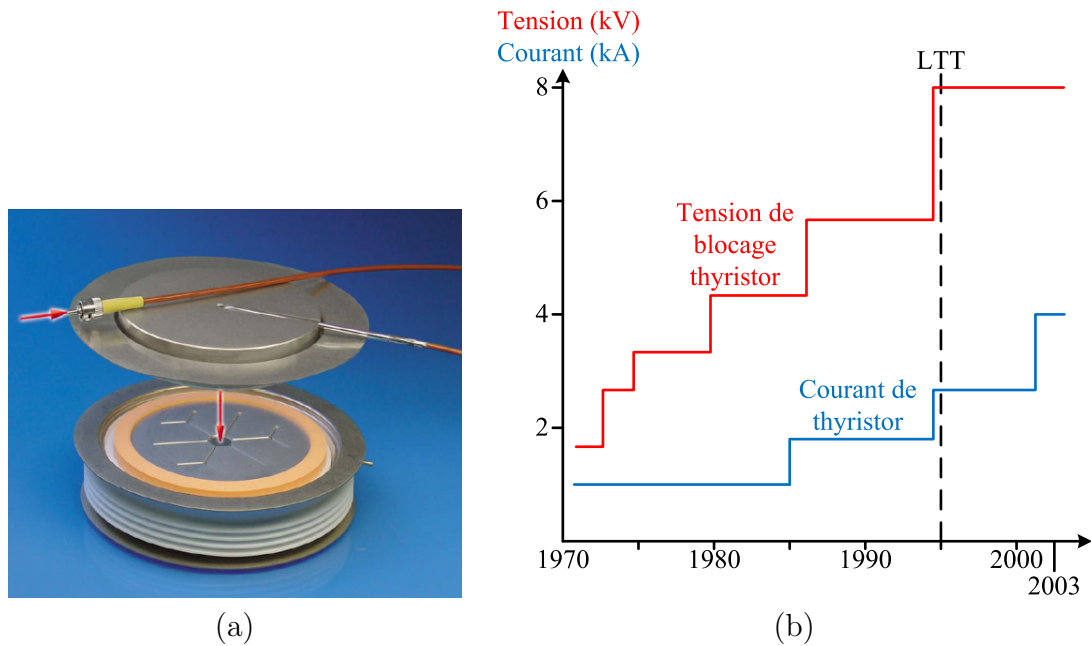


FIGURE 1.14 – Thyristor d'application HVDC (a) vue d'un thyristor à amorçage optique LTT (b) tendance du développement des thyristors.

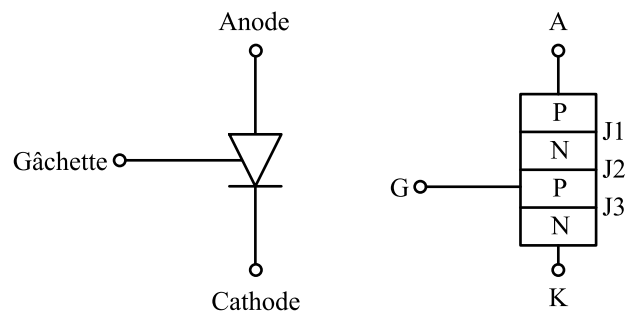


FIGURE 1.15 – Symbole et structure d'un thyristor.

Pas de courant dans la gâchette ($i_g = 0$), il donne un thyristor bloqué (OFF) dans les deux sens comme un circuit ouvert. Une tension positive de l'anode par rapport à la cathode va polarisée positivement les jonctions J1 et J3, alors que J2 est polarisée négativement qui crée un petit courant de fuite. L'augmentation de la différence de tension v_{ak} à un seuil critique provoque la défaillance de J2 et le thyristor devient passant brusquement. Le passage vers l'état passant (ON) nécessite un amorçage avec courant faible i_g (courte durée de 10-15 μs) et un courant d'anode I_A supérieur au courant d'accrochage I_l (latching). Une fois que I_A atteint I_l , on peut supprimé le courant de gâchette. Si le courant d'anode I_A baisse en dessous d'une certaine valeur appelée courant de maintien I_h (hold), le thyristor s'éteint et devient bloqué. La température joue un rôle très important dans la stabilité du fonctionnement et la capacité du blocage direct et inversé, par exemple à des températures supérieures à 125 °C, la capacité de blocage direct se détériore très rapidement.

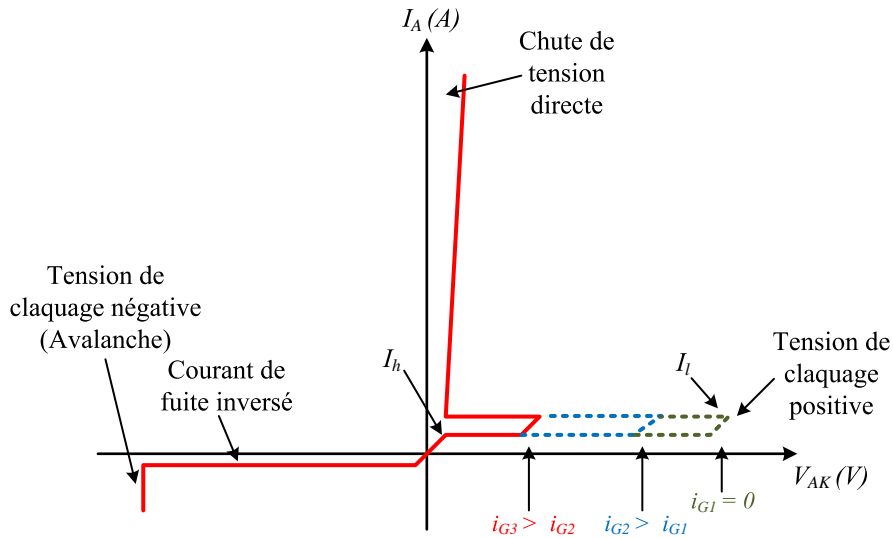


FIGURE 1.16 – Caractéristique I - V d'un thyristor.

Pour constituer une valve HVDC, de nombreux thyristors individuels sont connectés en série. L'ensemble thyristor comprend un thyristor, des circuits de protection passive et d'amortissement, un pilote et des cartes de surveillance. On peut résumer la fonction du circuit d'amortissement (snubber circuit) comme suit (figure 1.17) :

- Protection contre le taux de montée excessive de courant (di/dt) lors de la mise en marche par l'utilisation d'une réactance de saturation (L_s).
- Protection contre le taux de montée excessive de tension (dv/dt) et les surtensions par l'utilisation d'une combinaison ($R_s C_s$).
- Égalisation de la tension continue entre les thyristors d'une valve par l'utilisation d'une résistance de gradation (R_g).

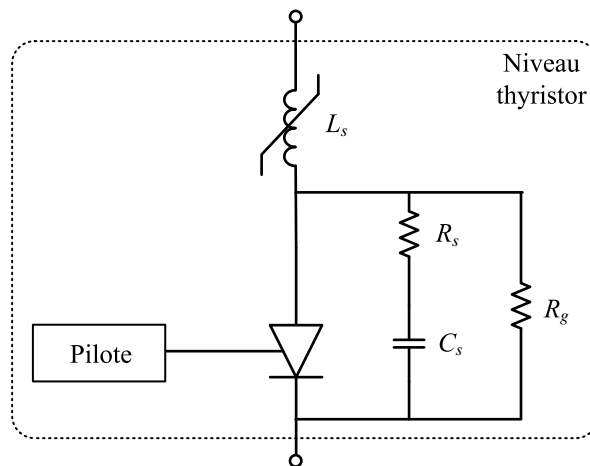


FIGURE 1.17 – Circuit d'amortissement au niveau thyristor.

Transformateur du convertisseur

La conception des transformateurs de convertisseur HVDC est différente de celles des transformateurs de puissance à CA. Ils sont nécessaires pour adapter la tension réseau CA à la tension du convertisseur côté alternatif, isoler les systèmes CC/CA et contribuer à réduire le courant de court-circuit. Ils sont conçus pour résister aux contraintes CC et CA ; augmentant ainsi ses exigences d'isolement et sa taille [49]. Ces transformateurs sont équipés généralement de changeurs de prises en charge (OLTC - On Load Tap Changer) afin de prendre le réglage de la tension réseau et convertisseur. Ils peuvent comprendre les disposition suivantes :

- triphasé, deux enroulements.
- monophasé, trois enroulements.
- monophasé, deux enroulements.

Filtres

En raison de la génération des harmoniques par le convertisseurs dans les deux côtés alternatif et continu, il est nécessaire d'ajouter des filtres appropriés pour atténuer ces effets, améliorer la qualité d'énergie et répondre aux exigences du réseau électrique. Trois types de filtres sont utilisés à cet effet :

1. Filtres côté alternatif : ils sont des circuits passifs connectés en parallèle à faible impédance. Les filtres réglés aux 11ème et 13ème harmoniques sont nécessaires dans une station de conversion à 12-impulsions. Alors que, les filtres amortis sont nécessaires pour les harmoniques d'ordre supérieur (accordés sur le 23ème harmonique).
2. Filtres côté continu : similaires aux filtres alternatifs et généralement, un filtre amorti à la 24ème harmonique est utilisé.
3. Filtres haute fréquence : ces filtres sont connectés entre le transformateur et le jeu de barres alternatif pour supprimer les courants de haute fréquence. Des fois, ils sont trouvés aussi sur le côté continu avant les filtres CC.

Il faut noter que les filtres CA et CC actifs sont de plus en plus utilisés dans l'application moderne grâce à leur efficacité et économie d'espace.

Source de la puissance réactive

La station de conversion CSC consomme beaucoup de puissance réactive et peut atteindre jusqu'à 60% de la puissance active de la liaison. Pour satisfaire cette demande, il y a des condensateurs shunt commutés et des systèmes de compensation VAR statiques (SVC- Static Var Compensator) sont également installés sur le bus CA. En outre, une partie de cette puissance réactive est fournie par les filtres CA [51].

Réactance de lissage CC

Une grande réactance à la sortie du convertisseur côté continu est utilisée pour lisser le courant redressé et limiter les courants de court-circuit. Les valeurs typiques d'une réactance de lissage CC sont de 240 à 600 mH pour les lignes longue distance et environ 24 mH pour les liaisons dos-à-dos.

1.4.2 Analyse du fonctionnement d'un bridge

On désigne l'angle de retard à l'amorçage qui déterminera le fonctionnement en redresseur par le symbole α . Alors que, le symbole β se caractérise l'angle d'avance du fonctionnement en onduleur ($\beta = 180^\circ - \alpha_{ond}$). Pour considérer le cas idéal d'un pont conventionnel à 6-impulsions, les hypothèses suivantes sont faites : *i*) le courant continu I_d est considéré constant *ii*) les valves sont idéales *iii*) et le réseau alternatif est fort. Le redresseur et l'onduleur produisent respectivement des tensions redressées U_{d0R} et U_{d0O} et ces expressions sont données par :

$$U_{d0R} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{LL} \cdot \cos\alpha \quad (1.1)$$

$$U_{d0O} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{LL} \cdot \cos\beta \quad (1.2)$$

où U_{LL} est la valeur efficace des tensions composées côté alternatif.

Dû à l'impédance de fuite du transformateur, la commutation n'est pas instantanée d'une valve à l'autre. Elle entraîne une période d'empiètement μ dans laquelle deux thyristors conduisent simultanément et provoque une chute de tension continue. Donc, les tensions redressées aux bornes du redresseur et de l'onduleur sont :

$$U_{dR} = U_{d0R} - \Delta U_d = U_{d0R} - \frac{3}{\pi} \cdot \omega L_f \cdot I_d \quad (1.3)$$

$$U_{dO} = U_{d0O} - \Delta U_d = U_{d0O} + \frac{3}{\pi} \cdot \omega L_f \cdot I_d \quad (1.4)$$

D'après les deux équations ci-dessus, on déduit que la chute de tension ΔU_d dépend du courant continu et a une résistance fictive que l'on appelle la résistance de commutation égale à $R_C = 3 \cdot \omega L_f / \pi$.

1.4.3 Contrôle et protection

Dans une installation HVDC, son système de contrôle-commande doit être capable de faire les principales fonctions suivantes :

1. Contrôler le flux de puissance.

2. Protéger l'installation contre les défauts aux deux côtés alternatif et continu.
3. Stabiliser les réseaux alternatifs connectés contre tout mode de fonctionnement de la liaison CC tel que les échecs de commutation à la station onduleur.
4. Limiter le courant continu maximal pour éviter la défaillance des thyristors par inertie thermique.
5. Maintenir la tension continue au maximum sur toute la ligne CC afin de minimiser les pertes.
6. Garder la demande de puissance réactive faible et cela implique que les angles d'amorçage doivent être maintenus à valeur basse.

Le courant continu I_d de la liaison est exprimé en fonction des tensions redressées du redresseur U_{dR} et de l'onduleur U_{dO} comme suit :

$$I_d = \frac{U_{dR} - U_{dO}}{R_{dc}} \quad (1.5)$$

où R_{dc} est la résistance de la ligne ou du câble. Cette résistance est faible, par conséquent ; il est primordial de contrôler les tensions U_{dR} et U_{dO} parce que petite différence entre les deux grandeurs peut circuler le courant I_d au maximum. Souvent, le courant I_d est régulé par le redresseur. La figure 1.18 présente un schéma simplifié du contrôleur station redresseur.

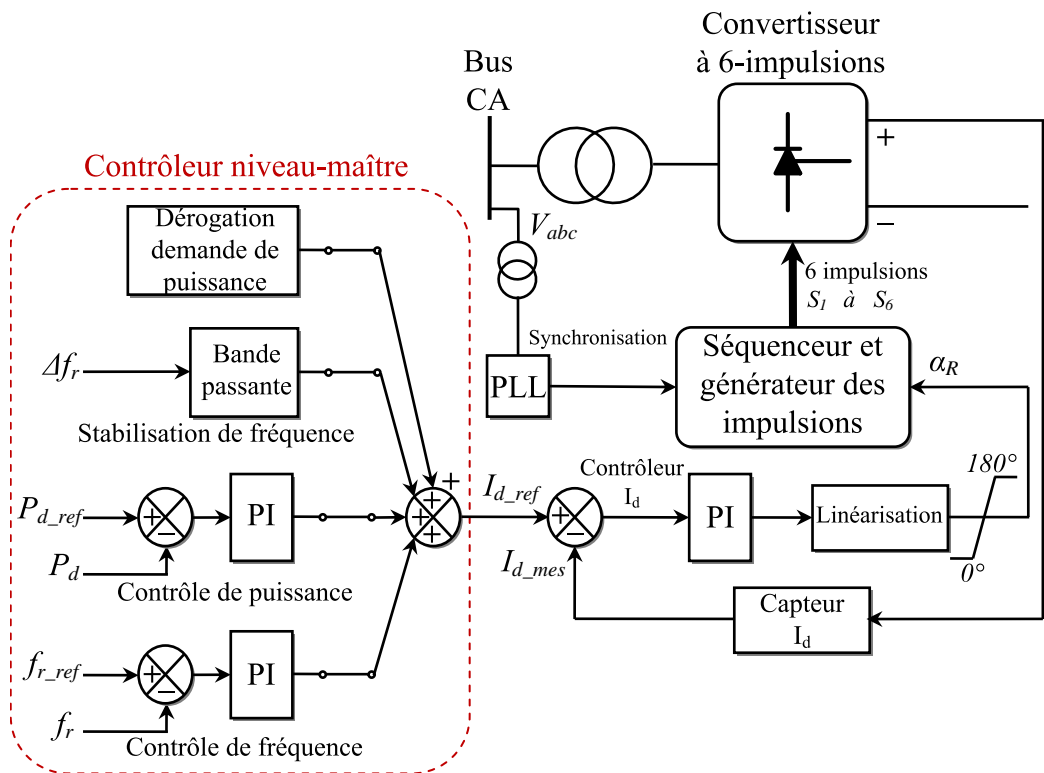


FIGURE 1.18 – Contrôleur de la station redresseur.

Le contrôle de la puissance continue du redresseur se fait par le réglage des angles de retard à l'amorçage α . Donc, ce contrôleur contient un bloc de génération de 6 impulsions

décalées de 60° et destinées à l'entrée des gâchettes des valves Q_1 à Q_6 . Les 6-impulsions générées sont obligatoirement synchronisées avec les tensions alternatives du réseau à l'aide d'un transformateur de tension et un circuit de boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop - PLL). La boucle interne de régulation station redresseur est basée sur un contrôleur de structure Proportionnel-Intégrateur (PI) de retour mesure I_{d_mes} pour le courant continu I_d . La sortie du contrôleur de I_d est passée par un bloc de linéarisation pour générer l'angle de retard à l'amorçage α_R . Typiquement, l'angle nominal du redresseur est 15° à 20° . Le transformateur du convertisseur est équipé d'un changeur de prises en charge (OLTC) à action lente pour optimiser la tension alternative, son pas du curseur motorisé est de 1.25% et peut aller jusqu'à 40%.

Le signal de référence I_{d_ref} du courant continu I_d est donné par le bloc du contrôleur niveau-maître. Plutôt, la consigne de référence I_{d_ref} peut prendre un ou plusieurs modes de contrôle à partir d'une action manuelle de l'opérateur station ou d'une action automatique d'urgence. On trouve 4 modes :

- Le contrôle de la puissance continue P_d est le mode fondamental de la station redresseur.
- Le contrôle de la fréquence au bus alternatif est appliqué dans le cas d'un réseau isolé. Dans le cas d'un réseau interconnecté, ce mode de contrôle peut être inclus dans les situations d'urgence.
- Le mode de stabilisation de la fréquence aide le réseau alternatif à améliorer sa stabilité face aux perturbations de grande échelle (0.1 à 5 Hz) et de petite échelle (0.01 à 0.1 Hz). La liaison HVDC se comporte comme un alternateur synchrone pour l'amortissement des oscillations.
- La dérogation de demande de puissance contient des limiteurs et elle est activée dans les phases de démarrage ou la restauration du réseau après un défaut.

Pour l'autre station qui fonctionne en mode onduleur, on utilise la notion de l'angle d'extinction γ au lieu de l'angle d'avance β et la relation entre les deux angles est $\beta = \gamma + \mu$, où μ est l'angle d'empiètement. L'angle d'extinction γ est définie comme la période de sécurité dans laquelle le thyristor retrouve son état de blocage en avant et pour éviter l'échec de commutation qui peut provoquer la défaillance du système. Comme le montre la figure 1.19, il y a trois modes du contrôleur station onduleur avec un sélecteur de type minimum pour déterminer le mode approprié de l'opération :

- Contrôle de l'angle d'extinction :
Généralement, la valeur minimale de γ pour éviter un échec de commutation et prévoir une marge de sécurité est d'environ 10° à 15° car la durée du phénomène d'empiètement dépend de la tension alternative et du courant continu. Ce mode est le mode par défaut du contrôle onduleur et appelé aussi le contrôle à angle d'extinction constant (CEA). Cependant, le mode CEA est moins stable et non utilisable pendant les perturbations et pour les réseaux faibles. Il est considéré comme le dernier mur de contrôle qui donne le plus grand angle autorisé $\alpha_{o\gamma}$.

- Contrôle de la tension continue :

Au niveau du contrôleur de la station onduleur, le mode de contrôle de la tension continue est plus stable que le mode CEA. Par conséquent, ce mode est sélectionné par le contrôleur avec un angle α_{oV} moins de quelques degrés à celle du mode CEA $\alpha_{o\gamma}$. Dans le cas où la tension continue diminue, le contrôleur bascule le mode vers le CEA pour garder l'angle γ dans un niveau sécurisé.

- Contrôle assistant du courant continu :

Le contrôleur de la station onduleur est doté aussi d'un mode de contrôle du courant continu comme un mode de soutien et reste désactivé pendant le fonctionnement normal. Durant les perturbations, ce mode prend le relais pour stabiliser le courant continu dans la liaison. Ce mode est utile et nécessaire dans les conditions suivantes : *i)* défauts du réseau alternatif côté station redresseur où le contrôleur du redresseur perd le contrôle du courant continu *ii)* défauts de la liaison continue.

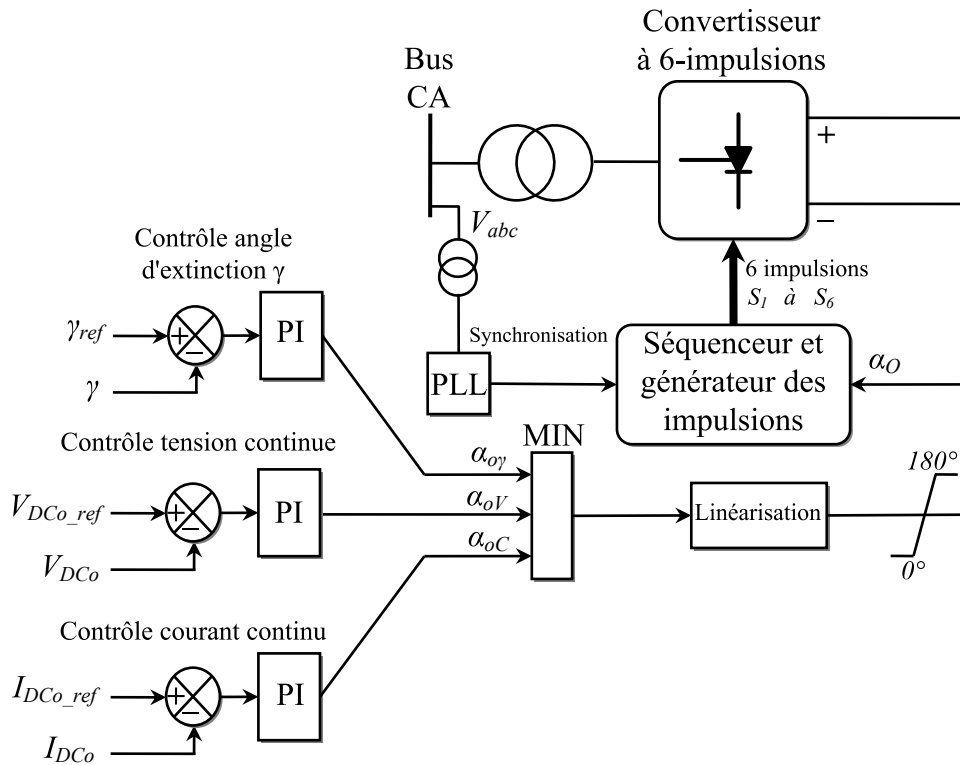


FIGURE 1.19 – Contrôleur de la station onduleur.

La figure 1.20 représente le circuit équivalent d'une liaison HVDC qui contient deux transformateurs, un redresseur, un onduleur et une ligne à CC. Ce modèle prend les considérations suivantes :

- Dû au changement des rapports de transformation, l'effet des réactances de fuite sur la tension continue est inclus dans les résistances de commutations R_{CR} et R_{CO} .
- La réactance et la capacité de la ligne CC sont négligées, elle est représentée par une résistance R_L .

- Les sources de la puissance réactive et les filtres harmoniques ne sont pas inclus.

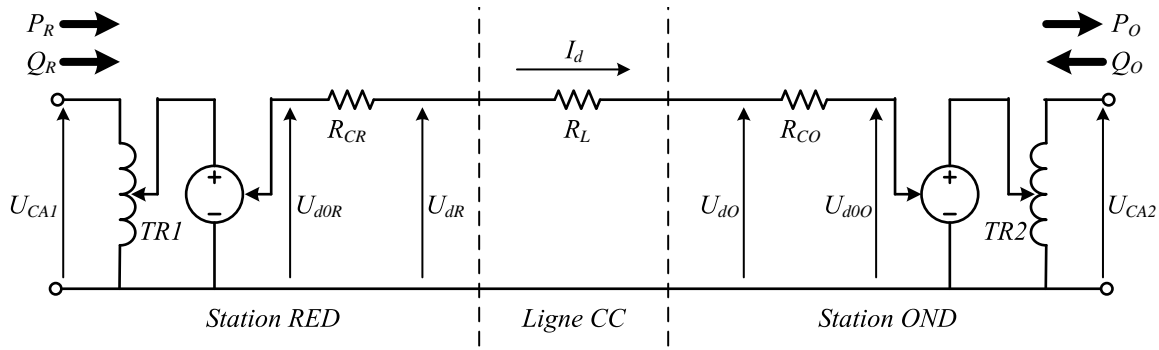


FIGURE 1.20 – Le circuit équivalent d'une liaison HVDC-CSC.

L'intersection des caractéristiques tension-courant $U_d - I_d$ du redresseur et de l'onduleur est considéré le point de fonctionnement statique. Sur la figure 1.21, la caractéristique $U_d - I_d$ du redresseur est une ligne verticale dans le mode *courant continu constant* qui donne la consigne I_{cR} , tandis que elle est une droite avec une pente négative dans mode *angle d'allumage constant*.

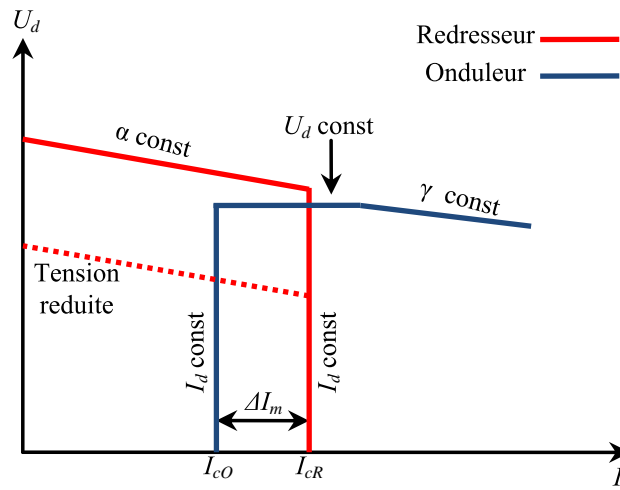


FIGURE 1.21 – Caractéristiques $U_d - I_d$ du redresseur et de l'onduleur.

Les trois modes de l'onduleur sont représentés en trois courbes sur le plan $U_d - I_d$. Les deux caractéristiques de mode *contrôle tension continue* et de mode *angle d'extinction constant (CEA)* peut couper la caractéristique du redresseur en mode courant continu constant. Mais, c'est pas le cas dans la situation d'une tension réduite du redresseur (la pente en pointillé). Pour cela, l'onduleur a également un mode *courant continu constant*, dont sa consigne I_{cO} est inférieure à la consigne I_{cR} du redresseur.

La différence ΔI_m entre les deux consignes de courant I_{cR} et I_{cO} dite la marge de courant et sa valeur est d'environ 10 à 15% du courant nominal de la ligne. Le changement du flux de puissance dans un système HVDC-CSC est basé sur le changement de la polarité, c-à-d la tension continue devient négative, alors que le courant continu demeure le même. Sur la figure 1.22.(a), le transfert de puissance s'effectue du convertisseur A qui

fonctionne en redresseur vers le convertisseur B qui fonctionne en onduleur. Pour inverser le sens du flux de puissance, il suffit de modifier les consignes de courant de telle sorte que la consigne actuelle du convertisseur B dépasse celui du convertisseur A comme représenté sur le figure 1.22.(b).

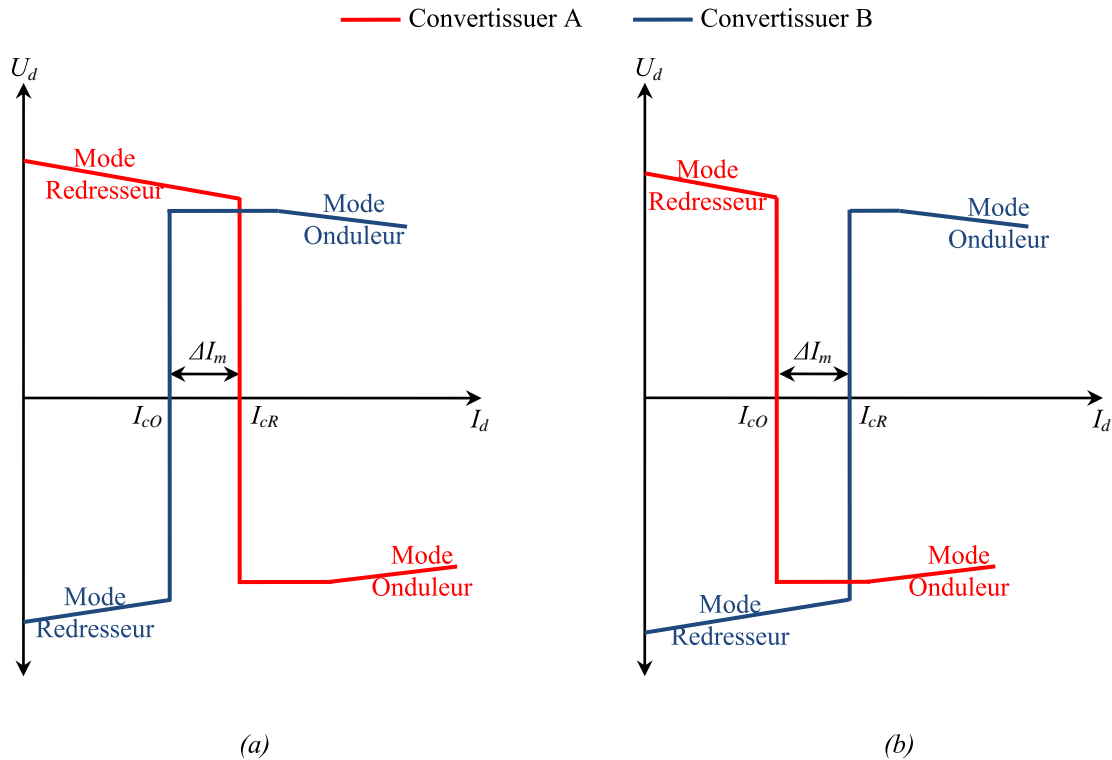


FIGURE 1.22 – Caractéristiques complètes $U_d - I_d$ de deux convertisseurs A et B (a) sens de puissance du conv A vers conv B (b) sens de puissance du conv B vers conv A.

1.5 HVDC basé sur convertisseur source de tension (VSC-HVDC)

1.5.1 Principaux composants d'une station VSC-HVDC

La figure 1.23 montre la structure de base d'un système VSC-HVDC. Il existe également des similitudes entre les équipements des deux technologies CSC et VSC tel que les filtres shunt RLC, les transformateurs du convertisseur, les convertisseurs VSC et leurs systèmes de contrôle-protection, les câbles ou lignes aériennes et condensateurs côté continu [52].

Unité VSC et les valves à IGBT

Le convertisseur VSC se compose des transistors bipolaires à grille isolée (IGBT). Sur chaque phase, deux valves sont connectées en série. Une valve contient plusieurs

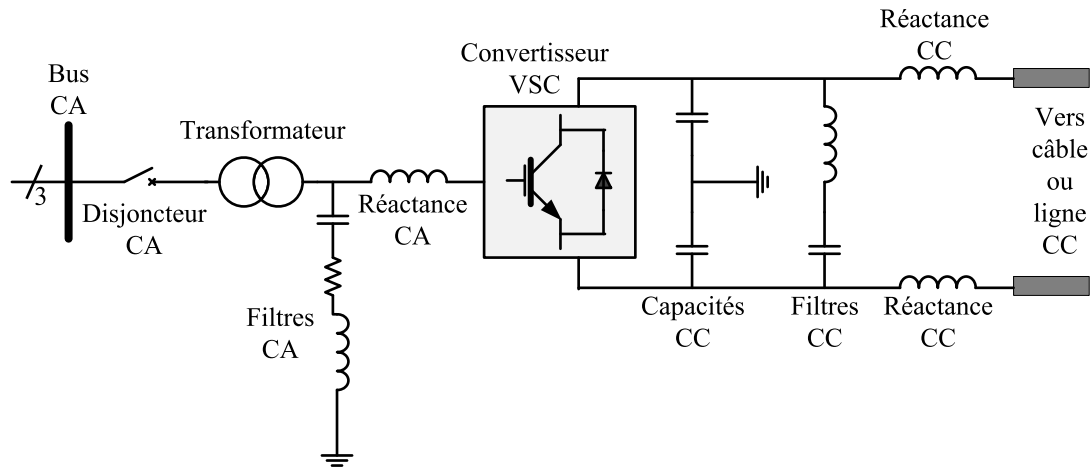


FIGURE 1.23 – Principaux composants d'une station VSC.

commutateurs à IGBT en série avec des diodes antiparallèles pour atteindre la tension de blocage requise et protéger les IGBTs contre les courants de défaut côté CC. Elle contient aussi des commutateurs redondants pour remplacer les commutateurs en défaut et garantir le bon fonctionnement et la fiabilité du système.

Lors du choix des switches, il faut prendre en considération les propriétés suivantes :

- la capacité de courant maximal
- la capacité de blocaque maximal de tension
- la capacité thermique
- la chute de tension à l'état ON
- le courant de fuite à l'état OFF
- Les temps de commutation
- la capacité de maintenir la stabilité aux variations dv/dt et di/dt pendant les commutations ON/OFF
- les pertes de commutation.

L'IGBT appartient à la famille des transistors qu'est commandé en tension, c-à-d une tension de +15V est suffisante pour allumer l'IGBT et 0V pour l'éteindre. Il combine la simplicité de commande du MOSFET (transistor à effet de champ à grille métal-oxyde) et les faibles pertes par conduction du BJT (transistor à jonction bipolaire) avec les avantages suivants :

- Il assure une densité supérieure de courant et une faible chute de tension à l'état passant. Ça permet la conception des puces de petite taille et la réduction du coût.
- La structure de grille à oxyde métallique se caractérise par une faible puissance de commande et un circuit de contrôle simple.
- Une aire de sécurité ou zone de fonctionnement sûr plus large et presque rectangulaire.
- La résistance de la région de dérive est réduite par la forte concentration de porteurs minoritaires injectés pendant la conduction de courant à l'état passant. Donc, une augmentation de la capacité de tension de blocage.

Les IGBTs de haute puissance ont aussi des inconvénients :

- La vitesse de commutation est inférieure à celle d'un MOSFET de puissance.
- En raison de sa structure interne du thyristor PNPN, il y a une possibilité de verrouillage.

- Lors de défaillance de l'IGBT, il devient un circuit ouvert, ce qui impose un problème dans les montages où les IGBTs sont connectés en série.

La seule différence entre les caractéristiques similaires de commutation de l'IGBT et du MOSFET est le courant de queue sur le collecteur. Ce courant provoque l'augmentation des pertes d'extinction et le temps mort nécessaire pour éviter la conduction simultanée de deux valves de la même phase. La figure 1.24 montre les caractéristiques typiques d'un IGBT pendant un cycle de commutation ON et OFF, où la description de ces paramètres sont définies comme suit :

- *Temps de retard à l'activation ($t_{d(on)}$)* : il s'agit du temps compris entre 10% de la tension de grille et 10% du courant final du collecteur.
- *Temps de montée (t_r)* : c'est le temps nécessaire pour que le courant du collecteur augmente à 90% de sa valeur finale à partir de 10% de sa valeur finale.
- *Temps de retard à la désactivation ($t_{d(off)}$)* : c'est le temps entre 90% de la tension de grille et 10% de la tension finale du collecteur.
- *Temps de descente (t_f)* : c'est le temps nécessaire au courant collecteur pour passer de 90% de sa valeur initiale à 10% de sa valeur initiale.

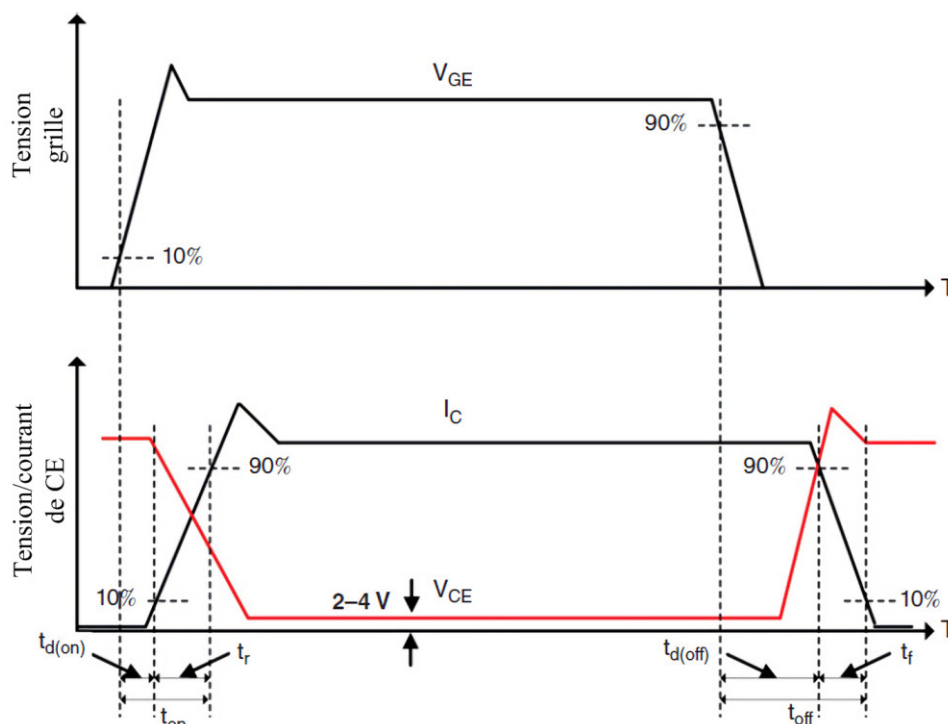


FIGURE 1.24 – Formes d'onde d'un IGBT pendant un cycle de commutation.

Comme les thyristors, les IGBTs ont besoin des amortisseurs (snubbers) pour les protéger contre les régimes transitoires de tension et de courant pendant les commutations ON/OFF. La figure X indique la combinaison résistance-condensateur-diode (RCD) ; elle est préférable dans les montages VSC à courant moyen et fort et permet de réduire les pertes dans la résistance. Dans certaines applications et afin de limiter le di/dt , une petite

inductance (L_s) peut être ajoutée.

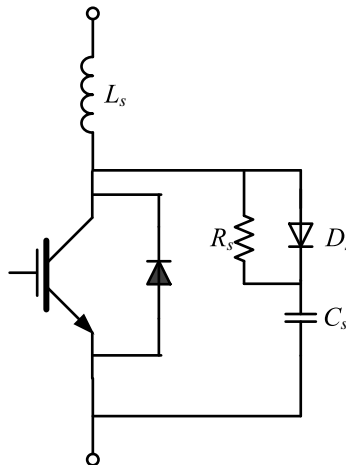


FIGURE 1.25 – Circuit Snubber d'un IGBT.

Le transformateur de convertisseur

Grâce à l'avantage du convertisseur VSC concernant à la faible génération des harmoniques, le transformateur peut prendre une conception standard et simple. Ce transformateur contient un changeur de prises et parfois un enroulement tertiaire pour alimenter les systèmes auxiliaires de la station. il assure aussi les rôles suivants :

- Il est considéré comme une réactance de couplage, ça permet de réduire les courants de défaut et la taille des filtres côté alternatif.
- Il fournit l'isolation galvanique et la mise à la terre optimisée de la liaison continue.
- Il empêche le passage de la composante homopolaire du défaut entre le convertisseur VSC et le réseau alternatif.
- Il fournit le niveau de tension CA approprié pour optimiser la tension nominale de la valve disponible.

Les filtres harmoniques côté CA

La fréquence de commutation MLI détermine la fréquence des harmoniques générés alors que le convertisseur VSC utilise des fréquences élevées de switching. Donc, les filtres sont plus petits, moins chers et toujours connectés au bus alternatif convertisseur contrairement au système CSC. Dans le cas de type convertisseur multiniveaux modulaire (MMC), il ne nécessite pas des filtres CA.

La réactance côté CA

Cette réactance est insérée en série entre le convertisseur et le transformateur pour augmenter la réactance globale du transformateur et réduire les courants de défaut pro-

venant du côté continu.

Les filtres harmoniques côté CC

Les filtres côté continu sont également installés en parallèle avec les condensateurs CC et réglés à leurs fréquence afin d'empêcher les harmoniques de se propager dans la ligne CC. Aussi, il réduit la taille du condensateur CC.

La réactance côté CC

Elle est principalement utilisée dans le cas de longues lignes et pour les raisons suivantes :

- Empêcher les courants harmoniques dans la ligne CC.
- Désaccorder la résonance critique avec le circuit CC.
- Réduire le gradient de courant de défaut.

Contrairement au système CSC, la réactance CC du système VSC est considérablement plus petite et inférieure à 5 mH.

Les capacités côté CC

Les capacités montées en parallèle est élément essentiel de la station VSC. La fonction de stockage de l'énergie fournit au système VSC la tension continue rigide entre les instants de commutation. La valeur de la capacité CC dépend du niveau de tension demandée et de l'ondulation de tension acceptable. Sur la base de la spécification 'ondulation, une limite inférieure peut être garder pour la valeur de la capacité :

$$C_{dc} = \frac{S_{VSC}}{2\omega V_{dc} \Delta V_{dc}} \quad (1.6)$$

où C_{dc} est la capacité CC, S_{VSC} est la puissance apparente du convertisseur, V_{dc} est la tension continue, ω est la fréquence fondamentale et ΔV_{dc} est l'ondulation de tension autorisée crête-crête. Selon les constructeurs, le rapport pratique énergie/puissance E_s dans les convertisseurs est entre 10 et 50 kJ/MVA, ce qui le bon compromis entre la pénétration des harmoniques et les performances de contrôle [53]. Il est possible d'obtenir une formule pratique pour la valeur de la capacité :

$$C_{dc} = \frac{2S_{VSC}E_s}{V_{dc}^2} \quad (1.7)$$

Disjoncteur côté CA

Par rapport aux disjoncteurs normaux, les disjoncteurs CA utilisés dans le système VSC n'ont pas une conception spéciale ; ils sont utilisés pour coupler et découpler le VSC au réseau dans les situations normales et anormales. Lorsqu'un défaut se produit, le VSC ne peut pas interrompre le courant de défaut. Afin d'empêcher le circuit de défaut de rester à travers le réseau CA, le disjoncteur déclenche. En cas de défaut temporaire, la marche normale de la station peut être reprise après un démarrage d'environ 10 s.

1.5.2 Les différentes topologies

La forme d'onde de la tension générée par le convertisseur doit se rapprocher étroitement d'une forme sinusoïdale pour minimiser le besoin de filtrage. En fonction du nombre de niveaux de tension, l'approximation de la forme sinusoïdale souhaitée se rapproche, au prix d'une complexité croissante du circuit. On trouve plusieurs topologies du convertisseur VSC, soit à deux niveaux, soit à multiniveaux.

Topologie convertisseur à deux niveaux

La figure 1.26 montre le montage le plus simple utilisé pour construire un VSC triphasé, c'est le pont à deux niveaux. D'après son nom, il génère seulement une tension de deux valeurs de $\pm V_{dc}/2$. Les avantages de ce montage sont la simplicité des circuits d'alimentation et de commande, la petite taille de la capacité CC et le même rapport cyclique appliqué aux switches [54].

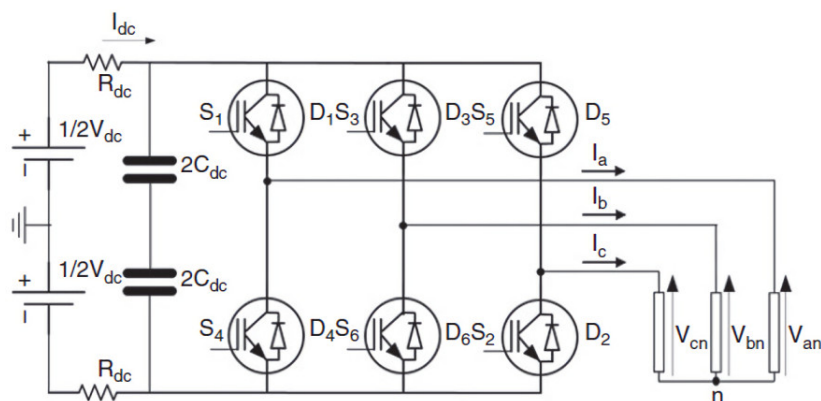


FIGURE 1.26 – Topologie d'un VSC triphasé à deux niveaux.

Topologie convertisseur à point neutre calé (NPC)

Depuis sa création en 1980, le convertisseur à point neutre calé (Neutral Point Clamped - NPC) à trois niveaux est le convertisseur le plus utilisé pratiquement dans les variateurs

de vitesse et le transport HVDC. La figure 1.27 illustre la topologie d'un convertisseur NPC à 3-niveaux 0, $+1/2V_{dc}$ et $-1/2V_{dc}$. Les capacités C_1 et C_2 sont les responsables de la division de V_{dc} en 3 niveaux. La différence entre le NPC et le convertisseur à 2-niveaux est la présence de deux diodes de serrage D_{a5} et D_{a6} . Ces diodes fournissent le potentiel zéro (0V) à la tension alternative générée et la fixation de la tension de commutation [55].

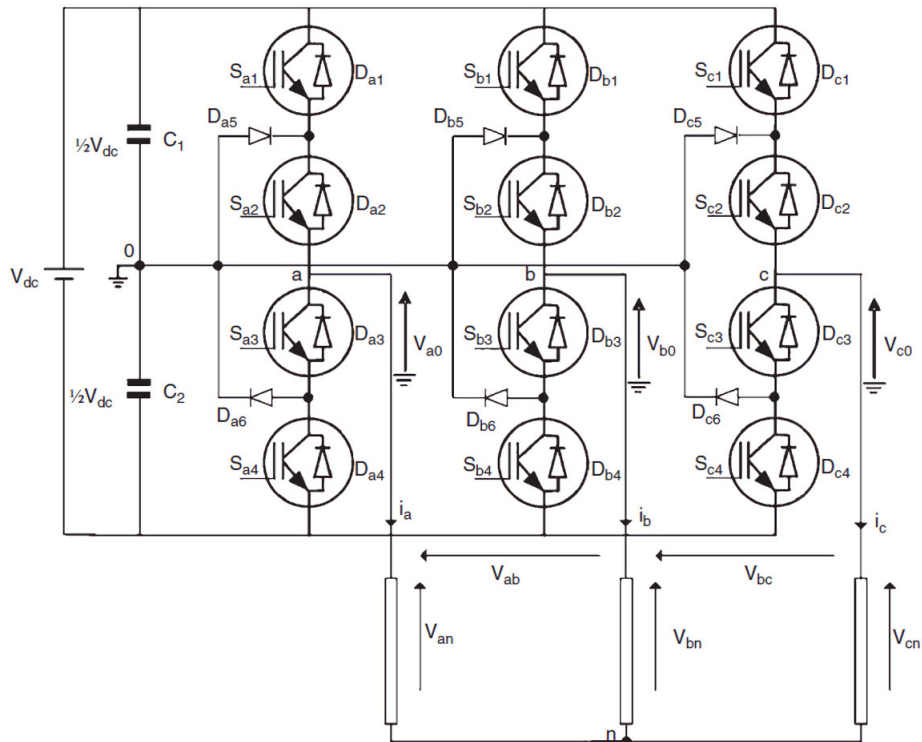


FIGURE 1.27 – Topologie d'un convertisseur NPC triphasé à trois niveaux.

Pour générer $(n + 1)$ niveaux, il faut (n) capacités CC qui donnent une tension de V_{dc}/n et (n) switches consécutifs activés dans chaque branche de phase. L'augmentation des niveaux au NPC impose les problèmes suivants :

- Le maintien de l'équilibrage de la tension entre les capacités CC.
- La complexité de conception dans le cas où plusieurs diodes de serrage sont connectées en série. Pour cela, le NPC n'a pas été utilisée dans les projets HVDC.

Topologie convertisseur à capacités flottantes (FC)

Une topologie similaire au NPC, la topologie à capacités flottantes (Flying Capacitors - FC) utilise des condensateurs au lieu des diodes de serrage comme le montre la figure 1.28. Cette topologie présente les avantages suivants : la grande capacité de stockage permet la conduite supplémentaire pendant les arrêts suite défaut comme le Blackout, la redondance des combinaisons de switches pour équilibrer les tensions des condensateurs. En revanche, l'augmentation du nombre des niveaux et des condensateurs rend l'installation très coûteuse. Ainsi que, le système de contrôle est complexe et les pertes de commuta-

tion sont plus élevées par rapport au NPC. Cette topologie n'a jamais été utilisée dans les systèmes HVDC pratiques [56].

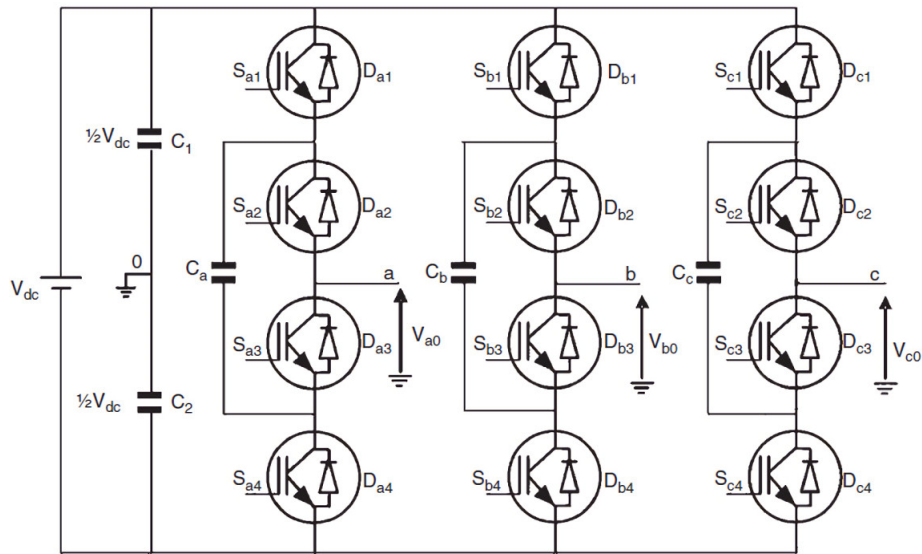


FIGURE 1.28 – Topologie d'un convertisseur FC triphasé à trois niveaux.

Topologie convertisseur multiniveaux modulaire (MMC)

Utilisant des cellules en demi-pont, le convertisseur multiniveaux modulaire est la topologie de grand potentiel la plus utilisée pour le transport HVDC. Chaque cellule dite "Sous-module SM" et compose d'IGBT et condensateur. Par rapport aux autres topologie, le MMC est supérieur grâce à ces avantages suivants : *i)* extensible à n'importe quel nombre de niveaux souhaités *ii)* la haute qualité de la tension générée et le faible taux des harmoniques *iii)* les faibles pertes dû à la faible fréquence de commutation *iiii)* fiable et capable à gérer les défauts [57].

Les deux formes de cette topologie sont les MMCs de sous-modules (SM) en demi-pont et de SM en pont complet comme l'indique le figure 1.29. Les deux formes des SMs ont les mêmes caractéristiques ; elles donnent un nombre $(n+1)$ niveaux où n est le nombre des SMs pour construire une valve de phase. La seule différence est que le SM en pont complet est capable de bloquer le courant de défaut et fait le rôle d'un disjoncteur CC. Alors que, les swiches supplémentaires de ce montage augmente le coût et les pertes en conduction par rapport au demi-pont.

Les deux majeurs défis de la topologie MMC sont l'équilibrage de la tension des capacités SM et l'élimination des courants de circulation. Les tensions de capacités à tous les SMs doivent être maintenues égales et surveillées en utilisant un algorithme de contrôle d'équilibrage pour obtenir une tension appropriée générée par le VSC. De l'autre côté et à cause de la commutation des SMs, le courant de circulation contient une grande composante du courant harmonique d'ordre 2 (2 fois la fréquence fondamentale) qui déforme

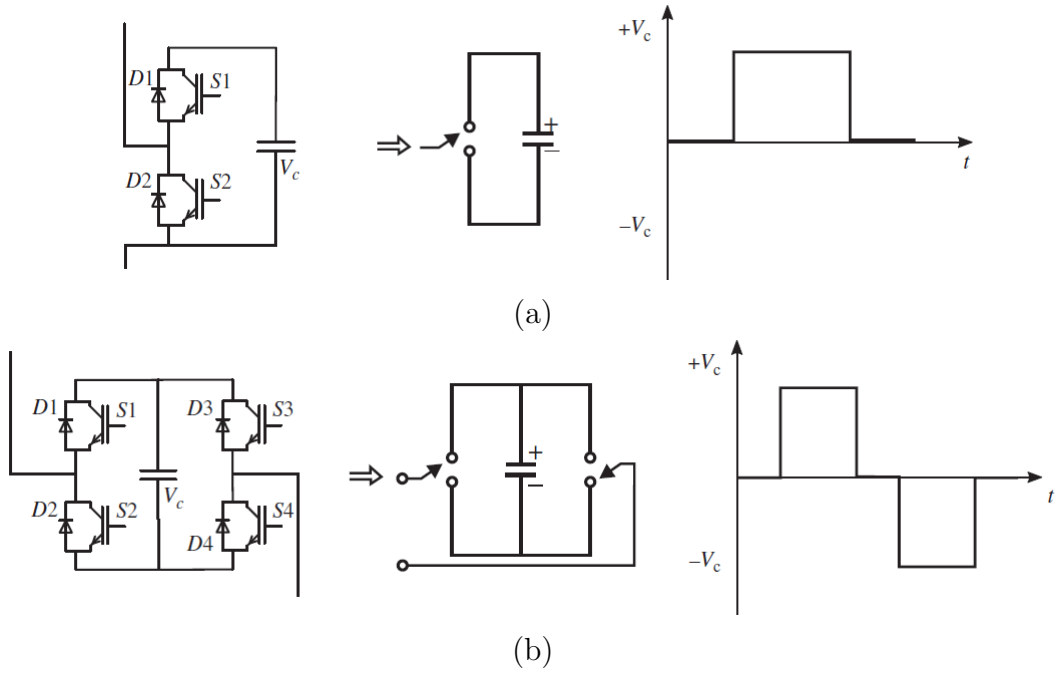


FIGURE 1.29 – Les types de SM en MMC (a) forme en demi-pont (b) forme en pont complet.

les courants de bras et augmente les ondulations de tension de SMs et les pertes.

1.5.3 Modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les causes qui rend la technique de Modulation de largeur d'impulsion - MLI (Pulse Width Modulation - PWM) la plus populaire au contrôle des VSCs sont la possibilité de contrôler la tension de sortie en deux grandeurs en même temps amplitude/déphasage et l'optimisation des harmoniques. L'idée de base de cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux (figure 1.30) ; le premier est le signal modulant ou de référence V_{ref} qui représente le signal de sortie sinusoïdal désiré d'amplitude \hat{V}_{ref} et de fréquence f_{ref} . Le second est la porteuse qui a une forme triangulaire de fréquence f_p et amplitude \hat{V}_p .

Concernant les VSCs multiniveaux, leurs techniques MLI sont des extensions des MLI conventionnelles à 2-niveaux [56]. On peut classer les algorithmes de modulation selon la fréquence de commutation basse ou haute par la barrière de 1 kHz (figure 1.31) :

Commutation haute fréquence

- *MLI sinusoïdale de porteuse déphasée (Phase-shifted PWM)* : elle consiste à introduire des porteuses déphasées aux switches. La meilleure performance est obtenue pour des déphasages de 180° ou $360^\circ/N$, où N est le nombre des switches par branche.

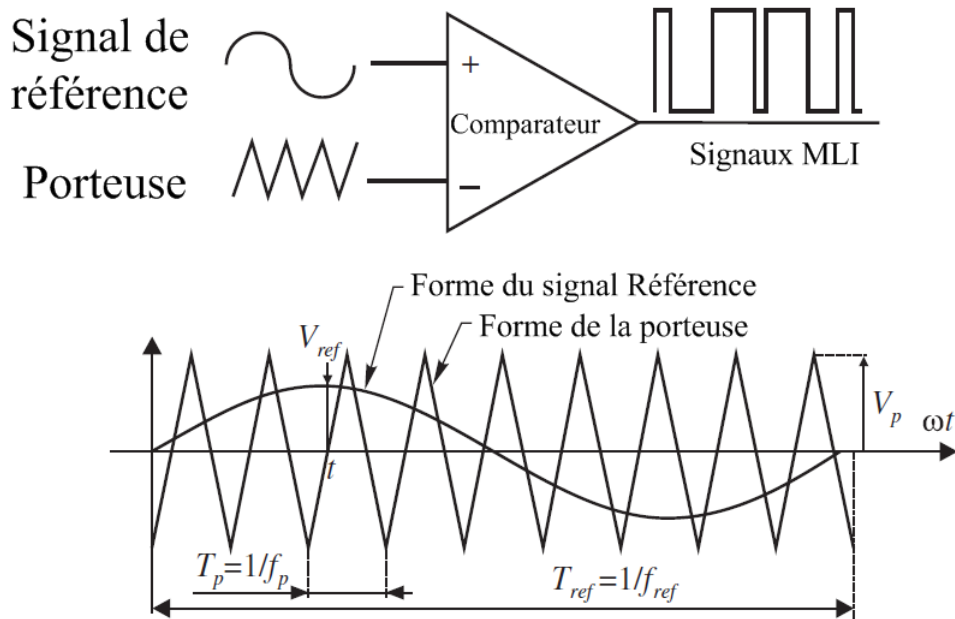


FIGURE 1.30 – Principe de base de la technique MLI avec les formes d'ondes Référence/Porteuse.

- *MLI sinusoïdale de porteuse décalée en niveau (Level-shifted PWM)* : elle est basée sur les décalages d'amplitude entre les porteuses tans que chaque porteuse est associée à un niveau spécifique de tension. La différence du niveau produise des période de commutation inégales. Les porteuses peuvent être disposées en vertical dans trois cas : (a) avec tous les signaux en phase, dite disposition de phase (PD-PWM); (b) avec toutes les porteuses positives en phase alors que les porteuses négatives en opposition de phase, dite disposition en opposition de phase (POD-PWM); (c) avec la disposition en opposition de phase alternée (APOD-PWM) par le basculement de phase entre les porteuses adjacentes.
- *Modulation vectorielle (Space Vector Modulation - SVM)* : Cette méthode utilise la représentation vectorielle des grandeurs triphasées à l'aide des transformations de Park et Clarke. Elle est bein adaptée à la mise en œuvre numérique et offre plus de niveaux que de nombre des switches dont dispose le convertisseur.

Commutation basse fréquence

- *Élimination sélective des harmoniques (SHE)* : Dans cette méthode, les angles de commutation sont prédéfinis et pré-calculés pour éliminer les harmoniques d'ordre inférieur indésirables (d'ordre 3ème à 7ème). Avec un nombre élevé de sous-modules, elle nécessite une grande mémoire côté contrôleur numérique.
- *Contrôle niveau le plus proche (Nearest Level Control - NLC)* : Également connu sous le nom de méthode ronde, elle rapproche la tension alternative souhaitée du niveau de tension disponible le plus proche du convertisseur. Le calcul n'est pas complexe et le contrôleur ne prend qu'une décision ON/OFF pour commuter les

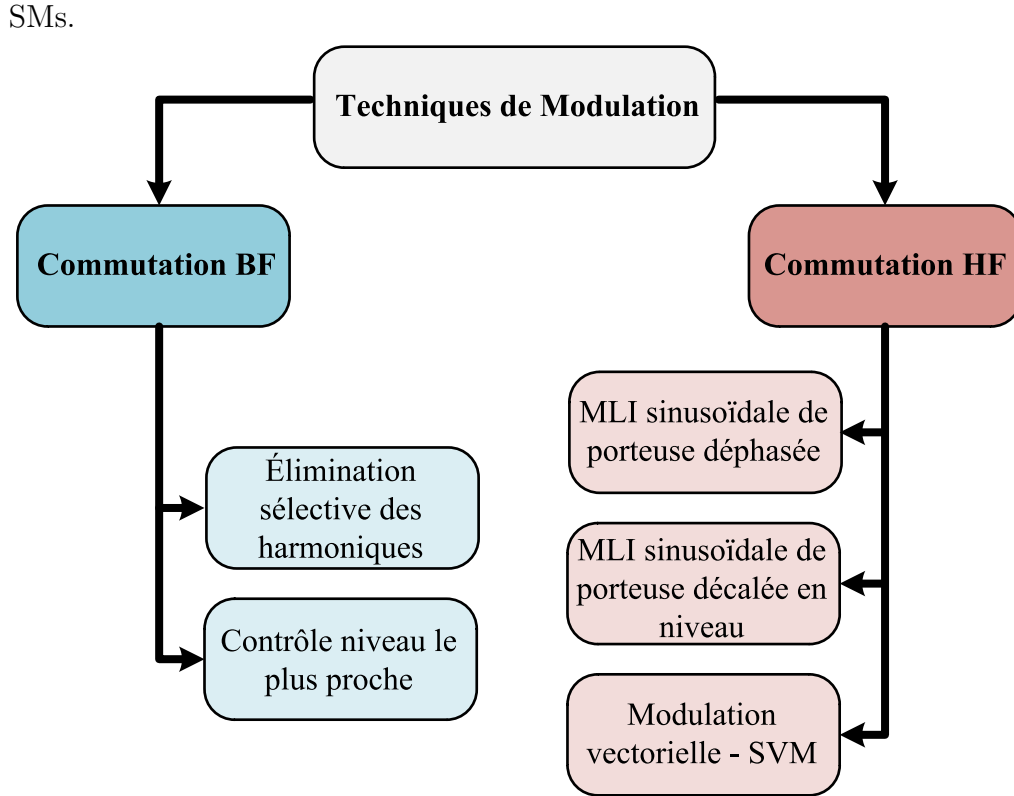


FIGURE 1.31 – Les techniques de modulation pour les convertisseurs multiniveaux.

1.5.4 Fonctionnement d'un système VSC

La capacité à fonctionner en mode redresseur ou onduleur permet au VSC le fonctionnement à 4-quadrants dans le diagramme P-Q [52]. En outre, l'amplitude et l'angle de phase de la tension générée par le convertisseur sont contrôlés par le VSC, cela donne la possibilité de contrôler la puissance active et réactive individuellement. La figure 1.32 montre un schéma unifilaire d'un VSC connecté au réseau et les 4-quadrants de fonctionnement. La puissance active P_{conv} et réactive Q_{conv} échangées entre le VSC et le réseau sont données par :

$$P_{conv} = \frac{U_{conv} \cdot U_L}{X_{conv}} \cdot \sin \delta \quad (1.8)$$

$$Q_{conv} = \frac{U_L^2}{X_{conv}} - \frac{U_{conv} \cdot U_L}{X_{conv}} \cdot \cos \delta \quad (1.9)$$

où U_{conv} est la tension de sortie du VSC, U_L est la tension du réseau, X_{conv} est la réactance du convertisseur qui comprend la réactance du transformateur et la réactance de phase et δ est le déphasage entre les deux tensions U_{conv} et U_L . D'après les équations 1.8 et 1.9, il est évident que les puissances active et réactive échangées dépendent des variables U_{conv} et δ qui sont contrôlées indépendamment par le VSC.

D'après la figure 1.32.(b), l'angle de phase δ décide le sens du flux de la puissance et l'opération du VSC en redresseur ou en onduleur. Par exemple, si la tension U_{conv} est en

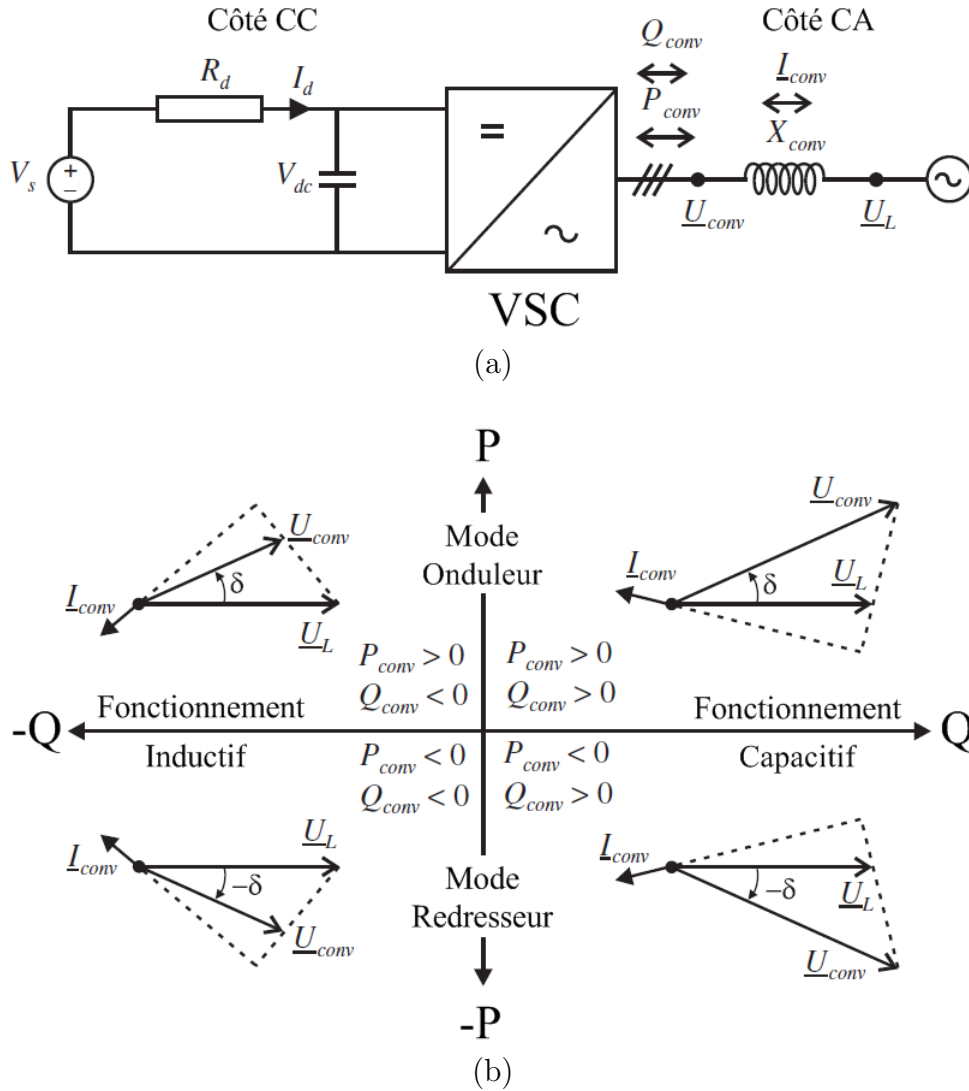


FIGURE 1.32 – Contrôle de la puissance active et réactive dans le VSC (a) schéma unifilaire d'un VSC connecté au réseau (b) 4-quadrants de fonctionnement dans le diagramme P-Q.

avance par rapport à la tension U_L , ce qui signifie que le VSC fonctionne en onduleur et injecte la puissance active dans le réseau ($P_{conv} > 0$). Au contraire, si la tension U_{conv} est en retard par rapport à la tension U_L , ce qui explique le fonctionnement en mode redresseur en absorbant de la puissance active du réseau ($P_{conv} < 0$). La différence en amplitude entre les tensions U_{conv} et U_L détermine le fonctionnement capacitif ou inductif, c-à-d, dans le cas capacitif, l'amplitude de la tension U_{conv} est supérieure à la tension U_L ($Q_{conv} > 0$), alors que dans le cas inductif, c'est l'inverse où la tension U_{conv} est inférieure à la tension U_L en amplitude ($Q_{conv} < 0$).

1.6 Comparaison entre les systèmes CSC et VSC

Malgré la technologie CSC domine actuellement le marché mondial, la tendance de la part de VSC augmente encore à mesure que la technologie progresse avec un coût raisonnable. Le tableau récapitulatif 1.2 donne une comparaison entre les deux systèmes CSC et VSC utilisés dans le transport HVDC.

TABLEAU 1.2 – Comparaison entre les systèmes CSC et VSC.

La caractéristique	CSC	VSC
Principe de commutation	Commutation à partir de tension alternative de réseau et basée sur les thyristors	Auto-commutation basée sur les IGBTs
Dépendance à une source de tension alternative	Dépendent et obligatoire	Indépendant
Compensation ou génération de la puissance réactive	Nécessaire pour des raisons d'opération et de sécurité et représente environ 50% de la puissance active	Il absorbe et génère de la puissance réactive et peut fonctionner comme STATCOM
Niveau de court-circuit pour la stabilité	Nécessite un réseau fort et un $SCR > 2$	Aucune exigence ou SCR n'est pas requise
Harmoniques et filtrage	Nécessaire côté alternatif et continu	Les filtres ne peuvent pas être nécessaires
Surtensions au réseau	Les surtensions peuvent également apparaître	Les surtensions ne doivent pas se produire
Robustesse contre les défauts	Peut affecter la commutation et l'opération de la liaison	N'affecte pas l'opération de la liaison

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé un état de l'art sur les systèmes HVDC. Grâce à l'évolution rapide des dispositifs à semi-conducteurs, des topologies avancées de convertisseurs rendras les systèmes HVDC plus attractifs, fiables, flexibles et compétitifs dans le plan de développement et d'extension des réseaux électriques. Qu'il s'agisse de courant alternatif ou continu, le choix de la technologie du transport d'énergie est toujours évalué techniquement et économiquement. Dans ce contexte, nous avons pu mettre en évidence les applications et les avantages du transport en haute tension à courant continu par rapport au courant alternatif. Ainsi, nous avons présenté les deux paradigmes du systèmes HVDC ; les convertisseurs source de courant (CSC) et les convertisseurs source de tension (VSC), en mettant l'accent sur leurs composants principaux, leurs principe de fonction-

nement et leurs contrôle et protection. Cependant, chaque technologie a ses avantages et ses inconvénients.

Chapitre 2

Impact des liaisons HVDC

Euro-Maghrébines sur le système électrique algérien : cas Algérie-Italie

2.1 Introduction

La transition énergétique vers un système basé sur les énergies renouvelables est considéré parmi les solutions prometteuses pour répondre aux défis du développement durable [58]. Des défis comme le changement climatique, la sécheresse, le stress hydraulique, une demande d'électricité en croissance accrue exercent des pressions sur les pays des deux rives de la Méditerranée, notamment, la région MENA (Moyen-Orient et Afrique du Nord) [59]. En outre, sur le plan économique, l'engagement dans des projets d'investissement colossal comme la construction des centrales électriques nécessite une étude financière approfondie qui prend en compte les retombées sur le développement industriel et social [60]. À ce sujet, les pays du bassin méditerranéen ont décidés d'adopter une stratégie basée sur l'introduction des ENR dans leur mix énergétique. En fait, le gaz naturel et le pétrole sont les sources d'origine fossile le plus utilisés dans l'approvisionnement énergétique de la région MENA [61].

L'intégration des énergies renouvelables au système électrique permet de conserver les ressources d'origine fossile et s'affranchir de leurs dépendances. Vue au gisement considérable dont possède la région MENA, principalement, en énergie solaire, des pays comme l'Algérie a déjà lancé un programme ambitieux sur le moyen et long terme pour faire face aux besoins du marché national et international [62, 63].

À cet égard, plusieurs initiatives visant au développement et renforcement des interconnexions électrique entre les deux rives de la Méditerranée sont proposées et lancées, menées par l'Union européenne [64, 65]. Parmi les différentes sections de ce projet géant, les liaisons transfrontalières entre les pays maghrébins (l'Algérie, le Maroc, la Tunisie et la Libye) et les deux pays européens l'Italie et l'Espagne prennent une considération prioritaire à cause de l'approche géographique [66].

En dépit de cette proche entre ces pays concernés, l'interconnexion directe à courant alternatif en traversant la mer Méditerranée pratiquement impossible avec des longueur de câble sous-marin supérieure à 50 km. Cependant, le transport en haute tension à courant continu (HVDC) est le seul moyen pour ces liaisons sous-marines [67]. Ces dernières peuvent être conçues selon l'un des deux paradigmes du système HVDC ; les convertisseurs source de courant (CSC-HVDC) et les convertisseurs source de tension (VSC-HVDC). Chaque type a ses avantages, ses inconvénients et ses conditions spécifiques d'application [68, 69].

La défaillance suite à un incident ou le mettre hors-service d'un élément du réseau électrique peut entraîner un impact indésirable sur les autres éléments opérationnels. Les violations de tension et les surcharges des équipements sont les principaux signes apparus après la perte d'un générateur synchrone, d'une ligne ou d'un transformateur [70]. Par conséquent, l'analyse de contingence permet d'évaluer le comportement du système électrique, de détecter les éléments affectés en cas de surcharge et de violation et prédire les

différentes variables comme les tensions de nœuds et les transits sur les lignes du transport en cas de perturbation. Par ailleurs, cet outil est considéré primordial pour les concepteurs et les opérateurs du réseau électrique durant l'étude de sûreté et la planification du système électrique [71].

Vue à la situation actuelle et aux perspectives envisagées pour une intégration prometteuse des systèmes électriques méditerranéens, une étude sur l'impact des interconnexions HVDC euro-maghrébines en provenance de l'Italie sur le réseau électrique algérien est présentée. Sur la base de la variante optimisée de la référence [72] et modifiée par l'association MED-TSO [65], la liaison adoptée pour cette étude prend le nœud 400kV de Cheffia en Algérie et le nœud 380kV de Selargius en Sardaigne comme des postes terminaux.

Dans ce contexte, un modèle sous l'environnement du logiciel PowerWorld Simulator a été créé; ce dernier représente les réseaux électriques algérien 400kV et sarde 380kV. Par la suite, un ensemble de cas a bien établi en fonction de la puissance DC (1000/2000MW), du type convertisseur (CSC/VSC), de différents points de raccordement et du sens d'échange (import/export). Par conséquent, une étude d'écoulement de puissance est appliquée sur les différentes variantes formées par l'ensemble de cas. Finalement, afin d'évaluer la sécurité des deux systèmes électriques concernés et interconnectés par une liaison HVDC, une analyse de contingence basée sur le critère (N - 1) est effectuée en détectant les surcharges et les violations de tension.

2.2 Description du système électrique algérien

Depuis sa création, la société nationale de l'électricité et du gaz (Sonelgaz) reste le fournisseur exclusif de l'électricité et le premier distributeur du gaz en Algérie. Elle est un groupe industriel qui joue un rôle important dans le développement socio-économique et occupe une position privilégiée dans l'économie du pays. Grâce au programme d'investissement ambitieux et les chantiers colossaux réalisés, le groupe Sonelgaz atteint un taux d'électrification de 98% et un taux de pénétration du gaz naturel de 65% en 2022 dont près de 11 millions de clients en électricité et 7 millions en gaz ont été enregistrés [73].

Aujourd'hui, le système électrique en Algérie est considéré parmi les systèmes les plus évolués dans la région MENA ayant une capacité installée de 24246 MW et production d'électricité de 84.3 TWh à la fin de 2021 [58]. Une croissance continue en termes de la puissance maximale appelée et la production électrique, soit une hausse moyenne de 10% par année.

2.2.1 Demande d'électricité en termes de puissance et énergie

La demande électrique a connu une évolution importante, soit un taux de croissance d'environ 10% par an. En effet, la puissance maximale appelée (PMA) est toujours enregistrée durant la période estivale de chaque année suite à la température moyenne qui dépasse parfois la normale saisonnière. Aussi, les incendies de forêt touchant le nord du pays se répercutent par une hausse de la demande électrique et mettent la sécurité du réseau en danger. En 2022, la PMA a atteint 16822 MW sur le réseau interconnecté national (RIN) le 14 Août à 15h00 en pointe jour, soit une évolution de 3.7% par rapport à la PMA réalisée en 2021, qui était de l'ordre de 16224 MW [74]. Concernant le pôle In Salah-Adrar-Timimoun (P.I.A.T réseau non interconnecté avec réseau RIN), la PMA asynchrone a été de 395 MW enregistrée le 05 Août 2022 à 16h15.

La figure 2.1 représente l'évolution de la PMA des deux réseaux RIN et PIAT entre 2010 et 2022 avec la température max de chaque année (les mesures de la température concernent la capitale Alger [75]). Il convient de noter une utilisation dense des appareils de climatisation suite à un été caniculaire depuis 2014. Par conséquent, cette situation se traduit en augmentation de la consommation maximale journalière de l'été et le passage de la pointe soir vers la pointe matin.

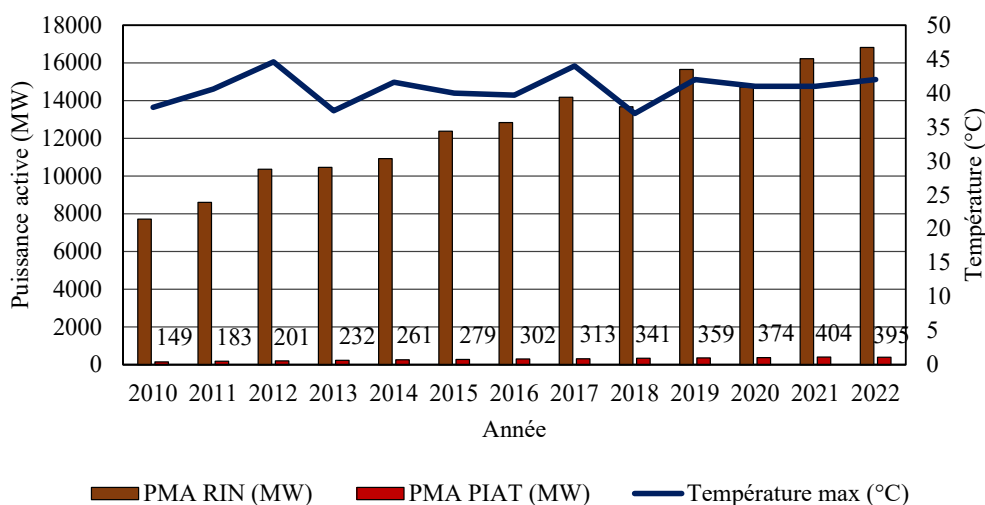


FIGURE 2.1 – Évolution de la puissance maximale appelée sur le réseau électrique algérien entre 2010 et 2022.

En revanche, la pandémie du COVID-19 a impacté le comportement de la demande électrique. Dû au confinement adopté par les autorités algériennes pour lutter contre la propagation du COVID-19, la consommation d'électricité aux secteurs d'activité économique en 2020 a reculé de 928.4 GWh par rapport à 2019 malgré l'augmentation des clients raccordés à la basse tension. Ainsi, le secteur du transport raccordé à la haute tension a connu une baisse de 31% passant de 263.5 GWh à 162.4 GWh [76].

Selon le niveau de tension appliqué en Algérie, le classement de différents clients se décomposant comme suit :

- Client Basse tension (≤ 1 kV) : contient les maisons, les bâtiments, les petits ateliers, les hôtels,...
- Client Moyenne tension (60 - 1 kV) : contient les zones industrielles, les cimenteries,...
- Client Haute tension (400 - 60 kV) : contient les secteurs des eaux, du transport, de sidérurgie et métallique et du matériels de construction.

Les clients BT occupe toujours plus de la moitié dans la répartition des ventes d'électricité. La figure 2.2 illustre la répartition par secteur de la consommation électrique de chaque client pour les années 2017 et 2020.

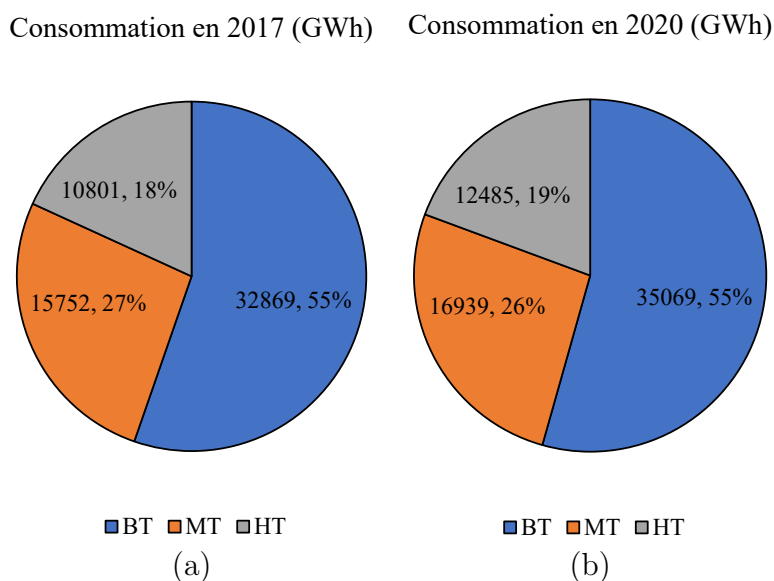


FIGURE 2.2 – La répartition des ventes d'électricité selon le niveau de tension (a) consommation en 2017 (b) consommation en 2020.

2.2.2 Parc de production

La puissance installée du parc de production en Algérie est passée de 20963 MW en 2019 à 24561 MW en 2022, soit une augmentation de 17% dont plus de 18 GW assurée par la société SPE [77] et le reste assuré par des sociétés en partenariat avec Sonelgaz. Actuellement, les énergies d'origine fossile tel que le gaz naturel dominent le mix énergétique dont plus de 98% de production était générée par des centrales thermiques basés sur les turbines à gaz fonctionnant en cycle simple ou combiné, tandis que les énergies d'origine renouvelable représentaient d'environ 2%. La figure 2.3.(a) représente la contribution de chaque producteur dans le parc de production en 2022. En effet, la part des centrales à cycle combiné est significative et dominante avec 54.7% du mix énergétique comme le montre la figure 2.3.(b) [78].

À la faveur d'une puissance installée de 24 GW, la couverture d'alimentation électrique

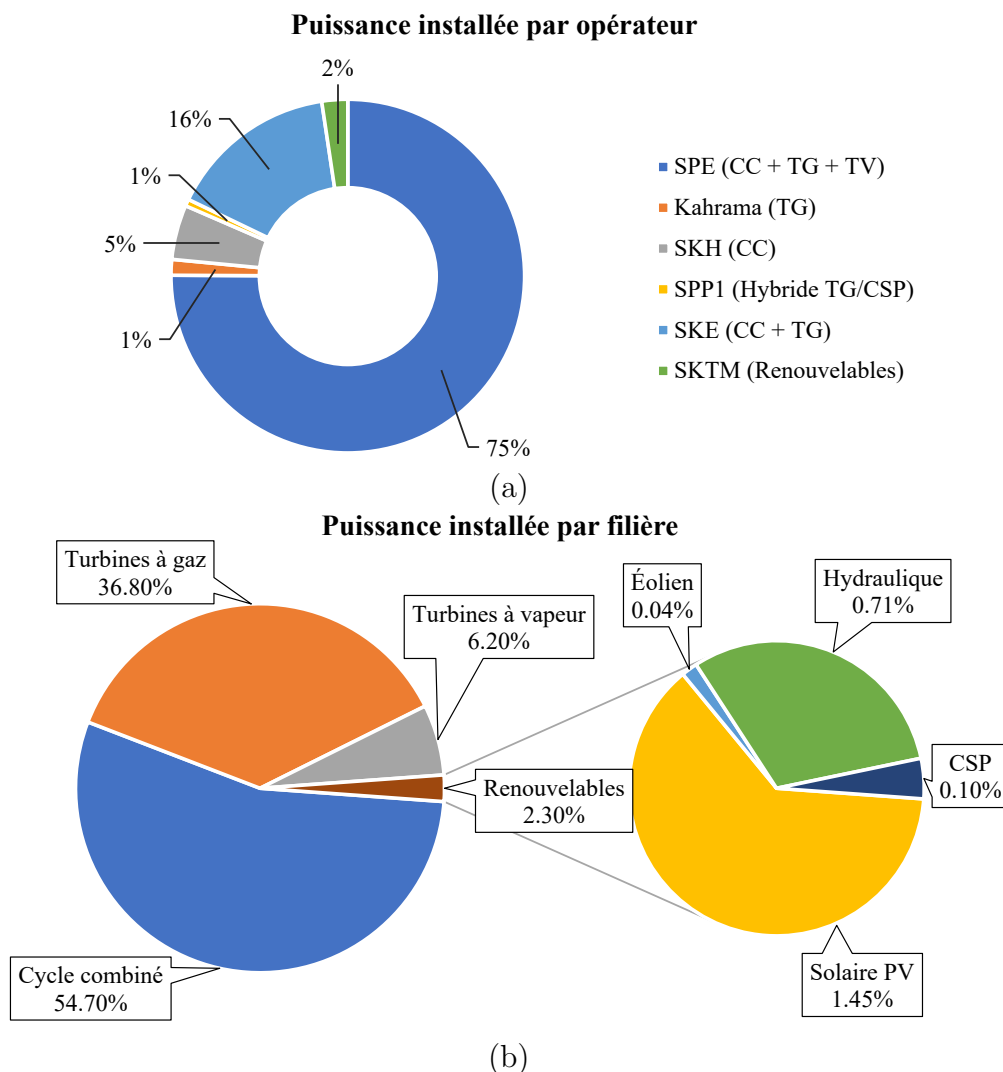


FIGURE 2.3 – La répartition du mix énergétique de 2022 en Algérie (a) par opérateur (b) par filière.

a été garantie et l'Algérie sera un pays exportateur. La production d'électricité a atteint 84.3 TWh en 2021 contre 79.2 TWh en 2020, soit une hausse de 6.4%. Avec un taux de croissance annuel de 5.2%, à l'horizon 2030, la production d'énergie électrique prévue est de 130 TWh et la figure 2.4 illustre la production enregistrée entre 2011 et 2021 et la production prévue jusqu'à 2030.

2.2.3 Réseau de transport 220 et 400 kV

Le réseau national de transport en Algérie s'étend sur 33522 km de longueur, dont 5731 km en 400 kV à fin 2021 passant 29233 km réalisée en 2017. En outre, le nombre de postes a connu une augmentation passant de 321 postes en 2016 à 387 postes (dont 26 postes en 400 kV) avec une puissance de transformation globale de 69898 MVA à fin 2021 selon la société GRTE qui est chargée d'exploiter, de maintenir et de développer le

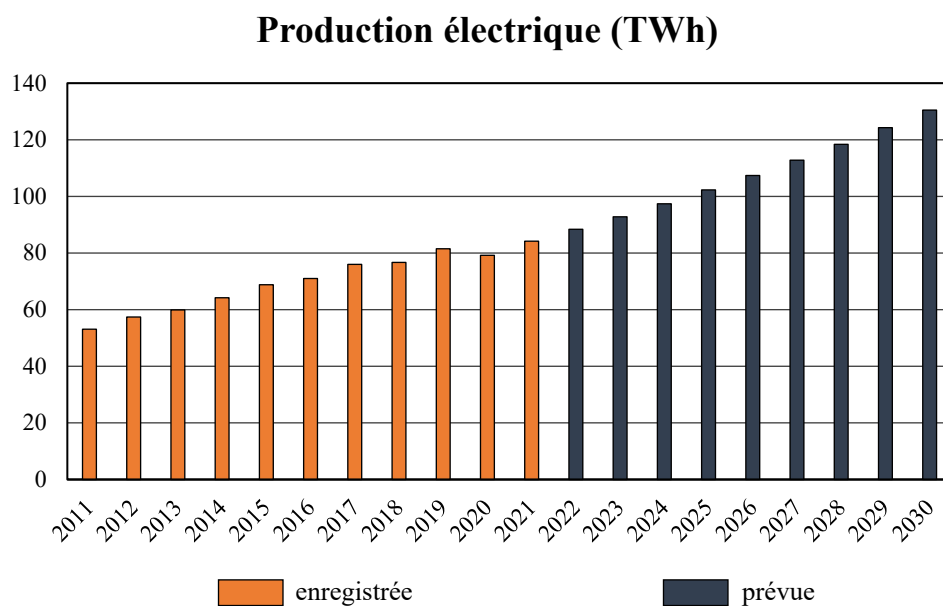


FIGURE 2.4 – Évolution de la production d'énergie électrique en Algérie.

réseau de transport [79].

Le réseau du transport dispose également d'un réseau de fibre optique de 22046 km dédié à la télécommunication et la conduite du réseau électrique. Les niveaux de tension appliqués en Algérie sont 400, 220, 150, 90 et 60 kV assurant l'évacuation de la production des grandes centrales électriques et l'alimentation des réseaux de distribution MT/BT et les clients industriels HT.

Sur le plan de développement, le réseau du transport atteindra une longueur totale de 52200 km dont 9800 km en 400 kV pour une puissance de 107 GVA et prendra la structure prévisionnelle à l'horizon 2030 comme le montre la figure 2.5 avec l'interconnexion du réseau isolé P.A.I.T au Réseau Interconnecté Nord (R.I.N) en vue de l'intégration massive des énergies renouvelables.

2.2.4 Échanges internationaux

Le réseau électrique algérien est interconnecté avec la Tunisie à l'est et avec le Maroc à l'ouest, les réseaux de trois pays voisins forment le réseau maghrébin. Ces liaisons sont les résultats de la coopération électrique entre les états du Maghreb sous la création du comité maghrébin de l'électricité (Comelec) où leurs missions peuvent se résumer comme suit :

- le renforcement de la sécurité des réseaux par un secours mutuel.
- l'amélioration de la sécurité d'approvisionnement en profitant de la réserve tournante et du décalage horaire des pointes de consommation.
- le développement des infrastructures pour augmenter la capacité d'échange et la communication entre les gestionnaires de réseaux.

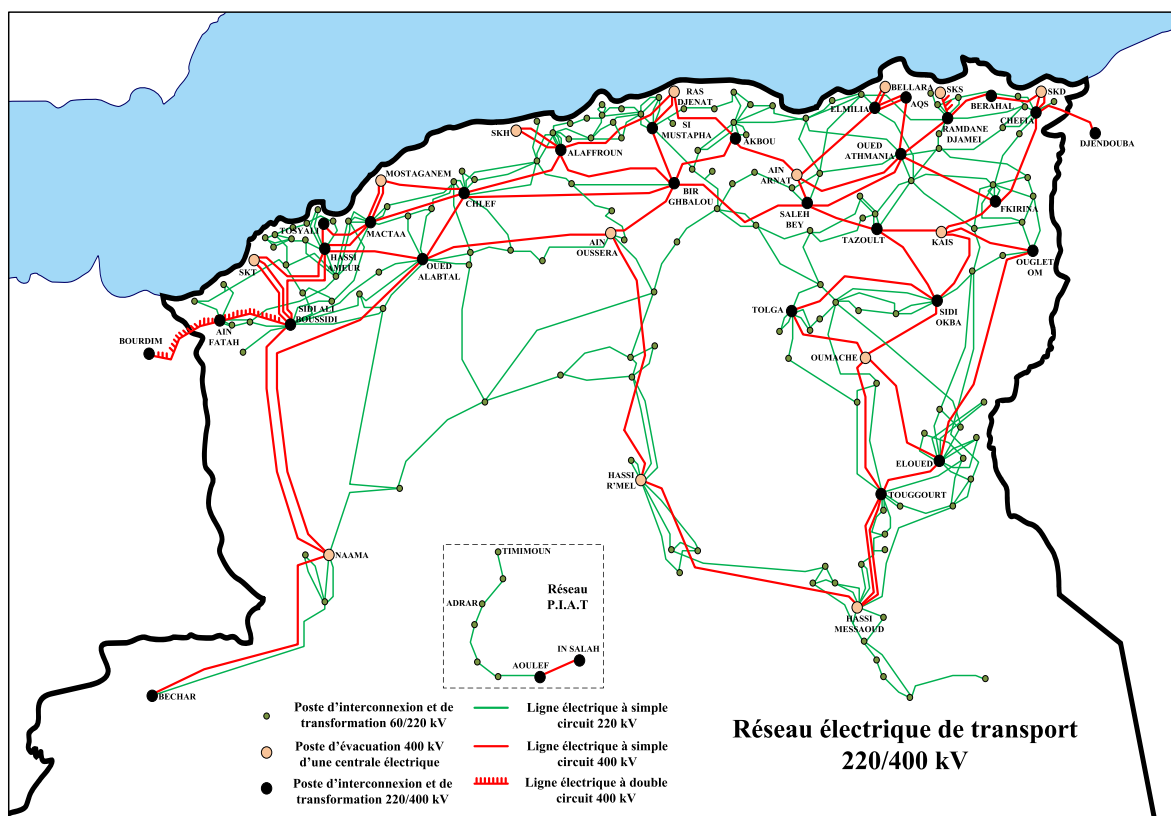


FIGURE 2.5 – Réseau électrique du transport 220 et 400 kV en Algérie à l’horizon 2030 [80].

- l’harmonisation des règles d’exploitation des cadres réglementaires et des politiques pour un marché encourageant au développement maghrébin.

En fait, le réseau maghrébin interconnecté est synchronisé au réseau européen par deux câbles sous-marins 400 kV en courant alternatif reliant le poste Fardioua (Maroc) à Tarifa (Espagne), mises en service respectivement en 1997 et en 2006. Les interconnexions électriques existantes avec les réseaux tunisien et marocain constituées de 9 lignes au total dont la figure 2.6 montre ces lignes d’interconnexion et le tableau 2.1 résume leurs caractéristiques.

Malgré le renforcement des interconnexions maghrébines en termes de puissance et capacité (à titre d’exemple l’une des lignes 400 kV permettant le transit de 1200 MW de puissance), l’exploitation de ces liaisons reste limitée et sous-utilisée en empêchant tout échange important entre les pays voisins [81]. Le niveau faible des échanges est dû au seuil de réglage à 300 MW sur ces interconnexions, par conséquent, les protections wattmétriques posent la remise en cause du principe de mutualisation et causent des obstructions pour un marché maghrébin prometteur. Le tableau 2.2 représente les échanges réalisés en émission et en réception entre l’Algérie, le Maroc et la Tunisie [82].

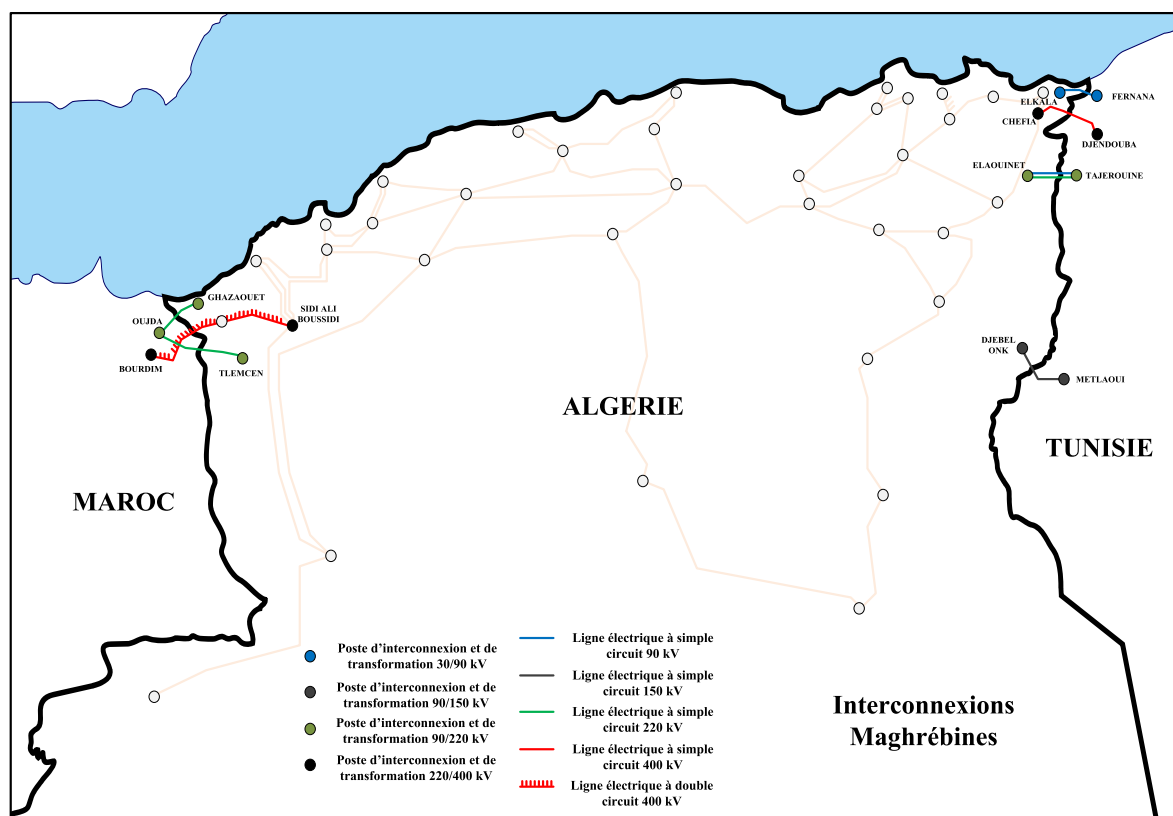


FIGURE 2.6 – Interconnexions électriques existantes entre l'Algérie, le Maroc et la Tunisie.

2.2.5 Programme national des ENR

Comme de nombreux pays qui ont exprimé leur volonté d'adopter la stratégie des énergies renouvelables (ENR), l'Algérie a été pionnière dans le développement et l'intégration de ENR au mix énergétique afin de réduire sa dépendance aux combustibles fossiles et la pollution liée à l'émission du CO₂. Le gouvernement algérien a lancé en 2011 son programme national actualisé pour atteindre l'objectif de produire 22000 MW d'origine renouvelable à l'horizon 2030 en basant sur le solaire photovoltaïque, dont 10000 MW destinés à l'exportation. Le déroulement de ce programme est divisé en deux phases réparties par filière comme l'indique le tableau 2.3 [83, 84].

Vue à sa position géographique privilégiée, la quasi-totalité du territoire algérien possède un potentiel important d'ensoleillement et une durée d'insolation qui varie entre 2000 à 3900 heures annuellement. En outre, le grand désert (Sahara) occupe 86% de la superficie du pays donnant une irradiation moyenne de 6.5 kWh par m² dont la figure 2.7 illustre l'irradiation globale en Algérie. Le tableau 2.4 montre le potentiel solaire annuel dans les régions côtière, hauts plateaux et Sahara [62, 85].

La figure 2.8 illustre un atlas éolien rétablie par l'office national de la météorologie indiquant la vitesse moyenne annuelle du vent à 50 m de hauteur entre 2001 et 2010. Il est évident que le Sud contient des zones dans le Sud-Est où la vitesse du vent dépasse les 7 m/s notamment à Adrar, In Salah et Tindouf, alors dans la région de Tamanrasset

TABLEAU 2.1 – Interconnexions électriques du réseau algérien aux réseaux tunisien et marocain.

	Postes	Année de mise en service	Tension (kV)	Capacité de transit (MW)	Technologie
Algérie - Tunisie	Djebel Onk à Metlaoui	1953	150	500	Ligne aérienne à courant alternatif
	El Aouinet à Tajerouine	1980	220	640	Ligne aérienne à courant alternatif
	El Aouinet à Tajerouine	1984	90	380	Ligne aérienne à courant alternatif
	El Kala à Fernana	1995	90	500	Ligne aérienne à courant alternatif
	Cheffia à Jendouba	2014	400	1200	Ligne aérienne à courant alternatif
Algérie - Maroc	Ghazaouet à Oudja	1988	220	640	Ligne aérienne à courant alternatif
	Tlemcen à Oudja	1992	220	640	Ligne aérienne à courant alternatif
	SA Boussidi à Bourdim	2009	400	2 x 1200	2 lignes aériennes à courant alternatif

TABLEAU 2.2 – Échanges physiques avec les réseaux tunisien et marocain.

Pays voisin	Échange (GWh)	2017	2018	2019	2020	2021
Tunisie	Émission	449	371	471	369	1330
	Réception	412	345	336	319	241
Maroc	Émission	430	225	201	204	198
	Réception	124	160	194	192	137

peut atteindre 8 m/s. En revanche, l'accès aux endroits désertiques, l'extrême conditions climatiques telles que la températures élevée, le vent de sable sont des facteurs qui posent des défis au transport, à l'installation et à la mise en œuvre des installations éoliennes [62, 85].

En dépit de 103 barrages installés sur un relief montagneux formé par deux chaînes de l'Atlas Tellien et l'Atlas Saharien et de 65 Milliard de mètres cubes estimés par an de

TABEAU 2.3 – Programme national des ENR d'ici 2030 en Algérie.

Filière	Première phase 2015-2020	Seconde phase 2020-2030	Total
Photovoltaïque	3000	10575	13575
Éolien	1010	4000	5010
CSP	-	2000	2000
Cogénération	150	250	400
Biomasse	360	640	1000
Géothermie	5	10	15
Total (MW)	4525	17475	22000

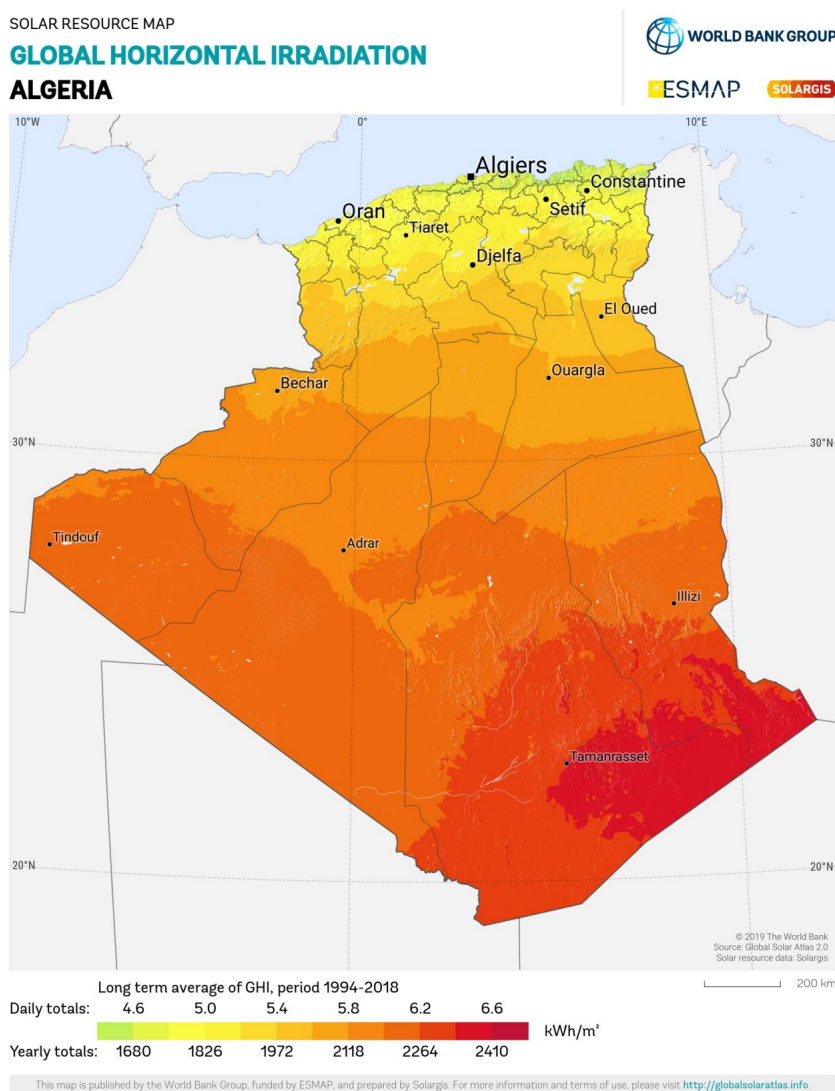


FIGURE 2.7 – L'irradiation horizontale globale en Algérie [86].

pluviométrie moyenne, l'Algérie vit une crise de pénurie d'eau. Par conséquent, le potentiel hydroélectrique n'est pas vraiment fiable et prometteur. Actuellement, la puissance installée d'origine hydraulique est de 313 MW répartie sur 13 sites [63]. En 2021, l'énergie produite par cette filière est de 9 GWh contre 117 GWh réalisée en 2018, une production

TABLEAU 2.4 – Potentiel solaire annuel en Algérie.

Région	Superficie (%)	Durée moyenne d'ensoleillement (heures/an)	Énergie moyenne reçue (kWh/m ² /an)
Côtière	4	2650	1700
Hauts plateaux	10	3000	1900
Sahara	86	3500	2650

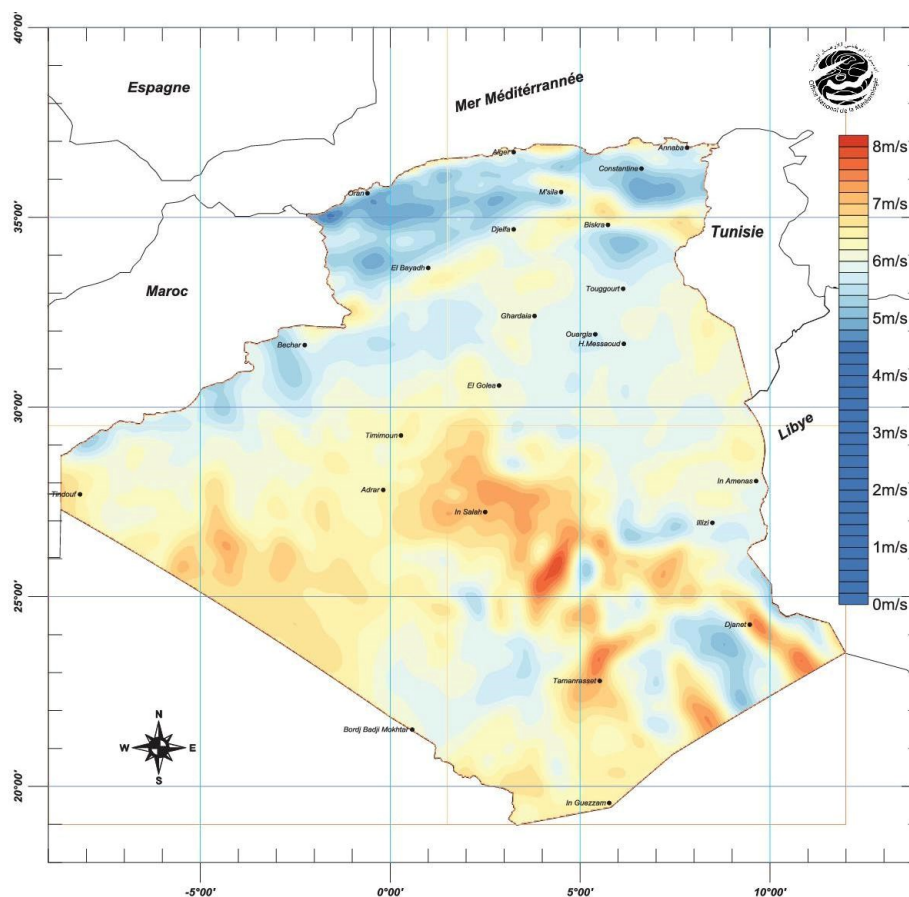


FIGURE 2.8 – Carte du vent annuel moyen à 50 m de hauteur.

qui fut et a mesurée limitée et diminuée [87].

L'Algérie dispose également d'un potentiel géothermique représenté en plus de 204 sources chaudes et situées sur le long de la partie Nord, ayant des températures peuvent atteindre 118 °C, notamment à Biskra et Guelma. Concernant la section de bioénergie, les déchets ménagers et industriels sont considérés les sources bioénergétiques, un potentiel diversifié permettant de produire plus de 1900 GWh. Il y a lieu de noter que les grandes villes (Alger, Oran, Sétif,...) ont un taux élevé en terme de déchets valorisables en énergie et peuvent développer de 168 millions m³ de biogaz [85].

Le programme national d'énergies renouvelables et d'efficacité énergétique a été lancé en 2011 par une phase pilote qui connut la réalisation d'une ferme éolienne à Kabertène

(Adrar) de puissance globale de 10.2 MW, constituée de 12 éoliennes (0.85 MW chacune). De plus, la première centrale PV pilote à Oued N'chou (Ghardaia) de puissance totale de 1.1 MWc contenait 4 technologies des panneaux PV (Mono-cristallin, poly-cristallin, amorphe et couche mince CdTe) [63].

La mise en service de ces sites était en juillet 2014 et pour objectif d'évaluer la performance réalisée par chaque technologie sous plusieurs contraintes techniques et climatiques comme la chaleur, la poussière et le vent de sable. Depuis 2015, plusieurs centrales PV ont réalisées par la société SKTM (société filiale Sonelgaz spécialisée aux ENR) sur des sites du grand sud et des hauts plateaux atteignant une puissance installée crête de 343 MWc dont le tableau 2.5 résume ces centrales PV raccordées aux différents points du réseau national (interconnecté et isolé) [63].

TABLEAU 2.5 – Les centrales solaires PV réalisées en Algérie.

Réseau	Centrale PV	Puissance installée (MWc)
Réseau Interconnecté Nord (RIN)	Sedret Leghzel (Naâma)	20
	Oued El Kebrit (Souk Ahras)	15
	Ain Skhouna (Saida)	30
	Ain El Bel (Djelfa) 1 et 2	53
	Lekhneg (Laghout) 1 et 2	60
	Telagh (Sidi Belabbes)	12
	Labioudh Sidi Chikh (Elbayadh)	23
	El Hdjira (Ouargla)	30
	Ain Elmelh (M'Sila)	20
	Oued Elma (Batna)	2
Pôle In Salah Adrar Timimoun (PIAT)	Adrar	20
	Kabertène	3
	In Salah	5
	Timimoune	9
	Regguen	5
	Zaouiat Kounta	6
Réseau Isolé Sud (RIS)	Aoulef	5
	Tamanrasset	13
	Djanet	3
	Tindouf	9
Total (MWc)	343	

2.3 Description du système électrique italien et l'île de Sardaigne

En Italie, le propriétaire du réseau de transport d'électricité à haute et très haute tension est le groupe Terna. Il est considéré le plus grand gestionnaire du réseau de transport indépendant en Europe et le sixième sur l'échelle mondial en vue de sa longueur ;

une longueur de 74855 km reliant 896 postes électriques et gérée par 4 centres de conduite. Toutes les données et les statistiques reportées dans cette section sont basées sur les rapports mensuels, annuels et les bilans d'opération fournis par le site officiel du groupe Terna [88].

2.3.1 Demande et production d'électricité

L'importation de l'énergie électrique en Italie représente plus de 10% sur la consommation totale d'électricité, par exemple en 2021, sur 318.075 TWh de consommation cumulée enregistrée, 275.282 TWh (86.54 %) étaient produits localement et 42.793 (13.46 %) étaient importés à partir des pays voisins. Durant la dernière décennie, la demande d'électricité est restée assez stable autour d'une valeur moyenne de 319 TWh par an et la figure 2.9 montre l'évolution de la consommation électrique en Italie entre 2010 et 2021 [89].

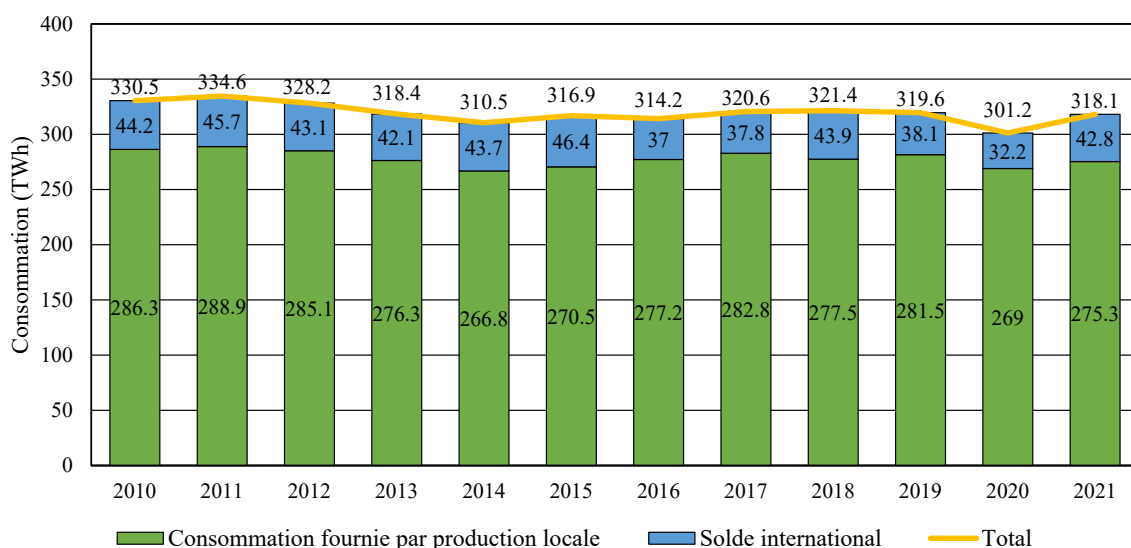


FIGURE 2.9 – Évolution de la consommation électrique en Italie entre 2010 et 2021.

Les activités nationales du réseau électrique italien sont assurées à travers huit régions de transport d'électricité : Turin, Milan, Venise, Florence, Rome, Naples, Palerme et Cagliari ; la dernière région est la responsable de réseau électrique de l'île de Sardaigne. Contrairement aux réseaux des autres régions, le réseau électrique sarde se caractérise par un solde d'échanges électriques complètement exportateur. À la fin de 2021, 511 GWh étaient exportés vers la péninsule italienne (les régions de Rome et de Florence) et la Corse (France) contre 1 GWh importé, alors, les besoins propres de l'île sont de 9072 GWh. La figure 2.10 représente l'évolution de la consommation électrique de la Sardaigne et les échanges effectués entre 2015 et 2021 [89].

En 2021, la puissance maximale appelée (PMA) pendant la période estivale était inférieure légèrement de 0.8% à celle enregistrée en 2020, atteignant un pic de 55016

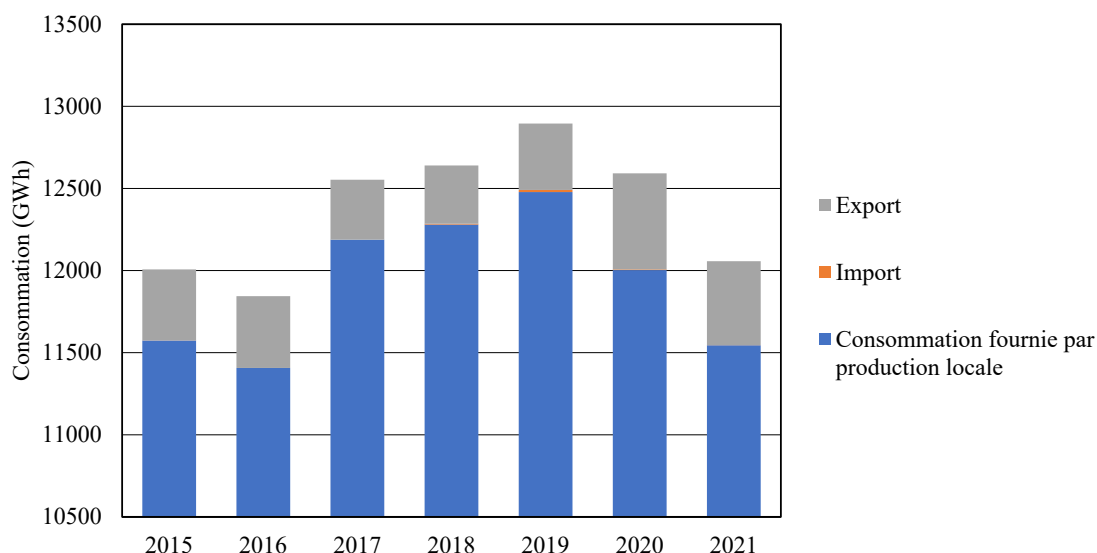


FIGURE 2.10 – Évolution de la consommation électrique en Sardaigne et les échanges effectués entre 2015 et 2021.

MW sur le réseau italien entre 15h00 et 16h00 du 08 Juillet et sa évolution est montrée sur la figure 2.11 [89]. En fait, le pic de consommation le plus élevé connu par l'Italie était 60.4 GW enregistré le 21 Juillet 2015. Concernant le réseau électrique sarde, sa PMA varie entre 1700 et 1900 MW [90].

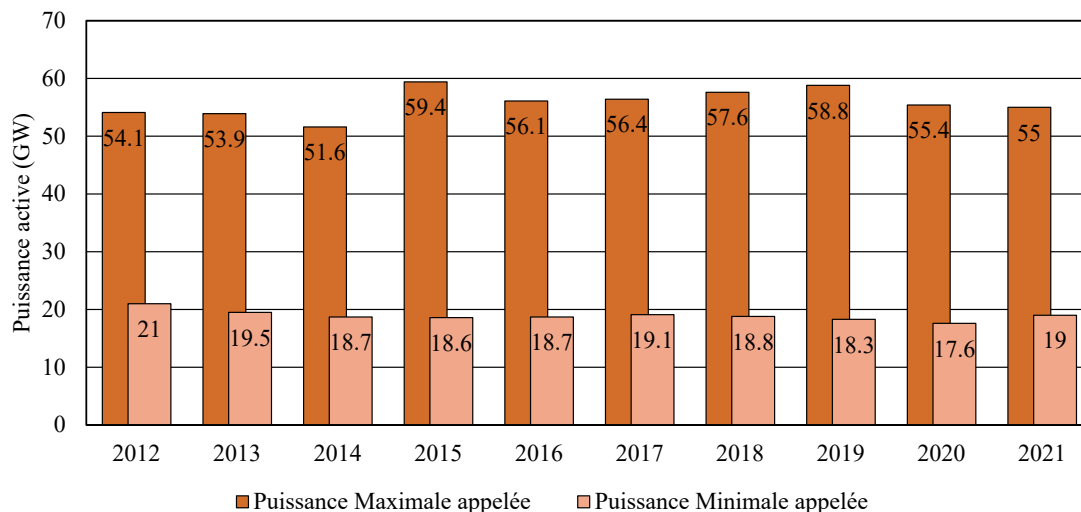


FIGURE 2.11 – Évolution de la puissance maximale et minimale appelée en Italie 2012 et 2021.

La contribution de la part des énergies renouvelables atteint 113.783 TWh en 2021, c'est l'équivalent de 40.9% de la production locale nette où l'autre part générée par les centrales conventionnelles thermiques a atteint 162.347 TWh sur un total de 278.109 TWh. Un large quota de renouvelables, majoritairement solaire PV et éolien, représente une intégration significative des énergies d'origine renouvelable qui atteint une puissance installée de 57.36 GW, soit 48.9% du parc de production italien en 2021. La figure 2.12

montre l'évolution de la puissance installée du parc de production italien répartie par origine [91].

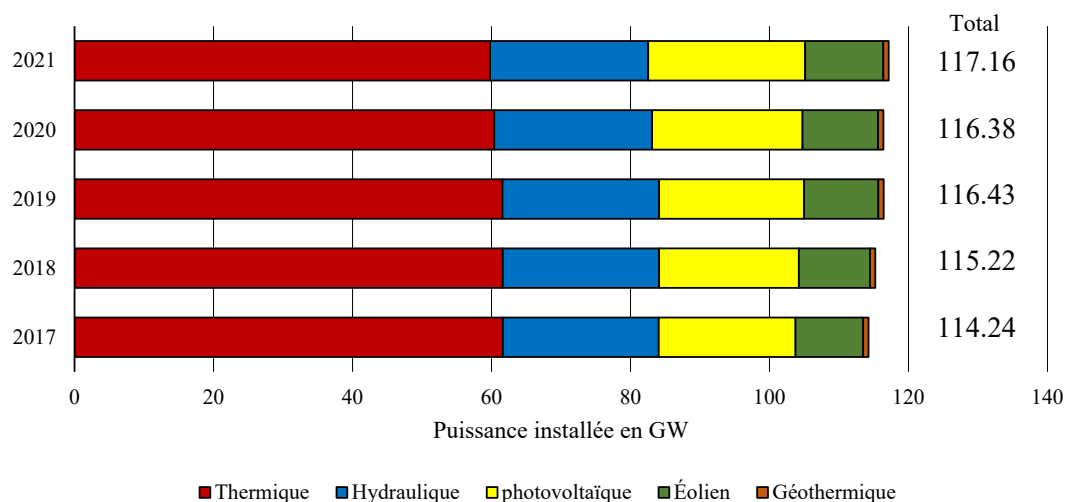


FIGURE 2.12 – Évolution de la puissance installée du parc de production italien répartie par origine.

L'île de Sardaigne a également disposée d'un parc de production diversifié dont la puissance installée d'origine renouvelable atteint 2942 MW [92] tandis que celle d'origine non-renouvelable est de 2500 MW [93]. La figure 2.13 représente la répartition du mix énergétique en Sardaigne à la fin de 2022.

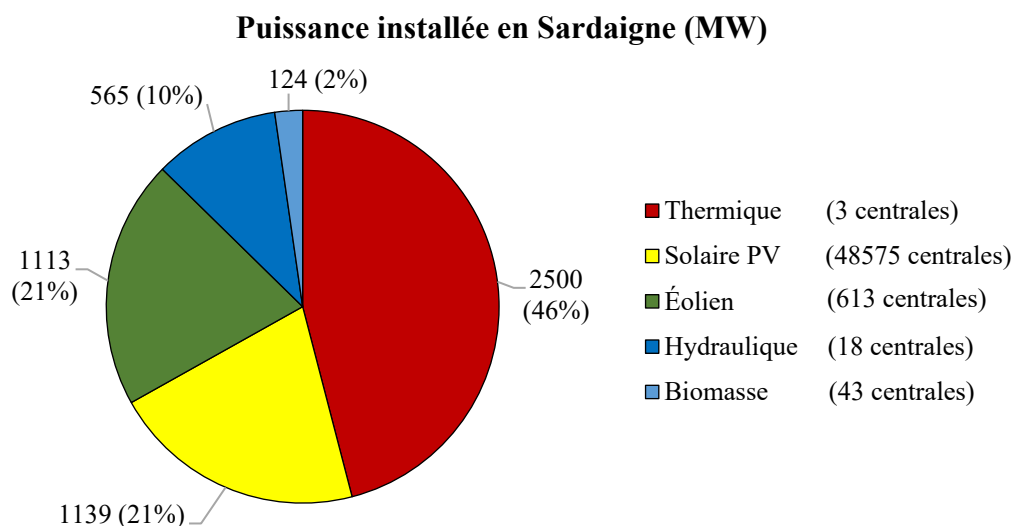


FIGURE 2.13 – La répartition du mix énergétique de 2022 en Sardaigne.

2.3.2 Réseau de transport 220/380 kV et les liaisons HVDC

La figure 2.14 montre le réseau du transport italien reliant la péninsule et les différentes îles en 220 et 380 kV sur une longueur de 74855 km. Elle contient aussi liaisons sous-marines HVDC opérationnelles avec les pays voisins comme la Grèce, le Monténégro et la

Corse (France). L'Italie possède 26 liaisons transfrontalières entre des lignes aériennes et des câbles sous-marins en courant alternatif et continu.

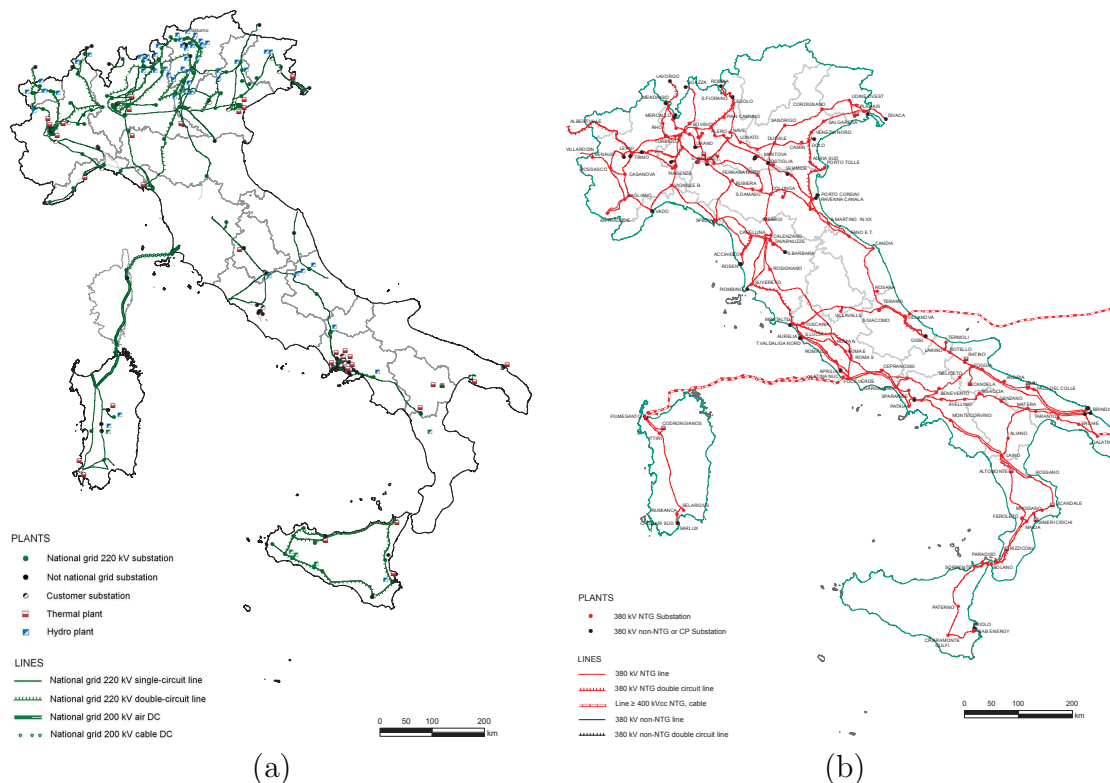


FIGURE 2.14 – Réseau du transport d'électricité en Italie (a) réseau 220 kV (b) réseau 380 kV [88].

Parallèlement, la Sardaigne dispose d'un réseau de transport de 4323 km de lignes THT et HT (380, 220 et 150 kV) et 25 postes de transformation et d'interconnexion. Comme le montre la figure 2.15, les postes d'évacuation des grandes centrales thermiques situées au Nord et au Sud de l'île (Fiume Santo, Sarlux et Sulcis) sont reliés par une seule ligne en 380 kV. En outre, le réseau 380 kV comprend des postes convertisseurs HVDC permettant d'interconnecter la Sardaigne à la péninsule italienne et la Corse à travers deux liaisons HVDC directe et indirecte. La liaison directe porte l'abréviation SA.PE.I (Sardegna.PEnisola.Italiana) qui relie l'île (poste 380 kV de Fiume Santo) au centre de la péninsule (poste 380 kV de Latina - région de Rome) par un câble bipolaire sous-marin de 420 km de long. Ce câble ayant une capacité de 1000 MW assurée par deux convertisseurs type-CSC sous une tension continue de ± 500 kV. Par contre, la liaison indirecte passe par la Corse (France) et s'appelle SA.CO.I (Sardegna.COrsica.Italia), c'est un ensemble de câble sous-marin et de ligne aérienne pour le tronçon terrestre. Cette liaison basée sur les convertisseurs type-CSC est multi-terminaux avec configuration monopolaire en transmettant une puissance de 300 MW sous une tension continue de 200 kV.

En fait, le réseau électrique sarde est exposé aux plusieurs risques et contraintes liée à la multi-alimentation en systèmes HVDC-CSC tels que les échecs de commutation,

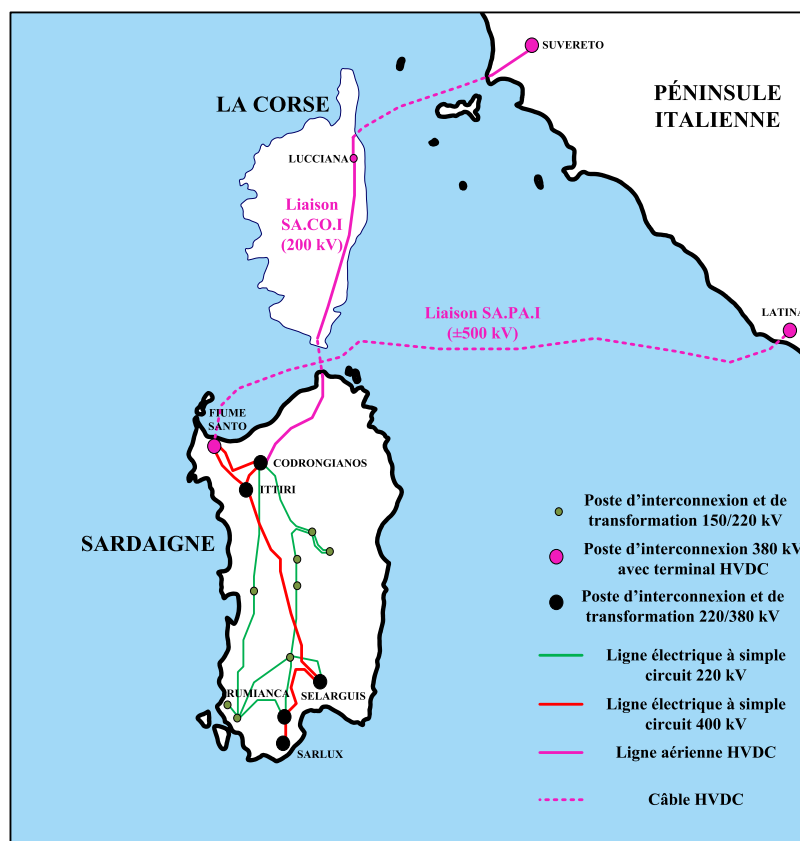


FIGURE 2.15 – Réseau électrique du transport 220, 380 kV et les liaisons HVDC en Sardaigne [80].

les surtensions temporaires, les interactions harmoniques et le contrôle tension/puissance réactive. Pour faire face aux défis précédentes et garantir le fonctionnement stable et sûr, Terna a été équipé le réseau sarde d'un système basé sur 4 compensateurs synchrones ; les deux premiers sans volant installés sur le poste 380 kV de Codrongianos au Nord et les deux autres avec volant installés sur le poste 380 kV de Selargius au Sud. Chaque compensateur synchrone fournira une puissance réactive jusqu'à $-125/+250$ MVar, nécessaire pour contrôler la tension et augmenter le rapport de court-circuit et l'inertie faible des centrales d'origine renouvelable comme les photovoltaïques et les éoliennes [94].

2.4 Interconnexions Euro-Maghrébines : application Algérie-Italie

2.4.1 Aperçu sur les programmes prévus

Depuis 1990, de nombreuses initiatives et projets ont été proposés pour construire une boucle électrique reliant les deux rives nord et sud de la méditerranée. Par ailleurs, l'énorme potentiel en énergies renouvelables de la région MENA (Moyen-Orient et Afrique

du Nord) a pris hautement l'intérêt de l'Union Européenne (UE) dans sa politique d'encourager l'intégration massive de sources d'origine renouvelable au mix énergétique et de soutenir leurs investissements. Commenant par le Plan Solaire Méditerranéen (PSM) lancé en 2008 visant à produire 20 GW basés sur la technologie CSP (Concentrating Solar Power) dans la région MENA et les transporter vers l'UE [95]. Le projet DESERTEC est similaire au PSM, la différence se trouve dans le transport où DESERTEC considère le transport HVDC est le moyen favorable d'acheminement direct de l'énergie produite par les centrales CSP vers les grands centres de consommation en Europe [96]. En association avec le PSM, le projet MEDGRID sert à développer les interconnexions méditerranéennes [97].

Les interconnexions euro-maghrébines sont considérées comme le projet prioritaire de la boucle électrique méditerranéenne en vue de la convergence géographique. Malgré la synchronisation ancienne des trois réseaux électriques Maroc-Algérie-Tunisie au réseau européen depuis 1997, le niveau d'échange reste modeste et ne favorise pas le développement du marché euro-maghrébin véritable d'électricité. La figure 2.16 illustre des différentes interconnexions prévues reliant l'Espagne et l'Italie aux pays maghrébins, le Maroc, l'Algérie, la Tunisie et la Libye par des câbles sous-marins en HVDC ; la description de chaque liaison se présente comme suit :

- **Maroc - Espagne 2000 MW** : les deux pays sont interconnectés via deux câbles sous-marins en courant alternatif à 400 kV, d'une capacité de 700 MW chacun. L'idée de cette liaison est d'utiliser la technologie HVDC au lieu le courant alternatif sur les mêmes câbles qui va permettre l'augmentation de la puissance transportable.
- **Algérie - Espagne 2000 MW** : ce projet permet l'échange direct entre les réseaux algérien et espagnol sans passer par le réseau marocain.
- **Tunisie - Italie 1000 MW** : récemment financé par l'UE après la fin des études de faisabilité, le projet Elmed prévoit la construction d'une liaison HVDC ayant une longueur de 230 km connectant les postes électriques de Partanna en Sicile et Hawaraia en Tunisie.
- **Libye - Italie 1000 MW** : à cause de plusieurs défis techniques concernant le réseau libyen, cette liaison reste en attente avant de démarrer les études de faisabilité.
- **Algérie - Italie 1000 MW** : il consiste à installer une liaison divisée par deux étapes de 500 MW reliant l'Algérie et l'île de Sardaigne. Dans les sections suivantes, ce projet sera discuter en détails.

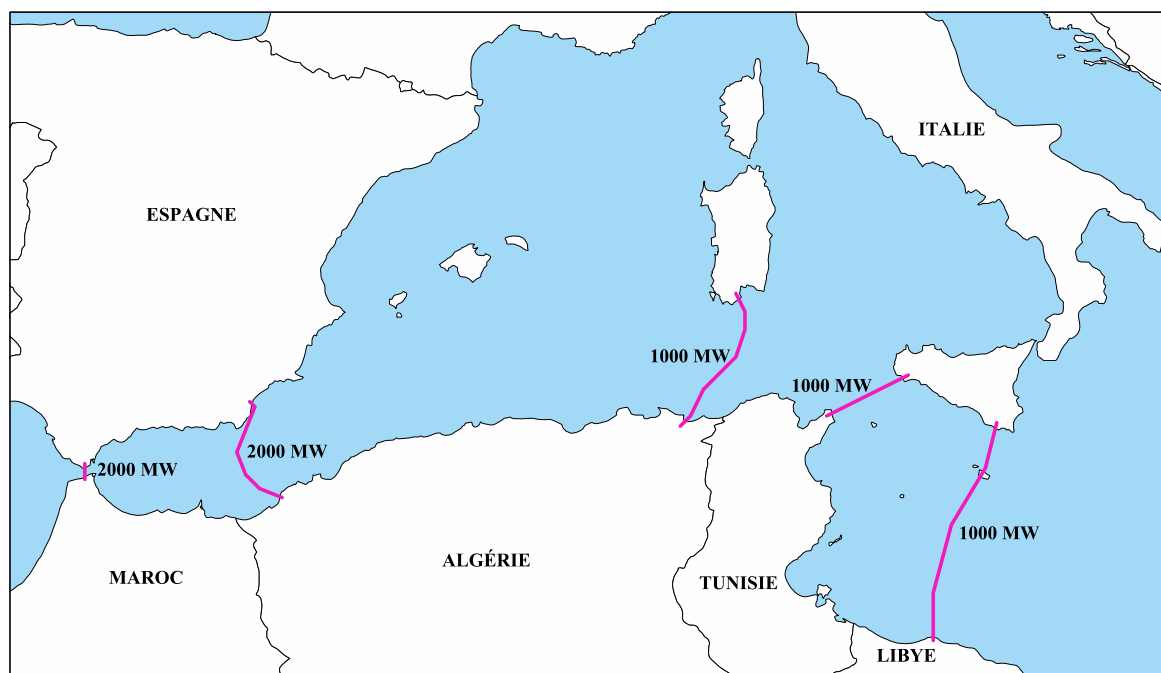


FIGURE 2.16 – Interconnexions électriques prévues entre l'Europe et le Maghreb.

2.4.2 Projet d'interconnexion Algérie-Italie

En 2004, la première étude de faisabilité a été faite par un consortium formé par CESI (compagnie de consultation et d'engineering pour le domaine électrique) et Terna sur une éventuelle interconnexion électrique entre les réseaux algérien et italien. À cette époque, l'objectif principal était l'exportation d'électricité de l'Algérie vers l'Italie à 500/1000 MW et plusieurs variantes sont proposées basées sur différents emplacements des points de raccordement sur la péninsule et les îles italiennes. L'étude préliminaire s'est conclue par deux variantes intéressantes où la figure 2.17 montre le chemin de chaque aucune [72].

La variante directe utilise une liaison HVDC-CSC de configuration bipolaire de 1000 MW à ± 500 kV et relie le poste 220 kV de Elhadjar en Algérie au poste 380 kV de Latina en Italie. Un long câble sous-marin d'environ 840 km qui doit être posé sur un fond approchant les 2000 m représente un défi technique et investissement colossal qui prend en considération les pertes et les contraintes exercées sur le câble. La seconde variante dite "optimisée" ayant une distance courte estimée à 350 km dans laquelle le poste terminal côte Italie est située au sud de la Sardaigne. Cette alternative a connu deux points critique spécialement dans le cas de 1000 MW, le renforcement de la ligne dorsale 380 kV entre le nord et le sud de l'île et la mise en service de la liaison SA.PE.I pour permettre le passage d'échange vers la péninsule italienne.

Après l'introduction du palier 400 kV et leur expansion dans le réseau électrique algérien, L'association MED-TSO a proposée une modification sur la variante optimisée concernant le point de raccordement côté algérien qui a changé vers le poste 400 kV de Cheffia [65]. La sélection de ce poste est basée sur les points suivants : i) accès direct à

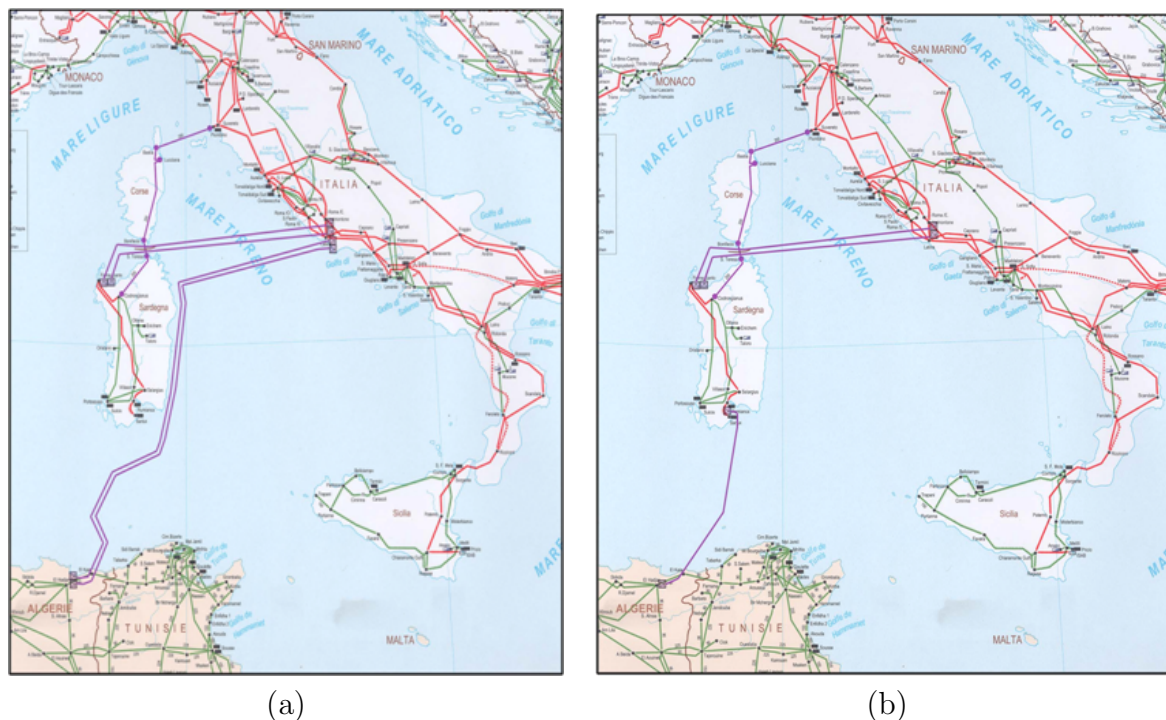


FIGURE 2.17 – Les deux premières variantes proposées pour l'interconnexion Algérie-Italie (a) variante directe (b) variante optimisée [72].

la centrale électrique à cycle combiné 1200 MW de Koudiet *ii*) il assure l'interconnexion transfrontalière avec la Tunisie (poste 400 kV de Jendouba) *iii*) il contient des travées réserves (au moins deux départs lignes 400 kV au poste de conversion).

Dans ce travail et selon la situation actuelle et prévue au futur de différentes données, une étude sur l'impact des interconnexions euro-maghrébines HVDC en provenance de l'Italie sur le réseau électrique algérien est présentée. La liaison adoptée pour cette étude est basée sur la variante optimisée reliant le poste 400 kV de Cheffia en Algérie au poste 380 kV de Selargius au lieu de Sarlux en Sardaigne. Le changement du poste électrique côté italien est justifié par la disponibilité de plusieurs départs réserves sur l'étage 380 kV et le site qui permet l'extension et la construction de poste conversion HVDC.

À l'aide de la version GSO à accès libre (open source) et limitée à 42 bus du logiciel PowerWorld Simulator [98], un modèle a été créé qui contient 36 bus et 6 bus représentant les réseaux électriques algérien 400 kV et sarde 380 kV, respectivement où la figure 2.18 montre les deux modèles de simulation. Par conséquent, des études d'écoulement de puissance appliquées sur plusieurs variante et scénarios de la liaison HVDC entre les deux réseaux concernés sont effectuées. Par la suite, une analyse de contingences basée sur le critère (N-1) est effectuée pour évaluer la sécurité du système électrique considéré en détectant les violations survenues sur les différents paramètres en cas de pertes ou défaillance d'un équipement (générateur synchrone, ligne, transformateur,...). La variation de la tension (chute ou augmentation) et les surcharges sont les violations les plus

communes. D'ailleurs, une ligne de transport fortement chargée, c-à-d, dépassée ces limites peut mettre le système électrique en situation critique qui pourrait éventuellement conduire vers l'effondrement partiel ou total (Blackout).

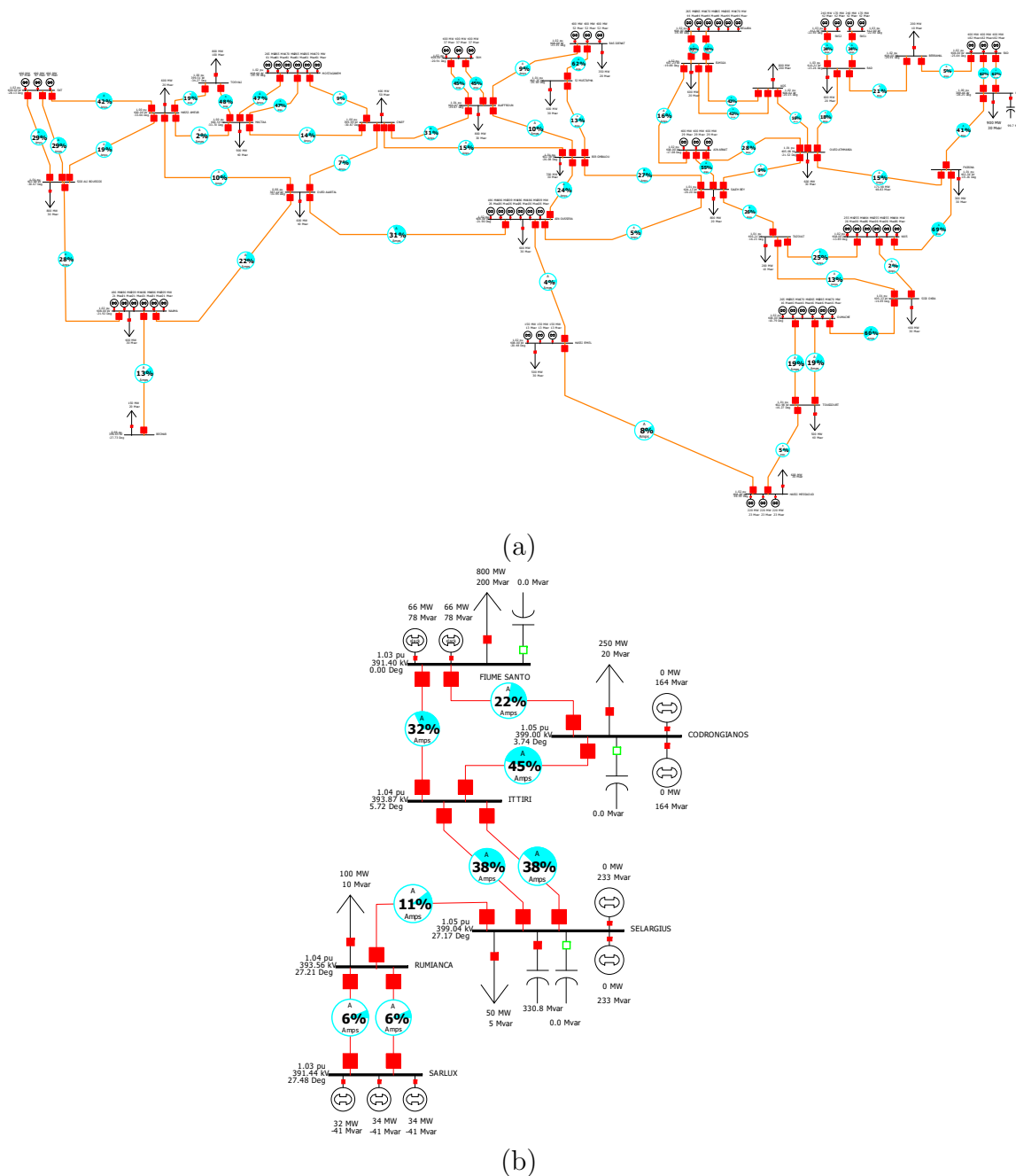


FIGURE 2.18 – Modèle de réseaux électriques implémentés dans PowerWorld Simulator (a) réseau algérien 400 kV (b) réseau sarde 380 kV.

Avant de commencer l'étude d'impact, il convient de clarifier les points suivants qui ont été pris en compte lors de la création du modèle de simulation :

- Le programme actuel algérien des ENR est basé sur le solaire PV et destiné au marché national local vue aux capacités des centrales PV raccordées aux réseaux

de distribution MT, sauf quelques centrales dont leurs puissances varient entre 100 et 250 MWc qui sont raccordées au réseau de transport 220 kV. Pour cela, notre modèle de simulation ne contient pas ces centrales solaires PV, même s'il existe une opportunité éventuelle d'exportation des ENR vers l'Europe, elle sera indirecte.

- Une telle liaison avec une puissance nominale de 1000 à 2000 MW nécessite un point de raccordement depuis un réseau puissant et fort ; pour cela les deux réseaux algérien 400 kV et italien 380 kV sont seulement choisis pour l'étude d'écoulement de puissance ainsi que tous les groupes puissants de production évacuent leurs puissances aux deux réseaux mentionnés.
- Toutes les lignes aériennes du réseau algérien 400 kV simulé ont les mêmes caractéristiques dont chaque phase est équipée par deux conducteurs en faisceaux ayant une section de 570 mm² type AAAC ; les impédances directe et indirecte sont données par $Z_d = 0.029 + j0.33(\Omega/km)$, alors que la capacitance transversale est de 11.068 nF/km. Les centrales thermiques à cycle combiné et simple possèdent des générateurs synchrones où leurs puissances nominales varient entre 150 à 400 MW. Les charges reliées aux différents bus 400 kV représentent les auto-transformateurs entre étages 400/220 kV. Les lignes transfrontalières avec la Tunisie et le Maroc sont représentés par des charges regroupées à celles du bus connecté (Cheffia et Sidi Ali Boussidi).
- La seule ligne reliant les bus de Ittiri et Selargius du réseau sarde est insuffisante pour une capacité additionnelle de 1000 MW. À cet effet, une deuxième ligne en parallèle est ajoutée pour le renforcement et de garantir un transit fiable vers le Nord où se trouve les liaisons HVDC (SA.PE.I et SA.CO.I) sans perturber la stabilité du système électrique. Selon le sens d'échange import ou export, la liaison SA.PE.I à son côté de Fiume Santo est modélisée par une charge dans le cas Algérie vers Italie et par un générateur dans le cas contraire, alors que la liaison SA.CO.I est seulement modélisée par une charge inductive. Les éléments de compensation de la puissance réactive demandée par les convertisseurs HVDC sont également représentés.
- Le câble sous-marin est de 350 km de longueur et possède les caractéristiques suivantes : 2000 mm² de section cuivre et 0.0090 Ω/km de résistance linéique [99].

2.4.3 Différents cas étudiés

En fonction de la puissance DC, du type convertisseur et de différents points de raccordement, un ensemble de cas a été établi où le tableau 2.6 représente la description de chaque cas et la figure 2.19 donne un aperçu sur les modèles de simulation sous l'environnement de PowerWorld Simulator. Les deux modes d'échange import et export sont également appliqués. Les générateurs synchrones du réseau exportateur sont à la charge de base sauf les nœuds de Kais en Algérie et Fiume Santo en Sardaigne sont considérés

comme des Slack Bus (nœud $V\delta$).

TABLEAU 2.6 – Description de six cas simulés.

Description du cas	Poste algérien	Poste sarde	Sens d'échange	Conditions opérationnelles
Cas 1 : liaison CSC 1000 MW	Cheffia 400kV	Selargius 380kV	DZ vers IT	SAPEI export : 800MW SACOI export : 250MW Export DZ vers TN : 300MW
			IT vers DZ	SAPEI import : 300MW SACOI export : 100MW Export DZ vers TN : 600MW
Cas 2 : liaison VSC 1000 MW	Cheffia 400kV	Selargius 380kV	DZ vers IT	SAPEI export : 800MW SACOI export : 250MW Export DZ vers TN : 300MW
			IT vers DZ	SAPEI import : 315MW SACOI export : 100MW export DZ vers TN : 600MW
Cas 3 : liaison CSC 1000 MW	Berrahal 400kV	Selargius 380kV	DZ vers IT	SAPEI export : 800MW SACOI export : 250MW Export DZ vers TN : 300MW
			IT vers DZ	SAPEI import : 300MW SACOI export : 100MW Export DZ vers TN : 600MW
Cas 4 : liaison VSC 1000 MW	Berrahal 400kV	Selargius 380kV	DZ vers IT	SAPEI export : 800MW SACOI export : 250MW Export DZ vers TN : 300MW
			IT vers DZ	SAPEI import : 300MW SACOI export : 100MW Export DZ vers TN : 600MW
Cas 5 : liaison CSC 2000 MW	Berrahal 400kV	Selargius 380kV	DZ vers IT	SAPEI export : 1000MW SACOI export : 300MW Export DZ vers TN : 300MW
			IT vers DZ	SAPEI import : 1000MW SACOI export : 100MW Export DZ vers TN : 600MW
Cas 6 : liaison VSC 2000 MW	Berrahal 400kV	Selargius 380kV	DZ vers IT	SAPEI export : 1000MW SACOI export : 300MW Export DZ vers TN : 300MW
			IT vers DZ	SAPEI import : 1000MW SACOI export : 100MW Export DZ vers TN : 600MW

Les cas 1, 2, 3 et 4 ont la même puissance DC 1000 MW avec la différence dans l'emplacement du poste convertisseur sur le côté algérien (cas 1 et 2 au poste de Cheffia et cas 3 et 4 au poste Berrahal). L'interconnexion transfrontalière 400kV entre l'Algérie et la Tunisie est exploitée en deux niveaux à 300 MW et 600 MW selon l'état en émission ou en réception. En outre, la liaison HVDC SA.CO.I est également exploitée de la même

façon, alors que la liaison SA.PE.I prend deux formes ; une charge de 800MW comme émettrice vers la péninsule italienne et génératrice de 300MW pour que les générateurs synchrones de Fiume Santo n'excèdent pas leurs puissances maximales.

En revanche, la liaison 2000 MW est seulement conçue pour être raccordée au poste de Berrahal 400 kV en ajoutant deux lignes supplémentaires (l'une depuis le poste de Ramdane Djamel et l'autre depuis le poste de Cheffia). Les liaisons HVDC existantes SA.PE.I et SA.CO.I fonctionnent en pleine capacité à 1000 MW et 300 MW, respectivement ce qui exige l'addition d'une charge de 500 MW à Selargius. Cette charge favorise le plan d'extension prévu par Terna qui consiste à la création d'une liaison HVDC dite "Tyrrhénienne" reliant la Sardaigne, la Sicile et la péninsule italienne. Le transit fiable depuis le sud vers le nord sarde exige le renforcement additionnel de la ligne dorsale Ittiri-Selargius en ajoutant une troisième ligne en parallèle.

2.5 Résultats et discussions

Comme décrit précédemment, les résultats de simulation des 6 cas représentent les différents variables essentiels qui décrivent le comportement du réseau électrique étudié tels que les tensions des nœuds, la puissance active/réactive des générateurs synchrones ainsi que la liaison HVDC proposée en tenant compte les situations pré-contingence (normale) et post-contingence (après le déclenchement d'un élément). Il est nécessaire de déterminer les seuils en unité relative (p.u) afin de classer les tensions nœuds en trois niveaux : faible, acceptable et élevé, de ce fait les seuils considérés pour les tensions nœuds en situation pré-contingence et post-contingence sont $(0.95 > U_n > 1.05)$ et $(0.9 > U_n > 1.1)$, respectivement.

2.5.1 Pré-contingence des cas 1 et 3 (CSC-1000MW)

La situation pré-contingence correspond à la disponibilité totale de tous les moyens du réseau électrique, la figure 2.20 montre l'amplitude de la tension aux 42 nœuds des deux réseaux simulés dans les deux sens d'échange import/export pour les cas 1 et 3. Dans l'ensemble, ces amplitudes demeurent près de la tension acceptable ($\pm 5\%$). Il est remarquable l'effet du sens d'échange sur la tension du nœud convertisseur et ses nœuds voisins.

La puissance réactive absorbée par la liaison HVDC-CSC est considérable d'environ 490 Mvar de chaque extrémité ce qui entraîne une forte fourniture de puissance réactive depuis les générateurs et compensateurs synchrones en dépit les shunts capacitatives sont en service. Contrairement aux différents nœuds, la boucle extrême nord-est formée par les nœuds de Cheffia, SKD, Berrahal, RAD, SKS 1&2, Oued Athmania et Fkirina avec leurs générateurs synchrones sont les plus sensibles au changement de sens d'échange dont le

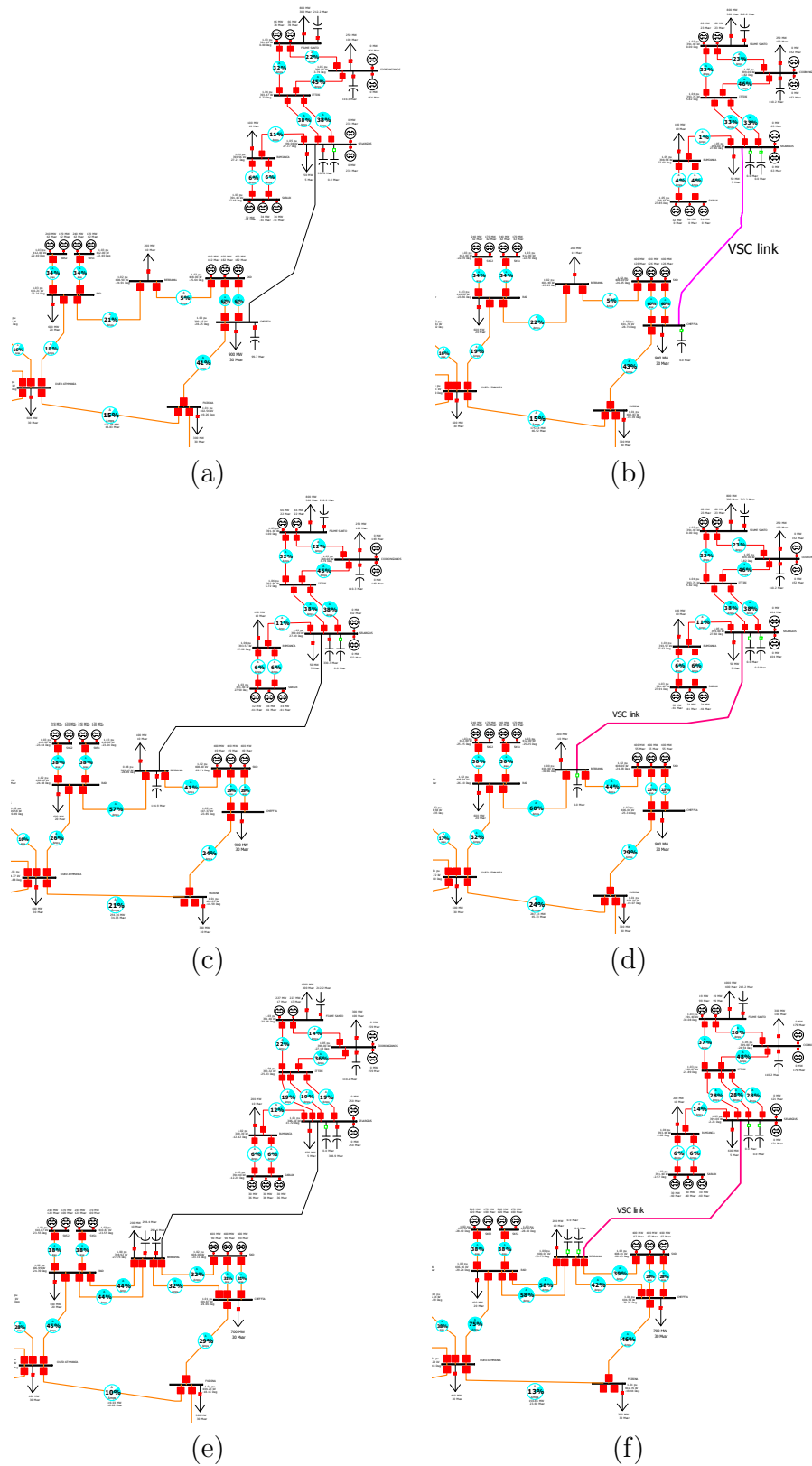


FIGURE 2.19 – Aperçu sur les 6 modèles de simulation (a) cas1 (b) cas2 (c) cas3 (d) cas4 (e) cas5 (f) cas6.

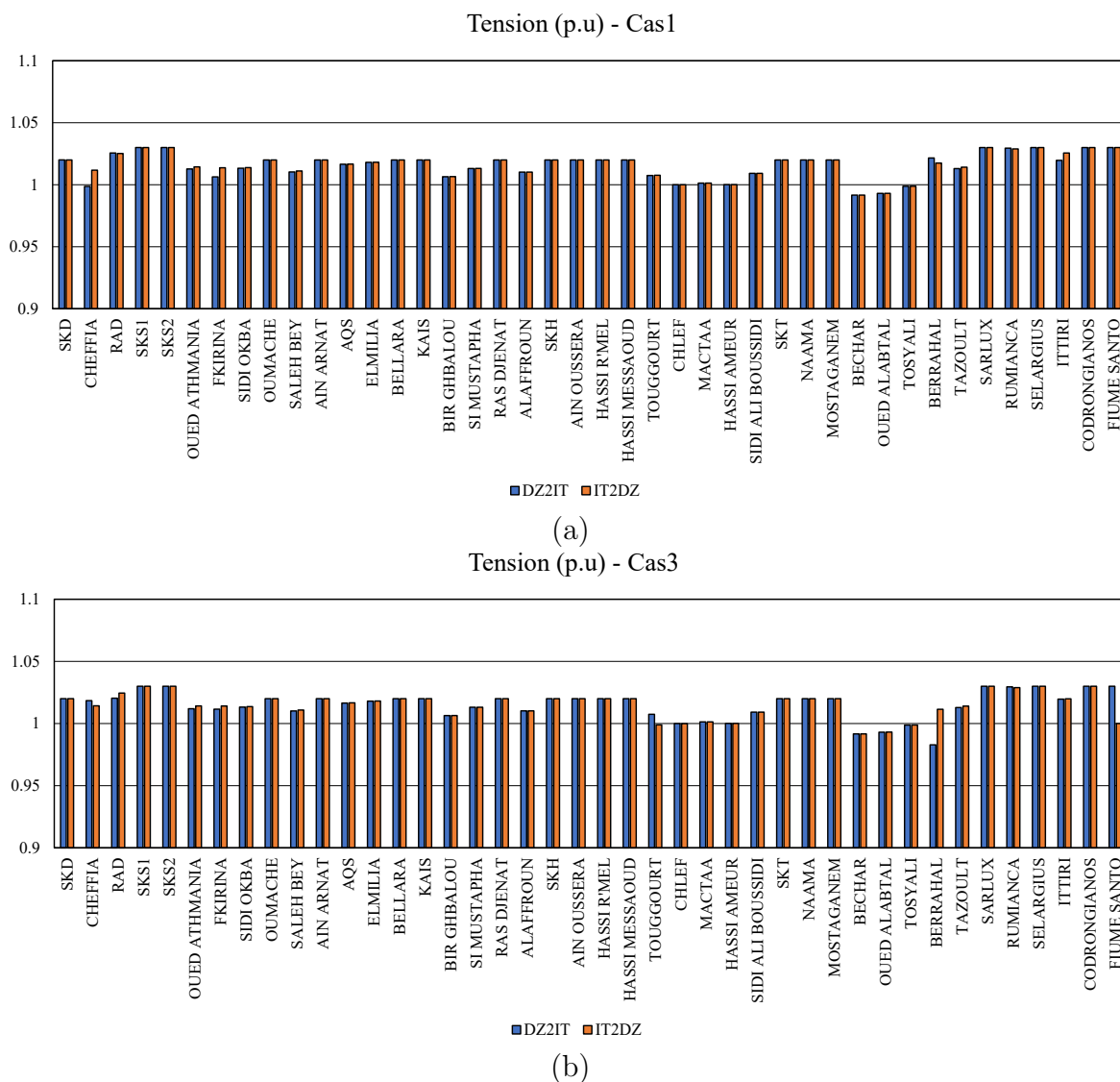


FIGURE 2.20 – Tension (p.u) de 42 nœuds dans les deux sens d'échange import/export (a) du cas 1 (b) du cas 3.

tableau 2.7 résume leurs résultats de simulation pour les cas 1 et 3. D'après les résultats obtenues de la situation pré-contingence, la puissance réactive débitée dans le sens DZ-2-IT par chaque générateur synchrone de la centrale électrique SKD est de 154 Mvar dans le cas 1, alors que, dans le cas 3, les générateur synchrones de la centrale électrique de SKS débitent près de 80% de leurs capacités en Mvar.

Le tableau 2.8 montre le taux de chargement des lignes de transport de la boucle extrême nord-est susmentionnée et du réseau sarde. Toutes ces lignes sont chargée au moins de 50% par rapport à ces limites, cependant que les deux lignes en parallèle de SKD-Cheffia représentent les lignes les plus chargées (49% de chacune) où se trouve au nœud Cheffia une charge de 900 MW/30 Mvar et la station redresseur de 1000 MW/485 Mvar.

TABLEAU 2.7 – Résultats de simulation pour la situation pré-contingence des cas 1 et 3.

Type liaison CSC-HVDC 1000 MW		Cas 1		Cas 3	
		DZ2IT	IT2DZ	DZ2IT	IT2DZ
Station Redresseur (MW/Mvar)		1000/485	1000/478	1000/487	1000/478
Station Onduleur (MW/Mvar)		-987/487	-987/475	-987/487	-987/473
Générateurs Synchrones (MW/Mvar)	SKD	1200/460	1200/86	1200/136	1200/93
	SKS 1&2	820/5	820/63	820/333	820/110
	Kais (slack bus)	1349/-37	340/-84	1248/-90	345/-91
	Sarlux	100/-11	564/-12	99/-11	564/-12
	Fiume Santo	132/175	697/5	132/175	697/5
compensateurs Synchrones (Mvar)	Selargius	326	403	326	302
	Codrongianos	153	7	153	6
Shunts Capacitives (Mvar)	Cheffia/Berrahal	100	308	145	307
	Selargius	318	212	318	218

TABLEAU 2.8 – Résultats de simulation pour la situation pré-contingence des cas 1 et 3 représentant les transits sur lignes par rapport à ces limites.

Depuis nœud	Vers nœud	Cas 1 (% de limite MVA)		Cas 3 (% de limite MVA)	
		DZ2IT	IT2DZ	DZ2IT	IT2DZ
SKD	Berrahal	11	33.1	38.4	6.4
SKD	Cheffia	49.1	24.3	21.8	42.9
SKD	Cheffia	49.1	24.3	21.8	42.9
Cheffia	Fkirina	36.7	12.7	17.2	1.4
RAD	Berrahal	24.4	8.4	42.1	9.8
RAD	Oued Athmania	12	8.6	23.5	20.1
Oued Athmania	Fkirina	9.7	8	18.8	0.3
Rumianca	Sarlux	3.3	18.8	3.3	18.8
Rumianca	Sarlux	3.3	18.8	3.3	18.8
Selargius	Ittiri	31.7	19.9	31.7	19.9
Selargius	Rumianca	0.3	30.9	0.3	30.9
Ittiri	Selargius	31.7	19.9	31.7	19.9
Ittiri	Codrongianos	36.7	15.1	36.6	15.1
Fiume Santo	Codrongianos	17.9	21.4	17.9	21.4
Fiume Santo	Ittiri	27.2	25.1	27.2	25.1

2.5.2 Pré-contingence des cas 2 et 4 (VSC-1000MW)

Après avoir changer le type de liaison HVDC vers le type VSC-1000MW pour les cas 2 et 4 de la situation pré-contingence, la figure 2.21 illustre les différentes amplitudes de la tension obtenues aux 42 nœuds du système simulé. On observe que les tensions aux nœuds connectés au convertisseur VSC, notamment les nœuds de Cheffia/Berrahal sont

stable, quel que soit le sens d'échange entre les deux réseaux. Grâce à la caractéristique avantageuse du VSC concernant le contrôle de la tension au nœud CA associé, les tensions des nœuds Cheffia/Berrahal et Selargius sont maintenues à la consigne de 1.02 et 1.03 (p.u), respectivement.

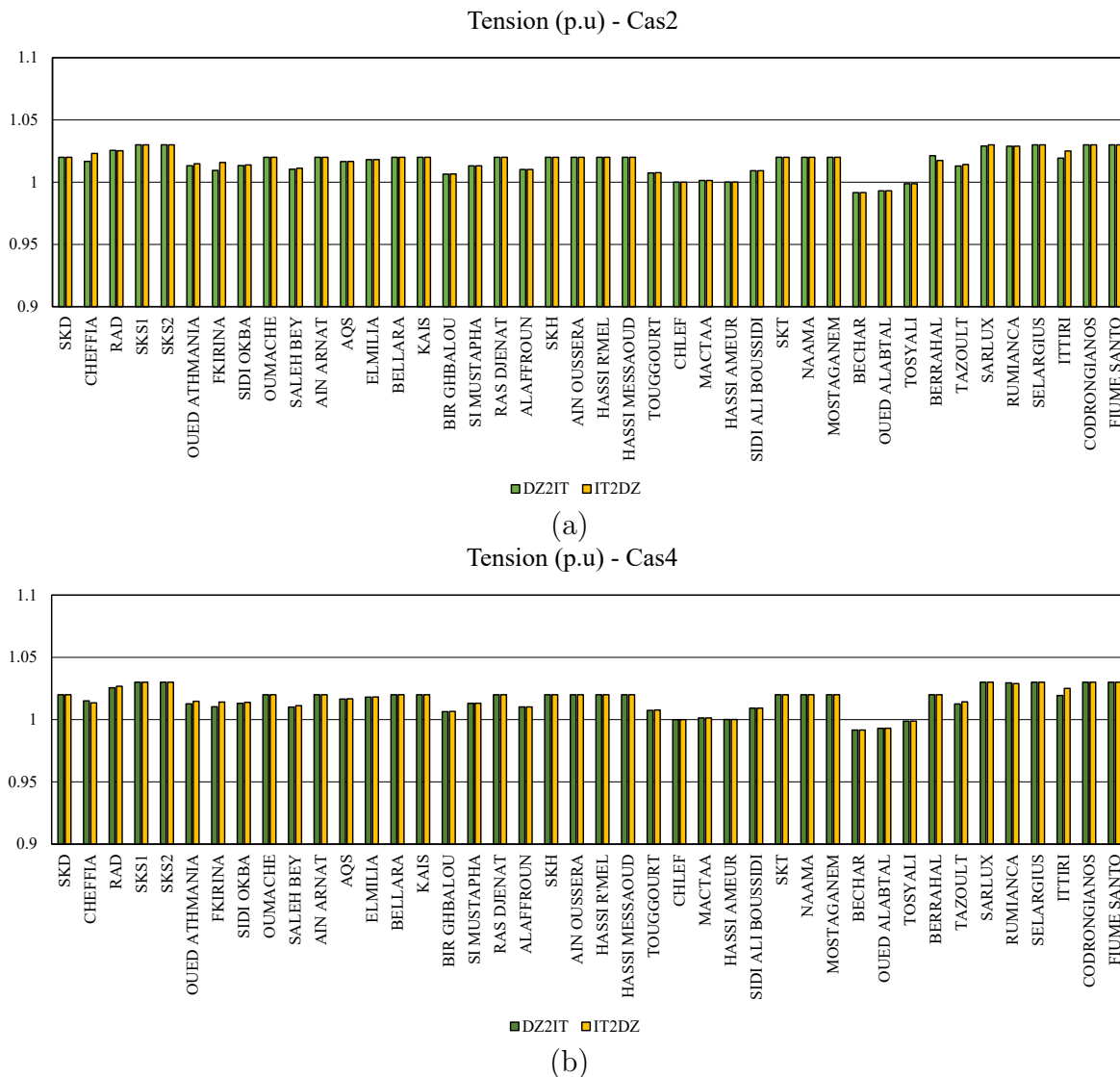


FIGURE 2.21 – Tension (p.u) de 42 nœuds dans les deux sens d'échange import/export (a) du cas 2 (b) du cas 4.

Tout d'abord, il est à noter que les shunts capacitatives sont en hors-service. Les valeurs figurées sur le tableau 2.9 confirment le contrôle découplé fourni par le VSC dans le but de réguler la tension du nœud CA associé par le biais d'injection ou d'absorption de la puissance réactive. Par conséquent, le signe (-) devant le Mvar de chaque station convertisseur signifie que le VSC injecte la puissance réactive vers le nœud CA. On peut voir dans les sept combinaisons formées par les cas 2 et 4 que le VSC injecte des puissances réactives entre 16 et 227 Mvar, sauf dans la combinaison IT2DZ du cas 4, il absorbe 91 Mvar à partir du nœud Berrahal. Cette contribution du VSC a une influence positive

sur les générateurs et compensateurs synchrones de la boucle algérienne extrême nord-est et du réseau sarde. En effet, ils débitent ou absorbent de puissance réactive selon la régulation de la tension à 1.02 et 1.03 (p.u) sur les différents nœuds sans dépasser $\pm 20\%$ de leurs capacités admissibles en Mvar.

TABLEAU 2.9 – Résultats de simulation pour la situation pré-contingence des cas 2 et 4.

Type liaison VSC-HVDC 1000 MW		Cas 2		Cas 4	
		DZ2IT	IT2DZ	DZ2IT	IT2DZ
Station Redresseur (MW/Mvar)		1032/-227	1032/-49	1032/-110	1032/-49
Station Onduleur (MW/Mvar)		-1000/-50	-1000/-16	-1000/-54	-1000/91
Générateurs Synchrones (MW/Mvar)	SKD	1200/-108	1200/-89	1200/-20	1200/26
	SKS 1&2	820/48	820/62	820/93	820/62
	Kais (SB)	1383/-69	328/-96	1385/-85	330/-89
	Sarlux	100/0	564/-12	100/-11	564/-12
	Fiume Santo	120/178	730/8	120/178	730/8
compensateurs Synch (Mvar)	Selargius	100	99	108	100
	Codrongianos	158	15	158	15
Shunts Capaciti (Mvar)	Cheffia/Berrahal	OFF	OFF	OFF	OFF
	Selargius	OFF	OFF	OFF	OFF

Comme indiqué dans le tableau 2.10, le taux de chargement des lignes 400kV et 380kV de la boucle extrême nord-est et du réseau sarde en utilisant la liaison HVDC-VSC-1000MW représente en global un chargement inférieur à 50% ce qui donne une conduite flexible aux opérateurs du système électrique.

2.5.3 Pré-contingence des cas 5 et 6 (CSC/VSC-2000MW)

Les dernières études d'écoulement de puissance sont effectuées pour une liaison HVDC de 2000 MW en appliquant les deux type convertisseur CSC et VSC représentées par les cas 5 et 6, respectivement. Par ailleurs, les shunts capacitives raccordées sur les nœuds convertisseur sont doublées dans le cas 5 (liaison CSC), tandis que elles sont désactivées totalement dans le cas 6 (liaison VSC). La figure 2.22 montre la tension des 42 nœuds pour les deux cas précédents en situation pré-contingence. Il est évident d'après la figure 2.22.(a) l'influence de la liaison HVDC-CSC ayant la capacité 2000 MW sur l'amplitude de la tension, précisément aux nœuds convertisseurs de Berrahal et Selargius. De plus, le sens exportateur baisse la tension plus que le sens importateur, par exemple sur le nœud convertisseur Berrahal, elle est de 0.9740 (p.u) en export contre 0.9825 (p.u) en import. De l'autre côté, aucune influence n'a été enregistrée sur la tension en utilisant le VSC maintenant des valeurs supérieures ou égales à 1.00 (p.u) comme l'indique la figure 2.22.(b).

TABLEAU 2.10 – Résultats de simulation pour la situation pré-contingence des cas 2 et 4 représentant les transits sur lignes par rapport à ces limites.

Depuis nœud	Vers nœud	Cas 2 (% de limite MVA)		Cas 4 (% de limite MVA)	
		DZ2IT	IT2DZ	DZ2IT	IT2DZ
SKD	Berrahal	11.5	33.4	40.4	16.6
SKD	Cheffia	45.9	24.7	19.8	48.2
SKD	Cheffia	45.9	24.7	19.8	48.2
Cheffia	Fkirina	38.5	13.9	20.9	5.5
RAD	Berrahal	24.9	7.4	42.5	11.5
RAD	Oued Athmania	11.2	8	28.6	24.8
Oued Athmania	Fkirina	10.4	8.6	18.8	4.1
Rumianca	Sarlux	3.4	18.8	3.4	18.8
Rumianca	Sarlux	3.4	18.8	3.4	18.8
Selargius	Ittiri	32.1	21	32.1	21
Selargius	Rumianca	1	30.9	0.3	30.9
Ittiri	Selargius	32.1	21	32.1	21
Ittiri	Codrongianos	36.7	16	36.7	16
Fiume Santo	Codrongianos	18.2	22.4	18.2	22.4
Fiume Santo	Ittiri	27.6	26.3	27.6	26.3

Une telle liaison HVDC de 2000 MW demande une attention spécifique pour les réseaux algérien et sarde en termes du rapport capacité liaison HVDC sur la capacité des deux réseaux concernés, du défi de puissance réactive et son impact sur le plan de tension. Alors, la liaison type-CSC représentée par le cas 5 consomme plus de 1200 Mvar de chaque extrémité ce qui engendre une forte demande en puissance réactive depuis les générateurs et compensateurs synchrones les plus proches. D'après le tableau 2.11, tous les générateurs synchrones des centrales électriques SKS, Sarlux et Fiume Santo, ainsi les compensateurs synchrones de Selargius ont atteint leurs capacités maximales en Mvar en mettant les systèmes d'excitation aux limites de saturation. Cette contrainte avec ces facilités limite la puissance à transporter dans la combinaison (IT-vers-DZ) du cas 5 à 1700 MW. En revanche, la liaison type-VSC du cas 6 aide les générateurs et compensateurs synchrones à fonctionner plus loin de ces limites en Mvar, sachant que les shunts capacitatives sont désactivées sur les nœuds convertisseurs. On peut également voir que les deux générateurs synchrones du nœud Fiume Santo débitent une puissance réactive qui dépasse leurs limites citées à 120 Mvar de chacun. Cela revient à la nature de ce nœud qui est considéré comme un Slack bus où la variable "puissance réactive" est inconnue à calculer. En effet, la différence entre la valeur calculée et la valeur limite des générateurs synchrones de Fiume Santo indique ce qui on a besoin pour satisfaire la consigne de tension 1.03 (p.u) sur le nœud Fiume Santo.

Les différentes facilités de la boucle extrême nord-est ne répond pas à la demande des charges raccordées sur les nœuds et de la liaison HVDC 2000 MW. Par conséquent, il faut

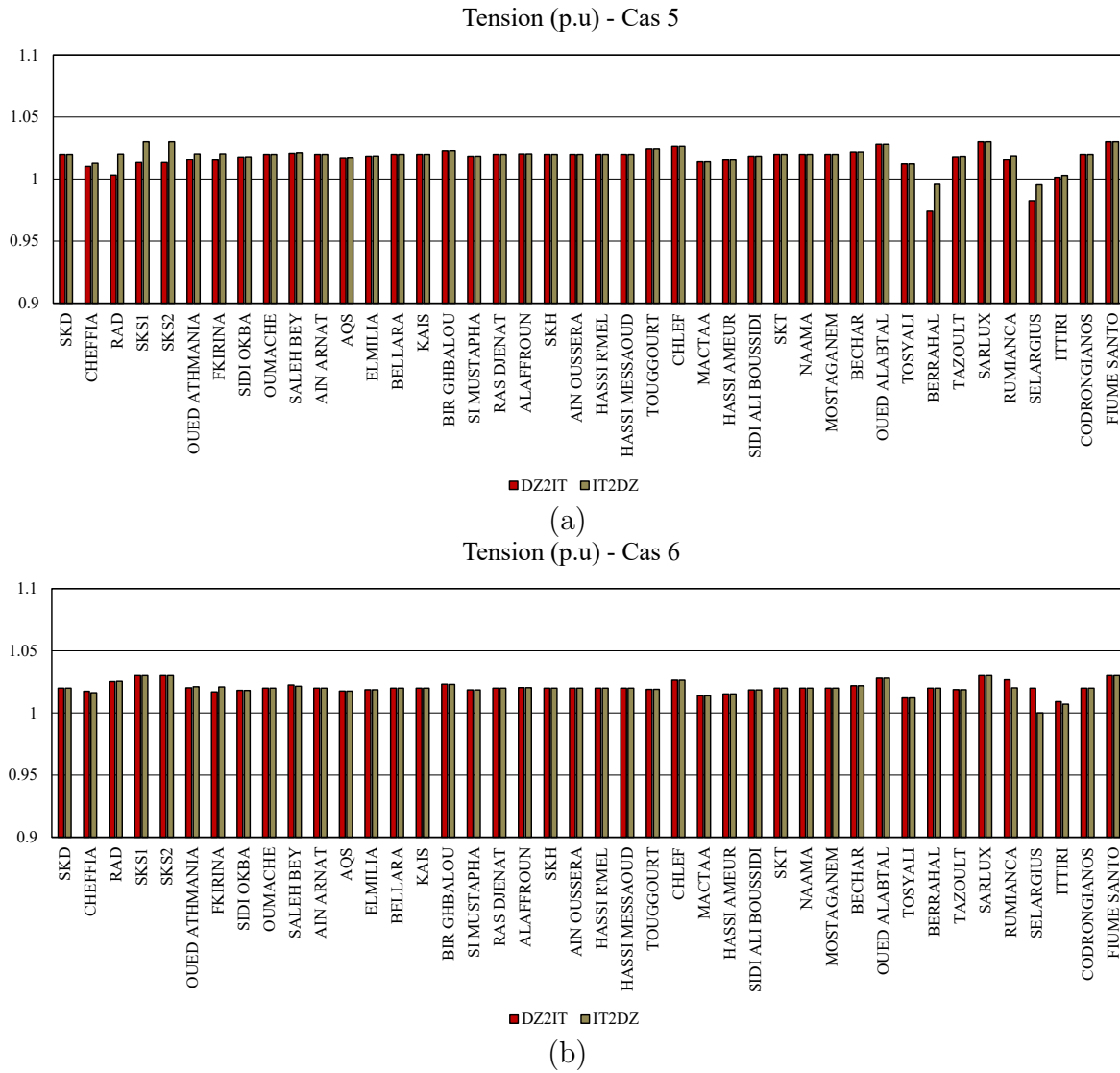


FIGURE 2.22 – Tension (p.u) de 42 nœuds dans les deux sens d'échange import/export (a) du cas 5 (b) du cas 6.

intéresser aux lignes d'alimentation en dehors de cette boucle, notamment, la ligne 400 kV reliant les nœuds de Fkirina et Kais. Cette ligne doit compenser la différence créé par la liaison HVDC. Du côté algérien et selon le tableau 2.12, les quatre lignes alimentant le poste convertisseur de Berrahal sont chargées à 43% au maximum dans la situation pré-contingence pour les deux cas 5 et 6. En outre, la ligne entre les nœuds RAD et Oued Athmania est devenue plus chargée qui peut atteindre près de 59% surtout dans le cas où le réseau algérien est exportateur. L'autre ligne entre les nœuds Kais et Fkirina est aussi chargée jusqu'à 63.5%. De l'autre côté, les lignes 380 kV du réseau sarde sont relativement opérées à 50% de leurs capacités de transport.

TABLEAU 2.11 – Résultats de simulation pour la situation pré-contingence des cas 5 et 6.

Puissance liaison HVDC 2000 MW		Cas 5 (CSC)		Cas 6 (VSC)	
		DZ2IT	IT2DZ	DZ2IT	IT2DZ
Station Redresseur (MW/Mvar)		2000/1262	1700/1001	2065/-205	2065/-21
Station Onduleur (MW/Mvar)		-1975/1241	-1682/1006	-2000/-46	-2000/162
Générateurs Synchrones (MW/Mvar)	SKD	1200/414	1200/234	1200/-20	1200/12
	SKS 1&2	820/440	820/430	820/172	820/158
	Kais (SB)	1160/-49	452/-80	1133/-68	139/-65
	Sarlux	200/294	564/211	90/57	564/180
	Fiume Santo	6/340	1432/201	38/404	1281/166
compensateurs Synch (Mvar)	Selargius	500	500	92	42
	Codrongianos	271	182	156	110
Shunts Capaciti (Mvar)	Berrahal	569	297	OFF	OFF
	Selargius	579	594	OFF	OFF

TABLEAU 2.12 – Résultats de simulation pour la situation pré-contingence des cas 5 et 6 représentant les transits sur lignes par rapport à ces limites.

Depuis nœud	Vers nœud	Cas 5 (CSC) (% de limite MVA)		Cas 6 (VSC) (% de limite MVA)	
		DZ2IT	IT2DZ	DZ2IT	IT2DZ
SKD	Berrahal	32.7	9.4	32.1	18.9
SKD	Cheffia	2x(26.2)	2x(42.6)	2x(24)	2x(29.4)
Cheffia	Berrahal	34.1	26.7	34.4	39.2
Cheffia	Fkirina	28.5	10.5	33.7	4.5
RAD	Berrahal	2x(39.3)	2x(21.3)	2x(42.9)	2x(15.2)
RAD	Oued Athmania	45.6	43.7	58.7	36.5
Oued Athmania	Fkirina	11.6	7.1	10.2	8.9
Kais	Fkirina	60	17.6	63.5	31.2
Rumianca	Sarlux	2x(12.1)	2x(20.1)	2x(3.9)	2x(19.7)
Selargius	Ittiri	3x(30.1)	3x(29.5)	3x(29)	3x(26.3)
Selargius	Rumianca	19.7	33.7	8.7	32.9
Ittiri	Codrongianos	51.7	39.2	48.2	33.8
Fiume Santo	Codrongianos	27.6	43.3	26.6	39
Fiume Santo	Ittiri	40.8	52.6	39.2	47.2

2.5.4 Discussions de la situation pré-contingence

Dans cette sous-section, les résultats obtenus de simulation concernant l'étude d'écoulement de puissance appliqué aux deux réseaux algérien 400kV et sarde 380kV en situation pré-contingence sont discutés. la comparaison entre les cas étudiés ayant la même puissance de la liaison HVDC est basée sur la performance de différents générateurs, compensateurs

synchrones et les convertisseurs AC/DC en terme de contribution en puissance réactive et de contrôle de la tension.

Premièrement, la figure 2.23 montre la comparaison entre les cas 1 et 2 dans les deux sens d'échange qui possèdent la même puissance de la liaison HVDC 1000 MW et le même poste convertisseur côté algérien (nœud Cheffia). Quel que soit le sens d'échange, il est évident que la caractéristique déficiente du CSC dans le cas 1 concernant la forte consommation de la puissance réactive (près de 50% de la puissance liaison HVDC) se répercute sur les générateurs synchrones de la centrale SKD malgré l'activation des shunts capacitatives. Au contraire, dans le cas 2, les valeurs de signe (-) indiquent que le VSC injecte de la puissance réactive vers le nœud CA ce qui rend la centrale SKD fonctionne en réception de puissance réactive d'environ moins de 73% par rapport au cas 1. De plus, les compensateurs synchrones installés sur le nœud Selargius du côté sarde baissent également leurs puissances réactives débitées dans les deux sens d'environ 66% et 75% par rapport au cas 1, respectivement.

Deuxièmement, les résultats de simulation des cas 3 et 4 sont comparés selon les deux critères susmentionnées où le poste convertisseur côté algérien s'est situé au nœud de Berrahal. D'après la figure 2.24, le même comportement est prévu comme la consommation excessive de puissance réactive par les convertisseurs CSC (cas 3), le contrôle de la tension CA par les convertisseurs VSC (cas 4) soit par l'absorption ou d'injection de la puissance réactive et les compensateurs synchrones côté sarde. La seule différence entre la première et la deuxième comparaison est que la puissance réactive demandée par les convertisseurs CSC est partagée entre les deux centrales électriques de SKD et SKS. En fait, le poste convertisseur de Berrahal est conçu pour être positionner entre les nœuds de Ramdane Djamel et SKD. La différence entre les cas 3 (CSC) et 4 (VSC) concernant la performance des générateurs synchrones est variée entre 43% et 85%.

La dernière comparaison est effectuée entre les cas 5 et 6 pour la liaison HVDC de 2000 MW. Comme illustré à la figure 2.25, il est clairement remarquable la différence considérable entre le comportement de chaque technologie HVDC, notamment face à l'augmentation de la puissance de liaison CC. Encore une fois, le système HVDC basé sur la technologie VSC surpasse son concurrent basé sur la technologie CSC. Les générateurs et les compensateurs synchrones sont affectés par la liaison CSC de 2000 MW non seulement par le fonctionnement aux limites en puissance réactive fournie, mais aussi pour la stabilité de la tension et le système entier. Par contre, la liaison VSC permet le fonctionnement fiable et sûr ; cette supériorité technique est confirmée par l'écart entre les deux cas 5 et 6 qui atteint une valeur max d'environ 95%.

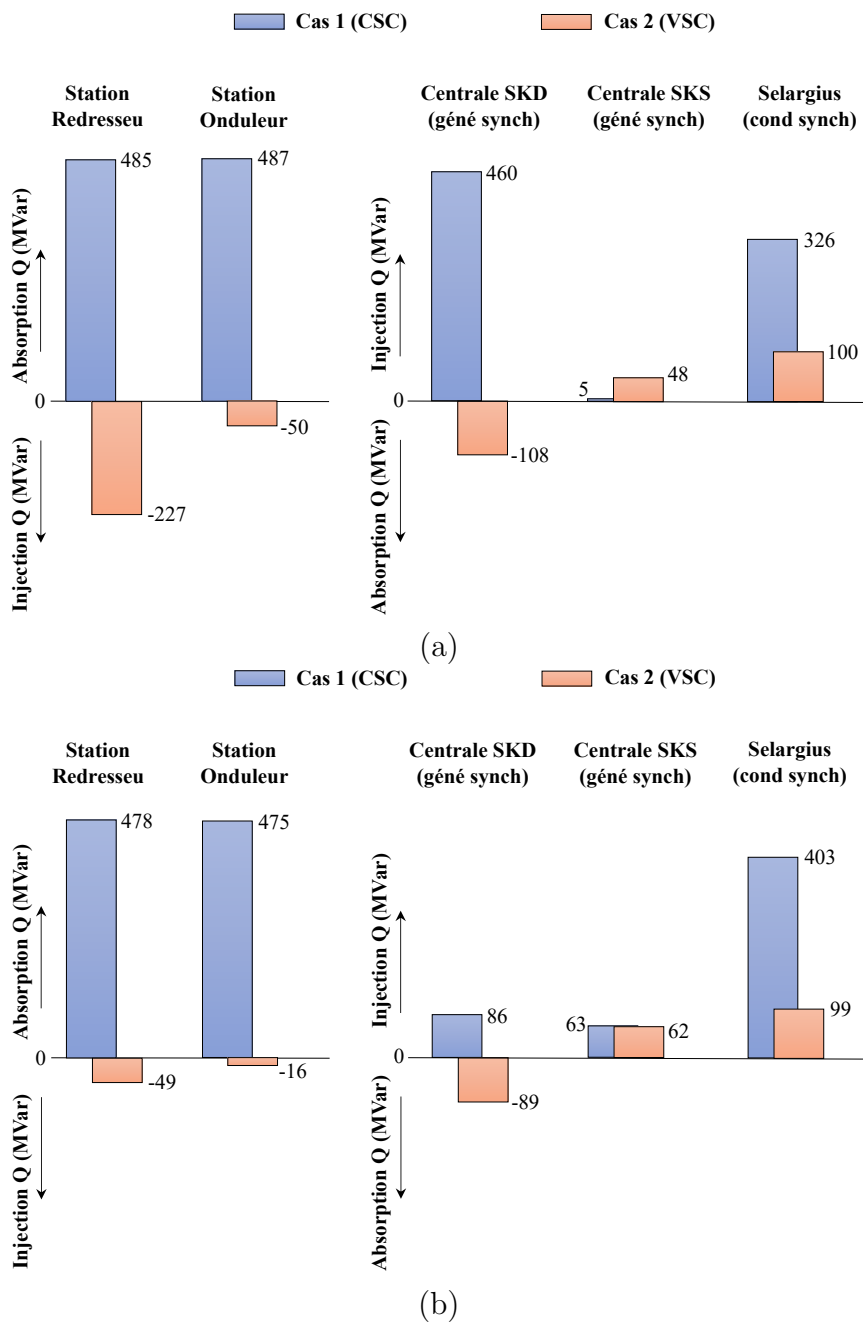


FIGURE 2.23 – Comparaison des résultats entre les cas 1 et 2 selon la performance des générateurs et compensateurs synchrones (a) sens DZ2IT (b) sens IT2DZ.

2.5.5 Post-contingence des cas 1, 2, 3 et 4 (1000 MW) avec discussions

L'analyse de contingence basée sur le critère (N - 1) est considérée dans ce travail, à chaque fois, un des éléments de la boucle extrême nord-est et du réseau sarde est mis hors service. En suite, les violations de tension et les surcharges survenues sont mentionnées avec leur élément manquant.

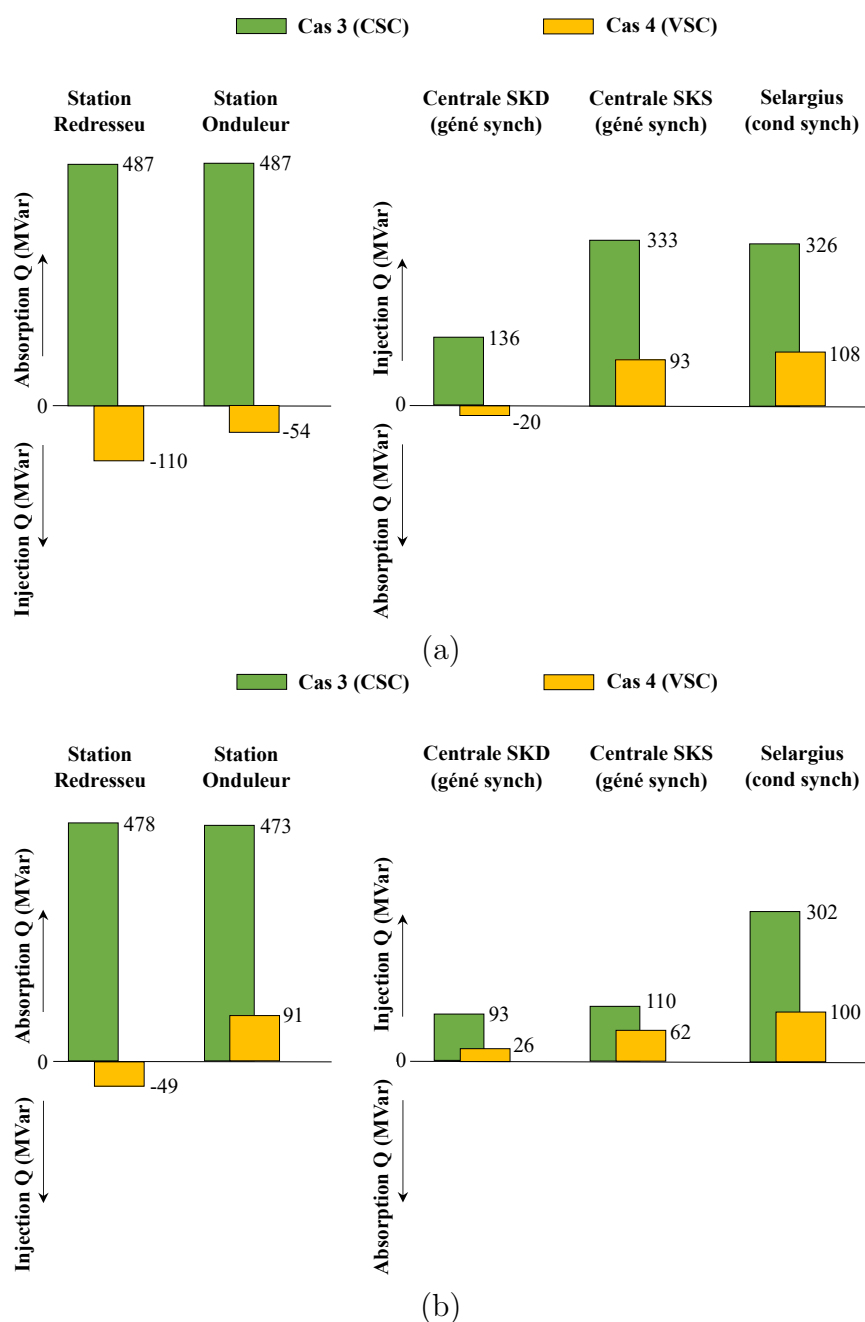


FIGURE 2.24 – Comparaison des résultats entre les cas 3 et 4 selon la performance des générateurs et compensateurs synchrones (a) sens DZ2IT (b) sens IT2DZ.

Le tableau 2.13 résume les résultats de simulation de la situation post-contingence en considérant uniquement les événements conduisant à une violation de tension ou surcharge d'une ligne de transport pour les cas 1, 2, 3 et 4. Il contient également le comportement des générateurs et compensateurs synchrones après la défaillance d'un élément en indiquant le degré de criticité de chaque événement.

Comme l'indique le tableau 2.13, aucune violation de tension a été survenue sur l'analyse de contingence du cas 1 dans les deux sens d'échange. D'autre part, trois surcharges

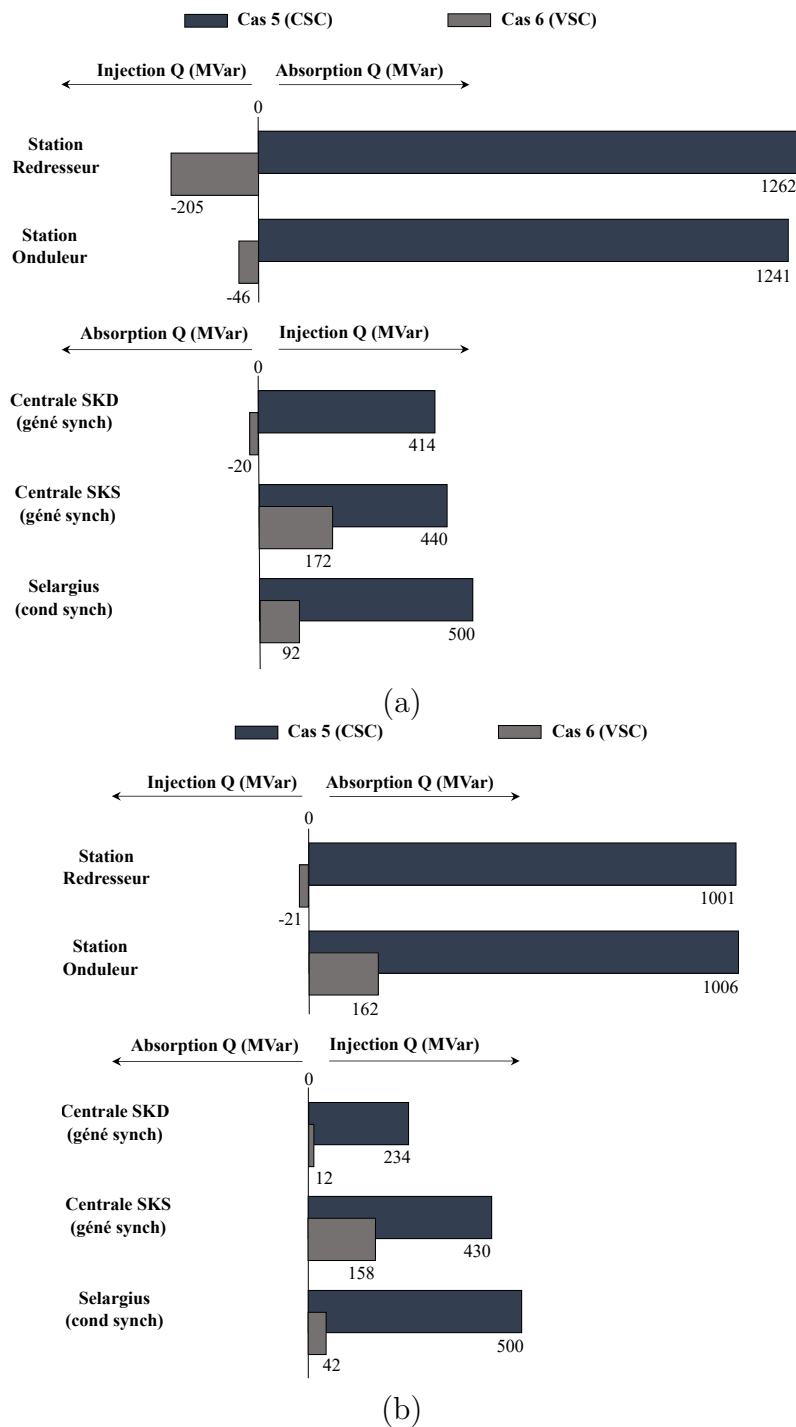


FIGURE 2.25 – Comparaison des résultats entre les cas 5 et 6 selon la performance des générateurs et compensateurs synchrones (a) sens DZ2IT (b) sens IT2DZ.

sont considérées critiques sur la stabilité du réseau algérien. La première surcharge critique à 93% est due à la perte de la ligne 1 SKD-Cheffia entraînant une surcharge de la deuxième ligne en parallèle qui doit transporter la puissance transitée par la ligne interrompue. La deuxième surcharge critique est de la ligne Fkirina-Kais à 82% et causée par la perte de la ligne d'évacuation SKS1-RAD. En fait, la puissance manquante de la centrale SKS1

TABLEAU 2.13 – Résultats de simulation pour la situation post-contingence des cas 1, 2, 3 et 4.

	Élément défaillant	Violation de tension	Surcharge de ligne	Comportements des générateurs et compensateurs	État
Cas 1 (CSC) Sens DZ2IT	Ligne 1 SKD - Cheffia	-	Ligne 2 SKD - Cheffia à 93%	- Centrale SKD : 495 Mvar	Sévère et devient critique avec la perte de la ligne Cheffia - Fkirina SKD
	Ligne SKS1 - RAD	-	Ligne Fkirina - Kais à 82%	- Centrale SKD : 484 Mvar - Centrale SKS1 : perte 410 MW - Centrale SKS2 : 69 Mvar	Sévère
	Générateur 1 centrale SKD	-	Ligne Fkirina - Kais à 85%	- Centrale SKD : 2x200 Mvar (max) - Centrale SKS : 127 Mvar	Sévères et devient critiques avec la perte d'une ligne proche
	Lignes SKD - Berrahal Berrahal - RAD Fkirina - Cheffia	-	-	- Centrale SKD : 500 Mvar - Centrale SKD : 573 Mvar - Centrale SKD : 600 Mvar (max)	Sévères et devient critiques avec la perte d'un générateur de la centrale SKD
	Ligne 1 Ittiri - Selargius (dorsale)	-	-	- Conds Codrongianos : 363 Mvar - Conds Selargius : 500 Mvar (max) - Centrale Fiume Santo : 229 Mvar	Sévère, devient critique avec la perte d'un condensateur, générateur ou shunt capacitive
Cas 1 (CSC) Sens IT2DZ	Ligne Rumianca - Selargius	-	-	- Conds Codrongianos : 314 Mvar - Conds Selargius : 500 Mvar (max) - Perte centrale Sarlux : 564 MW	Sévère, devient critique avec la perte d'un condensateur, générateur ou shunt capacitive
Cas 2 (VSC) Sens DZ2IT	Ligne 1 SKD - Cheffia	-	Ligne 2 SKD - Cheffia à 87%	- Centrale SKD : -70 Mvar	Non critique
	Ligne SKS1 - RAD	-	Ligne Fkirina - Kais à 83%	- Centrale SKS2 : 88 Mvar - Centrale SKS1 : perte 410 MW	Non critique
	Générateur 1 centrale SKD	-	Ligne Fkirina - Kais à 86%	- Centrale SKD : -66 Mvar - Centrale SKS : 80 Mvar	Non critique
Cas 2 (VSC) Sens IT2DZ	Ligne Rumianca - Selargius	-	-	- Liaison SAPEI : 800 MW	Sévère, devient critique avec la perte d'une ligne Ittiri - Selargius
Cas 3 (CSC) Sens DZ2IT	Ligne SKD - Berrahal	Nœud Berrahal 0.89 p.u (354.7 kV)	Ligne RAD - Berrahal à 87%	- centrale SKS : 440 Mvar (max)	Critique
	Ligne Berrahal - RAD	Nœud Berrahal 0.88 p.u (350.7 kV)	Ligne SKD - Berrahal à 85%	- Centrale SKD : 600 Mvar (max)	Critique
Cas 4 (VSC) Sens DZ2IT	Ligne SKD - Berrahal	-	Ligne RAD - Berrahal à 81%	-	Non critique
	Ligne Berrahal - RAD	-	Ligne SKD - Berrahal à 83%	- Centrale SKD : 247 Mvar - VSC-Berrahal : -288 Mvar	Non critique

(410MW / 2.6Mvar) est importée en dehors de la boucle extrême nord-est à travers la ligne Fkirina-Kais. La troisième surcharge critique à 85% de la même ligne est similaire à la surcharge précédente avec la perte d'un générateur synchrone de la centrale SKD, dans ce cas, la puissance réactive des deux générateurs restants augmente jusqu'au maximum (2x200 Mvar), ainsi que celle de la centrale SKS (de 5 Mvar à 127 Mvar). Il est important de noter qu'il existe des défaillances de quelques ligne qui ne produisent pas une violation de tension ou surcharge d'autre ligne mais elles pousses les générateurs et les compensateurs synchrones d'augmenter considérablement leurs puissances réactives fournies. Trois lignes de la boucle extrême nord-est (SKD-Berrahal, Berrahal-RAD et Fkirina-Cheffia), la ligne dorsale 1 du réseau sarde (Ittiri-Selargius) et la ligne Rumianca-Selargius dans le sens (IT-2-DZ) deviennent critiques et peuvent perturber les deux réseaux en cas de coïncidence avec la perte supplémentaire d'un générateur, d'un condensateur ou d'une shunt capacitive.

En utilisant le VSC dans le cas 2, trois surcharges similaires à celles du cas 1 sont apparues. La réponse des différents générateurs et compensateurs synchrones après les

trois évènements mentionnés précédemment reste au loin aux limites de puissance réactive. La remarque importante est que le VSC rend ces évènements non critiques sur la stabilité du réseau algérien en terme de la perte additionnelle d'un élément. Il faut également souligner que la perte composée de la ligne Rumianca-Selargius avec l'une de la ligne dorsale Ittiri-Selargius représente un risque susceptible sur le réseau sarde dans le sens d'échange (IT-2-DZ).

L'analyse de contingence effectuée du cas 3 montre deux violations de tension sur le réseau algérien (tension du nœud inférieure à 0.9 (p.u)), associées aux deux surcharges de ligne. La première violation de tension est de 0.89 (p.u) sur le nœud Berrahal provoquée par la perte de la ligne SKD-Berrahal, or, la centrale électrique côté ligne saine fournit de la puissance réactive au maximum. La perte de la ligne Berrahal-RAD se comporte comme la précédente en produisant la seconde violation à 0.88 (p.u) et les mêmes conséquences. En raison de l'alimentation du nœud convertisseur de Berrahal qui est assurée par deux lignes seulement, la perte d'une ligne entraîne automatiquement la surcharge de l'autre.

En revanche, avec la même configuration du réseau pour le cas 3, ces deux violations de tension sont disparues dans les résultats d'analyse de contingence du cas 4 où la technologie VSC est appliquée. Indépendamment des surcharges de ligne survenues, le VSC montre sa performance en terme de contrôle séparé de la puissance active et réactive. En particulier, la perte de la ligne Berrahal-RAD rend le VSC à augmenter sa puissance réactive injectée afin de maintenir la tension du nœud convertisseur à sa consigne de 1.02 (p.u) (de -110 à 288 Mvar). Cette ligne interrompue fait également passer la centrale SKD de mode réception (-20 Mvar) en mode émission (+247 Mvar).

2.5.6 Post-contingence des cas 5 et 6 avec discussions

Le tableau 2.14 montre les résultats d'analyse de contingences pour la liaison HVDC-2000 MW pour les deux technologies CSC et VSC. Le seul évènement critique sur la sécurité du réseau algérien est l'interruption de la ligne RAD-Oued Athmania dans le sens d'échange (DZ-2-IT) du cas 5 (CSC-2000MW). Cela provoque l'enregistrement de trois violations de tension sur les nœuds de Berrahal, RAD, SKS1 et 2 suivi de deux surcharges de ligne Fkirina-Cheffia et Kais-Fkirina et l'augmentation de la puissance réactive générée par la centrale SKD au maximum. Ce dernier résultat devrait se produire à cause de la forte consommation de puissance réactive demandée par le convertisseur CSC (1262 Mvar). En outre, dans les deux sens d'échange, plusieurs violations de tension attendues sur le réseau sarde à chaque fois une ligne entre le nord et le sud de l'île est perdue. Au début, c-à-d depuis la situation pré-contingence, les générateurs et les compensateurs synchrones sont opérés près de leurs limites techniques, parfois au maximum de puissance réactive pour garder le plan de tension. Par conséquent, la moindre perte d'un élément portant une contribution en puissance réactive rend le plan de tension dégradé et plus difficile à le

TABLEAU 2.14 – Résultats de simulation pour la situation post-contingence des cas 5 et 6.

	Élément défaillant	Violation de tension	Surcharge de ligne	Comportements des générateurs et compensateurs	État
Cas 5 (CSC) Sens DZ2IT	Ligne RAD - Oued Athmania	- Berrahal 0.85 p.u - RAD 0.88 p.u - SKS1&2 0.89 p.u	- Ligne Fkirina - Cheffia à 83% - Ligne Kais - Fkirina à 81%	- Centrale SKD : 600 Mvar (max)	Critique
	Ligne Fiume Santo - Ittiri	- Ittiri 0.89 p.u - Selargius 0.84 p.u - Rumianca 0.87 p.u - Sarlux 0.89 p.u	Ligne Codrongianos - Ittiri à 106%	- Conds synch Codrongianos : 2x250 Mvar (max) - Centrale Fiume Santo : 2x(120Mvar + 202Mvar slack-bus) - Centrale Sarlux : 300 Mvar (max)	Critique
	Ligne Ittiri - Codrongianos	- Les six noeuds du réseau sarde (< 0.9 p.u)	Ligne Fiume Santo - Ittiri à 89%	- Centrale Fiume Santo : 2x(120Mvar + 188Mvar slack-bus) - Centrale Sarlux : 300 Mvar (max)	Critique
	Ligne Rumianca - Selargius	- Selargius 0.79 p.u	-	- Conds synch Codrongianos : 2x250 Mvar (max) - Centrale Fiume Santo : 2x(120Mvar + 122Mvar slack-bus)	Critique
	Ligne 1 Ittiri - Selargius (dorsale)	- Selargius 0.85 p.u - Rumianca 0.89	-	- Conds synch Codrongianos : 2x250 Mvar - Centrale Sarlux : 300 Mvar (max)	Critique
	Cond Synch 1 de Selargius	- Selargius 0.86 p.u	-	- Conds synch Codrongianos : 2x250 Mvar (max) - Centrale Fiume Santo : 2x(120Mvar + 129Mvar slack-bus) - Centrale Sarlux : 300 Mvar (max)	Critique
Cas 5 (CSC) Sens IT2DZ	Similaires aux violations de tension survenues dans le sens d'échange pour le réseau sarde DZ2IT				
Cas 6 (VSC) Sens DZ2IT	Ligne RAD - Oued Athmania	-	- Ligne Fkirina - Cheffia à 96% - Ligne Kais - Fkirina à 87%	- Centrale SKD : 352 Mvar - Centrale Kais : 211 Mvar - VSC-Berrahal : -321 Mvar	Non critique
	Ligne Fiume Santo - Ittiri	-	Ligne Codrongianos - Ittiri à 86%	-	Non critique
	Ligne Ittiri - Codrongianos	-	Ligne Fiume Santo - Ittiri à 90%	-	Non critique

maintenir.

La dernière analyse de contingence effectuée sur le cas 6 ayant la liaison VSC-2000 MW montre seulement des surcharges de ligne provoquées par les mêmes évènements figurés dans le cas 5. Par rapport à la liaison CSC, on peut voir que le convertisseur VSC de Berrahal augmente sa puissance réactive générée de 205 Mvar à 321 Mvar. De plus, les deux centrales SKD et Kais (slack-bus) ont également augmentées considérablement la puissance réactive à 253 Mvar et 211 Mvar, respectivement. Dans le cas 6, la perte de la charge transitée par la ligne Oued Athmania-RAD à 58.7% comme l'indique le tableau 2.12 est la cause principale de ce dernier comportement.

2.6 Conclusion

Dans le cadre de la création d'une véritable intégration des systèmes électriques autour de la Méditerranée, l'impact des liaisons HVDC euro-maghrébines sur le système électrique algérien, notamment en provenance de l'Italie, a été examiné dans ce chapitre.

Cette liaison HVDC sous-marine consiste à interconnecter les deux réseaux électriques algérien 400kV et sarde 380kV, à cet effet, un modèle sous l'environnement du logiciel PowerWorld Simulator a été construit. Ce dernier prend la forme de six cas possibles suivant plusieurs critères cités tels que la puissance de la liaison DC et le type du convertisseur utilisé. D'après les résultats obtenus en appliquant deux études basées sur l'écoulement de puissance en régime normal et l'analyse de contingence, les deux principales recommandations peuvent se résumer comme suit :

- L'utilisation de la technologie CSC-HVDC est un choix entouré de plusieurs défis en termes de consommation significative de la puissance réactive et son effet sur le plan de tension. C'est pour cela d'ailleurs que les deux réseaux concernés doit prendre sérieusement des renforcements importants en raison de l'insuffisance des sources de la puissance réactive et dans le but de garantir la stabilité du système électrique en évitant les violation de tension.
- En revanche, la technologie VSC-HVDC montre un comportement totalement flexible et une performance supérieure. Grâce au contrôle découplé des puissances active et réactive qui permet au VSC d'absorber ou d'injecter de la puissance réactive, aucun renforcement supplémentaire est nécessaire pour réguler la tension dans les différents nœuds des deux réseaux concernés. Quoi qu'il en soit le niveau de puissance DC et le sens d'échange, la technologie VSC représente un choix approprié pour cette liaison HVDC sur le plan technique.

Les considérations suggérées au début de l'étude peuvent être présentées comme des renforcements sur les réseaux de transport pour la mise en œuvre fiable et sécurisée de la liaison HVDC. On peut citer le doublement de la ligne dorsale Ittiri-Selargius dans le réseau sarde et la configuration proposée de la liaison 2000 MW appliquée sur le réseau algérien. Selon les résultats de l'analyse de contingence, plusieurs renforcements de lignes sont également recommandés soit par doublement, soit par augmentation de capacité pour les lignes du réseau sarde. Alors, pour le réseau algérien, l'addition d'une seule ligne entre les nœuds de Berrahal-Oued Athmania ou de Elmilia-Ramdane Djamel est suffisante pour éviter les surcharges des lignes, particulièrement au cas de liaison 2000 MW.

Chapitre 3

Étude analytique des convertisseurs multiniveaux type-MMC

3.1 Introduction

Nous avons vu dans le premier chapitre que le convertisseur multiniveaux modulaire est la topologie préférée de la famille VSC dans les applications haute tension qui produise plus de niveaux, moins d'harmoniques à une faible fréquence de commutation. Doté des commutateurs de puissance entièrement contrôlables comme IGBT et MOSFET, la composition en cascade des sous-modules permet l'extension des niveaux à des nombres élevés et la répartition équilibrée des tensions condensateurs.

D'autre part, le MMC nécessite des stratégies de contrôle et de régulation afin de garantir sa stabilité et sa performance contrairement aux VSCs classiques. La première grandeur est la tension aux bornes du condensateur dans chaque SM qui doit être régulée à sa valeur nominale [100]. La deuxième grandeur essentielle est le courant de circulation qui a un impact significatif sur les équipements du MMC et sa performance [101].

Dans ce chapitre, nous présentons tout d'abord la structure, la description et le principe de fonctionnement du MMC. En suite, nous décrivons la conception et le dimensionnement du circuit principal du MMC tels que le sélection des dispositifs de commutation, le nombre des SMs, la capacité de SM et l'inductance de bras. Le circuit équivalent d'un MMC triphasé, ainsi que la modélisation aux deux modèles détaillé et en valeur moyenne sont également abordés. Nous clôturons ce chapitre par la présentation des algorithmes de modulation et les techniques de régulation les plus utilisées pour le fonctionnement stable du MMC. À cet effet, nous concentrons sur l'équilibrage de la tension des condensateurs de chaque SM et le contrôle des courants de circulation.

3.2 Structure et description détaillée d'un MMC

La première apparition du MMC à des SMs en demi-pont a été présentée en 2003 par Marquardt et ses collègues [102]. Au plus tard, cette topologie prometteuse a été intensivement étudiée et développée pour plusieurs applications de conversion d'énergie en moyenne et haute tension [103] telles que les compensateurs synchrones statiques (STATCOM) [104], le stockage d'énergie [105], l'entraînement des moteurs MT à vitesse variable (VFD) [106] et le transport à courant continu à haute tension (HVDC) [107]. Plus de niveaux, plus la tension générée est de haute qualité et ne nécessite pas des filtres. En revanche, le MMC souffre de fluctuations d'énergies internes considérables à basse fréquence. Un autre inconvénient qui augmente les pertes et les ondulations dans les tensions des condensateurs, c'est la présence de courant harmonique de 2ème ordre dans les courants de circulation. Cela implique que le MMC nécessite beaucoup de surveillance et de contrôle de toutes les tensions des condensateurs et les courants de circulation pendant les régimes normal et perturbé.

Un schéma d'un MMC triphasé est représenté sur la figure 3.1. La branche d'une phase

se compose de deux bras supérieur et inférieur. Chaque bras comprend N sous-modules identiques connectés en série et une inductance de bras L . Les trois branches de phase sont connectées en parallèle à un bus commun continu et les bornes alternatives sont connectées au point milieu des deux bras de chaque branche.

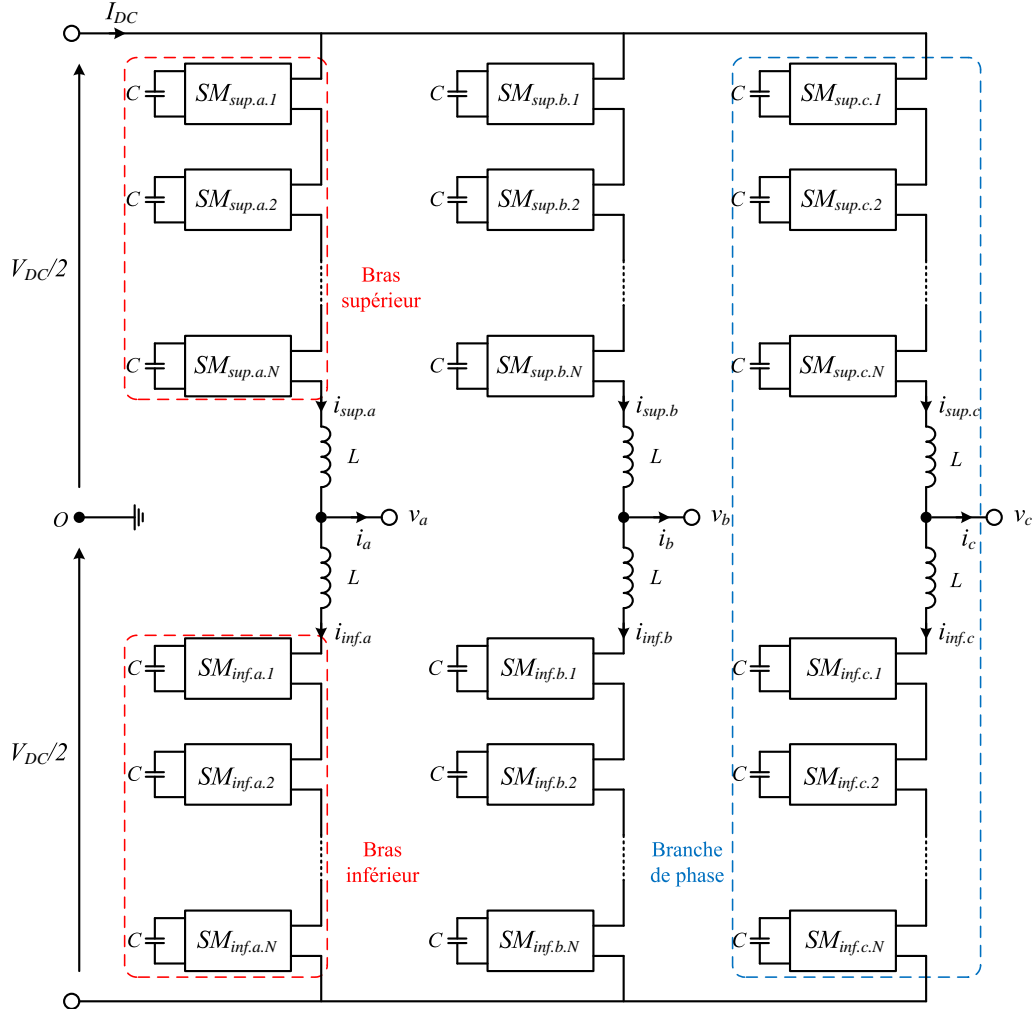


FIGURE 3.1 – Structure d'un MMC triphasé.

3.2.1 Structure du sous-module en demi-pont

Le sous-module est le bloc fondamental de construction du MMC et donne la propriété de modularité caractérisant ce convertisseur. La structure d'un SM en demi-pont est principalement composée de deux dispositifs de commutation S_1 et S_2 avec ses diodes antiparallèles D_1 et D_2 et un condensateur C_{SM} comme illustré en figure 3.2. L'interrupteur SW_{byp} de contournement à grande vitesse est utilisé pour bypasser les SMs redondants pendant le fonctionnement normal. Dans le cas contraire où il y a un défaut sur un SM, son interrupteur SW_{byp} se ferme et le SM défectueux est isolé à la chaîne et peut remplacer par un autre SM redondant. Par conséquent, la continuité de service et la disponibilité du MMC sont assurées. On trouve aussi un thyristor rapide T_p "press-pack" et sa utilité

apparaît dans le cas où un court-circuit se produit aux terminaux CC du MMC. Malgré l’extinction des IGBTs, le défaut reste alimenté par les diodes antiparallèles. En réalité, ces diodes ont une capacité très limitée à supporter les surintensités et pour cela le thyristor T_p de grande capacité à résister les surintensités se ferme afin protéger les diodes.

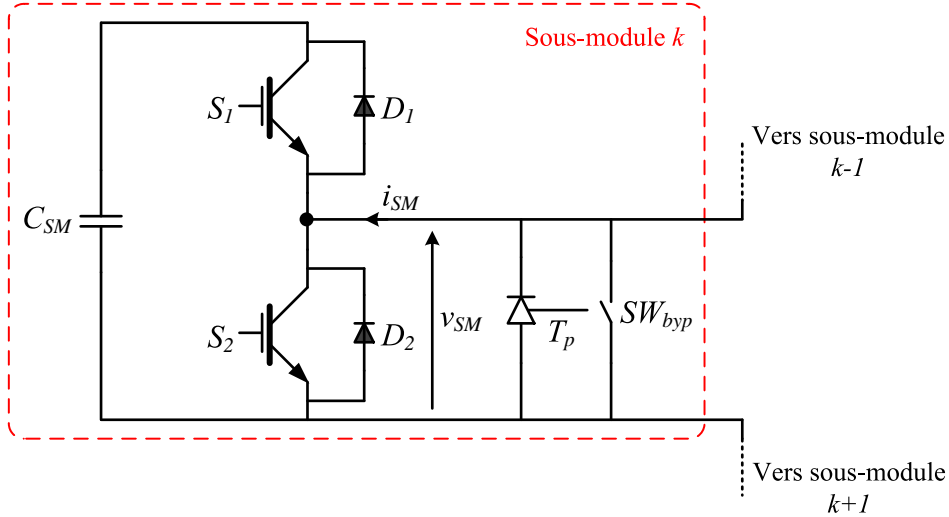


FIGURE 3.2 – Structure d’un sous-module en demi-pont.

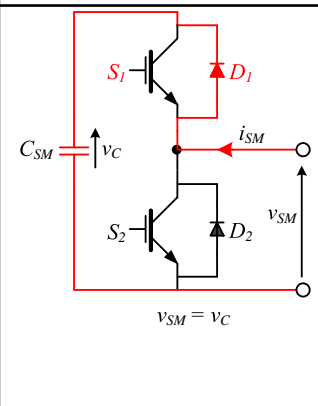
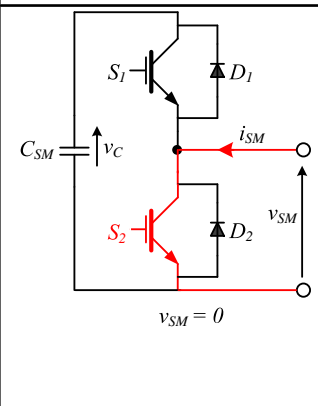
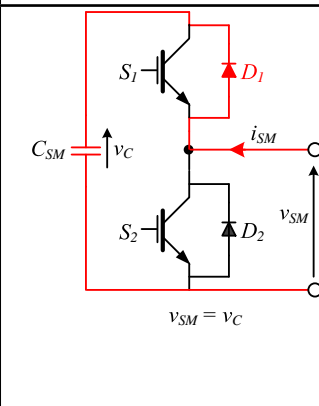
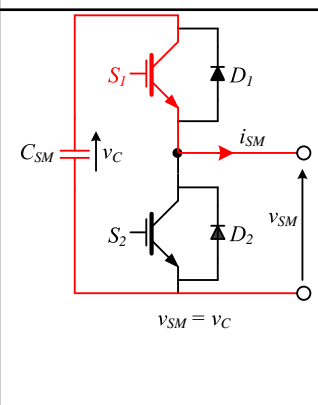
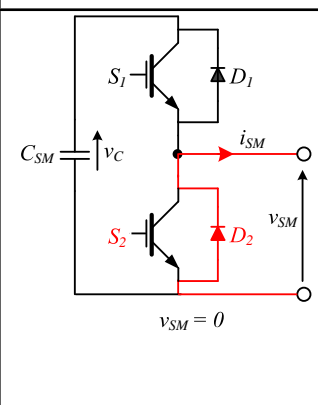
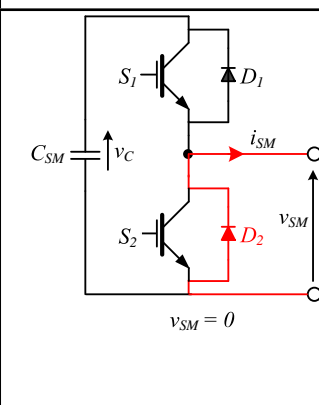
Le condensateur C_{SM} se comporte comme une source de tension et un tampon d’énergie qui fournit l’énergie stockée entre la source et la charge et vice versa. Les switches S_1 et S_2 fonctionnent de façon complémentaire, c-à-d lorsque l’un des switches est activé, l’autre switch sera désactivé. Il est interdit d’activer simultanément les deux switches parce que le condensateur met en court-circuit et peut endommager le SM entièrement.

Les étapes de commutation des switches et la direction de courant i_{SM} donnent plusieurs états de fonctionnement du SM. Le tableau 3.1 contient les six états et montre les chemins de courant formés par les combinaisons possibles. Lorsque S_1 activé (ON) et S_2 désactivé (OFF), la tension du condensateur apparaît aux bornes du SM ($v_{SM} = v_C$), le SM est dit ”inséré” et le chargement ou le déchargement du condensateur C_{SM} se produisent. Si le courant i_{SM} est positif, alors C_{SM} est en charge. Dans le cas contraire où S_1 désactivé (OFF) et S_2 activé (ON), on dit que le SM est ”contourné” ou ”by-passé”. Dans cet état, la tension du C_{SM} restera constante et la tension du SM est nulle ($v_{SM} = 0$). Il reste que le cas où les deux switches S_1 et S_2 sont désactivés en même temps ; c’est un cas anormal dite ”bloqué” et n’est pas autorisé qu’à la phase de démarrage du MMC qui permet le préchargement automatique des condensateurs.

3.2.2 Structure du sous-module en pont complet

Il est évident que la structure du SM en pont complet illustré en figure 3.3 nécessite plus de switches supplémentaires que le SM en demi-pont. Ici, le SM est capable de générer

TABLEAU 3.1 – États de fonctionnement du SM en demi-pont.

Direction courant i_{SM}	SM inséré $S_1 = ON ; S_2 = OFF$	SM contourné $S_1 = OFF ; S_2 = ON$	SM bloqué $S_1 = OFF ; S_2 = OFF$
Positif $i_{SM} > 0$			
Négatif $i_{SM} < 0$			

trois tensions à ces bornes : une tension nulle ($v_{SM} = 0$), une tension positive ($v_{SM} = +v_C$) et une tension négative ($v_{SM} = -v_C$).

Parmi les avantages de cette structure, elle permet d'augmenter d'états redondants par chaque niveau de tension et le choix de passage du courants à travers les switches. De plus, l'option de génération d'une tension négative gagne le MMC la propriété de s'opposer à la tension côté alternatif et d'arrêter le passage du courant de défaut vers le côté continu. Par conséquent, la structure du SM en pont complet combine le rôle de convertisseur et de disjoncteur CC.

Dû à l'utilisation du double de switches dans chaque SM, ça engendre une augmentation de lieu occupé, ainsi les systèmes auxiliaires d'amorçage, de contrôle et de protection. Sans oublier les pertes de conduction où deux switches sont toujours en conduction, cela donne le quasi-doublement des pertes supérieurs à ceux d'un MMC basé sur SM en demi-pont.

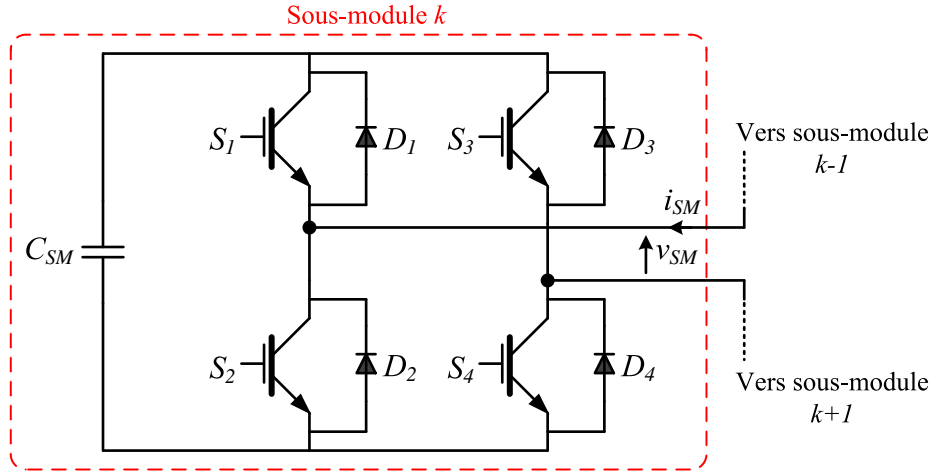


FIGURE 3.3 – Structure d'un sous-module en pont complet.

3.2.3 Principe de génération des niveaux

Bien que le principe de fonctionnement d'un MMC est basé sur les états des SMs, sa base de génération de la tension multiniveaux est différente à celle des convertisseurs VSC classiques qui hachent la tension continue. La tension de sortie du MMC est construite en plusieurs étapes en fonction du numéro de SM en appliquant des signaux d'activation appropriés aux switches. Certains SMs sont insérés et les autres sont contournés.

Pour comprendre le mécanisme de génération des niveaux dans le MMC, on prend une seule phase à analyser parmi les trois phases pour des raisons de simplicité et de similarité de fonctionnement, son schéma est illustré à la figure 3.4.(a).

Selon la loi de Kirchhoff appliqué dans les boucles supérieure et inférieure avec l'ignorance de la chute de tension sur les inductances des bras, la tension alternative de sortie v_{a0} peut être décrite comme :

$$v_{a0} = \frac{V_{dc}}{2} - v_{sup.a} = -\frac{V_{dc}}{2} + v_{inf.a} \quad (3.1)$$

où $v_{sup.a}$ et $v_{inf.a}$ sont les tensions des deux bras supérieur et inférieur, autrement dit, ce sont la somme des tensions des SMs insérés de chaque bras. Comme il y a toujours N de SMs sont ON dans chaque branche de phase, la tension moyenne aux bornes du condensateur de chaque SM peut être obtenue par :

$$V_c = \frac{1}{N} \cdot V_{dc} \quad (3.2)$$

À n'importe quel moment, le nombre total des SMs insérés d'une branche de phase doit être respecter la condition suivante :

$$N = N_{sup} + N_{inf} \quad (3.3)$$

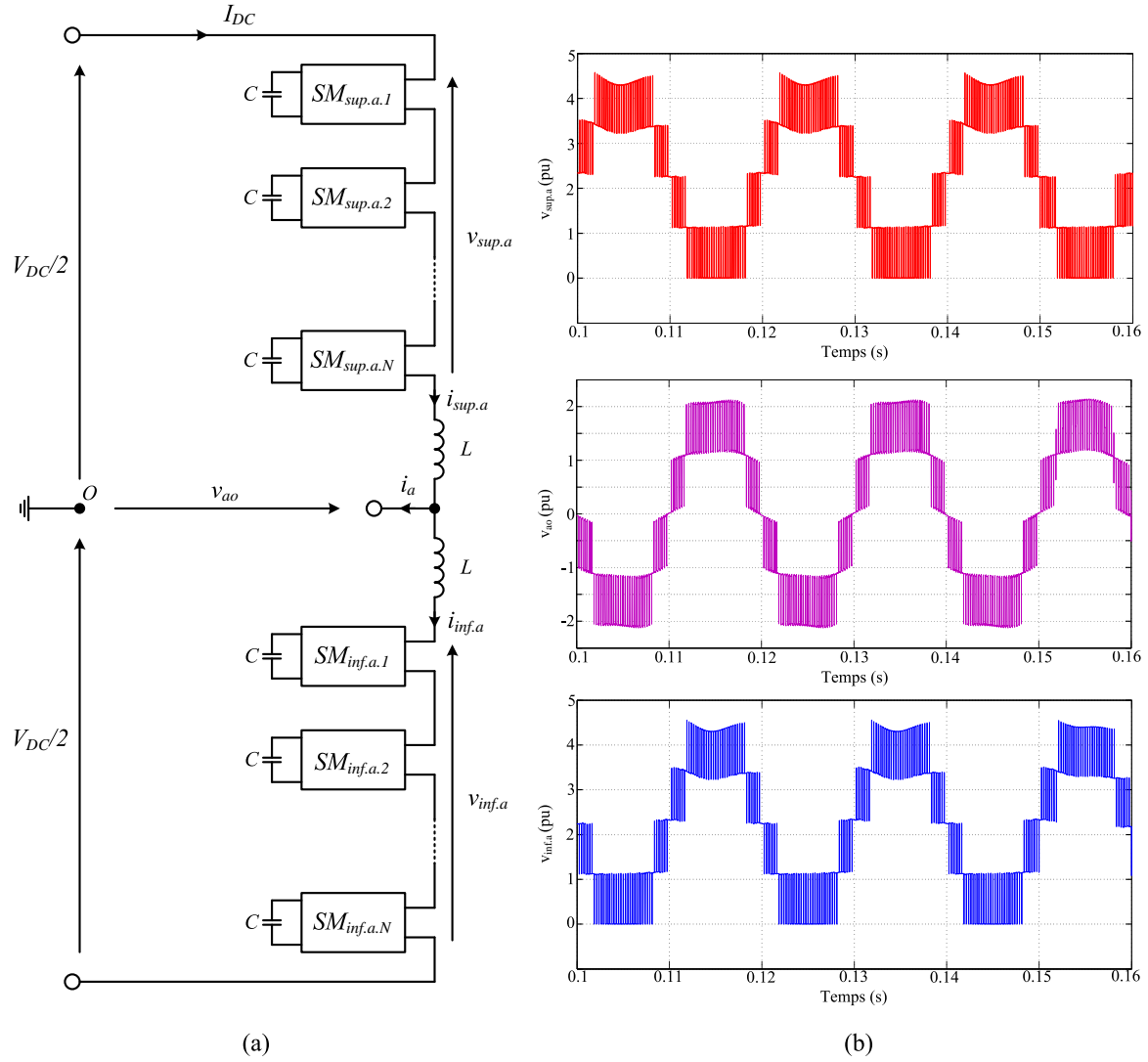


FIGURE 3.4 – MMC de $N+1$ niveaux (a) la phase analysée (b) Courbes des tensions bras supérieur $v_{sup.a}$, inférieur $v_{inf.a}$ et de sortie v_{ao} d'un MMC de 5-niveaux

On peut exprimer les tensions des deux bras supérieur et inférieur par :

$$\begin{cases} v_{sup.a} = \sum_{k=1}^N v_{C.sup.k} = \frac{N_{sup}}{N} \cdot V_{dc} \\ v_{inf.a} = \sum_{k=1}^N v_{C.inf.k} = \frac{N_{inf}}{N} \cdot V_{dc} \end{cases} \quad (3.4)$$

D'après l'équation 3.1 et 3.4, la tension de sortie v_{ao} peut être reformuler comme suit :

$$v_{ao} = \frac{v_{inf.a} - v_{sup.a}}{2} = \frac{N_{inf} - N_{sup}}{N} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \quad (3.5)$$

La figure 3.4.(b) montre les courbes des tensions de bras supérieur $v_{sup.a}$, de bras inférieur $v_{inf.a}$ et de sortie v_{ao} d'un exemple de MMC à 5-niveaux ($N = 4$) où $V_{dc} = 4500V$. On suppose que tous les SMs inférieurs sont ON ($N_{inf.a} = 4$) et les SMs supérieurs sont OFF ($N_{sup.a} = 4$), selon l'équation 3.5, la tension de sortie v_{ao} peut atteindre une valeur max de $V_{dc}/2$. La synthèse des trois tensions $v_{inf.a}$, $v_{sup.a}$ et v_{ao} , ainsi que les différentes

possibilités de création des niveaux sont résumées dans le tableau 3.2.

TABLEAU 3.2 – Synthèse des tensions de MMC à 5-niveaux en fonction des états des SMs.

État des SMs pour $N = 4$	$N_{inf.a} = 4$	$N_{inf.a} = 3$	$N_{inf.a} = 2$	$N_{inf.a} = 1$	$N_{inf.a} = 0$
	$N_{sup.a} = 0$	$N_{sup.a} = 1$	$N_{sup.a} = 2$	$N_{sup.a} = 3$	$N_{sup.a} = 4$
$v_{inf.a}$	V_{dc}	$3V_{dc}/4$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/4$	0
$v_{sup.a}$	0	$V_{dc}/4$	$V_{dc}/2$	$3V_{dc}/4$	V_{dc}
v_{ao}	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/4$	0	$-V_{dc}/4$	$-V_{dc}/2$

3.3 Conception et dimensionnement d'un MMC

La conception et le dimensionnement des composants essentiels du circuit principal de puissance d'un MMC est une procédure complexe, y compris les switches à semi-conducteur de puissance, le nombre des SMs par bras, la capacité du condensateur de SM et l'inductance du bras. Les critères de conception de ces éléments dépendent les uns des autres et fortement de l'application.

La figure 3.5 montre l'ordre séquentiel de la conception d'un MMC qui implique plusieurs étapes. Comme d'habitude et dans n'importe quel projet électrique, il faut définir la puissance nominale du MMC. Cela facilite le choix de la tension continue en tenant compte des caractéristiques nominales des composants, par exemple les entraînements de moteur MT et le transport HVDC, va de 6.6 kV à des centaines de kilovolts. En suite, le nombre des SMs par bras N est déterminé selon la qualité désirée de la tension générée par le MMC et les caractéristiques techniques des semi-conducteurs disponibles sur le marché. Les composants passifs sont sélectionnés pour les considérations suivantes : le choix de la capacité du SM est généralement déterminé pour avoir le minimum d'ondulation en tension, alors que l'inductance du bras est nécessaire pour limiter le courant de circulation et isoler les bras supérieur et inférieur.

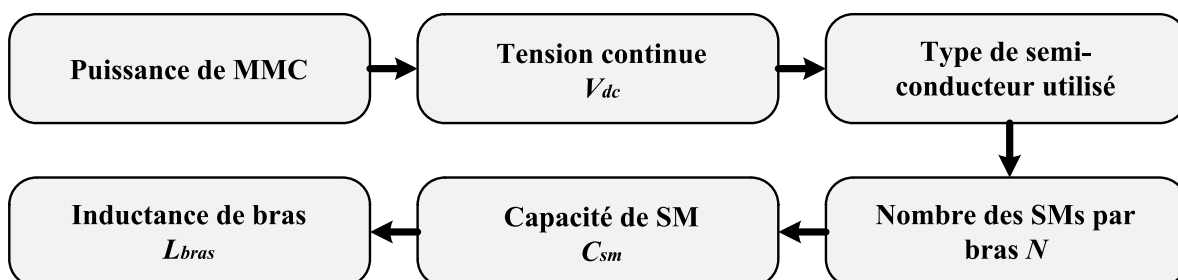


FIGURE 3.5 – Ordre séquentiel de la conception d'un MMC.

3.3.1 Sélection du semi-conducteur utilisé

Les caractéristiques de switch à semi-conducteur ont un impact fondamental sur la conception du MMC en matière de plusieurs considérations telles que le nombre des switches et leur connexion série ou parallèle, la redondance, la fréquence de commutation, le rendement et la taille de convertisseur. Les pertes de commutation sont négligeables par rapport aux pertes de conduction à cause de la faible fréquence de commutation. Le tableau 3.3 montre une comparaison de quelques IGBT et IGCT (Integrated Gate-Commutated Thyristor - Thyristor à commutation de grille intégrée) commerciales d'application en haute tension et courant élevé.

TABLEAU 3.3 – Différents switches IGBT et IGCT commerciales.

La référence commerciale	Type de switch	Tension nominale (kV)	Courant nominal (kA)	Tension à l'état ON (V)
Toshiba MG1200FXF1US53	IGBT	3.3	1.2	3.7
ABB 5SNA 1200G450300	IGBT	4.5	1.2	3.5
ABB 5SNA 0750G650300	IGBT	6.5	0.75	3.8
Infineon FZ750R65KE3	IGBT	6.5	0.75	3.7
ABB 5SHY 35L4522	IGCT	4.5	4.0	1.8

D'après ce tableau 3.3, L'IGCT est le préféré dans l'application MMC-HVDC en termes de courant nominal et de pertes à l'état passant. Le courant nominal du switch sélectionné doit supporter le courant max du bras, ou de manière équivalente la somme de moitié du courant de phase et le courant de circulation.

3.3.2 Détermination de nombre des sous-modules

Le nombre des SMs par bras N est un paramètre crucial à déterminer ; il caractérise le MMC en termes d'extension et d'adaptabilité à différents niveaux de tension et de puissance. En effet, la détermination du nombre N implique les tensions nominales du switch à semi-conducteur et du condensateur du SM qui doit tenir également en compte la tension moyenne de V_{dc}/N .

En outre, la qualité de la forme d'onde de la tension de sortie peut être pris en compte lors de la détermination de N . L'utilisation d'un grand nombre de SMs rend la tension de sortie plus proche d'une sinusoïde grâce au nombre élevé des niveaux générés. Cependant, la qualité de la tension doit être respectée selon les normes strictes d'interconnexion électrique qui exige un taux faible d'harmonique. En fonction de la tension continue V_{dc}

et la tension individuelle de SM V_{SM} , le nombre N peut être déterminé comme suit :

$$N \geq \frac{V_{dc}}{V_{SM}} \quad (3.6)$$

Finalement, le nombre des SMs redondants qui remplacent les SMs défaillants doit être aussi considéré dans cette phase de conception.

3.3.3 Détermination de la capacité du sous-module

Les condensateurs des SMs sont appelés flottants, ils ne sont pas alimentés par une source externe. Le courant de bras est le responsable du chargement et déchargement des condensateurs provoquant des ondulations de tension. Au cours du fonctionnement à charge nominale, ces ondulations de tensions ne doivent pas dépasser l'enveloppe de $\pm 10\%$ de la tension moyenne de SM [108] ; cette condition est l'un des critères de sélection de C_{SM} . En règle générale, le choix de la capacité C_{SM} est compromis entre les contraintes d'ondulation de tension de V_C et la taille du condensateur. Une capacité insuffisante ne peut pas réduire les ondulations de tension, alors qu'une capacité élevée peut être inutile et coûteuse.

Une approche pratique utilisée dans la détermination du condensateur à l'aide de rapport énergie/puissance E_S qui doit être compris entre 30 et 40 kJ/MVA. Par conséquent, la capacité C_{SM} est estimée comme suit [53] :

$$C_{SM} = \frac{2S_{MMC}E_s}{6NV_C^2} \quad (3.7)$$

où S_{MMC} est la puissance apparente du convertisseur, N est le nombre des SMs par bras et V_C est la tension moyenne de SM.

3.3.4 Détermination de l'inductance de bras

L'inductance de bras L destinée au MMC est une réactance à noyau d'air sec [109] et sa conception prend en compte les critères suivantes [110] :

- L'amplitude du courant harmonique 2ème ordre crée dans le courant de circulation qui a un impact significatif sur les courants de bras.
- La résonance avec la capacité de SM.
- La montée de courant en présence de défaut.

La capacité du SM et l'inductance du bras forment une fréquence de résonance. À un rang d'harmonique h et indice de modulation M données, la valeur provocante L_{res} de la

résonance sur une fréquence fondamentale ω est donnée par :

$$L_{res} = \frac{N}{C_{SM}\omega^2} \frac{2(h^2 - 1) + M^2h^2}{8h^2(h^2 - 1)} \quad (3.8)$$

C'est recommandé de faire fonctionner le MMC au-dessus de la fréquence de résonance la plus élevée et d'éviter les résonances à des harmoniques entier pairs spécialement les harmoniques d'ordre 2 et 4. Pratiquement, l'inductance du bras L prend une valeur de 0.1 à 0.15 p.u par rapport aux grandeurs nominales du convertisseur, généralement, elle offre une plage pour L de 30 à 100 mH.

3.4 Modélisation d'un MMC

Dans cette section, la modélisation analytique du MMC est présentée. Cette modélisation est nécessaire pour comprendre le comportement du MMC et interpréter ces résultats dans les différentes conditions. Bien que la topologie du MMC semble avoir la simplicité, le MMC nécessite aussi plus d'efforts consacrés aux plans de contrôle complexes afin d'assurer un fonctionnement stable et de bonnes performances.

3.4.1 Circuit équivalent d'un MMC triphasé

Avant d'analyser les grandeurs en tension et en courant du MMC qui permet de décrire son circuit équivalent, les hypothèses suivantes sont supposées et adoptées :

1. Le système triphasé est considéré équilibré en toutes grandeurs, c-à-d les bras, les charges et les tensions des trois phases sont identiques, ainsi que le courant continu de source DC est également réparti en trois branches de phase.
2. Tous les SMs sont identiques et les tensions des condensateurs sont équilibrées et maintenues constantes à V_{dc}/N .
3. Le signal de modulation de fréquence fondamentale est une fonction de commutation qui insère les SMs de manière sinusoïdale. Cela signifie que les harmoniques de la technique MLI ne prennent pas en compte dans cette modélisation.
4. Toutes les pertes des bras sont constantes.

La figure 3.6 montre le circuit équivalent d'un MMC triphasé dont les tensions des SMs insérés de chaque bras sont remplacées par une source de tension ($v_{sup,a}$ et $v_{inf,a}$ pour le bras supérieur et inférieur de la phase (a)). Dans la suite et pour des raisons de simplicité, les résistances des inductances de bras sont négligeables et les équations de la phase (a) sont les seules représentées due à la symétrie du systèmes triphasé.

Au point sortie de la phase (a), les courants de bras supérieur $i_{sup,a}$ et inférieur $i_{inf,a}$

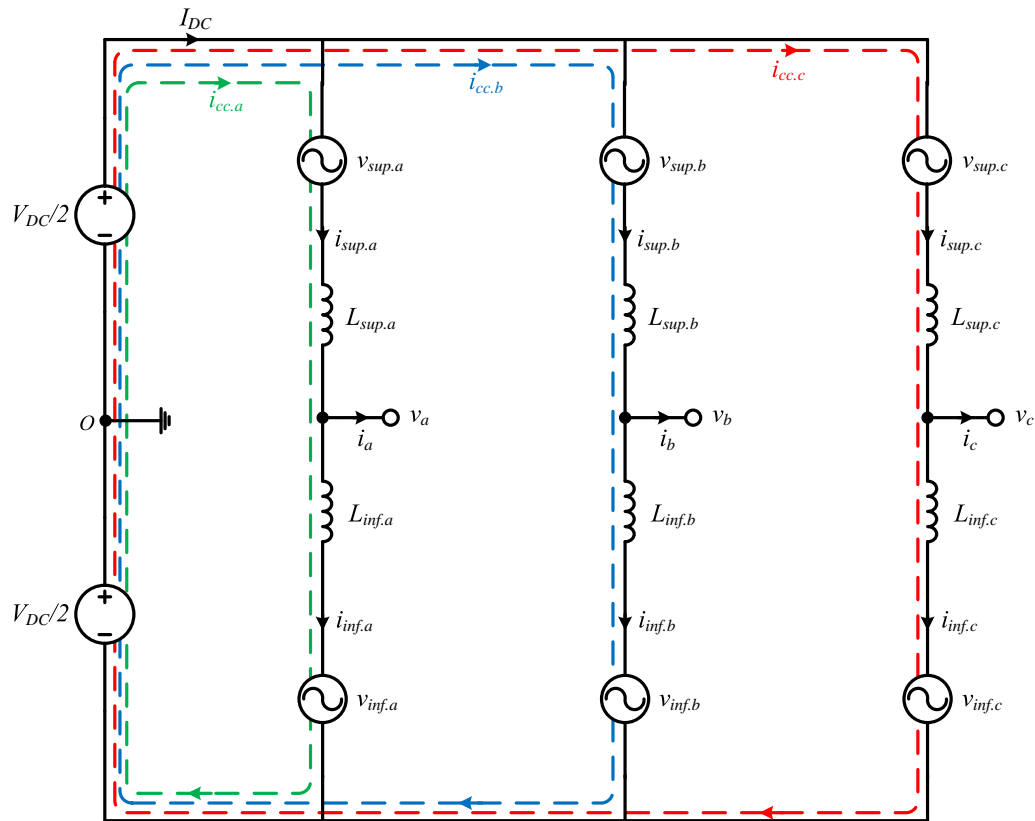


FIGURE 3.6 – Circuit équivalent d'un MMC triphasé.

sont définis comme suit :

$$i_a = i_{sup.a} - i_{inf.a} \quad (3.9)$$

$$i_{sup.a} = \frac{i_a}{2} + i_{cir.a} \quad (3.10)$$

$$i_{inf.a} = -\frac{i_a}{2} + i_{cir.a} \quad (3.11)$$

où i_a est le courant alternatif de sortie et $i_{cir.a}$ est le courant qui circule entre la source continue et les deux bras de la phase (a) et contient une composante continue égale à $I_{dc}/3$. D'après les équations 3.10 et 3.11, le courant de circulation de la phase (a) est donné par :

$$i_{cir.a} = \frac{i_{sup.a} + i_{inf.a}}{2} \quad (3.12)$$

On prend la chute de tension aux bornes des inductances de bras en considération, l'équation 3.1 peut être réécrite comme :

$$v_a = \frac{V_{dc}}{2} - L_{sup.a} \frac{di_{sup.a}}{dt} - v_{sup.a} \quad (3.13)$$

$$v_a = -\frac{V_{dc}}{2} + L_{inf.a} \frac{di_{inf.a}}{dt} + v_{inf.a} \quad (3.14)$$

L'addition et la soustraction de deux équations précédentes donnent les équations

découplées des tensions côté sortie et côté entrée du MMC comme suit :

$$v_a = \frac{v_{inf.a} - v_{sup.a}}{2} - \frac{L_{bras}}{2} \frac{di_a}{dt} \quad (3.15)$$

$$L_{bras} \frac{di_{cir.a}}{dt} = \frac{V_{dc} - (v_{inf.a} + v_{sup.a})}{2} \quad (3.16)$$

où $L_{bras} = L_{sup.a} = L_{inf.a}$. Selon les équations 3.15 et 3.16, on peut contrôler la tension de sortie v_a et le courant de circulation $i_{cir.a}$ par les tensions des bras supérieur et inférieur, qui à son tour, contrôlées par le nombre des SMs insérés.

En réalité, l'hypothèse d'une tension constante du condensateur de SM n'est en fait jamais valide. En revanche, les tensions des bras $v_{sup.a}$ et $v_{inf.a}$ sont d'origine sinusoïdale et le nombre des SMs insérés à tout moment dépend de leurs signaux de commande. Le signal de modulation pour une référence sinusoïdale est donné par :

$$v_{sup.a}^{ref} = \frac{1}{2}(1 - M \cos(\omega_0 t + \varphi_a)) \quad (3.17)$$

$$v_{inf.a}^{ref} = \frac{1}{2}(1 + M \cos(\omega_0 t + \varphi_a)) \quad (3.18)$$

où M est l'indice de modulation ($0 \leq M \leq 1$) et φ_a est le déphasage. La valeur instantanée de la capacité dans les bras supérieur et inférieur deviennent comme :

$$C_{sup.a}^m = \frac{C_{bras}}{v_{sup.a}^{ref}} \quad (3.19)$$

$$C_{inf.a}^m = \frac{C_{bras}}{v_{inf.a}^{ref}} \quad (3.20)$$

où C_{bras} est la capacité équivalente du bras lorsque tous les SMs sont ON et égale à C_{SM}/N . En considérant l'insertion des SMs suivant une fonction sinus, l'équation dynamique équivalente des bras supérieur et inférieur est :

$$\frac{dv_{sup.a}^M}{dt} = \frac{v_{sup.a}^{ref}}{C_{bras}} i_{sup.a} \quad (3.21)$$

$$\frac{dv_{inf.a}^M}{dt} = \frac{v_{inf.a}^{ref}}{C_{bras}} i_{inf.a} \quad (3.22)$$

où $v_{sup.a}^M$ et $v_{inf.a}^M$ sont les tensions de bras maximales disponibles (lorsque tous les SMs sont ON). Par conséquent, en utilisant les équations 3.10 et 3.11, les équations des tensions de bras maximales peuvent être obtenues :

$$\frac{dv_{sup.a}^M}{dt} = \frac{v_{sup.a}^{ref}}{C_{bras}} \left(i_{cir.a} + \frac{i_a}{2} \right) \quad (3.23)$$

$$\frac{dv_{inf.a}^M}{dt} = \frac{v_{inf.a}^{ref}}{C_{bras}} \left(i_{cir.a} - \frac{i_a}{2} \right) \quad (3.24)$$

Il est évident que la multiplication de deux signaux sinusoïdaux i_a et $v_{sup.a}^{ref}$ ou $v_{inf.a}^{ref}$ produise une composante continue et une deuxième harmonique. Donc, le MMC génère les harmoniques caractéristiques d'ordre pair qui provoque la génération de courant différentiel circulant.

3.4.2 Le modèle détaillé

Dans les systèmes HVDC basés sur le MMC, le modèle détaillé à utiliser de petits pas de temps d'intégration numérique pour représenter en précision les événements de commutation rapide de milliers des switches. Le but de ces modèles est la réduction du temps de calcul lors de la simulation.

Un switch composé d'un IGBT et une diode est représenté par une résistance dans le modèle détaillé, par conséquent, les swithes S_1 et S_2 constituant un SM sont remplacés par les résistances R_1 et R_2 comme l'indique la figure 3.7.(a). Alors que, la capacité du SM est modélisée par une source de tension avec une résistance en série. La méthode trapézoïdale est la méthode préférée pour résoudre l'équation différentielle suivante :

$$v_c(t) = R_c i_c(t) + v_{c,eq}(t - \Delta t) \quad (3.25)$$

avec

$$\begin{cases} R_c = \frac{\Delta T}{2C} \\ v_{c,eq}(t - \Delta t) = \frac{\Delta T}{2C} i_c(t - \Delta t) + v_c(t - \Delta t) \end{cases} \quad (3.26)$$

où ΔT est le pas d'intégration.

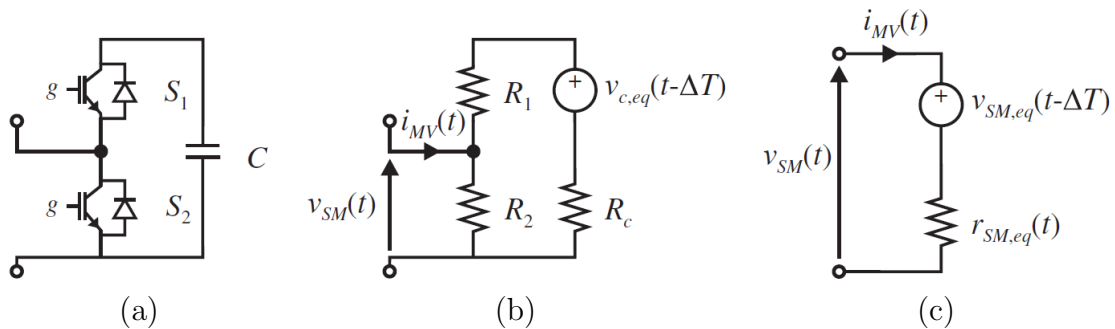


FIGURE 3.7 – Modèle équivalent détaillé d'un SM (a) circuit d'un SM (b) circuit équivalent de SM (c) circuit Thévenin équivalent de SM.

Dans la référence [111], un modèle équivalent plus détaillé proposé pour calculer les résistances R_1 et R_2 en fonction des signaux de commande PWM, du sens de courant et à l'aide d'un calcul itératif à chaque pas de temps.

Une approche proposée par [112] qui propose un modèle équivalent plus simple (figure 3.7.(c)) en utilisant le circuit de Thévenin sur la base de la figure 3.7.(b). La tension aux bornes de SM est calculée suivant la formule suivante :

$$v_{SM} = r_{SM,eq}(t)i_{MV}(t) + v_{SM}(t - \Delta t) \quad (3.27)$$

avec

$$\begin{cases} r_{SM,eq}(t) = \frac{R_2(t) \cdot (R_1(t) + R_c)}{R_2(t) + R_1(t) + R_c} \\ v_{SM,eq}(t - \Delta t) = v_{c,eq}(t - \Delta t) \frac{R_2(t)}{R_2(t) + R_1(t) + R_c} \end{cases} \quad (3.28)$$

En fonction du courant valve $i_{MV}(t)$, on peut exprimer la tension équivalente d'une valve composée de n-SM par :

$$v_{SM}(t) = r_{eq}(t)i_{MV}(t) + v_{eq}(t - \Delta t) \quad (3.29)$$

avec

$$\begin{cases} r_{eq}(t) = \sum_{i=1}^{n_{SM}} r_{SM,eq,i}(t) \\ v_{eq}(t - \Delta t) = \sum_{i=1}^{n_{SM}} v_{SM,eq,i}(t - \Delta t) \end{cases} \quad (3.30)$$

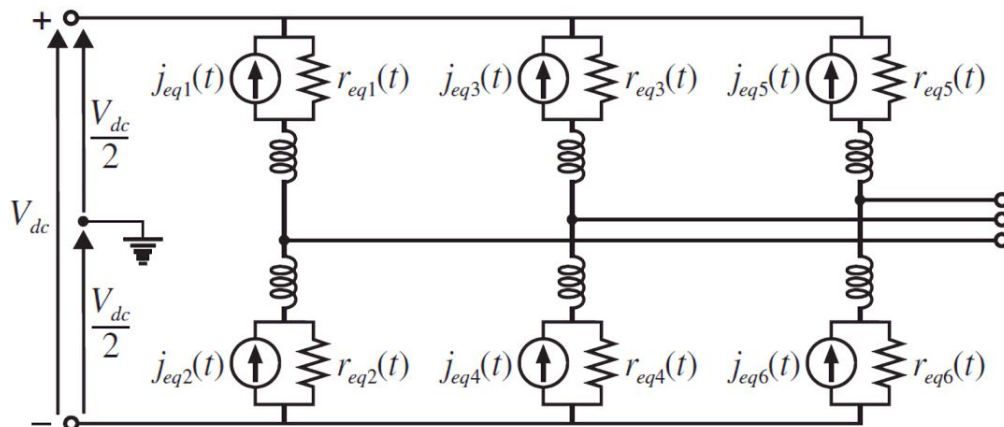


FIGURE 3.8 – Modèle détaillé proposé par la Réf [112].

La figure 3.8 montre le circuit équivalent du MMC proposé par l'approche de la référence [112] dont les SMs en cascade sont remplacés par un ensemble équivalent composé par un injecteur de courant et une résistance montés en parallèle. L'avantage de ce modèle est la réduction du nombre de nœuds, quel que soit le nombre des SMs en série.

3.4.3 Le modèle en valeur moyenne

L'inconvénient majeur du modèle détaillé utilisé dans la simulation du comportement de VSC-MMC est la charge de calcul énorme et parfois inacceptable. Pour cela et dans le but de simplifier le modèle équivalent du MMC, de modèles dites "en valeur moyenne" (AVM - Averaged model) sont introduites en utilisant des sources de tension et de courant

contrôlées.

Représentation côté alternatif de AVM

un SM peut être remplacé par un switch à deux pôles qui a deux états binaires : si le SM est inséré où $S_{sup.a/inf.a} = 1$, sa tension de sortie égale à la tension de sa capacité correspondante ; sinon le SM est bypassé et $S_{sup.a/inf.a} = 0$. La tension totale du bras supérieur ou inférieur (ensemble SM inséré-inductance) est considérée comme une source de tension contrôlée et sa expression est donnée par :

$$v_{sup.a}^{bras} = v_{sup.a} - L_{bras} \frac{di_{sup.a}}{dt} = \sum_{k=1}^N (S_{sup.a.k} \cdot v_{c.sup.a.k}) - L_{bras} \frac{di_{sup.a}}{dt} \quad (3.31)$$

$$v_{inf.a}^{bras} = v_{inf.a} - L_{bras} \frac{di_{inf.a}}{dt} = \sum_{k=1}^N (S_{inf.a.k} \cdot v_{c.inf.a.k}) - L_{bras} \frac{di_{inf.a}}{dt} \quad (3.32)$$

Supposons que l'harmonique 2ème ordre du courant de circulation est nul et toutes les tensions des condensateurs sont parfaitement équilibrées, les équations 3.13 et 3.14 peuvent être réécrire à l'aide des équations 3.10 et 3.11 comme :

$$v_{sup.a} = -(v_a + \frac{L_{bras}}{2} \frac{di_a}{dt}) + \frac{V_{dc}}{2} = -e_a + \frac{V_{dc}}{2} \quad (3.33)$$

$$v_{inf.a} = (v_a + \frac{L_{bras}}{2} \frac{di_a}{dt}) + \frac{V_{dc}}{2} = e_a + \frac{V_{dc}}{2} \quad (3.34)$$

La figure 3.9 montre la représentation de l'AVM côté alternatif avec les blocs de contrôle pour la phase (a) seulement. Les équations 3.33 et 3.34 sont représentées les signaux principaux de référence nécessaires pour la modulation PWM qui va associer à d'autres signaux générés \hat{e}_j par le contrôleur du MMC.

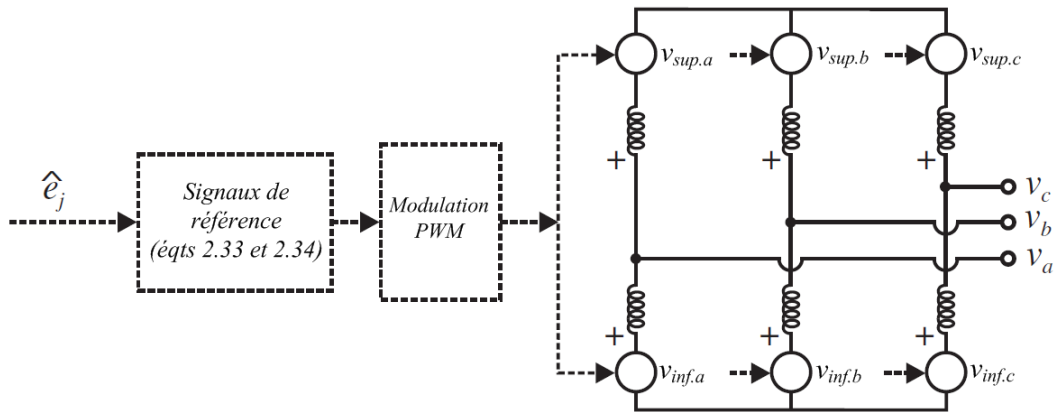


FIGURE 3.9 – La représentation AVM côté alternatif proposé par la Réf [53].

Représentation côté continu de AVM

La représentation de l'AVM côté continu est basée sur le bilan des puissances, c-à-d, la puissance côté alternatif doit être égale à la puissance côté continu plus les pertes du MMC :

$$P_{ca} = P_{dc} + P_{pertes} \quad (3.35)$$

$$\sum_{j=a,b,c} e_j \cdot i_j = V_{dc} I_{dc} + P_{pertes} \quad (3.36)$$

L'expression de l'indice de modulation m_j est donnée par :

$$m_j = 2 \frac{e_j}{V_{dc}} \quad (3.37)$$

L'équation 3.35 peut être réécrite comme :

$$\frac{P_{ca}}{V_{dc}} = \sum_{j=a,b,c} m_j \cdot i_j = I_{dc} + \frac{P_{pertes}}{V_{dc}} \quad (3.38)$$

Les pertes du convertisseur sont représentées les pertes résistives et de commutation en utilisant la résistance équivalente R du MMC et le courant continu équivalent I_c :

$$I_{pertes} = \frac{P_{pertes}}{V_{dc}} = R \frac{I_c^2}{V_{dc}} \quad (3.39)$$

avec

$$I_c = \frac{1}{2} \sum_{j=a,b,c} m_j \cdot i_j \quad (3.40)$$

Par conséquent, le courant continu I_{dc} est dérivé d'après les équations 3.38 et 3.40 :

$$I_{dc} = I_c - I_{pertes} \quad (3.41)$$

La valeur de R est choisie en utilisant les pertes en modèle détaillé complet, qui sont proche de 1% de la puissance nominale du convertisseur et dépendent de la technique de modulation et de la fréquence de commutation. Alors, la représentation de l'AVM côté continu du MMC est basée sur deux sources de courant contrôlées tout dépendant du courant I_c , comme illustré à la figure 3.10.

La capacité équivalente C_e est utilisée pour simuler l'effet du Thyristor T_p dans le modèle détaillé pendant les défauts CC, sa expression est donnée par :

$$C_e = \frac{6C}{N_{bras}} \quad (3.42)$$

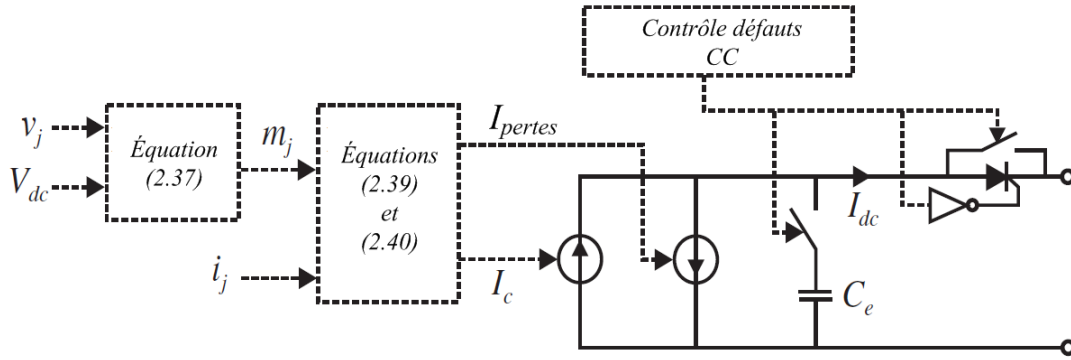


FIGURE 3.10 – La représentation AVM côté continu proposé par la Réf [53].

3.5 Contrôle appliqué au MMC

3.5.1 Schéma général du contrôleur

La figure 3.11 montre un schéma général d'un système de contrôle typique du MMC. Le contrôle appliqué au MMC est inspiré du contrôle des VSC conventionnels à 2-niveaux. Les similitudes des deux systèmes ressortent dans la régulation de la puissance de sortie active et réactive en basant sur la boucle de régulation du courant de sortie. Cependant, le MMC présente également de contrôle supplémentaire en raison des condensateurs flottants qui doivent être équilibrés en tension. De plus, la présence des harmoniques aux courants de circulation impose une autre complexité qui conduit encore à un autre contrôle, c'est l'élimination du courant dominant harmonique 2ème ordre du courant de circulation.

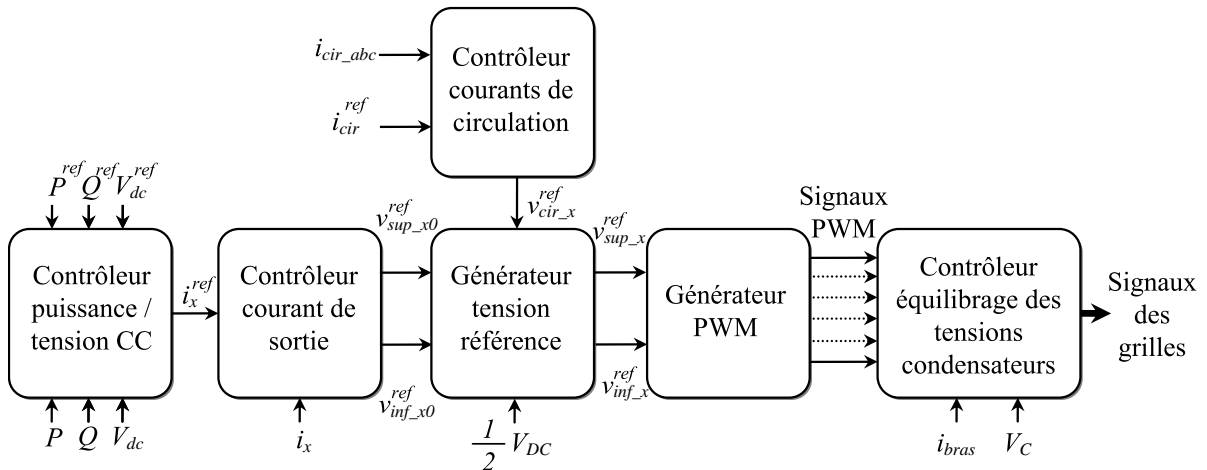


FIGURE 3.11 – Schéma bloc général du système contrôle de MMC ($x \in a, b, c$).

Le bloc nommé "générateur de la tension référence" est considéré comme le moteur du système de contrôle du MMC car il collecte les différents signaux de commande générés par les autres blocs de régulation sous le concept de contrôle en cascade. Ce bloc génère deux tensions de référence séparées et destinées aux bras supérieur et inférieur. En suite, les signaux de commande des grilles IGBTs sont générés sur la base de comparaison entre

les deux tensions de référence précédentes et les porteuses triangulaires. Les impulsions PWM générées passent au bloc d'équilibrage de la tension des condensateurs à base d'un algorithme de tri.

Le premier bloc représentant la boucle externe est le responsable au contrôle de la puissance de sortie et la tension du bus CC, il dite "contrôleur courant de sortie", il génère une tension de référence de sortie pour maintenir les valeurs de retour de la puissance et de la tension à leurs consignes. Le deuxième bloc est le contrôleur des courants de circulation qui produise une tension de référence pour supprimer les harmoniques courant contenus dans les courants de circulation. Le dernier bloc est le contrôleur d'équilibrage des tensions des condensateurs, cet étage de contrôle comprend le nombre des SMs insérés, la direction du courant de bras et les tensions des SMs. Notez que ce bloc peut situer devant ou derrière du bloc PWM selon le contrôle choisi basé sur l'algorithme de tri ou sur le contrôle actif.

3.5.2 La boucle externe

L'ensemble de contrôleur de la puissance et/ou tension et contrôleur courant de sortie représente la boucle externe du système de contrôle de MMC qui est similaire aux blocs des VSCs classiques comme le VSC à 2-niveaux. L'avantage de contrôler l'amplitude et la phase de la tension alternative générée rend le contrôle découplé des puissances active et réactive plus facile et indépendant en utilisant le contrôle vectoriel [113]. À ce stage, il est préféré de transformer les coordonnées stationnaires triphasées (abc) en coordonnées rotatives (dq). Cela permet de résoudre les difficultés des contrôleurs linéaires face au suivi et contrôle des références sinusoïdales, de transformer les grandeurs sinusoïdales en grandeurs continues et de réduire les variables de trois à deux. La figure 3.12 montre le schéma détaillé de la boucle externe de contrôle MMC.

À partir des transformateurs de courant et de tension, les courants et les tensions du réseau alternatif sont mesurés pour calculer les puissances active et réactive. Ces deux puissances sont contrôlées individuellement par un contrôleur type PI soit directement par une consigne de référence (P_{CA}^{ref} et Q_{CA}^{ref}), soit indirectement par la tension continue et la tension alternative [114]. Les courants de référence I_d^{ref} et I_q^{ref} générés par le contrôleur puissance/tension sont passés par un limiteur de courant vers le contrôleur courant de sortie. Au système des coordonnées dq , les puissances active et réactive sont données par :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2}(V_d I_d + V_q I_q) \\ Q = \frac{3}{2}(V_q I_d - V_d I_q) \end{cases} \quad (3.43)$$

L'échange de la puissance active entre le MMC et le réseau alternatif est contrôlé par l'angle δ de la tension générée par le convertisseur. Le basculement de contrôle de la puissance au contrôle de la tension continue est réalisé pour garder la tension CC dans une plage sécurisée lors de perturbations du réseau électrique [115].

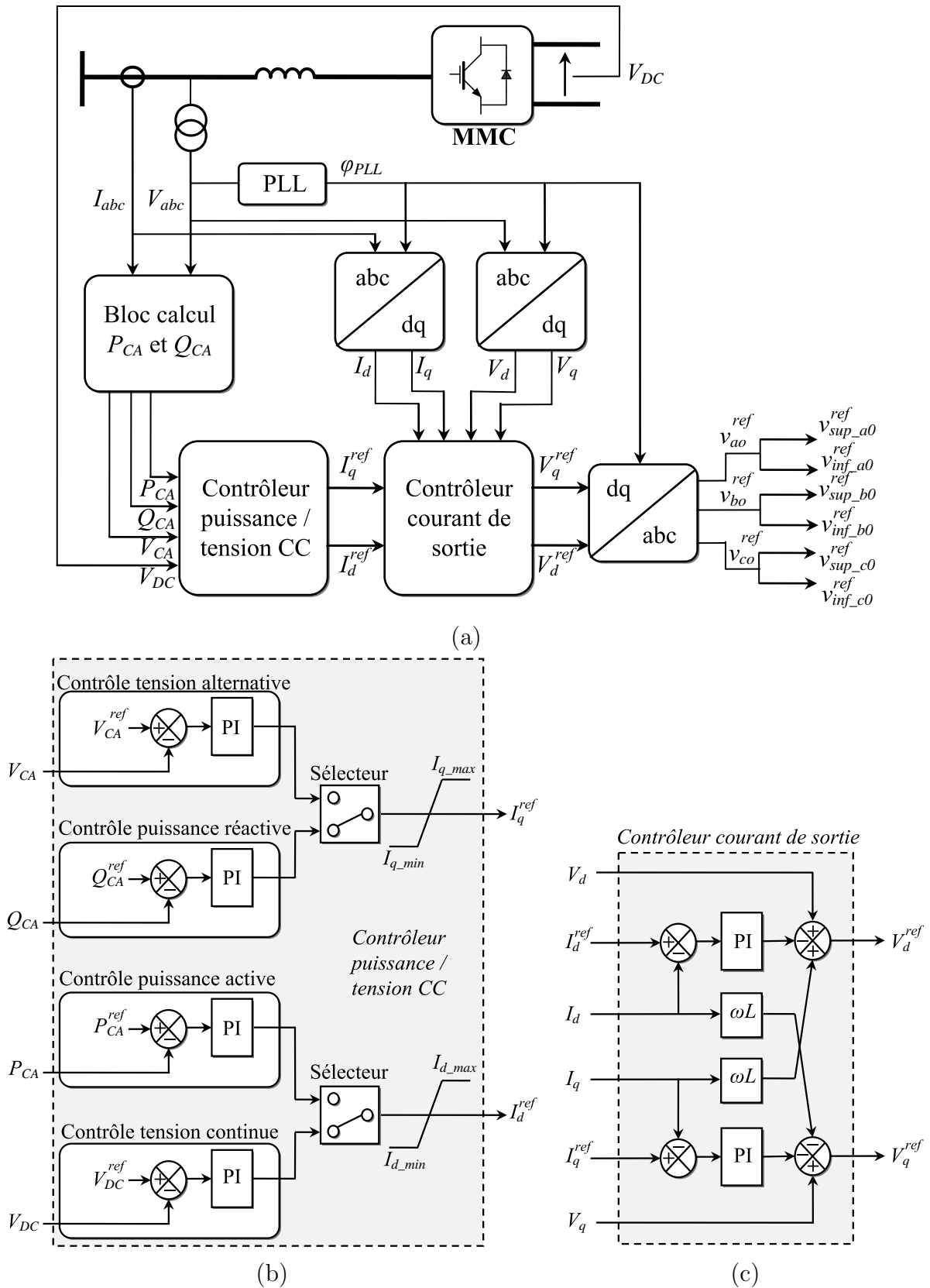


FIGURE 3.12 – Schéma de contrôle de la boucle externe (a) contrôleur de la boucle externe (b) contrôle puissance/tension (c) contrôleur courant de sortie.

De l'autre part, l'amplitude de la tension alternative générée par le MMC est contrôlé par l'indice de modulation M_a . De plus, le contrôle de la puissance réactive vers/ depuis le MMC se fait par le déphasage entre la tension et le courant, alors que le contrôle de la tension alternative est adopté pour maintenir la tension CA dans des limites acceptables [116].

Le contrôleur courant de sortie permet à contrôler les tensions modulées V_d et V_q et de découpler les termes d et q par une régulation à action anticipatrice. Les courants actif I_d et réactif I_q sont aussi contrôlés via un régulateur PI. Afin d'obtenir les tensions triphasées de référence abc délivrées par ce contrôleur, une transformation inverse est requise pour transformer le tension V_d^{ref} et V_q^{ref} de coordonnées rotatives en coordonnées stationnaires triphasées. Cette opération nécessite la mesure du déphasage des tensions réseau qui fournit par une boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop - PLL) [117]. Cette boucle PLL permet à synchroniser les tension du MMC avec les tensions du réseau et à déterminer la séquence de commutation dans le processus de modulation [118].

3.5.3 Contrôle courants de circulation

Les différences de tension internes entre chaque unité de phase génèrent des courants de circulation, ces courants portent la caractéristiques d'un harmonique sous la forme d'une séquence négative et tournent à la fréquence étant le double de la fréquence fondamentale ($2\omega_0$) [119]. L'augmentation des valeurs efficaces des courants de bras et l'entraînement des pertes supplémentaires sont les effets indésirables de ces courants harmoniques [120]. Le transfert de la puissance CC/CA se fait par la circulation du courant continu entre les bras des phases et la source continue [121]. On prend en considération la résistance de l'inductance du bras (R_{bras}), l'équation 3.16 peut être réécrit comme suit :

$$v_{cir.a} = L_{bras} \frac{di_{cir.a}}{dt} + R_{bras} i_{cir.a} = \frac{1}{2}(V_{dc} - (v_{inf.a} + v_{sup.a})) = \frac{1}{2}(V_{dc} - v_{SM.tot.a}) \quad (3.44)$$

Cette équation décrit la dynamique des courants de circulation et son circuit équivalent est représenté sur la figure 3.13.

Les expressions des courants de circulation triphasés sont données comme suit :

$$i_{cir.a} = \frac{I_{dc}}{3} + I_{cir} \cos(2\omega_0 t + \varphi) \quad (3.45)$$

$$i_{cir.b} = \frac{I_{dc}}{3} + I_{cir} \cos(2\omega_0 t + \varphi - \frac{4\pi}{3}) \quad (3.46)$$

$$i_{cir.c} = \frac{I_{dc}}{3} + I_{cir} \cos(2\omega_0 t + \varphi - \frac{2\pi}{3}) \quad (3.47)$$

où : I_{dc} est le courant continu, I_{cir} est la valeur max du courant harmonique d'ordre 2 de circulation, ω_0 est la fréquence fondamentale et φ est le déphasage initial. Il est évident

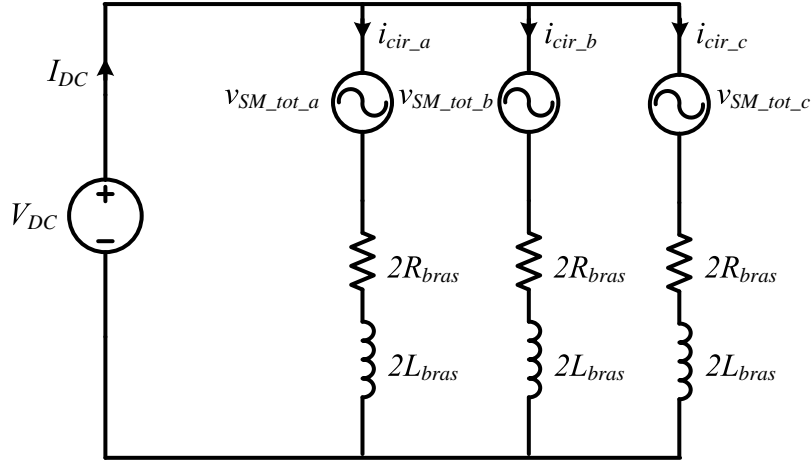


FIGURE 3.13 – Le circuit équivalent des courants de circulation.

que le courant de circulation de chaque phase se compose de deux parties, une partie continue de séquence zéro ou homopolaire égale à un tiers du courant continu total et une partie alternative sous la forme d'un courant harmonique 2ème ordre de séquence négative. Pour cela, la matrice de transformation acb/dq de la référence tournante est donnée par :

$$T_{acb/dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

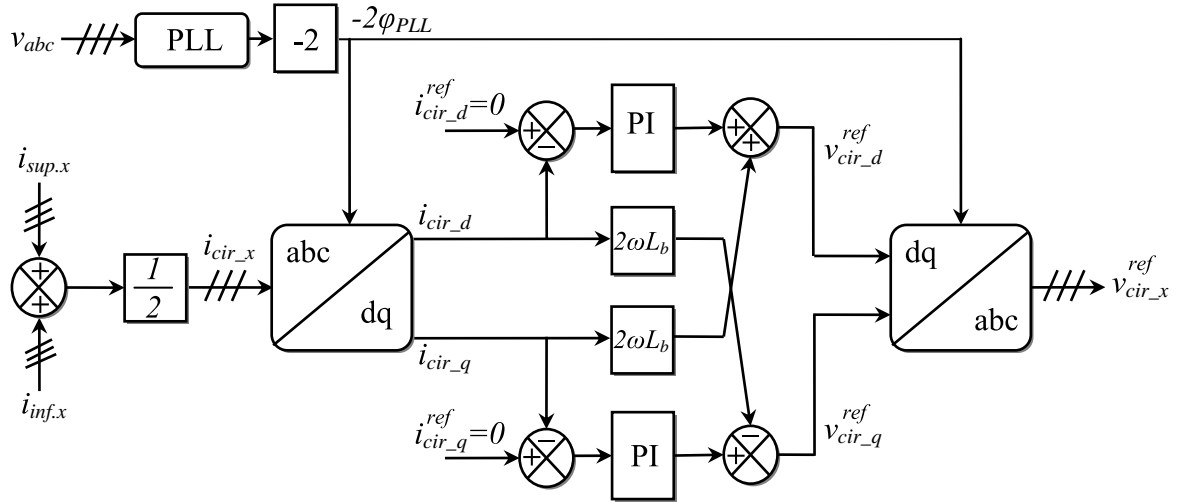
où : $\theta = 2\omega_0 t$. Le contrôle du courant harmonique d'ordre 2 est similaire au contrôle de courant de sortie en utilisant un contrôle vectoriel. Sur la base de l'équation 3.44, les tensions de circulation triphasées dans la séquence $a-c-b$ sont données par la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{cir_a} \\ v_{cir_b} \\ v_{cir_c} \end{bmatrix} = L_{bras} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cir_a} \\ i_{cir_b} \\ i_{cir_c} \end{bmatrix} + R_{bras} \begin{bmatrix} i_{cir_a} \\ i_{cir_b} \\ i_{cir_c} \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

En appliquant la transformation acb/dq (3.48) dans l'ensemble des tensions de circulation (3.49), on obtient le suivant :

$$\begin{bmatrix} v_{cir_d} \\ v_{cir_q} \end{bmatrix} = L_{bras} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cir_d} \\ i_{cir_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -2\omega_0 L_{bras} \\ 2\omega_0 L_{bras} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cir_d} \\ i_{cir_q} \end{bmatrix} + R_{bras} \begin{bmatrix} i_{cir_d} \\ i_{cir_q} \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

À l'aide de la matrice précédente (3.50) qui fait la description de la fonction de transfert des tensions de circulation dans la référence tournante à double fréquence fondamentale à séquence négative, le contrôleur des courants de circulation est construit comme illustré dans la figure 3.14.


 FIGURE 3.14 – Le contrôleur des courants de circulation dans la référence dq .

À partir des mesures de courant de bras ($i_{sup.x}$ et $i_{inf.x}$), le courant de circulation de chaque phase $i_{cir.x}$ est le moitié de la somme des courants supérieur et inférieur correspondants selon l'équation 3.12. Les trois courants de circulation sont transformés en deux grandeurs continus ($i_{cir.d}$ et $i_{cir.q}$) en séquence négative à double fréquence fondamentale. Les références de courant sont mises à zéro ($i_{cir.d}^{ref} = 0$ et $i_{cir.q}^{ref} = 0$) pour éliminer le courant harmonique d'ordre 2. En suite, les tensions de commande $v_{cir.d}^{ref}$ et $v_{cir.q}^{ref}$ sont obtenues à partir des contrôleurs PI avec compensation à couplage croisé. Par conséquent, on s'attendrait à obtenir $v_{cir.x}^{ref}$ ($x \in a, b, c$) générées par le contrôleur des courants de circulation en utilisant d'une transformation inverse $T_{dq/qcb}$.

3.5.4 Générateur tension référence et signaux PWM

Tout d'abord, le bloc générateur tension référence est le responsable de collecter les tensions de référence générées par le bloc de contrôle des courants de circulation $v_{cir.x}^{ref}$ et le bloc contrôle de la boucle externe v_{x0}^{ref} afin d'obtenir la tension de référence nécessaire pour générer les signaux PWM pour chaque bras de phase. L'expression de la tension de référence des bras supérieur et inférieur ($v_{sup.x}^{ref}$ et $v_{inf.x}^{ref}$) d'une phase x est donnée par :

$$\begin{cases} v_{sup.x}^{ref} = \frac{V_{dc}}{2} - v_{x0}^{ref} - v_{cir.x}^{ref} \\ v_{inf.x}^{ref} = \frac{V_{dc}}{2} + v_{x0}^{ref} - v_{cir.x}^{ref} \end{cases} \quad (3.51)$$

Le schéma équivalent qui correspond l'équation 3.51 est illustré à la figure 3.15. Ces deux tensions de référence des bras supérieur et inférieur sont dirigées vers le bloc générateur PWM pour générer les signaux de commande *ON/OFF* de chaque dispositif de commutation. On trouve dans ce bloc N porteuses, un nombre équivalent des SMs installés sur chaque bras. L'obtention des signaux de commande est le résultat de la comparaison entre la tension de référence avec la porteuse de chaque SM.

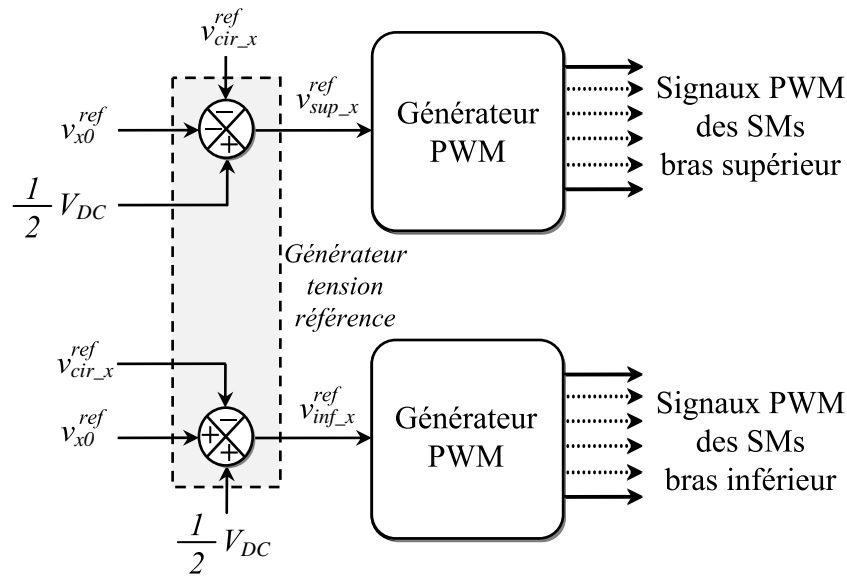


FIGURE 3.15 – Schéma équivalent de l'équation (3.51).

Dans la littérature, plusieurs méthodes de modulation sont appliquées et développées dans le MMC telles que la modulation n escalier, la modulation de la largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM) et la modulation basée sur le vecteur spatial. La modulation en escalier [122, 123] et sa dérivée la modulation au niveau le plus proche (NLM) [124, 125] sont employées particulièrement avec un nombre de SMs élevés qui peut atteindre 400 SMs par bras destiné au transport HVDC. La modulation de la largeur d'impulsion sinusoïdale est fréquemment utilisée sous ces deux formes : à décalage de phase (PS-PWM) [126] et à décalage de niveau (LS-PWM) [127]. La modulation PWM basée sur vecteur spatial rapportée dans [128] est également adaptée dans différentes applications des MMCs.

SPWM à décalage de phase (Phase-shifted PWM)

La modulation PWM à décalage de phase nécessite N porteuses triangulaires pour N -SMs par bras. Ces porteuses sont identiques, elles ont la même fréquence f_c et la même amplitude crête-à-crête. Le déphasage entre deux porteuses adjacentes est de $2\pi/N$.

La figure 3.16 montre le schéma de génération des signaux PWM selon la modulation PS-PWM d'une phase (a) pour un exemple de MMC à 4-SMs par bras ($N = 4$). Après chaque comparaison entre la référence et la porteuse, le signal de grille de S_1 et son complémentaire S_2 de chaque SM sont générés.

Continuant avec l'exemple de $N = 4$, la figure 3.17 illustre les deux tensions de référence $v_{sup_x}^{ref}$ et $v_{inf_x}^{ref}$ de forme sinusoïdale dont l'indice de modulation est de 0.9, la fréquence fondamentale est de 50 Hz et un déphasage de π entre elles. Le déphasage entre deux porteuses adjacentes d'un bras est de $2\pi/4$ dont la fréquence est de 500 Hz. Pour produire $(N + 1)$ niveaux à la tension de sortie v_{ao} , il faut que les porteuses supérieures et inférieures soient en phase, c-à-d, l'angle de déplacement δ entre la porteuse supérieure et inférieure

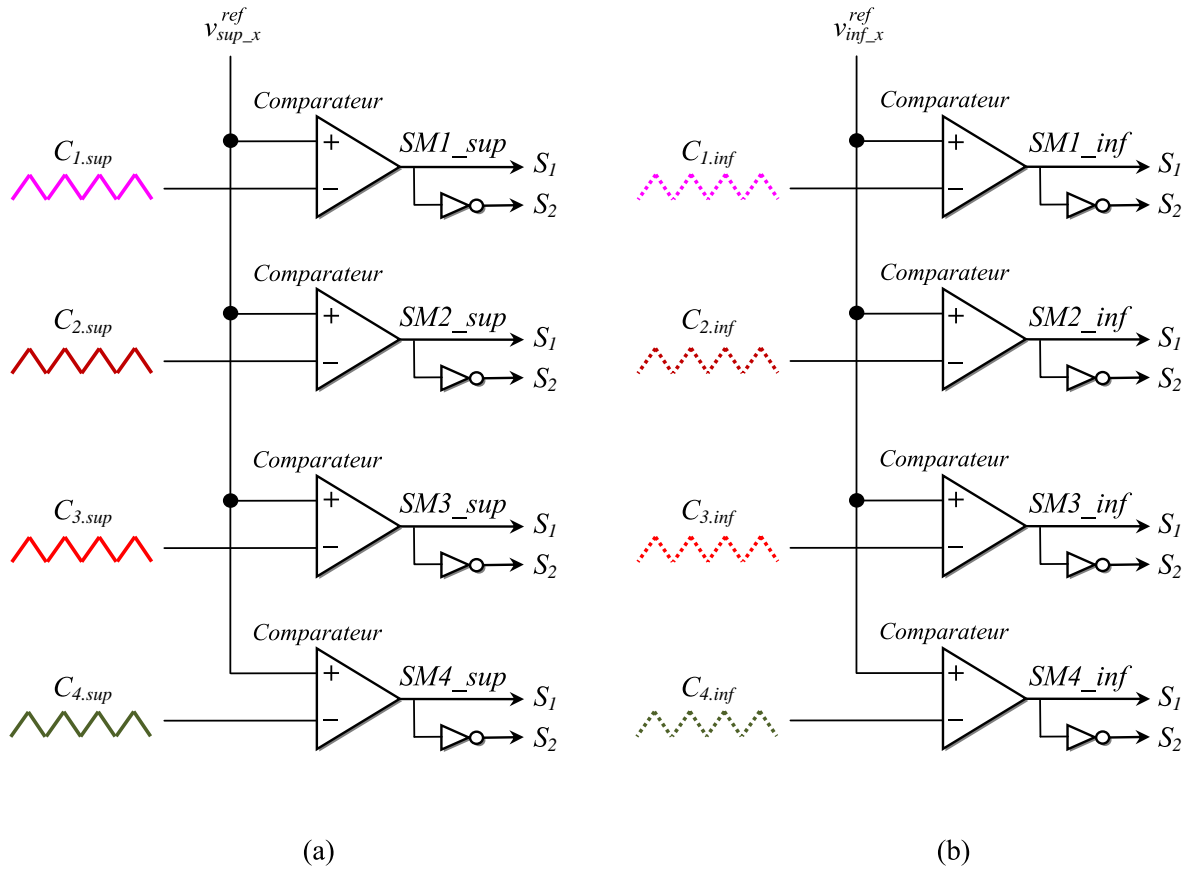


FIGURE 3.16 – Mécanisme de génération des signaux PWM selon la technique PS-PWM.

du premier SM est égale à zéro. Dans ce cas d'exemple, il y a 5 niveaux développés à la tension de sortie v_{ao} .

En revanche, il est possible d'obtenir de $(2N + 1)$ niveaux à partir de MMC à N -SMs par le biais du déphasage entre les porteuses supérieurs et inférieurs. Le déphasage appliqué est de π/N . Par conséquent, l'angle de déplacement $\delta = \pi/4$ entre les porteuses développe 9 niveaux à la tension de sortie v_{ao} comme le montre la figure 3.18.

SPWM à décalage de niveau (Level-shifted PWM)

Comme l'indique son nom, Les N porteuses triangulaires destinées aux N -SMs par bras soient disposées les unes sur les autres verticalement. Elles possèdent la même fréquence f_c et la même amplitude crête-à-crête de V_{dc}/N . Il existe trois formes sous l'abri de cette technique : (i) la disposition de phase (PD - Phase Disposition), c-à-d, un ensemble de porteuses pour un bras sont en phase (ii) la disposition en opposition de phase (POD - Phase Opposite Disposition), où la moitié des porteuses d'un bras sont en opposition avec celles de l'autre moitié (iii) la disposition alternative en phase opposée (APOD - Alternative Phase Opposite Disposition). La figure 3.19 montre l'allure de chaque forme de la technique LS-PWM.

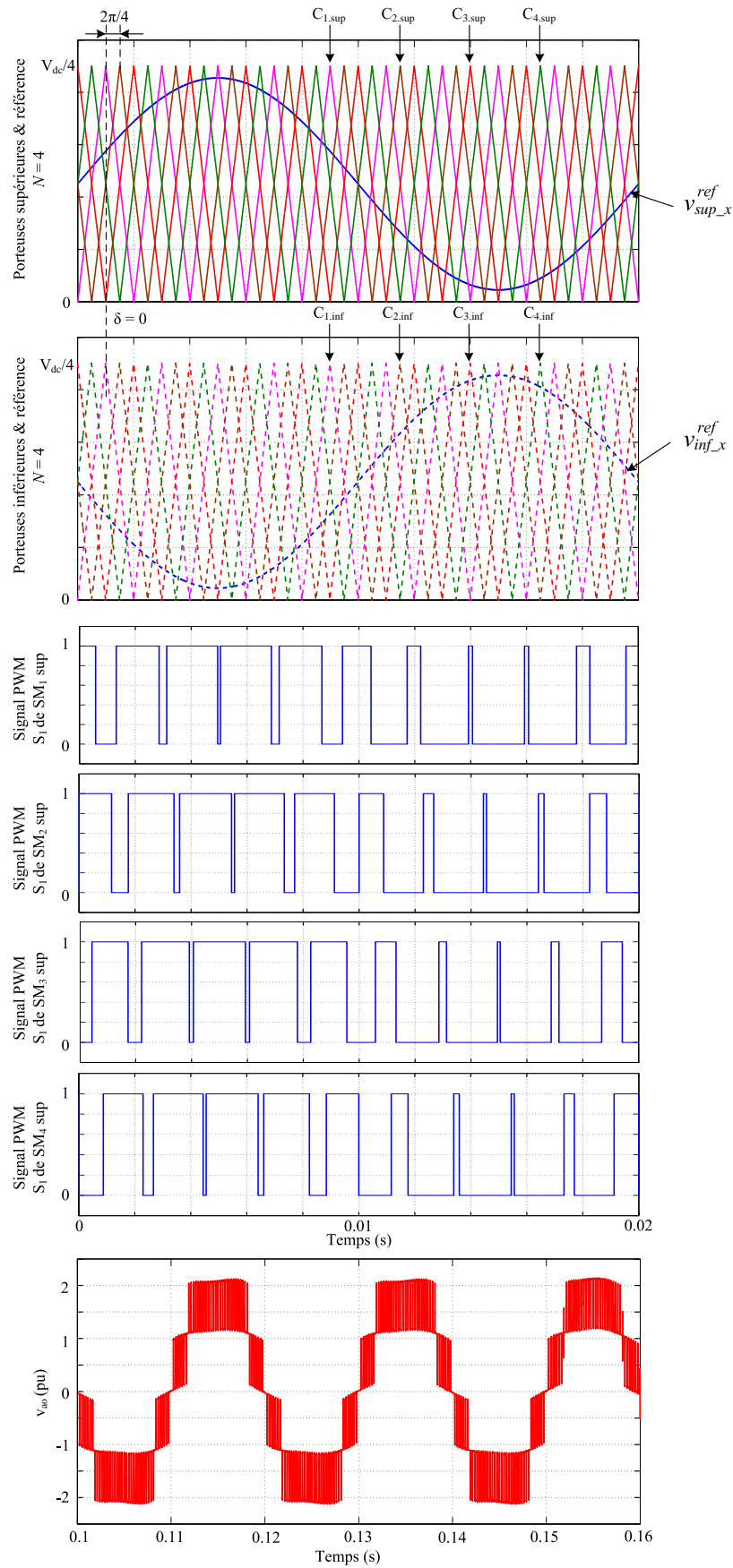


FIGURE 3.17 – 5-niveaux générés à partir de MMC à $N = 4$ par la technique PS-PWM .

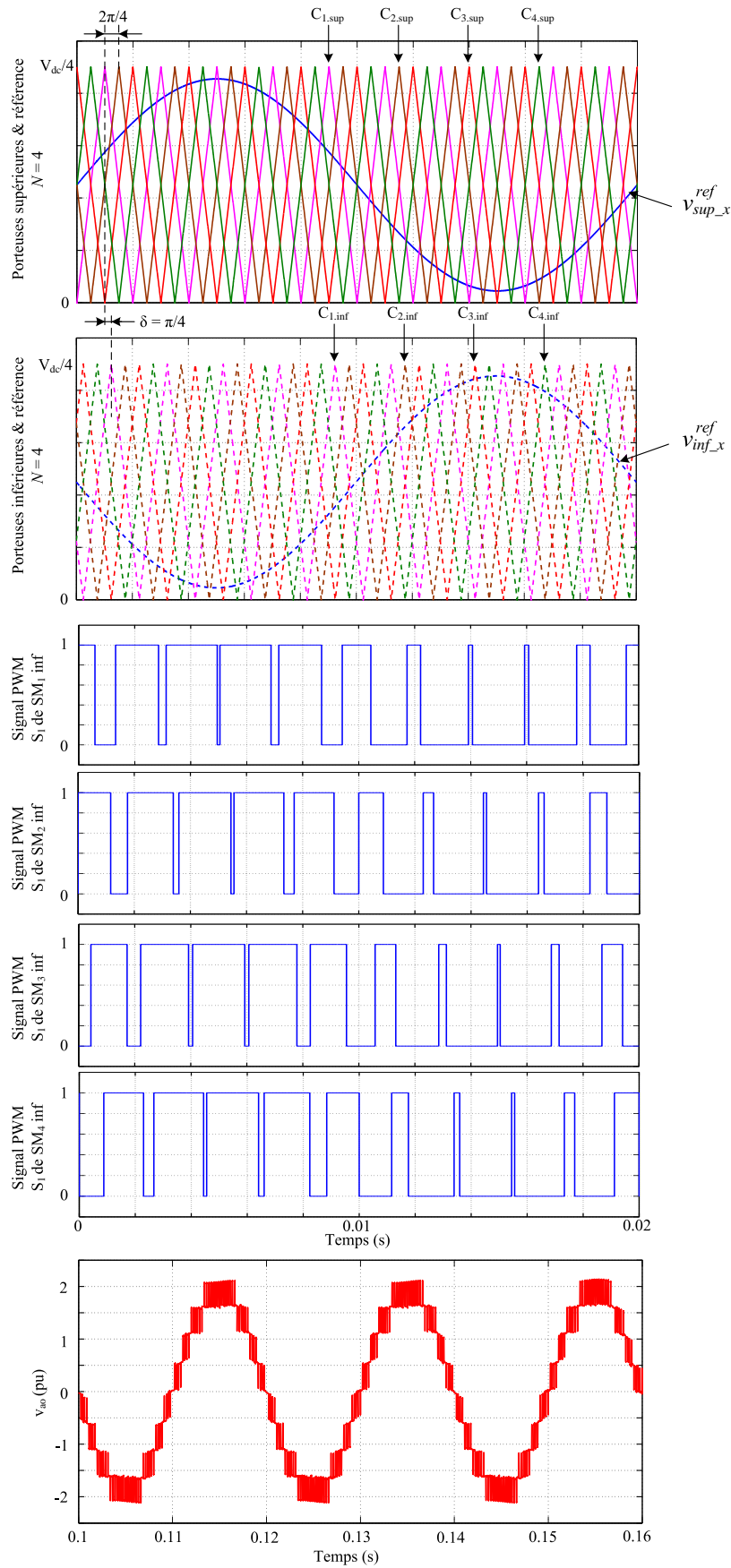


FIGURE 3.18 – 9-niveaux générés à partir de MMC à $N = 4$ par la technique PS-PWM .

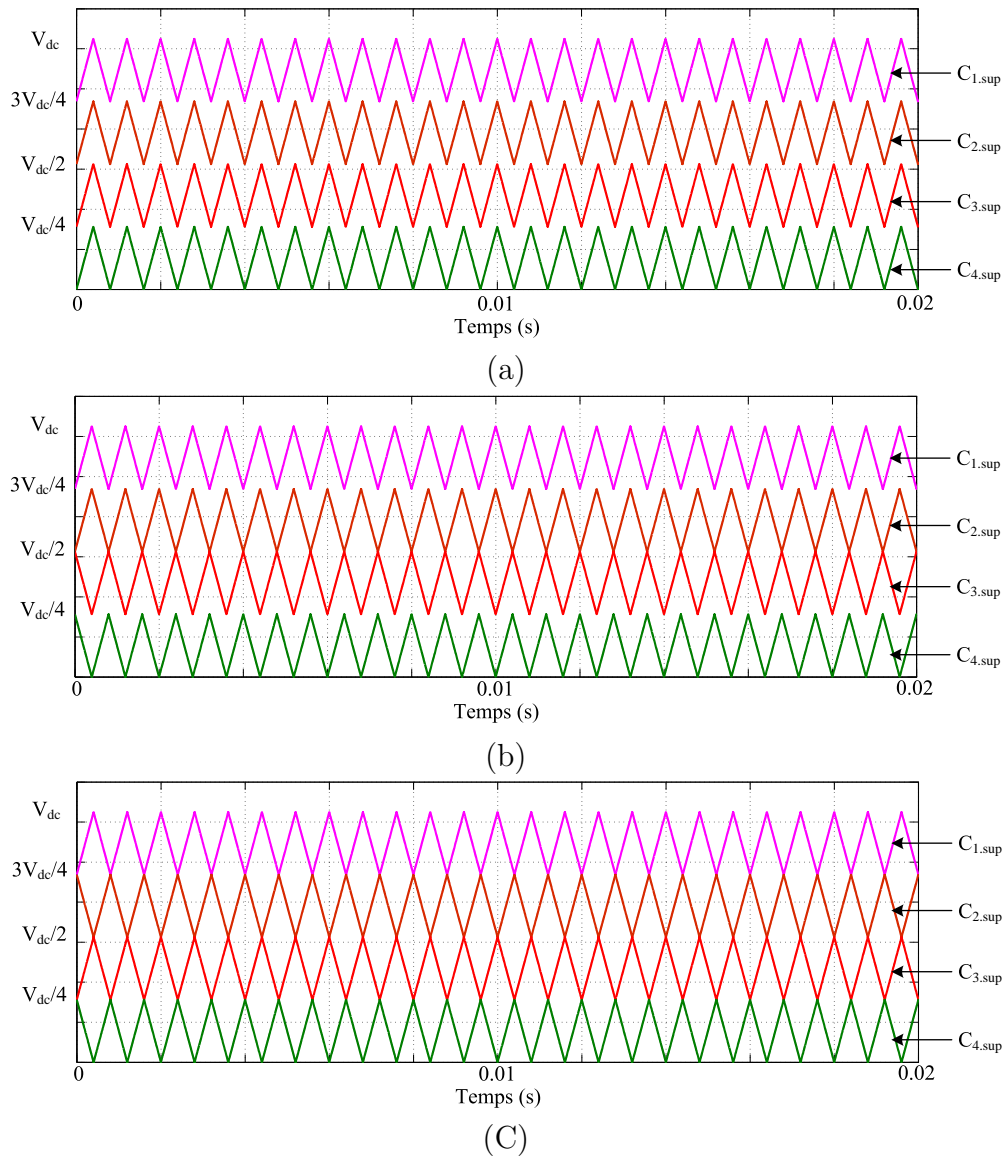


FIGURE 3.19 – Les trois formes de la technique LS-PWM (a) la forme PD (b) la forme POD (c) la forme APOD.

Similaire à l'exemple précédent de la technique PS-PWM, la figure 3.20 montre les courbes des différents signaux en utilisant la technique LS-PWM sous la forme PD dont la fréquence fondamentale, l'indice de modulation et la fréquence de la porteuse sont respectivement de 50 Hz, 0.9 et 1250 Hz. Si l'angle de déplacement entre les porteuses supérieures et inférieures égale à zéro, on obtient $(2N + 1)$ niveaux à la tension de sortie v_{ao} comme l'indique la figure à 9-niveaux. Le niveau $(N + 1)$ est obtenue avec $\delta = \pi$. L'inconvénient de cette technique est le temps de conduction inégal des switches ce qui crée un défi de répartir uniformément le temps de conduction, donc les pertes de conduction et de commutation sans oublier essentiellement le balancement de la tension des capacités SMs.

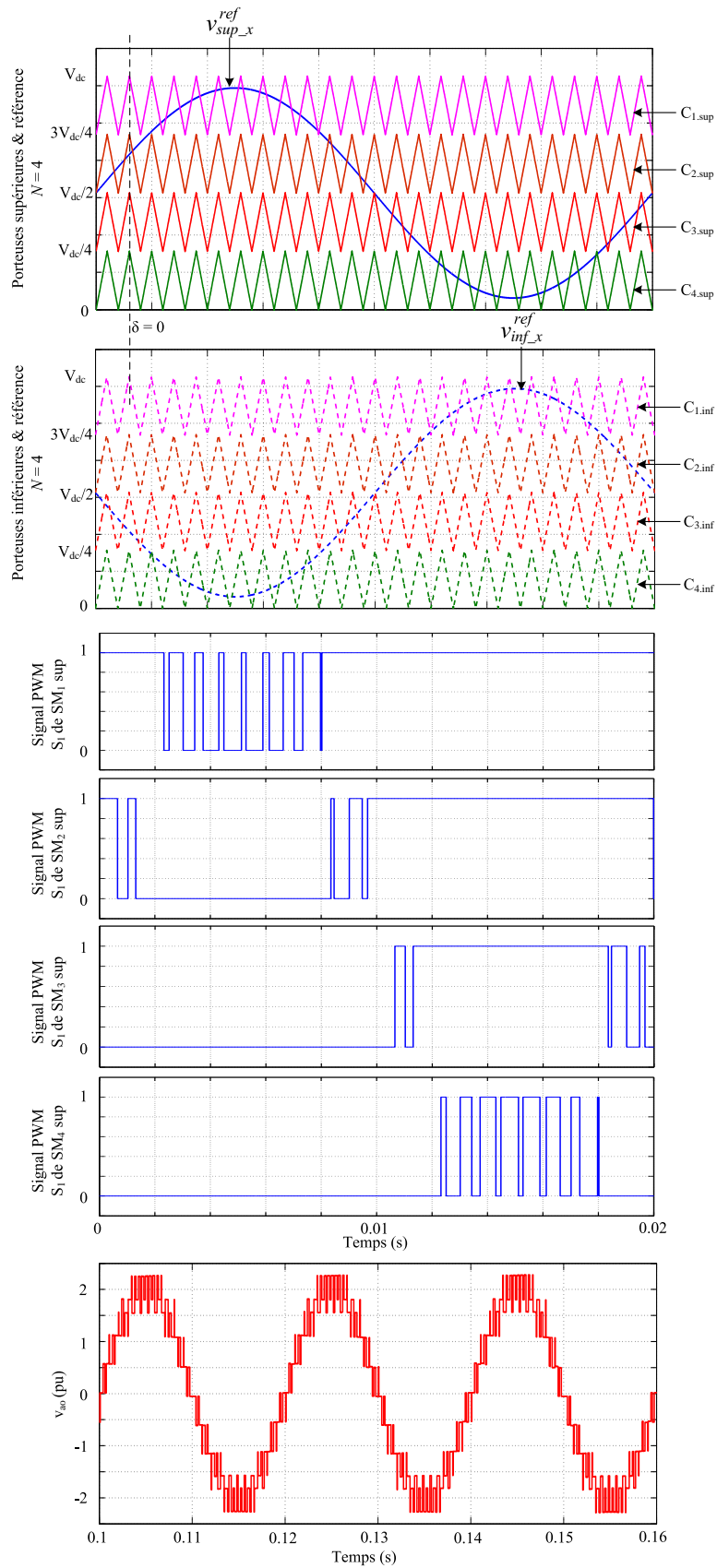


FIGURE 3.20 – 9-niveaux générés à partir de MMC à $N = 4$ par la technique LS-PWM sous forme PD.

3.5.5 Balancement de la tension des capacités SMs

D'après la figure 3.20, il est évident que certains SMs restent activés ou désactivés plus de la moitié d'une période fondamentale qui laisse la capacité des SMs de charger ou décharger d'une façon incorrecte en déviant de sa tension nominale d'équilibre. Les effets néfastes de cette situation sont la détérioration du condensateur causée par une tension de chargement extrêmement élevée et la déformation de la tension de sortie. À cet effet, l'équilibrage de la tension du condensateur joue un rôle primordial dans la stabilité du fonctionnement et la performance du MMC [102].

Le contrôleur responsable au balancement de tension des SMs prend les considérations suivantes :

- Le générateur PWM génère seulement les signaux ON/OFF pour que le nombre des SMs activés requis à la formation adéquate des niveaux à la tensions de sortie est satisfait.
- La direction du courant de bras fait le chargement ou le déchargement du condensateur de SM inséré (activé).
- La nécessité de mesurer les valeurs actuelles de tension à chaque échantillonnage.

Sur la base de ces considérations citées au dessus, le contrôleur équilibrage des tensions condensateurs est construit en utilisant un algorithme de tri [129, 130]. Le principe de base de cet algorithme repose sur la mesure de toutes les tensions de condensateurs à chaque cycle d'échantillonnage et les trie; son schéma fonctionnel est illustré à la figure 3.21. Au début, le nombre N_{ON} des SMs insérés dans chaque bras est obtenue par l'addition des signaux PWM générés à chaque instant. Puis, le tensions des SMs sont tries d'ordre descendant ou ascendant et selon la direction du courant de bras i_{bras} , algorithme de tri fonctionne comme suit :

- Si le courant du bras est positif ($i_{bras} > 0$), l'algorithme choisit N_{ON} SMs où leurs tensions sont les plus basses de la liste pour les activés et chargés en augmentant leurs tension.
- Contrairement, si le courant du bras est négatif ($i_{bras} < 0$), l'algorithme choisit N_{ON} SMs dont leurs tensions sont les plus élevées pour être déchargés en diminuant leurs tension.

D'autre part et malgré la simplicité de l'algorithme précédent, l'acquisition et le traitement des tensions SMs deviennent difficiles et coûteuses sur le plan de mise en œuvre matérielle lors de l'accroissement de nombre SMs. En outre, il produise des actions de communication inutiles dans certains cycles de contrôle qui conduit à une fréquence de commutation élevée et à des pertes supplémentaires. Pour pallier ce problème, une amélioration est survenue sur l'algorithme par la mise à jour du nombre de SMs activés N_{ON} chaque cycle de contrôle [121]; dite l'algorithme de tri à fréquence de commutation réduite et sa description est représenté sur la figure 3.22. ΔN_{ON} est la différence entre l'état actuel (k)

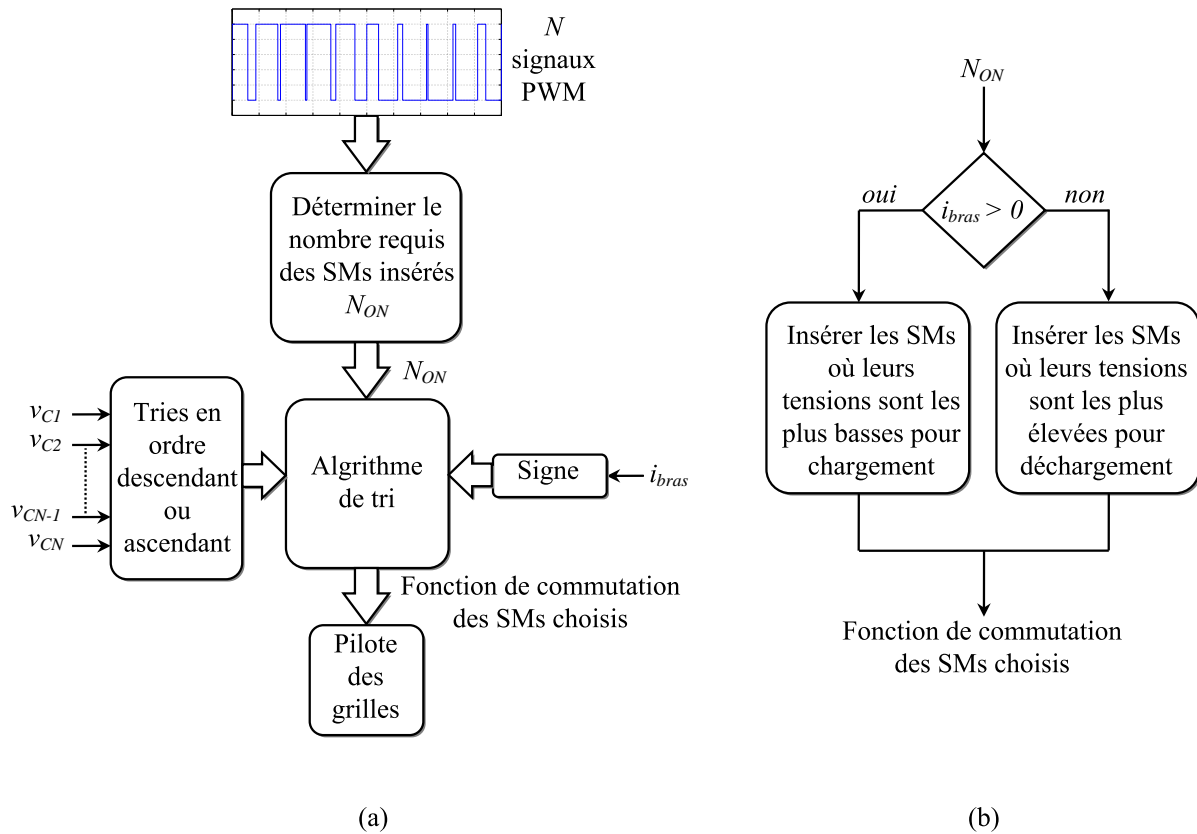


FIGURE 3.21 – Contrôle balancement des tension SMs basé sur l’algorithme de tri (a) son schéma fonctionnel (b) description de l’algorithme.

et l’État précédent ($k - 1$). Cet algorithme se déroule comme suit :

- Si le nombre de SMs activés augmente ($\Delta N_{ON} > 0$), seuls les SMs désactivés sont triés et le plus adapté sera activé selon le classement dans la liste de tri et la direction du courant i_{bras} .
- Si le nombre de SMs activés diminue ($\Delta N_{ON} < 0$), seuls les SMs activés sont triés est le moins adapté sera désactivé.

Il existe également un contrôleur proposé par [131] du balancement des tensions SMs sur la base d’un contrôle actif. Cette méthode est appliquée avec la technique de modulation PS-PWM sans passer par un algorithme de tri. Chaque SM nécessite une boucle de contrôle individuelle; elle est basée sur la modification du signal de la tension référence où l’indice de modulation est ajusté par un contrôleur proportionnel (P) afin de forcer la tension du SM de suivre la référence v_c^{ref} . La figure 3.23 montre le schéma fonctionnel du contrôle actif appliqué au balancement des tensions SMs.

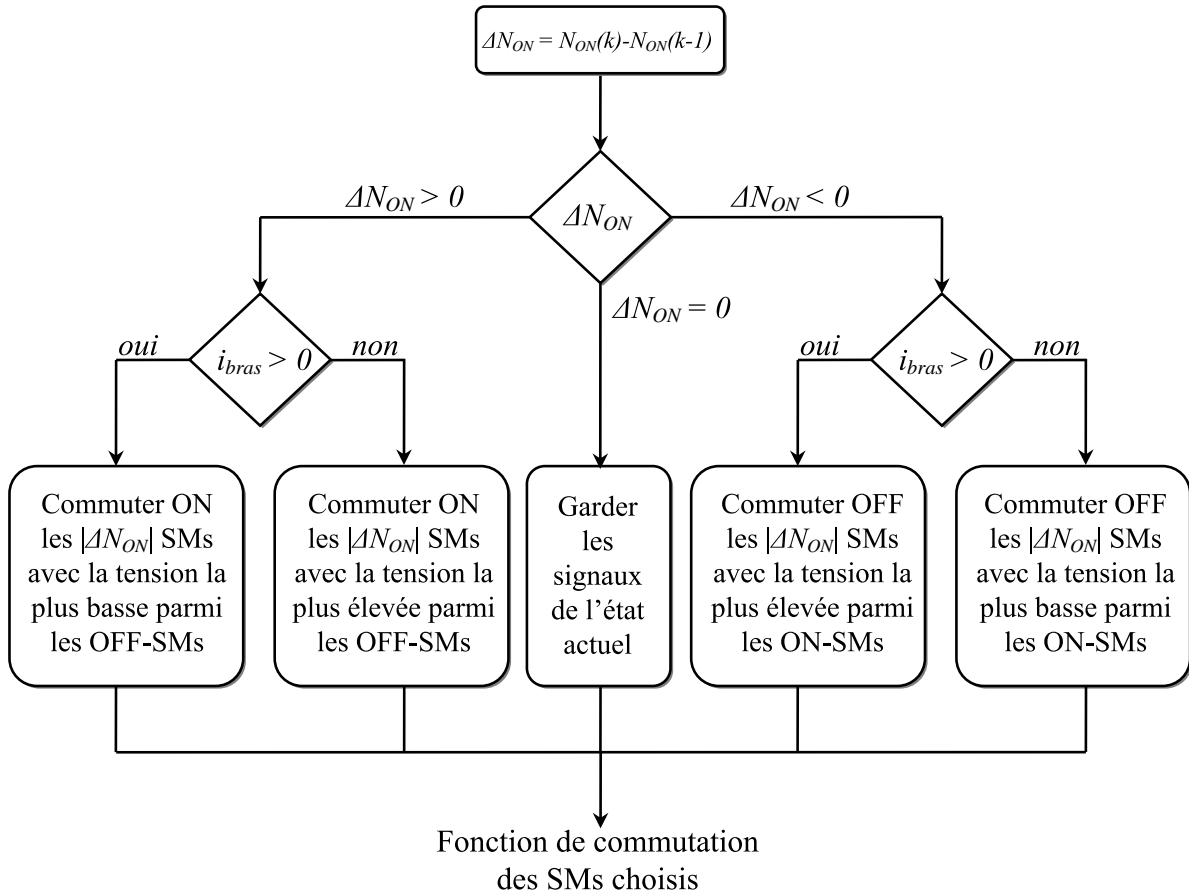


FIGURE 3.22 – Description de l’algorithme de tri à fréquence réduite (réf [121]).

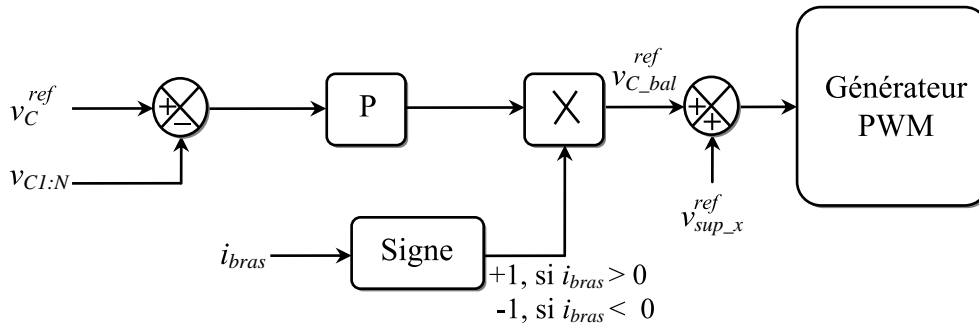


FIGURE 3.23 – Balancement des tensions SMs basé sur le contrôle actif.

3.6 Conclusion

L’objet de ce chapitre était de présenter une étude analytique des convertisseurs multiniveaux type MMC. Il débute par une présentation sur l’utilisation du MMC dans les applications moyenne et haute tension comme les variateur de vitesse, compensateurs STATCOM et le transport HVDC. Ensuite, la structure et la description du MMC sont abordées en commençant par la présentation du sous-module ou le module de puissance qui est l’élément de base constituant une unité de conversion. Sous ces deux formes en demi-pont et en pont complet, la structure du SM et leurs états de fonctionnement sont

détaillés. Puis, le principe de génération des niveaux à la tension de sortie à partir de N -SMs installés sur un bras de phase est également exposé.

D'autre part, nous avons présenté la conception et le dimensionnement des composants essentiels du circuit principal de puissance d'un MMC dont les critères de sélection dépendent les uns des autres et fortement de l'application. En outre, les équations analytiques de base décrivant globalement la dynamique interne du MMC sur un modèle équivalent sont présentées en termes de tension de capacité SM, de tension de bras et de phase, de courant des bras supérieur et inférieur, de courant de phase et de courant de circulation. La modélisation aux deux modèles : détaillé et en valeur moyenne est également discutée.

Le chapitre se termine en présentant le système de contrôle et de régulation destiné au MMC afin de garantir leur fonctionnement stable et les bonnes performances. En commençant par la présentation du schéma général de contrôleur qui contient plusieurs boucles de régulation. En suite, la boucle externe de contrôle puissance/tension CC, de contrôle courant de sortie et de contrôle courants de circulation sont abordés. Après la combinaison des signaux de commande générés, nous avons synthétisé les stratégies de modulation PWM sinusoïdale à décalage de phase (PS-PWM) et à décalage de niveau (LS-PWM) en vue de générer les signaux PWM aux dispositifs de commutation et d'obtenir plusieurs niveaux de tension. Finalement, le balancement de la tension des condensateurs SM est examiné selon la méthode basée sur l'algorithme de tri et la méthode de contrôle actif.

Chapitre 4

Le contrôle des courants de circulation dans le système VSC-HVDC basé sur MMC par l'intégrateur généralisé d'ordre réduit

4.1 Introduction

L'un des enjeux majeurs concernant le système MMC est le contrôle des courants de circulation par l'élimination des courants harmoniques d'ordre pair. L'origine de ce phénomène est les harmoniques d'ordre pair générés dans les tensions SMs provoquant la création de courants harmoniques d'ordre pair superposés aux courants de circulation alors que ces derniers courants doivent être des composantes continues circulant entre la source continue et les bras de chaque phase [120, 132]. Les harmoniques dans les courants de circulation ont un impact considérable sur les performances du convertisseur en réduisant son efficacité en raison du stress en courant aux dispositifs de commutation et l'augmentation des ondulations de tension des condensateurs et des pertes de puissance [133].

De nombreuses études sur le contrôle des courants de circulation ont été proposées dans la littérature où le contrôle actif est le plus préféré et le plus pratique que le contrôle passif pour atténuer ces harmoniques d'ordre inférieur. Des études exhaustives du comportement des courants de circulation en régime permanent et transitoire ont été réalisées [120, 134, 119]. Une autre méthode basée sur les contrôleurs linéaires Proportionnel-Intégrateur (PI) en tant que le contrôleur le plus populaire dans le domaine de régulation pour éliminer l'harmonique du second ordre [135, 136]. En outre, destiné aux systèmes triphasés, la référence [121] a utilisé deux contrôleurs PI dans le cadre de repère tournant dq en basant sur la séquence négative à double fréquence fondamentale. Cependant, un filtre à moyenne mobile (Moving Average Filter) est proposé par la référence [137] en deux méthodes pour contrôler les courants de circulation, la première méthode agit directement sur les harmoniques CA permettant à la composante continue de s'établir naturellement, tandis que la seconde contrôle directement le courant vers sa référence continue.

En raison du gain infini fourni pour les fréquences ciblées, le contrôleur résonnant basé sur la régulation en boucle fermée montre une haute performance à traiter les harmoniques paires de grande amplitude d'ordre 2 et 4 dans les courants de circulation [138, 139]. De plus, un contrôleur répétitif enfichable numérique peut fournir une amélioration supplémentaire de l'élimination des harmoniques en cas de perturbation de la tension du sous-module [140]. Alors qu'une étude comparative entre un contrôleur résonnant basé sur un intégrateur généralisé du second ordre (SOGI) et un contrôleur répétitif a été proposée dans la référence [141].

Malgré l'utilisation dominante des processeurs de signaux numériques (DSP - Digital Signal Processor) pour contrôler les convertisseurs d'électronique de puissance, le circuit reprogrammable de type FPGA (Field Programmable Gate Array) offre un choix attrayant et alternatif dans le domaine du contrôle numérique, en particulier avec l'augmentation de la complexité des stratégies de contrôle et les topologies de convertisseur avancées [142]. Avec l'utilisation du FPGA, la conception du contrôle sera simple, peu coûteuse, flexible et

reconfigurable grâce à sa structure modulaire, son parallélisme et ses hautes performances en traitement du signal [143, 144]. Outre les fonctionnalités susmentionnées, l'une des différentes méthodes utilisées pour vérifier les performances et l'efficacité des codes en langage VHDL est la méthode de cosimulation Simulink/ModelSim [145]. Grâce à EDA Simulator Link, la co-simulation permet un environnement comportemental similaire au système physique réel qui offre un temps et un coût réduits pour le développement, la vérification et la validation des systèmes de contrôle numérique et une manière sûre dans le cas d'une configuration pratique.

Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle stratégie de contrôle basée sur un intégrateur généralisé d'ordre réduit (ROGI) dans le cadre de référence $\alpha\beta$ stationnaire est proposée pour éliminer l'harmonique de second ordre dans les courants de circulation de MMC pour les systèmes triphasés et monophasés. Le contrôleur 2HCC-ROGI proposé permet une réduction du nombre de contrôleurs utilisés contrairement à l'implémentation dans le cadre de référence stationnaire abc . De plus, ROGI nécessite moins de charge de calcul et de ressources occupées par rapport à SOGI, ce qui le rend plus adapté à une implémentation dans des cartes de contrôle numériques à faible coût. Le contrôleur 2HCC-ROGI proposé offre moins de complexité dans la conception de la stratégie de contrôle, ne nécessitant aucune mesure directe ou estimation de la composante continue qui est couramment utilisée comme une valeur de référence (point de consigne) ou comme entrée du contrôleur. Ce chapitre comprend également la conception numérique du contrôleur proposé en utilisant le langage de description matérielle (VHDL) et la mise en œuvre sur la carte FPGA Digilent Atlys—Xilinx Spartan-6. Au final, La validité et l'efficacité de la stratégie de contrôle proposée ont été vérifiées pour les domaines en temps continu et en temps discret grâce à un ensemble de simulations et de co-simulation basée sur FPGA.

4.2 Les contrôleurs résonants et leurs applications dans les systèmes électriques

Depuis deux dernières décennies, l'intégrateur généralisé devient populaire dans le contrôle des systèmes électriques à base de l'électronique de puissance. Souvent, la combinaison contrôleur Proportionnel-Résonant (PR) est la plus utilisée dans la régulation du courant en coordonnées stationnaires [146]. Le filtrage est une autre façon utile des contrôleurs PR sous la forme de deux catégories : le générateur de signal en quadrature (Quadrature Signal Generator - QSG) et le filtre de séquence (Sequence Filter - SF).

Initialement, le QSG a été utilisé dans le calcul de la puissance active et réactive instantanées du système monophasé [147], puis à la synchronisation au réseau sous une tension déformée en tant que un préfiltre de la boucle à verrouillage de phase (PLL) [148], tandis que cette dernière a été remplacée par une boucle à verrouillage de fréquence

basée sur un SOGI (FLL-SOGI) [149]. En suite, le FLL-SOGI a été développée pour l'extraction simultanée des harmoniques par le biais de multiple QSGs en parallèle [150]. La seconde utilisation du GI a été construit par l'intégrateur de séquence qui est capable d'extraire séparément les composantes de séquence positive ou négative en permettant une sélectivité totale des harmoniques à filtrer [151]. Le QSG et SF souffrent des problèmes lorsque le signal à traiter contient des composantes continues, des améliorations ont ainsi été proposées pour supprimer le décalage ou l'offset DC [152].

4.2.1 Intégrateur généralisé du second ordre

Dans le cadre de contrôle en coordonnées stationnaires, le contrôleur PI traditionnel, malgré sa popularité, est incapable de suivre une référence sinusoïdale sans l'erreur de régime permanent. Ainsi, la mauvaise capacité de rejet des perturbations rend le contrôleur PI inutilisable avec les signaux alternatifs. Pour surmonter ces limitations, les contrôleurs résonants présentent une solution idéale grâce à leurs gain infini. Le SOGI est le type le plus utilisé des contrôleurs résonants, sa fonction de transfert est donnée par :

$$F_{SOGI}(s) = \frac{S(s)}{E(s)} = \frac{2s}{s^2 + \omega_h^2} \quad (4.1)$$

où : $\omega_h = 2\pi f_h$ (rad/s) est la fréquence angulaire de l'harmonique de rang h à neutraliser. Sa représentation en temps continu est illustrée à la figure 4.1 où $E(s)$ et $S(s)$ sont les signaux d'entrée et de sortie respectivement.

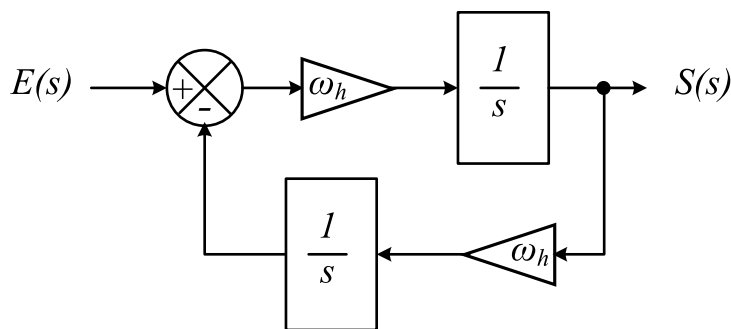


FIGURE 4.1 – La représentation en temps continu du SOGI.

Le SOGI fourni un gain aussi élevé autour de la fréquence ciblée h assurant une erreur nulle en régime permanent, alors que les autres fréquences ne sont pas affectées. Il convient de noter que tout contrôleur peut être facilement étendu en ajoutant plus de termes SOGI accordés aux fréquences souhaitées ($n\omega_h$). Le SOGI permet une réponse symétrique à la fois de deux séquences, positive et négative de fréquence ω_h . La figure 4.2 montre les réponses en gain (amplitude) et en phase sur le diagramme de Bode de la fonction de transfert (équation 4.1) pour un exemple de fréquence ciblée à 100 Hz.

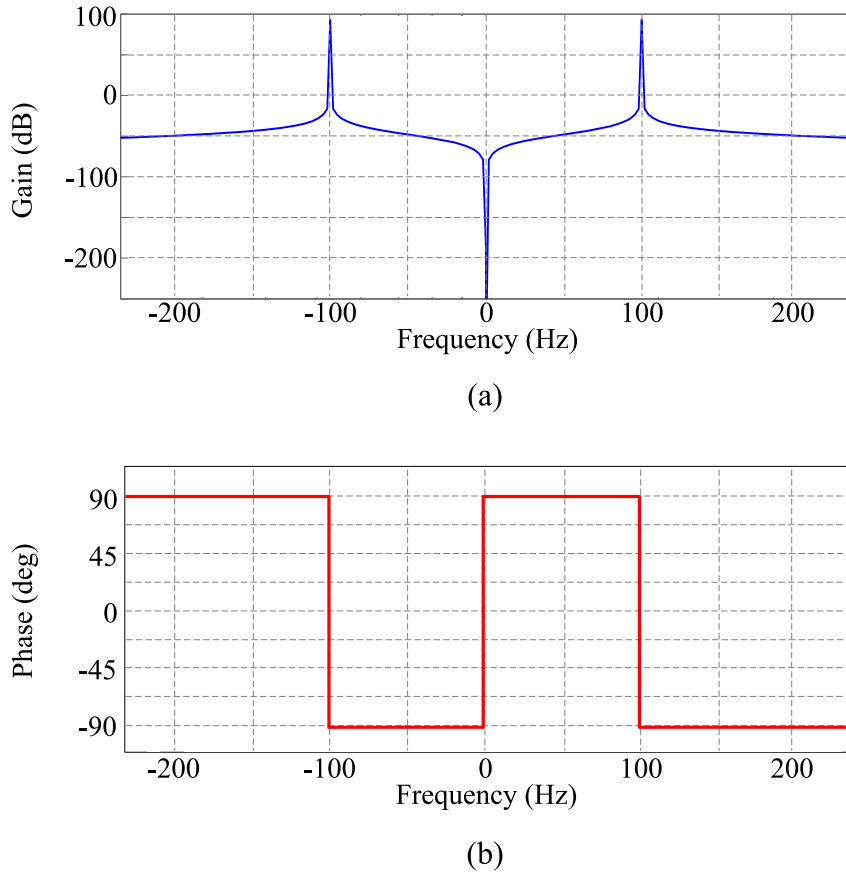


FIGURE 4.2 – Les réponses de la fonction de transfert SOGI sur le diagramme de Bode (a) en gain (b) en phase.

4.2.2 Intégrateur généralisé d'ordre réduit

L'équation (4.1) qui exprime la fonction de transfert du SOGI est une équation contient la combinaison de deux termes qu'on appelle intégrateur généralisé d'ordre réduit (ROGI) régulés à la séquence positive et négative. La décomposition de cette dernière permet l'obtention de l'équation suivante :

$$F_{SOGI}(s) = \frac{1}{s - j\omega_h} + \frac{1}{s + j\omega_h} = F_{ROGI(+)}(s) + F_{ROGI(-)}(s) \quad (4.2)$$

où : $F_{ROGI(+)}(s)$ et $F_{ROGI(-)}(s)$ sont les fonctions de transfert pour les séquences positive et négative régulées à l'harmonique h ; leurs réponses en gain sont représentées sur la figure 4.3 pour une fréquence ciblée de 100 Hz.

Comme le montre la figure 4.3, les ROGIs découplés peuvent fournir les mêmes performances que le SOGI avec un contrôle individuel pour les séquences positive-négative et une faible charge de calcul, ce qui signifie une mise en œuvre simple et une faible consommation de ressources du contrôleur numérique [153].

Aux conditions normales et équilibrées des systèmes électriques triphasés, le ROGI est plus efficace que le SOGI sur le plan de conception numérique. En outre, les signaux du

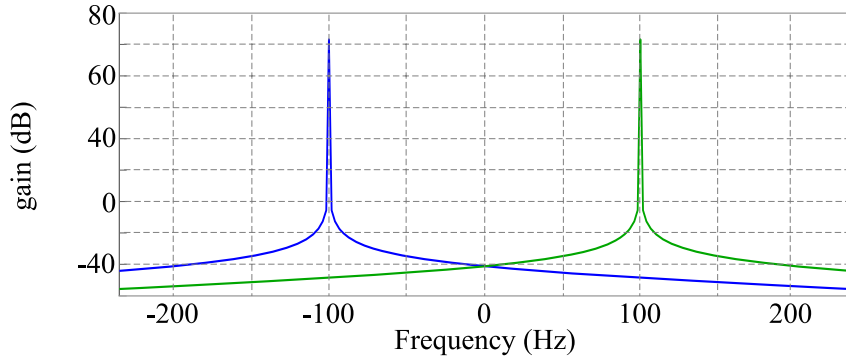


FIGURE 4.3 – La réponse en gain des deux ROGIs réglés à la séquence positive et négative de fréquence 100 Hz.

système triphasé (composantes fondamentales et harmoniques) se composent de séquence positive, de séquence négative et de séquence homopolaire. Le terme ROGI de séquence positive $F_{ROGI(+)}(s)$ appliqué au système triphasé pour contrôler une grandeur u représentée dans le cadre des coordonnées stationnaires $\alpha\beta$ peut être exprimé comme :

$$F_{ROGI(+)}(s) = \frac{u_{\alpha\beta}^{(h+)}(s)}{u_{\alpha\beta}(s)} = \frac{k_R}{s - j\omega_h} \quad (4.3)$$

où : k_R est le gain du contrôleur. Afin de représenter la dernière fonction de transfert sans coefficient complexe, on utilise l'expansion des variables complexes qui donne :

$$\begin{cases} u_{\alpha}^{(h+)}(s) = \frac{1}{s} [k_R \cdot u_{\alpha}(s) - \omega_h \cdot u_{\beta}^{(h+)}(s)] \\ u_{\beta}^{(h+)}(s) = \frac{1}{s} [k_R \cdot u_{\beta}(s) + \omega_h \cdot u_{\alpha}^{(h+)}(s)] \end{cases} \quad (4.4)$$

D'après l'équation (4.4), on peut schématiser facilement le diagramme du ROGI de séquence positive réglé à l'harmonique h . La représentation du $F_{ROGI(+)}(s)$ en temps continu dans le cadre des coordonnées stationnaires $\alpha\beta$ est illustrée à la figure 4.4.(a). En comparant les figures 4.4.(a) et 4.4.(b), il est clair que le ROGI fournit une réduction d'états pour le contrôle aux coordonnées $\alpha\beta$ par rapport au SOGI.

4.3 Contrôle des courants de circulation basé sur SOGI

L'objectif de cette section est de présenter l'application de l'intégrateur généralisé du second ordre (SOGI) existée dans la littérature au contrôle des courants de circulation dans les convertisseurs de puissance MMC. Sur la base de la figure 3.13 qui représente le circuit équivalent des courants de circulation, le premier schéma de contrôle en boucle fermée basé sur le SOGI pour supprimer les harmoniques d'ordre pair existées dans les courants de circulation a été proposé par la référence [138] dont la figure 4.5 montre sa structure pour un système monophasé.

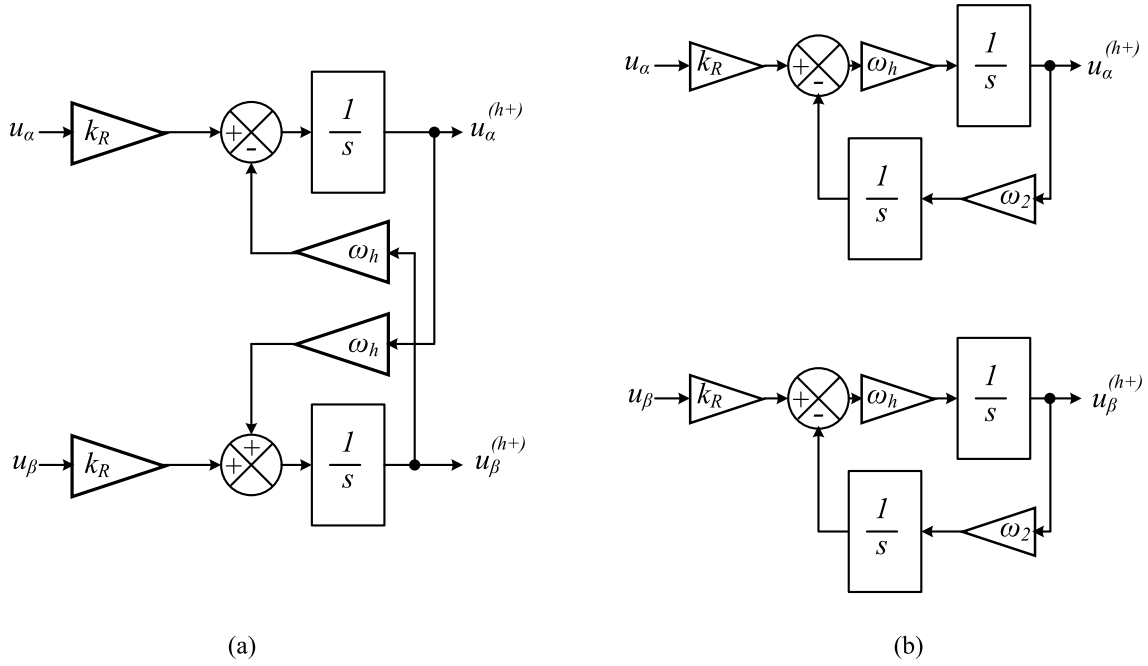


FIGURE 4.4 – La représentation en temps continu dans le cadre des coordonnées stationnaires $\alpha\beta$ (a) du ROGI (b) du SOGI.

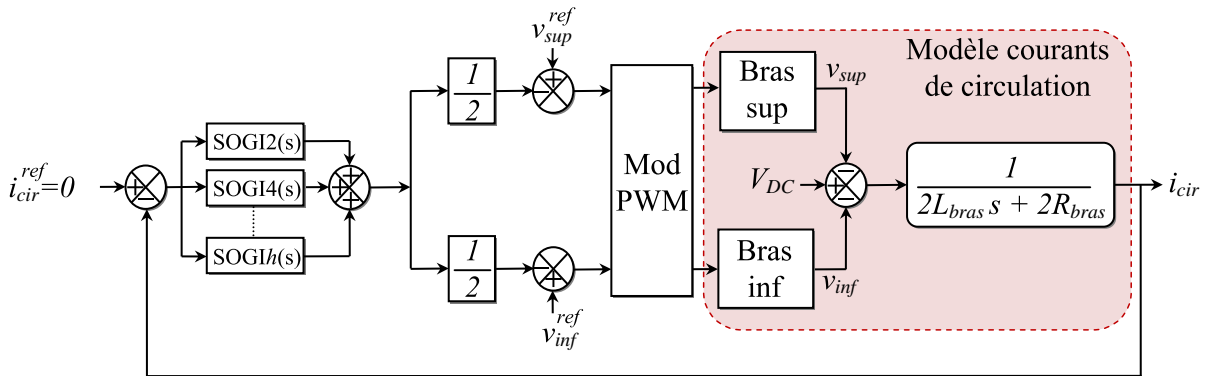


FIGURE 4.5 – Stratégie proposée par [138] pour contrôler les courants de circulation pour système monophasé.

Cette stratégie de contrôle en boucle fermée contient plusieurs SOGIs montés en parallèle et régulés aux harmoniques d'ordre pari telles que le rang 2 et 4. Chaque SOGI peut suivre son signal de référence à la fréquence ciblée sans perturber les autres fréquences et la composante directe I_{dc} . Les harmoniques d'ordre 2 et 4 sont les dominantes alors que les harmoniques d'ordre supérieur sont négligeables car le courant harmonique diminue à mesure que son ordre augmente. En effet, la fonction de transfert du contrôleur proposé par [138] est exprimée comme :

$$SOGI2(s) + SOGI4(s) = \frac{400s}{s^2 + (200\pi)^2} + \frac{200s}{s^2 + (400\pi)^2} \quad (4.5)$$

La figure 4.6 représente la réponse en gain de la fonction de transfert (4.5). Il est

clair que ce contrôleur est de bande passante très étroite autour des fréquences 100 et 200 Hz. L'application de ce contrôleur au système triphasé nécessite l'utilisation de trois SOGIs pour contrôler les trois courants de circulation i_{cir_a} , i_{cir_b} et i_{cir_c} aux coordonnées stationnaires abc .

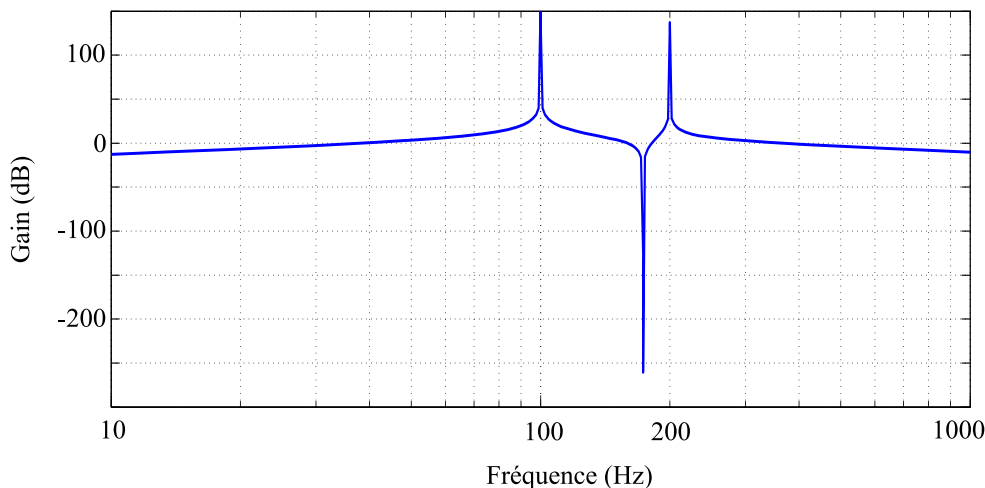


FIGURE 4.6 – La réponse en gain de deux SOGIs en parallèle et réglés à 100 et 200 Hz (Réf [138]).

D'autre part et en vue de réduire le nombre d'état et les variables traitées, La référence [141] a proposée d'utiliser deux SOGIs en basant sur la transformation de Clarke qui permet de transformer les trois coordonnées stationnaires abc en deux coordonnées $\alpha\beta$ seulement. Son schéma de contrôle est similaire au schéma précédent à trois SOGIs pour suivre la 2ème, 4ème et 6ème harmoniques en parallèle avec un terme proportionnel k_0 comme indique la figure 4.7.

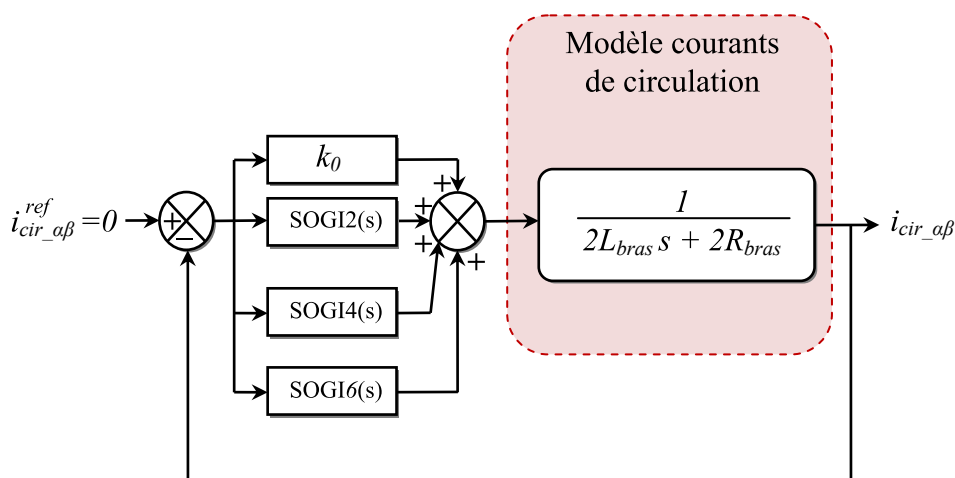


FIGURE 4.7 – Stratégie proposée par [141] pour contrôler les courants de circulation aux coordonnées stationnaires $\alpha\beta$.

4.4 Contrôleur proposé basé sur ROGI

4.4.1 Cas d'un système triphasé

L'objectif principal du contrôle des courants de circulation est la suppression des courants harmoniques d'ordre pair, comme mentionné précédemment. Le contrôleur proposé basé sur l'intégrateur généralisé d'ordre réduit portant l'appellation (*2HCC-ROGI*) vise à éliminer le courant harmonique le plus puissant et dominant qui est l'harmonique de second ordre et mis en œuvre dans le cadre des coordonnées stationnaires $\alpha\beta$ pour le système triphasé, comme illustré à la Fig 4.8.

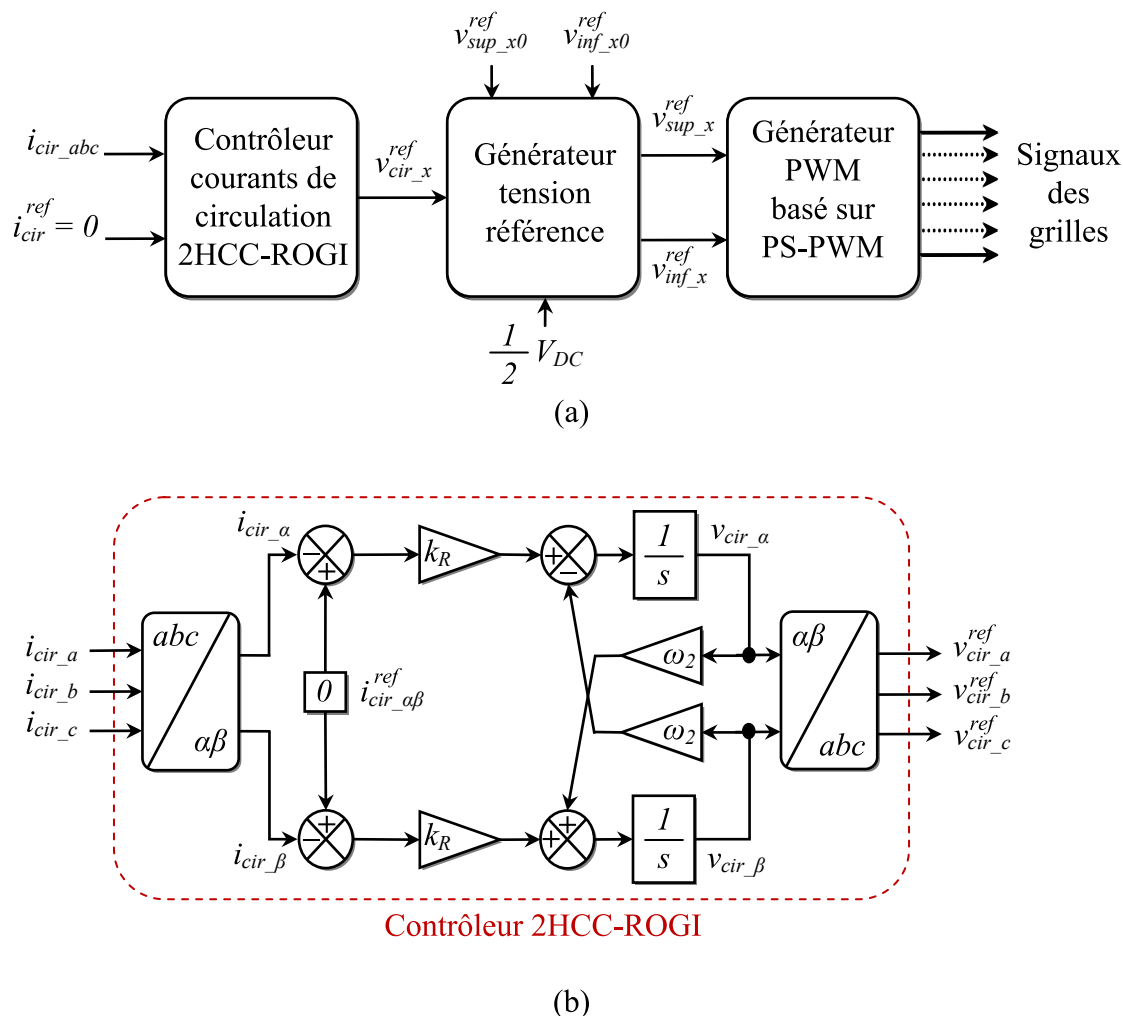


FIGURE 4.8 – Le contrôleur proposé basé sur ROGI implémenté dans le cadre des coordonnées stationnaires $\alpha\beta$ (a) schéma bloc général (b) schéma bloc détaillé du contrôleur 2HCC-ROGI.

La stratégie de contrôle proposée se compose de deux parties. La première partie représente le contrôleur des courants de circulation (*2HCC-ROGI*), elle traite au début la conversion de trois courants de circulation mesurés et représentés dans le cadre des coordonnées stationnaires abc (i_{cir_abc}) en coordonnées stationnaires $\alpha\beta$ ($i_{cir_a\beta}$) en utilisant

la transformation de Clarke. L'équation suivante exprime cette transformation :

$$\begin{bmatrix} i_{cir-\alpha} \\ i_{cir-\beta} \\ i_{cir-0} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cir-a} \\ i_{cir-b} \\ i_{cir-c} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Selon l'équation (4.6), il est évident que la composante zéro des courants de circulation (i_{cir-0}) est égale à $I_{dc}/3$ et exprime l'offset apparu dans les formes d'onde $i_{cir-abc}$ en coordonnées abc . En suite, les deux courants mesurés $i_{cir-\alpha}$ et $i_{cir-\beta}$ sont comparés avec une consigne de référence nulle ($i_{cir-\alpha\beta}^{ref}$). Puis, un seul ROGI accordé à la deuxième harmonique de fréquence $f_2 = 100$ Hz en considérant que la fréquence fondamentale du réseau est de $f_0 = 50$ Hz. Les signaux obtenus à la sortie du ROGI sont des tensions de référence $v_{cir-\alpha\beta}$ et doivent être retransformer en coordonnées abc pour obtenir trois tensions de référence $v_{cir-abc}^{ref}$ en utilisant la transformation inverse de Clarke. Il est à noter qu'il existe de nombreux travaux dans la littérature utilisant la mesure ou l'estimation de la composante continue afin de l'utilise dans le contrôle, alors que la stratégie proposée de contrôle ne nécessite pas cette opération et offre la simplicité au niveau de conception. Par conséquent, le tableaux 4.1 montre une comparaison par le nombre nécessaire pour contrôler les courants de circulation dans un système triphasé entre notre stratégie proposée, la stratégie de la référence [138] et de la référence [141].

TABLEAU 4.1 – Comparaison des exigences entre les contrôleurs basés sur ROGI et SOGI pour un système triphasé.

Exigence	SOGI aux coordonnées abc (Réf [138])	SOGI aux coordonnées $\alpha\beta$ (Réf [141])	ROGI aux coordonnées $\alpha\beta$ (proposé)
Nombre de contrôleurs résonants	3	2	1
Transformation de Clarke	non appliqué	appliqué	appliqué

La deuxième partie concerne le générateur de la tension référence et le générateur PWM basé sur la technique PS-PWM. Pour des raisons de simplicité et démonstration d'efficacité, la stratégie de contrôle proposée est conçue pour commander un onduleur autonome (isolé) type MMC. Sur la base de l'avantage fourni par la technique PS-PWM où les périodes de conduction des dispositifs de commutation sont réparties uniformément, la stratégie proposée ne contient pas un contrôleur responsable au balancement des tensions condensateurs SMs parce qu'il s'est produite naturellement. À cet effet, les deux tensions de références v_{sup-x0}^{ref} et v_{inf-x0}^{ref} d'une phase x ($x \in a, b, c$) qui sont censées provenir du contrôleur courant de sortie sont remplacées par des tensions d'origine sinusoïdale de

fréquence fondamentale $\omega_0 = 50$ Hz comme exprime les deux formules suivantes :

$$\begin{cases} v_{sup-x0}^{ref} = \frac{V_{dc}}{2N} M \cos(\omega_0 t + \varphi_x) \\ v_{inf-x0}^{ref} = \frac{V_{dc}}{2N} M \cos(\omega_0 t + \varphi_x + \pi) \end{cases} \quad (4.7)$$

Par la suite, les tensions de références finales v_{sup-x}^{ref} et v_{inf-x}^{ref} sont le résultat de l'opération suivante à la sortie du bloc générateur tension référence :

$$\begin{cases} v_{sup-x}^{ref} = \frac{V_{dc}}{2} + v_{sup-x0}^{ref} - v_{cir-x}^{ref} \\ v_{inf-x}^{ref} = \frac{V_{dc}}{2} + v_{inf-x0}^{ref} - v_{cir-x}^{ref} \end{cases} \quad (4.8)$$

Au dernier bloc générateur PWM, les derniers signaux sont comparés avec N porteuses triangulaires afin d'obtenir les signaux de commande des switches pour chaque SM.

4.4.2 Cas d'un système monophasé

Selon l'analyse susmentionnée, les deux composantes α et β sont requises dans le contrôle alors que la composante β n'est pas disponible dans le cas du système monophasé. Afin d'accomplir le contrôleur 2HCC-ROGI, la composante orthogonal virtuel $i_{cir-\beta}$ est créé par un filtre passe-tout (All-Pass Filter - APF) [154] qui est donnée par :

$$i_{cir-\beta} = \left(\frac{\omega_0 - s}{\omega_0 + s} \right) i_{cir-\alpha} \quad (4.9)$$

où ω_0 est la fréquence angulaire fondamentale ($\omega_0 = 2\pi \cdot 50$ rad/s) et $i_{cir-\alpha}$ est le seul courant de circulation existant. La figure 4.9.(a) illustre le schéma fonctionnel de l'APF. Pour le système monophasé, le même contrôleur est adopté et le signal de courant de circulation généré $v_{cir-\alpha}$ est utilisé comme le signal de référence ($v_{cir}^{ref} = v_{cir-\alpha}$) comme illustré à la Figure 4.9.(b).

4.5 Description du contrôleur proposé en VHDL

La technologie FPGA devient la plate-forme numérique la plus populaire utilisée dans les systèmes de contrôle en raison de ses caractéristiques attrayantes telles que le parallélisme et le fonctionnement multitâches pour les algorithmes et stratégies de contrôle complexes, la flexibilité pour modifier la conception, le prototypage rapide et à faible coût. Ainsi, parmi plusieurs fabricants de FPGA, la carte FPGA Atlys Spartan-6 de Digilent est utilisée dans ce travail. Comme l'indique la figure 4.10, la carte Xilinx Spartan-6 XC6SLX45-CSG324C comprend 6822 tranches contenant chacune quatre tables de consultation (Look-Up Table - LUT) à 6 entrées et 8 bascules Flip-Flops, 58 tranches DSP chacune composée d'un multiplicateur 18x18, d'un additionneur et d'un accumulateur, 2.1

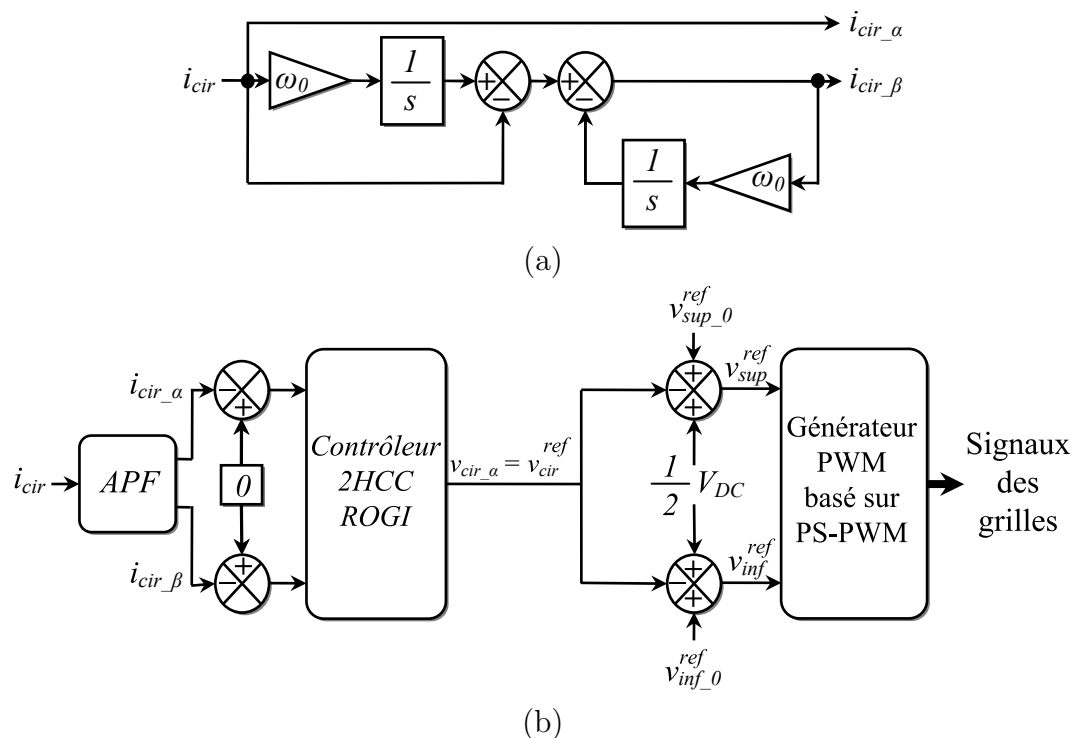


FIGURE 4.9 – Le contrôleur proposé basé sur ROGI et destiné au système monophasé (a) schéma fonctionnel du APF (b) schéma bloc du contrôleur 2HCC-ROGI.

Mbits de RAM à bloc rapide et 4 tuiles d'horloge réparties sur 8 gestionnaires d'horloge numérique (Digital Clock Manager - DCM) et 4 boucles à verrouillage de phase (PLL). De plus, la carte Atlys est équipée de périphériques haut de gamme tels que Gbit Ethernet, vidéo HDMI, matrice de mémoire DDR2 de 128 Mo, ports audio et USB [155].

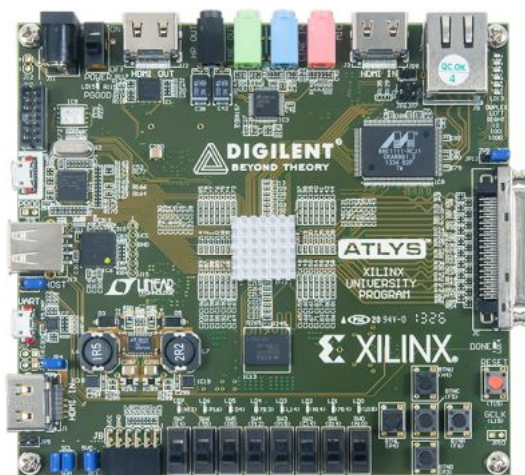


FIGURE 4.10 – La carte FPGA Atlys Spartan-6 XC6SLX45-CSG324C de Digilent.

L'architecture globale du contrôleur proposé 2HCC-ROGI et du générateur de signaux

PWM basé sur le FPGA est illustrée à la figure 4.11. Le langage VHDL est adopté pour décrire toutes les unités fonctionnelles du contrôleur conçu basé sur le FPGA. La conception numérique est basée sur l'arithmétique à virgule fixe utilisant l'expression générale $sfix(P1,P2)$ pour coder les variables du système en bits où $P1$ représente la taille totale du mot en bits, y compris 1 bit pour le signe, tandis que $P2$ représente la partie fractionnaire en bits. Dans ce contexte, les variables du système n'ont pas la même longueur pour faire un mélange entre précision de calcul et ressources matérielles raisonnables. Pour cela, la grande longueur est attribuée pour des calculs précis comme la discrétisation de l'intégrateur et une petite longueur est attribuée pour des opérations arithmétiques simples afin de réduire les ressources FPGA occupées.

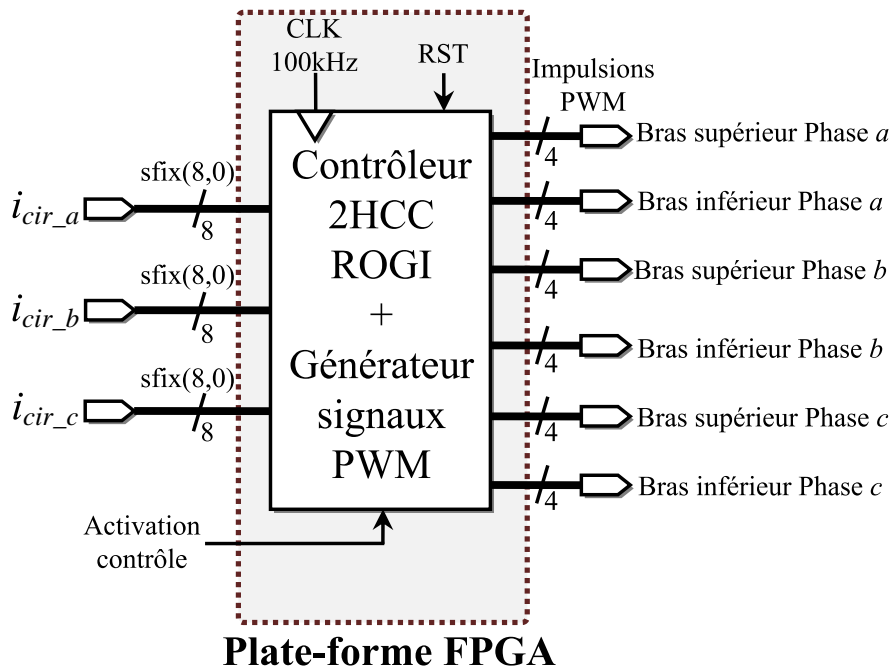


FIGURE 4.11 – L'architecture globale du contrôleur proposé 2HCC-ROGI et du générateur de signaux PWM basé sur FPGA pour le système triphasé.

Le contrôleur numérique proposé est conçu principalement pour acquérir les trois courants de circulation (i_{cir_abc}) codés sur 8 bits comme flux de données d'entrée, puis éliminer le courant harmonique de rang 2 et générer 24 signaux PWM comme données de sortie destinées aux commutateurs SMs (IGBT) . Ainsi, un signal échelon externe codé sur 1 bit est utilisé comme validation de commande afin d'activer le contrôleur numérique. Les signaux d'horloge et de réinitialisation sont nécessaires pour plusieurs opérations d'éléments tels que les éléments de retard, les registres, les compteurs up-down et les cellules de bascule D. La fréquence d'échantillonnage est fixée à 100 kHz et pour des raisons de co-simulation tous les éléments sont alimentés par la même fréquence d'horloge.

4.5.1 Conception du contrôleur proposé numérique

Comme le montre la figure 4.12, l'architecture développée du contrôleur numérique 2HCC-ROGI implique quatre unités fonctionnant séquentiellement qui sont disposées comme suit : l'unité de transformation de Clarke avec le gain k_r , l'unité d'activation de contrôle, l'unité d'intégration de forme croisée et l'unité de transformation inverse de Clarke.

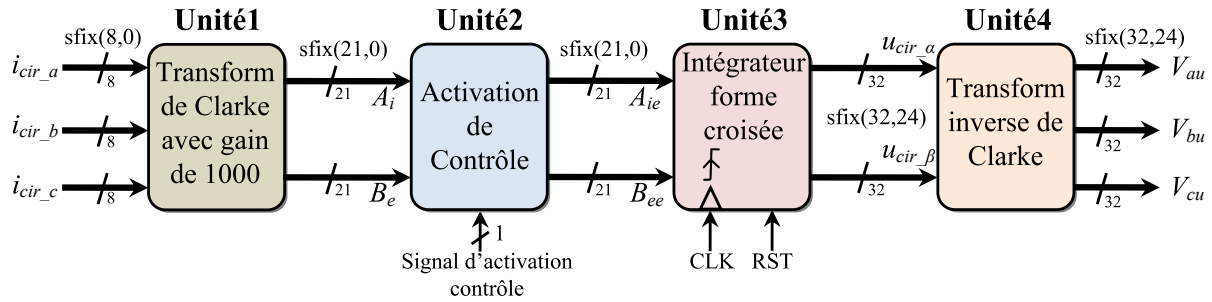


FIGURE 4.12 – L'architecture développée du contrôleur numérique 2HCC-ROGI.

L'unité-1 est chargée de convertir les trois courants circulants codés sur 8 bits en deux composantes de courant uniquement (A_i et B_e) en utilisant la transformation de Clarke comme le montre la figure 4.13. Le gain du contrôleur k_r et le comparateur avec le point de consigne $i_{cir-\alpha\beta}^{ref}$ sont extraits de l'unité-3 et les intègrent dans l'unité-1 afin de simplifier la conception de l'unité d'intégration de forme croisée et d'éviter les parties fractionnaires des coefficients de la matrice de Clarke. En conséquence, les coefficients de la matrice de Clarke sont multipliés par 1000 en changeant de signe. Du fait des opérations de multiplication et d'addition, la longueur des signaux de sortie A_i et B_e est portée à 21 bits. Après approximation, la matrice de Clarke modifiée peut être exprimée par :

$$\begin{bmatrix} A_i \\ B_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -677 & 333 & 333 \\ 0 & -577 & 577 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cir-a} \\ i_{cir-b} \\ i_{cir-c} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Par la suite, la fonction d'activation de commande dans l'unité-2 est exécutée par une simple unité d'activation basée sur deux multiplicateurs logiques de type-AND. Les sorties de l'unité 2 sont formées entre les signaux de sortie de l'unité 1 (A_i et B_e) et un signal échelon externe utilisé comme signal d'activation du contrôleur numérique. Si ce dernier signal est égal à 1, l'unité-2 laisse passer les flux de données A_i et B_e vers l'unité-3. Sinon, l'unité-3 recevra des zéros. Les signaux obtenus A_{ie} et B_{ee} gardent la même longueur de 21 bits comme le montre la figure 4.14.

L'étape suivante, l'unité-3 est consacrée à la discrétisation des intégrateurs continus à implémenter sur le domaine de commande numérique. Le point critique où il doit être pris en compte lors de la discrétisation de contrôleurs résonants est lorsque le modèle à

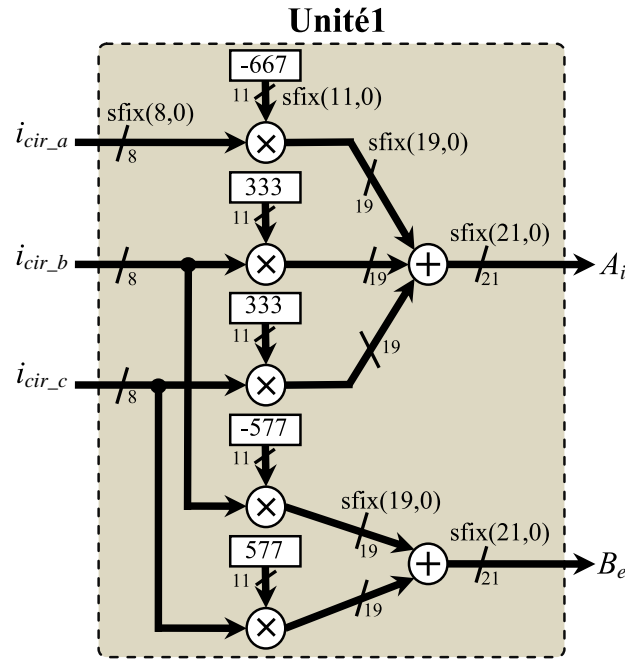


FIGURE 4.13 – L'architecture développée de l'unité-1.

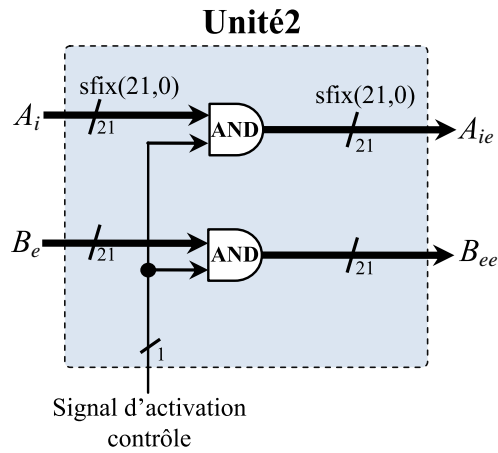


FIGURE 4.14 – L'architecture développée de l'unité-2.

temps discret du contrôleur analogique assure la stabilité du système et fonctionne correctement aux fréquences souhaitées [156]. Parmi plusieurs méthodes appliquées pour la discrétisation des intégrateurs, la méthode Forward Euler a été utilisée. Cette méthode est simple, efficace et offre une performance précise notamment aux basses fréquences ce qui la rend adaptée à notre cas concernant l'harmonique de rang 2 (100 Hz) de fréquence fondamentale. Selon la méthode d'Euler en avant dite approximation à gauche, l'intégrateur en temps continu $1/s$ peut être remplacé par :

$$\frac{1}{s} = \frac{T_s}{z - 1} \quad (4.11)$$

où T_s est le temps d'échantillonnage qui vaut 10^{-5} s. À partir de l'expression inverse de l'équation (4.11), l'équation aux différences de l'intégrateur à temps discret peut être

énoncée comme suit :

$$y(n) = y(n - 1) + x(n - 1)T_s \quad (4.12)$$

La figure 4.15 montre le schéma équivalent de l'intégrateur à temps discret exprimé par l'équation (4.12). Par conséquent, la conception numérique de l'élément de retard (z^{-1}) sur la figure 4.15 est effectuée par un registre basé sur une bascule D pour mettre à jour la valeur de sortie $y(n)$. Chaque registre de retard a besoin de signaux d'horloge et de réinitialisation où le premier fonctionne sur le front montant. La fonctionnalité correcte de l'unité-3 impose l'utilisation d'une plus grande précision de calcul précisément sur la partie fractionnaire des variables traitées, par conséquent, elle conduit à augmenter la longueur des signaux de sortie u_{cir_a} et u_{cir_b} à 32 bits pour la taille totale des mots, y compris 24 bits pour son partie fractionnaire comme l'indique la figure 4.16.

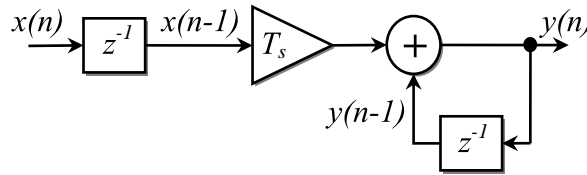


FIGURE 4.15 – Schéma équivalent d'un intégrateur à temps discret utilisant la méthode Forward Euler.

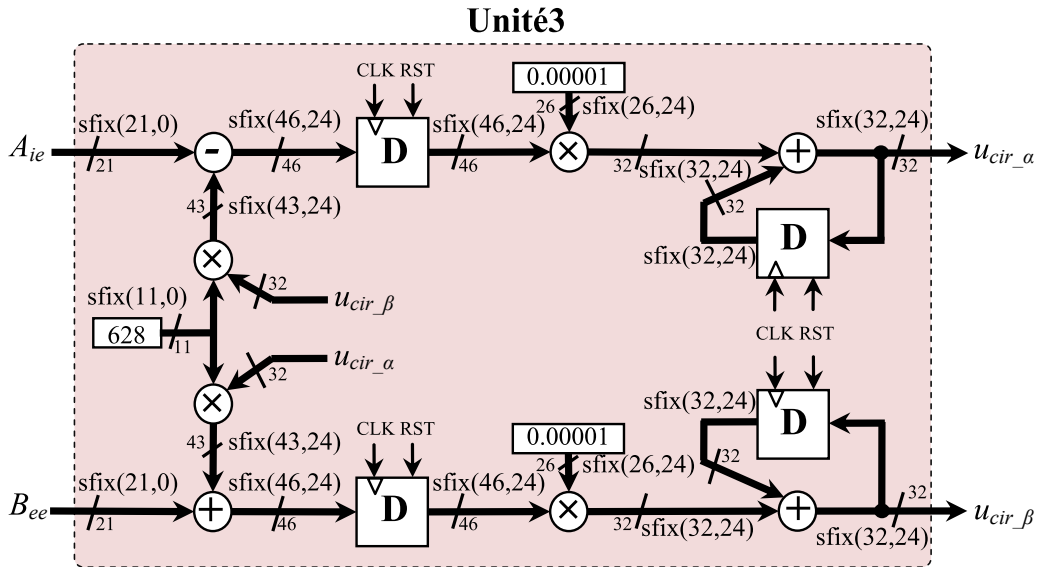


FIGURE 4.16 – L'architecture développée de l'unité-3.

Au niveau de l'unité-4 du contrôleur numérique 2HCC-ROGI, les trois signaux de référence de courants de circulation V_{au} , V_{bu} et V_{cu} peuvent être obtenus à partir des signaux de sortie de l'unité-3 u_{cir_a} et u_{cir_b} en appliquant la transformation inverse de

Clarke. Cette dernière transformation est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{au} \\ V_{bu} \\ V_{cu} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{cir_a} \\ u_{cir_b} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Une particularité concernant le calcul de V_{bu} et V_{cu} est que la longueur résultante de la multiplication et de l'addition dans les coefficients de la matrice inverse de Clarke est augmentée à 59 bits alors qu'elle devrait être égale à la longueur du signal V_{au} , donc, V_{bu} et V_{cu} sont suivis par un bloc de redimensionnement pour réduire la longueur à 32 bits pour la taille totale du mot avec 24 bits réservés pour la partie fractionnaire comme l'indique la figure 4.17.

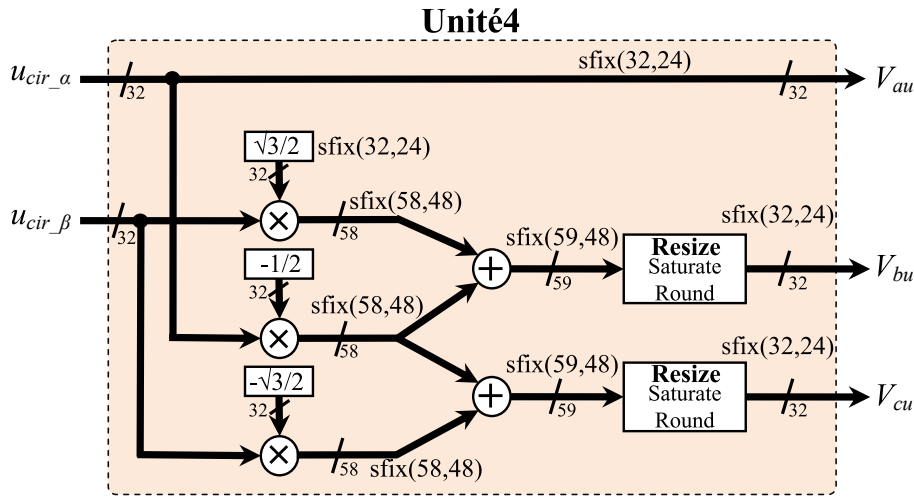


FIGURE 4.17 – L'architecture développée de l'unité-4.

4.5.2 Conception du générateur PWM numérique

Comme indiqué dans la sous-section (2.5.4) et sur la base de la forme des références sinusoïdales et des signaux de porteuses triangulaires pour un cas de $N = 4$ comme illustré sur la figure 3.17, le générateur numérique de signaux PWM basé sur la technique PS-PWM a été réalisé et son architecture globale est illustrée à la Figure 4.18.(a). La figure 4.18.(b) montre l'architecture détaillée du générateur conçu composé de trois unités : une unité de génération de signaux sinusoïdaux de référence, une unité de génération de signaux de porteuses triangulaires et une unité de comparateurs.

L'opération principale de génération de signaux PWM a été effectuée via l'unité de comparaison entre les signaux de porteuses triangulaires et les signaux obtenus à partir de la soustraction des signaux de référence du contrôleur 2HCC-ROGI V_{au} , V_{bu} , V_{cu} et des références sinusoïdales triphasées. La génération de forme d'onde sinusoïdale se fait par un ensemble de 3 ROM qui contiennent les échantillons d'une phase avec un compteur pour

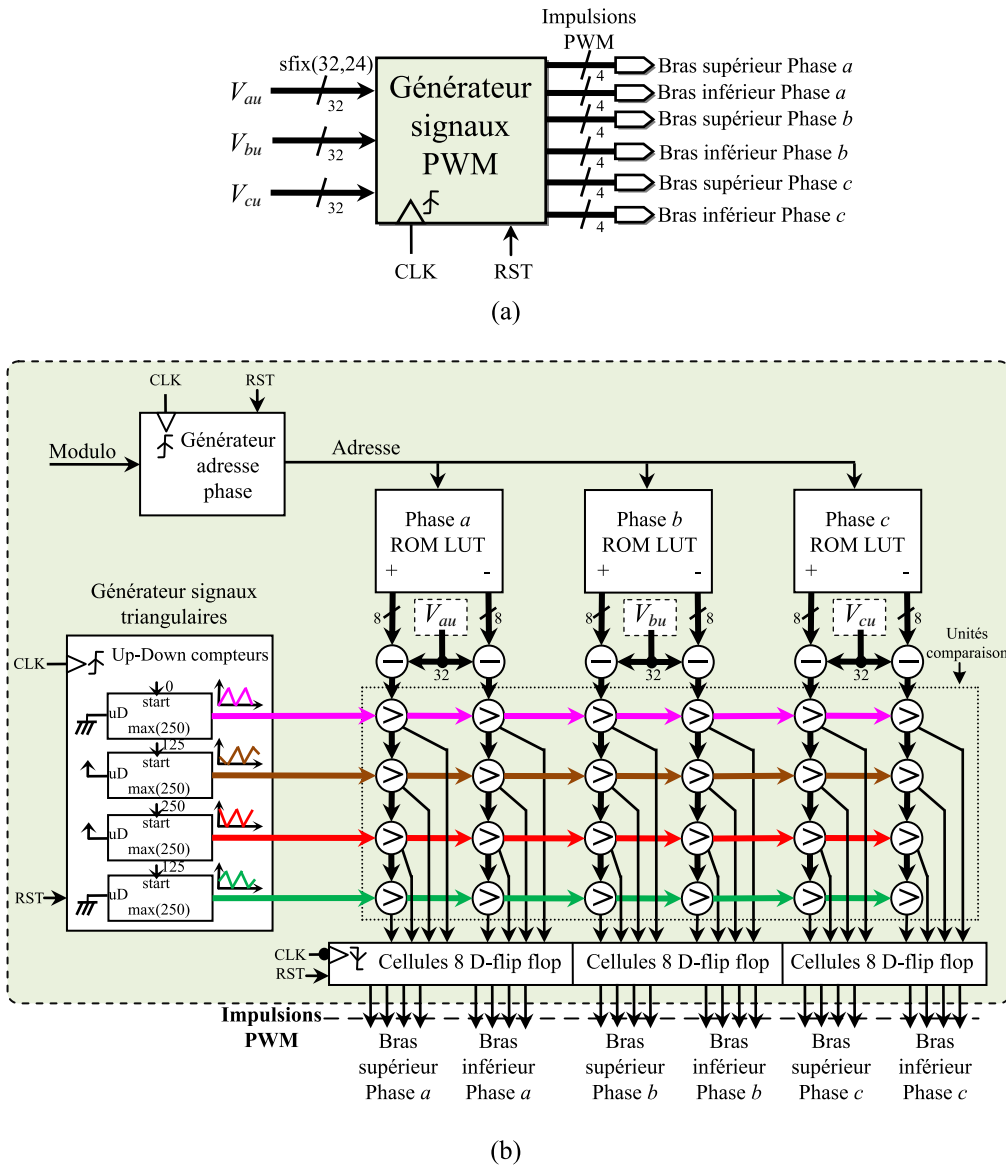


FIGURE 4.18 – Le générateur PWM numérique basé sur la technique PS-PWM (a) l’architecture générale (b) l’architecture détaillée.

générer l’adresse, tandis qu’un bloc auxiliaire basé sur un compteur simple modulo M est associé pour stocker les échantillons. De l’autre côté, les signaux de porteuse triangulaires sont le résultat d’un compteur up/down réglé avec un signal de direction pour la pente initiale et la valeur de démarrage car les porteuses ne sont pas identiques ; l’un monte de zéro, l’autre descend de valeur différente de zéro. Les résultats de comparaison entre les signaux décrits ci-dessus produisent des événements fugitifs ou des soi-disant ”glitches” qu’il est nécessaire d’ajouter un autre registre à bascule D à base de blocs fonctionnant sur le front descendant de l’horloge système afin de filtrer ces glitches.

La conception développée présente un schéma uniquement pour l’environnement de co-simulation, tandis que dans l’expérience pratique, les commutateurs IGBT ou SM du convertisseur de puissance nécessitent une unité de génération de temps mort pour éviter

la conduction simultanée des mêmes commutateurs SM. L'unité de temps mort fonctionne avec une horloge plus rapide par rapport à l'horloge système choisie (100 kHz). De plus, les cartes FPGA sont toujours équipées d'un oscillateur à cristal intégré. Ainsi, un bloc diviseur d'horloge est nécessaire pour obtenir plusieurs fréquences d'horloge exécutées par la division de fréquence à quartz embarquée. Notez que la fréquence de l'oscillateur à cristal de la carte Atlys est de 100 MHz.

4.6 Résultats de simulation

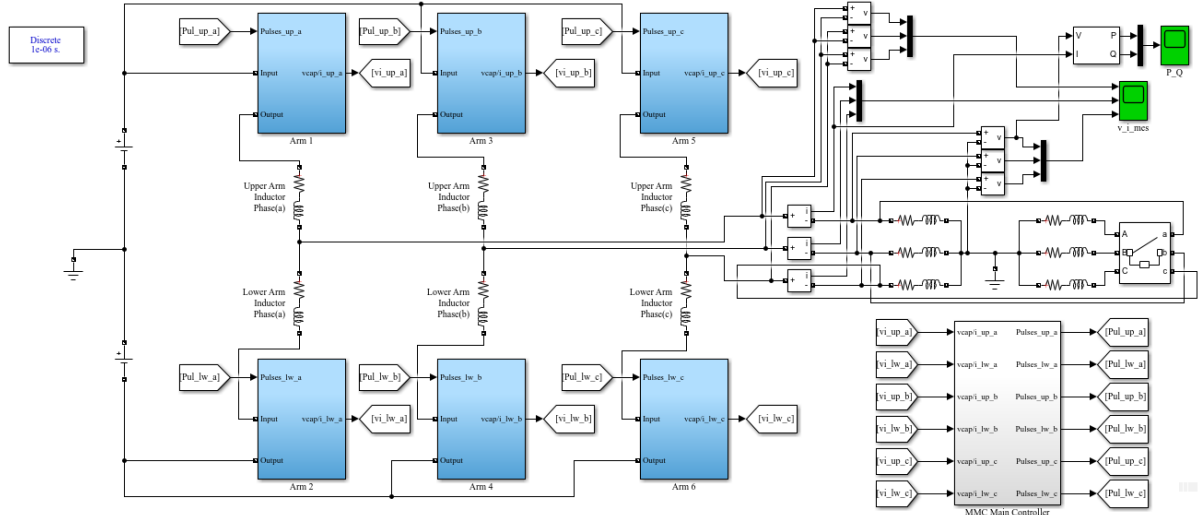
Afin de démontrer les performances du contrôleur 2HCC-ROGI proposé pour les systèmes triphasé et monophasé, un modèle de simulation de MMC basé sur onduleur est réalisé à l'aide du logiciel Matlab/Simulink dont les paramètres sont répertoriés dans le tableau 4.2. À noter que le modèle monophasé a été réalisé en prenant une seule phase du modèle triphasé. Les tests adoptés d'évaluation ont été effectués à travers une série de situations en régime permanent et transitoire ; ces situations sont décrites par la simulation avant et après l'activation du contrôleur proposé 2HCC-ROGI ont et l'application d'une deuxième charge similaire à la charge primaire, respectivement. La figure 4.19 montre une capture d'écran du modèle développé basé sur l'environnement Matlab/Simulink.

TABLEAU 4.2 – Paramètres du modèle de simulation onduleur basé sur le type-MMC

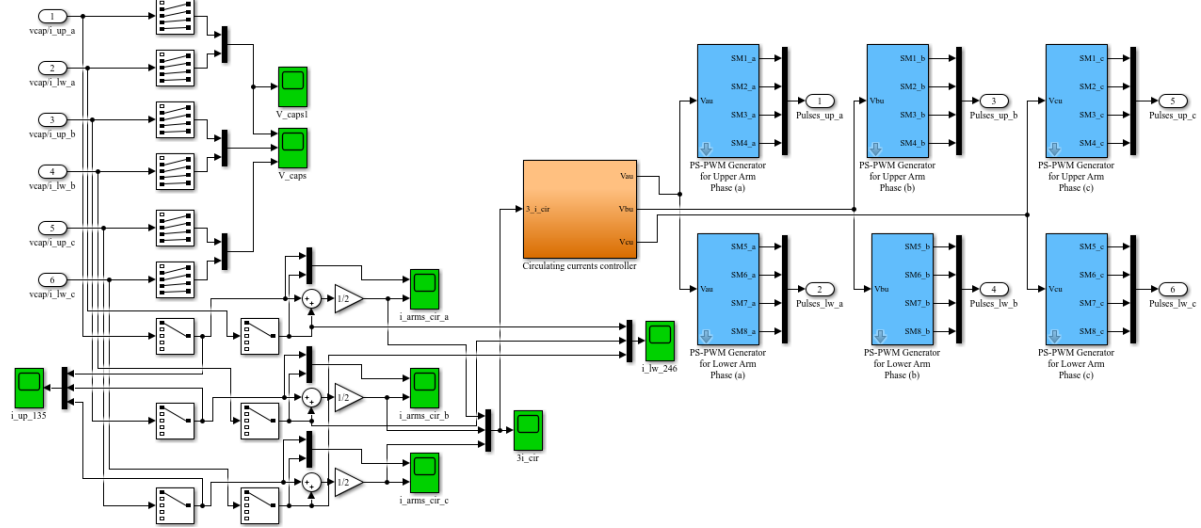
Paramètre	Valeur
Tension bus-DC (V)	$V_{DC} = 9000$
Nombre des SMs per bras	$N = 4$
capacité de SM (mF)	$C_{SM} = 1.3$
inductance de bras (mH)	$L_{bras} = 2.5$
Fréquence fondamentale (Hz)	$f_0 = 50$
Fréquence de porteuse selon PS-PWM (Hz)	$f_c = 1000$
Indice de modulation	$M = 0.9$
Impédance de charge (Ω , mH)	$R_{load} = 30, L_{load} = 6$
Gain du contrôleur pour système 3ph/1ph	$k_R = 1000/100$

Premièrement, la figure 4.20 montre les formes d'onde de courants de circulation en coordonnées stationnaires $\alpha\beta$ et abc , de courants des bras supérieurs, bras inférieurs et les tensions condensateurs des 8 SMs de la phase a avant l'activation du contrôleur proposé 2HCC-ROGI. Avant le temps d'activation à $t = 0.15$ s, on peut observer sur la figure 4.20.(a) et (b) la présence du courant harmonique d'ordre 2 aux courants $i_{cir-\alpha\beta}$ et $i_{cir-abc}$ qui atteint une amplitude de 73.42 A et la forte distorsion de 114.83% figurée aux courants de bras supérieurs et inférieurs comme représenté sur la figure 4.20.(c) et (d).

Une fois le contrôleur proposé est activé à $t = 0.15$ s, il est clair que le contrôleur 2HCC-ROGI présente une haute performance à éliminer le courant harmonique d'ordre 2



(a)



(b)

FIGURE 4.19 – Capture d'écran du modèle développé basé sur l'environnement Matlab/Simulink (a) schéma puissance (b) schéma contrôle.

aux courants de circulation en faisant passer leur amplitude I_{cir-2H}^{max} de 73.42 A à 0.12 A et le THD_{i-up} de 114.83% à 5.77% comme l'indique la figure 4.21.

Dans notre cas, le courant continu absorbé par une phase (en prenant la phase (a)) depuis la source continue est calculé comme suit :

$$I_{dc-a} = \frac{I_{dc}}{3} = \frac{P_{dc}}{3 \times U_{dc}} \quad (4.14)$$

En négligeant les pertes survenues dans les composants du convertisseur, la puissance

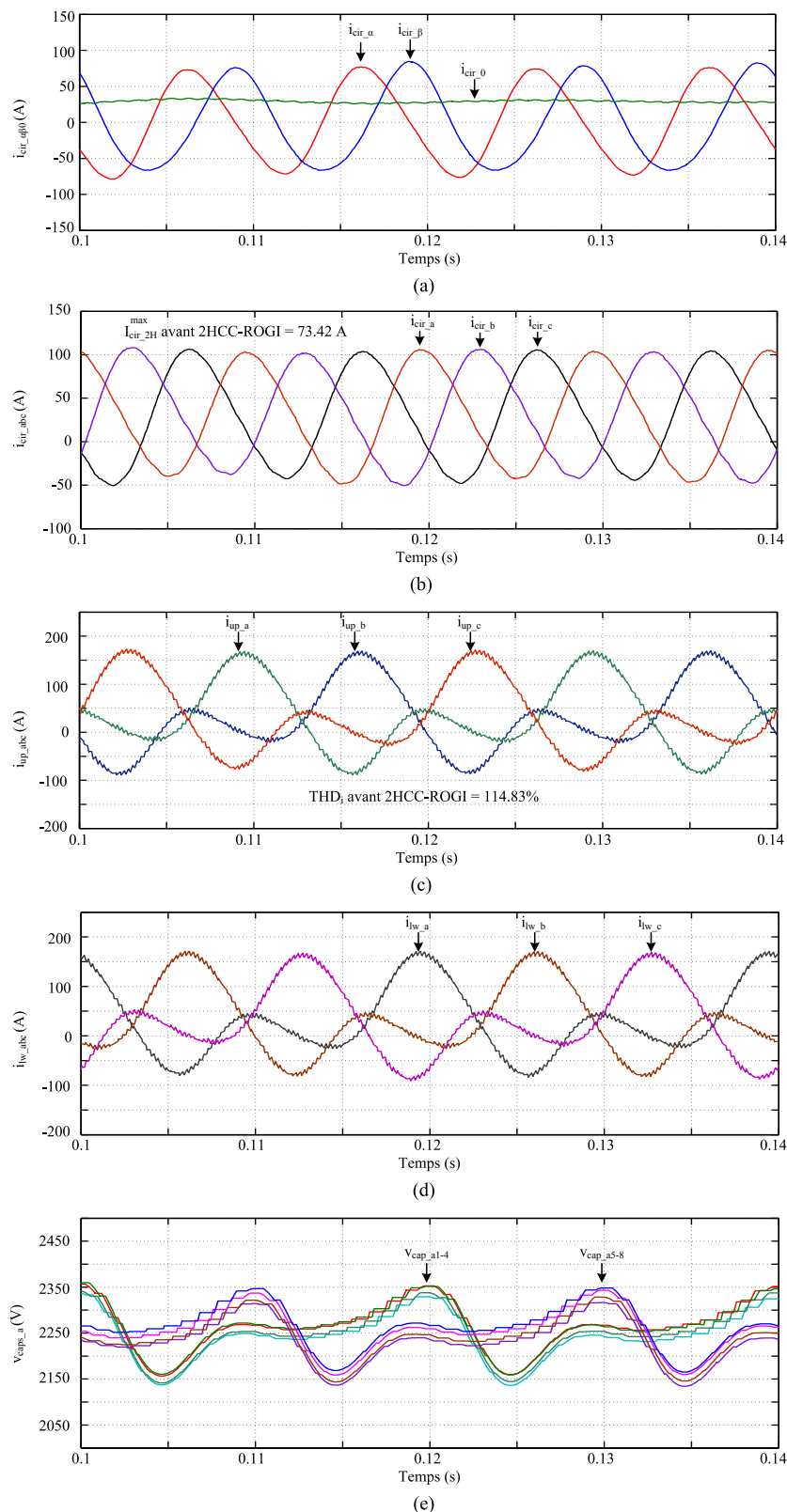


FIGURE 4.20 – Résultats de simulation avant l’activation du contrôleur proposé 2HCC-ROGI (a) courants de circulation en coordonnées $\alpha\beta$ (b) courants de circulation en coordonnées abc (c) courants des bras supérieurs (d) courants de bras inférieurs (e) tensions condensateurs des 8 SMs de la phase a .

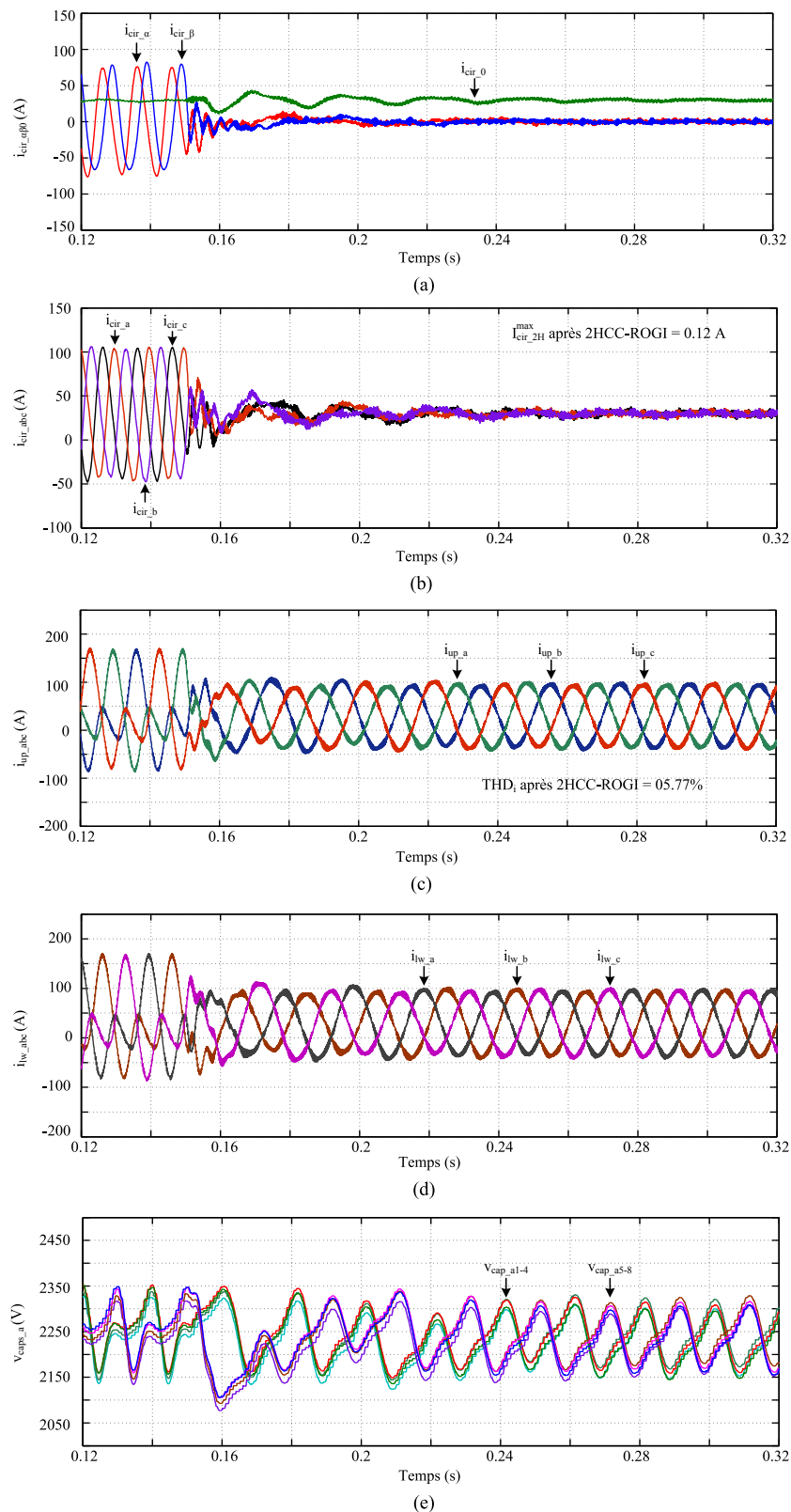


FIGURE 4.21 – Résultats de simulation après l’activation du contrôleur proposé 2HCC-ROGI (a) courants de circulation en coordonnées $\alpha\beta$ (b) courants de circulation en coordonnées abc (c) courants des bras supérieurs (d) courants de bras inférieurs (e) tensions condensateurs des 8 SMs de la phase a .

du côté continu et du côté alternatif peut être exprimée comme :

$$P_{dc} = P_{ac} = 3 \times U_{Ph-G} \times I_{Ph} = \frac{3 \times U_{Ph-G}^2}{|Z_{load}|} \quad (4.15)$$

où : U_{Ph-G} est la valeur efficace de la tension simple phase-terre et $|Z_{load}|$ est l'amplitude de l'impédance charge qui sont égales à $M.U_{dc}/2\sqrt{2}$ et $\sqrt{(R_{load})^2 + (\omega_0 L_{load})^2}$, respectivement. En combinant les équations (4.14) et (4.15), il en résulte :

$$I_{dc-a} = \frac{M^2 \cdot U_{dc}}{8\sqrt{(R_{load})^2 + (\omega_0 L_{load})^2}} = 30.31A \quad (4.16)$$

En comparant la composante continue mesurée dans i_{cir-a} de la Figure 4.21.(b) qui est égale à 29.7 A, les deux valeurs de I_{dc-a} et i_{cir-a} sont convergentes et compatibles, cela signifie que le contrôleur proposé fournit un excellent suivi avec une erreur nulle en régime permanent. De plus, les tensions des condensateurs de 8 SMs de la phase a sont maintenues à la valeur nominale ($V_{dc}/N = 2250$ V) et leurs ondulations crête à crête sont réduites de 190 V à 150 V comme le montre les figures 4.20.(e) et 4.21.(e).

Deuxièmement, un changement échelon de charge est appliqué pour illustrer les performances du contrôleur proposé dans une situation transitoire et les résultats de la simulation sont représentés sur la figure 4.22. Au temps $t = 0.4$ s, une charge similaire est connectée en parallèle, ce qui double la charge totale. Par conséquent, les puissances active et réactive consommées du côté AC, les trois courants continus absorbés et les trois courants des bras supérieurs (également les courants des bras inférieurs) sont augmentés, comme illustré sur les figures 4.22.(a), (b) et (c). On peut voir que le comportement du contrôleur proposé reste efficace et stable même si l'amplitude du courant harmonique de second ordre montre une légère augmentation. De plus, les tensions de condensateur des SM de la phase a restent équilibrées accompagnées d'une augmentation des ondulations crête-à-crête dues à la charge supplémentaire, comme illustré sur la figure 4.22.(d).

Troisièmement, les tests précédents de situations en régime permanent et transitoire sont effectués sur un système monophasé afin de vérifier les performances du contrôleur 2HCC-ROGI. Le moment d'activation de contrôle et de changement charge est déterminé à 0.12 s et 0.27 s, respectivement. Les formes d'onde du courant de circulation (i_{cir}), les courants des bras supérieurs/inférieurs (i_{up} et i_{lw}) et les tensions de 8 condensateurs des formes d'onde SMs (v_{caps}) sont illustrés sur la Figure 4.23. Comme prévu, le contrôleur proposé dans le système monophasé fonctionne aussi efficacement que dans le cas du système triphasé.

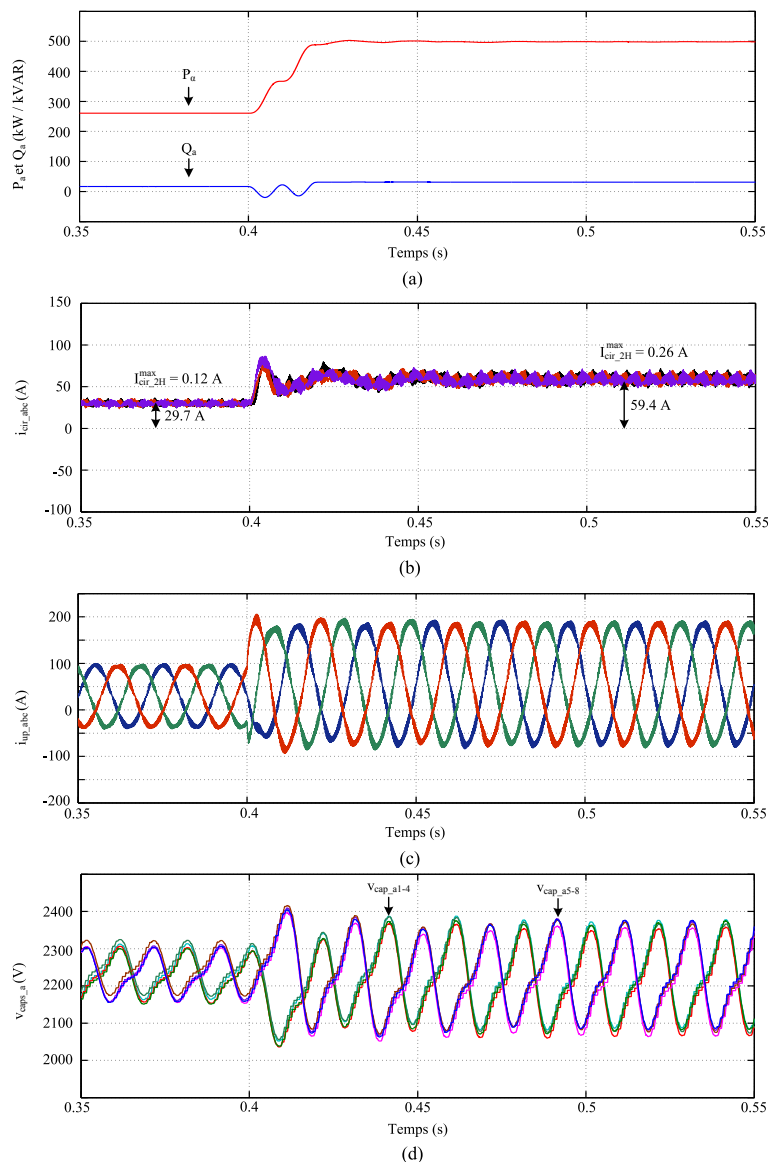


FIGURE 4.22 – Résultats de simulation après l’activation du contrôleur proposé 2HCC-ROGI en régime transitoire (a) puissance active et réactive de la phase a (b) courants de circulation en coordonnées abc (c) courants des bras supérieurs (d) tensions condensateurs des 8 SMs de la phase a .

4.7 Résultats de co-simulation basée sur FPGA

La simulation logicielle et les tests matériels sont considérés comme une tâche utile pour le développement de systèmes numériques. Dans ce travail, l’approche de co-simulation basée sur FPGA est utilisée afin d’étudier le comportement du contrôleur numérique conçu et de vérifier la fonctionnalité des codes VHDL développés qui sont décrits dans la Section. (4.5). Les logiciels les plus populaires utilisés dans l’approche de co-simulation sont Simulink et ModelSim. Le concept de cette approche est centré sur deux principes : au premier, le Simulink a été utilisé pour fournir un modèle de banc d’essai du système physique en cours de simulation, tandis que le second utilise ModelSim pour exécuter les tâches

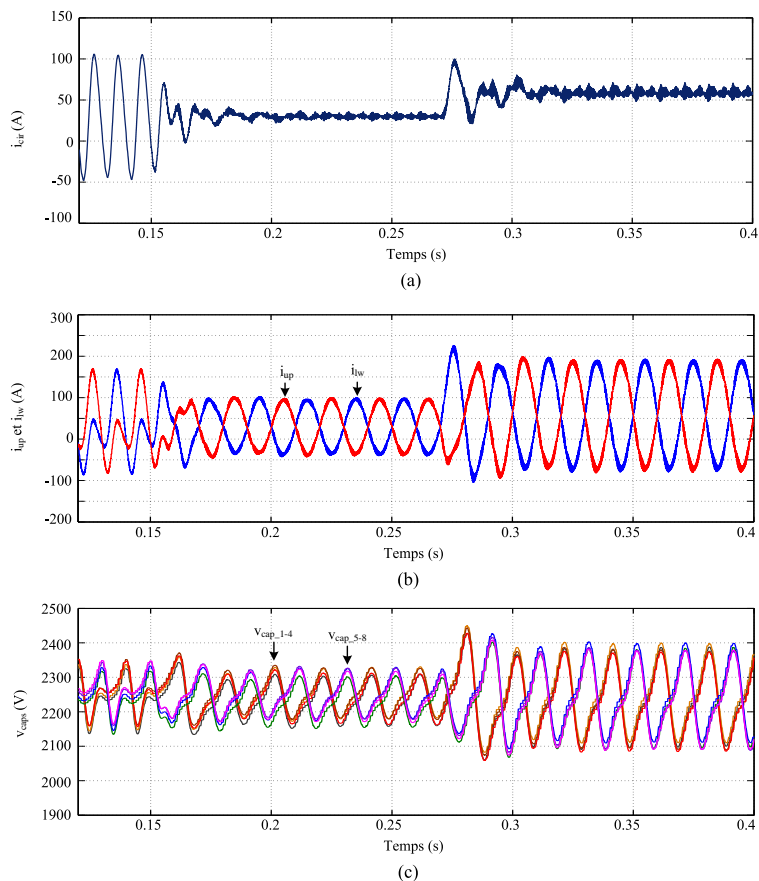


FIGURE 4.23 – Résultats de simulation au système monophasé en régime permanent et transitoire (a) courants de circulation (b) courants des bras supérieur et inférieur (c) tensions condensateurs des 8 SMs.

développées du contrôleur numérique et décrites en langage VHDL. La communication entre les deux logiciels est assurée par EDA Simulator Link qui permet de passer le flux de tous les signaux de feedback et de contrôle à partir de Simulink vers ModelSim et vice versa. Par conséquent, l'étude du comportement du système et les tests de conception de contrôle peuvent être effectués facilement et en toute sécurité.

À partir de la procédure appliquée et avant de démarrer la co-simulation Simulink/ModelSim, le bloc généré qui sera utilisé comme contrôleur 2HCC-ROGI et générateur de signaux PWM, est illustré à la Figure 4.24. Comme effectué précédemment dans la Section (4.6), le même modèle de simulation et l'évaluation des tests sont adoptés, sauf que le contrôleur numérique illustré à la Figure 4.24 remplacera le contrôleur analogique équivalent. De préférence et avant d'examiner le fonctionnement global du contrôleur numérique, l'évaluation de la validité et des performances du générateur de signaux PWM et du contrôleur 2HCC-ROGI ont été effectuées séparément et respectivement.

Les résultats de la co-simulation du générateur de signaux PWM numériques utilisant la technique PS-PWM sont illustrés à la Figure 4.25. À partir de la Figure 4.25.(a), on peut observer que le générateur conçu fonctionne correctement comme prévu et génère

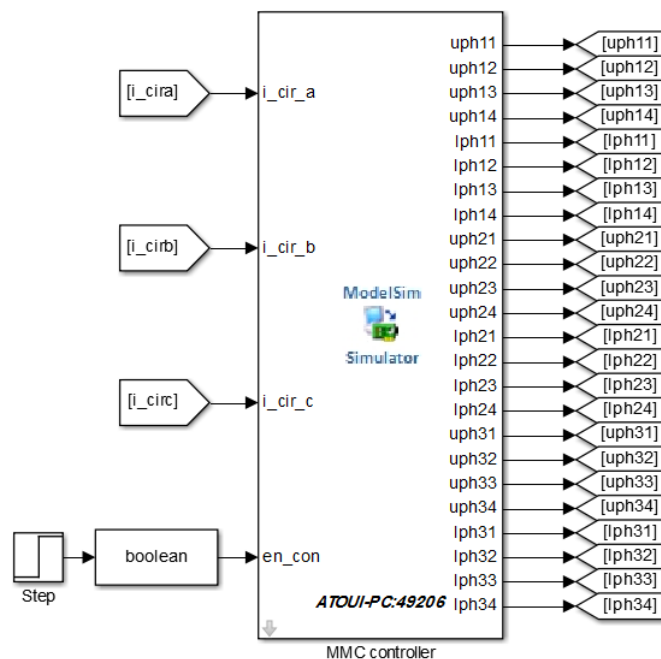


FIGURE 4.24 – Le bloc généré par l’approche de co-simulation Simulink/ModelSim.

les signaux requis de la phase *a* tels que les signaux de référence sinusoïdaux des bras supérieur et inférieur et quatre signaux de porteuses triangulaires avec une fréquence de 50 Hz et 1 kHz, respectivement. Par la suite, le bon fonctionnement du traitement de comparaison fournit 24 signaux PWM destinés aux portes IGBT et divisés en 8 signaux pour chaque phase, comme illustré sur la figure 4.25.(b). On peut voir que les signaux PWM résultants s’affichent clairement sans impulsions ou parasites indésirables dus à l’étage de filtrage basé sur le registre à bascule D à la sortie des unités de comparateur.

Les résultats de la co-simulation des performances du contrôleur numérique 2HCC-ROGI sont montrés à la figure 4.26 et indiquent de haut vers bas les formes d’onde des signaux suivants : l’horloge, signal reset, trois courants de circulation représentés en coordonnées stationnaires abc i_{cir_abc} et le signal d’activation de contrôle. On observe que le test de co-simulation complet dure 6 s divisé en trois sections afin de remplir les objectifs d’évaluation des performances décrits précédemment. La première section représente la désactivation du contrôleur numérique depuis le début de la co-simulation jusqu’à 0.15 s ; cette durée est caractérisée par l’existence d’harmoniques de rang 2 dans les trois courants de circulation.

La deuxième section traite de l’activation du contrôleur numérique en régime permanent à partir de $t \geq 0.15$ s et elle est confirmée par le signal de validation de commande au bas de la figure 18 qui est basculé de 0 à 1 ; cela permet au contrôleur 2HCC-ROGI à fonctionner immédiatement et d’éliminer le deuxième courant harmonique tout en conservant la composante continue. Le contrôleur suit et élimine l’harmonique ciblée, de sorte que l’objectif fondamental de la tâche est atteint avec succès. Enfin, la dernière section représente les performances du contrôleur en régime transitoire à partir de $t \geq 4$ s,

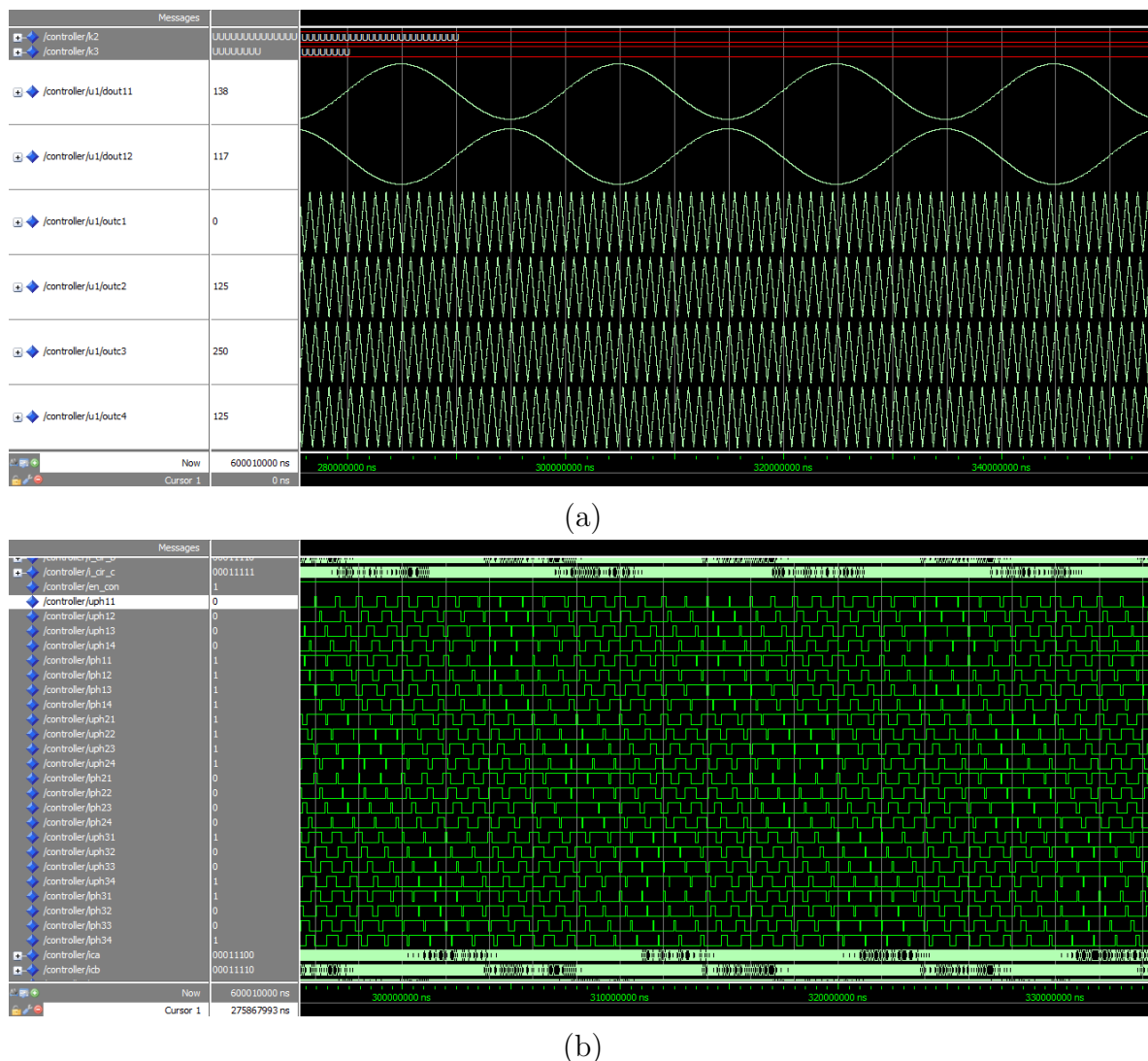


FIGURE 4.25 – Résultats de la co-simulation du générateur de signaux PWM numériques utilisant la technique PS-PWM (a) signaux de référence sinusoïdaux des bras supérieur et inférieur et quatre signaux de porteuses triangulaires de la phase a (b) sortie de 24 signaux PWM destinés aux différents dispositifs de commutation.

comme prévu, les performances sont toujours garanties. En conséquence, les résultats de co-simulation obtenus confirment les résultats de simulation qui ont été effectués à l'aide de Simulink uniquement et valident l'exactitude des codes VHDL conçus qui décrivent le contrôleur numérique 2HCC-ROGI. De plus et selon l'approche de co-simulation, le contrôleur développé est prêt à être implémenté sur une carte FPGA.

Afin de valider et de vérifier les résultats de la co-simulation, le contrôleur 2HCC-ROGI proposé et deux contrôles de courants de circulation présentés dans la littérature ont été implémentés dans Xilinx Spartan-6 XC6SLX45-CSG324C de la carte FPGA Digilent Atlys XUP. Comme le montre le tableau 4.3, le résumé de l'utilisation de l'appareil donné par les outils de synthèse rapporte la comparaison du matériel occupé entre le générateur

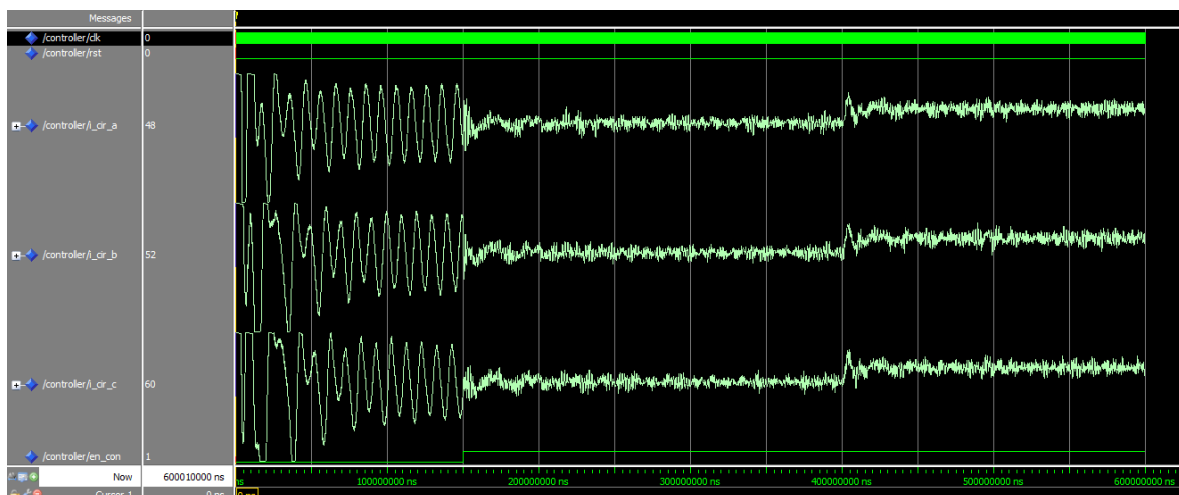


FIGURE 4.26 – Résultats de la co-simulation représentant les performances du contrôleur numérique 2HCC-ROGI.

PS-PWM, le contrôleur SOGI en coordonnées stationnaires abc , le contrôleur SOGI en coordonnées stationnaires $\alpha\beta$ et le contrôleur ROGI proposé en coordonnées stationnaires $\alpha\beta$, respectivement.

Pour la partie commune de toutes les stratégies de contrôle comparées, le générateur de signaux PWM a été évalué indépendamment. Cependant, il nécessite 68% des ressources matérielles du FPGA avec une fréquence de fonctionnement maximale de 54,67 MHz. Dans ce qui suit, il convient de noter que les ressources matérielles occupées présentées dans le tableau 3 incluent également la partie du générateur PWM. Comme on le voit, le contrôleur numérique proposé consomme 17% et 7% moins de ressources FPGA par rapport aux contrôleurs SOGI dans les deux homologues à coordonnées stationnaires, respectivement. En conséquence, la conception proposée permet l'application de plusieurs stratégies de contrôle telles que le contrôle de l'équilibrage de la tension des condensateurs.

Après avoir obtenu le fichier bitstream utilisé pour la programmation FPGA et l'avoir téléchargé sur la carte FPGA Digilent Atlys, la démonstration expérimentale est illustrée à la Fig 19. À l'aide d'un oscilloscope à stockage numérique Rigol, le déclenchement PWM signale les formes d'onde des SM à bras supérieur et inférieur de phase (a) sont illustrés à la Fig. 20. Les résultats expérimentaux obtenus confirment les résultats de la co-simulation avec des performances satisfaisantes et le contrôleur numérique développé a la propriété d'être réalisable pour de véritables applications de convertisseurs multiniveaux modulaires.

Après avoir obtenu le fichier bitstream utilisé pour la programmation FPGA et l'avoir téléchargé sur la carte FPGA Digilent Atlys, la démonstration expérimentale est illustrée à la Figure 4.27.(a). À l'aide d'un oscilloscope à stockage numérique Rigol, Les formes d'onde de signaux PWM bras supérieur et inférieur de la phase a sont illustrés à la Figure 4.27.(b) et (c). Les résultats expérimentaux obtenus confirment les résultats de la co-

simulation avec des performances satisfaisantes et le contrôleur numérique développé a la propriété d'être réalisable pour de véritables applications de convertisseurs type MMC.

4.8 Conclusion

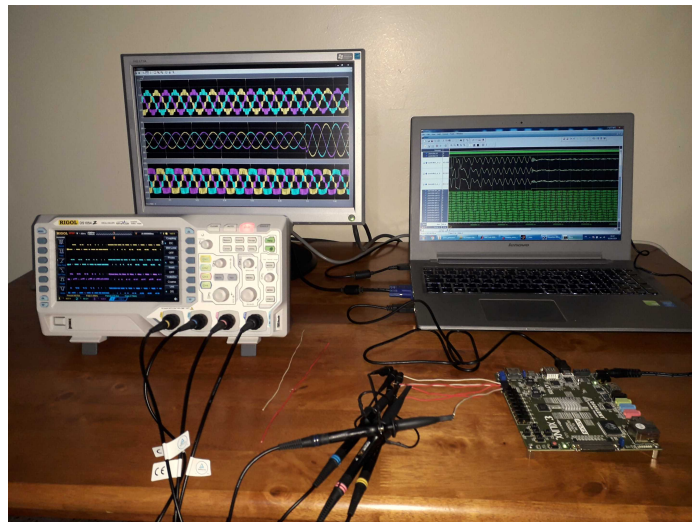
Dans ce chapitre, un nouveau contrôleur basé sur un intégrateur généralisé d'ordre réduit (ROGI) pour contrôler les courants de circulation aux convertisseurs MMC a été présenté. Le contrôleur proposé offre les mêmes performances que dans le cas de l'utilisation d'un intégrateur généralisé du second ordre (SOGI) avec les avantages suivants :

1. La stratégie de contrôle proposée est implémentée dans le cadre des coordonnées stationnaires $\alpha\beta$ qui réduit les composantes contrôlées contrairement au cadre des coordonnées stationnaires abc .
2. Généralement, la composante continue est mesurée ou estimée pour être utilisée à plusieurs objectifs tels qu'une consigne de référence. Avec le contrôleur proposé, cette dernière opération n'est pas nécessaire, ce qui se reflète positivement sur la conception du contrôle.
3. ROGI nécessite un fonctionnement à faible calcul. Avec les deux caractéristiques précédentes, le contrôleur proposé montre une simplicité et une aptitude à être mis en œuvre dans des cartes de contrôle numérique à faible coût.
4. En utilisant la méthode du filtre passe-tout, la composante β est créée, ce qui étend la conception de la commande au système monophasé.

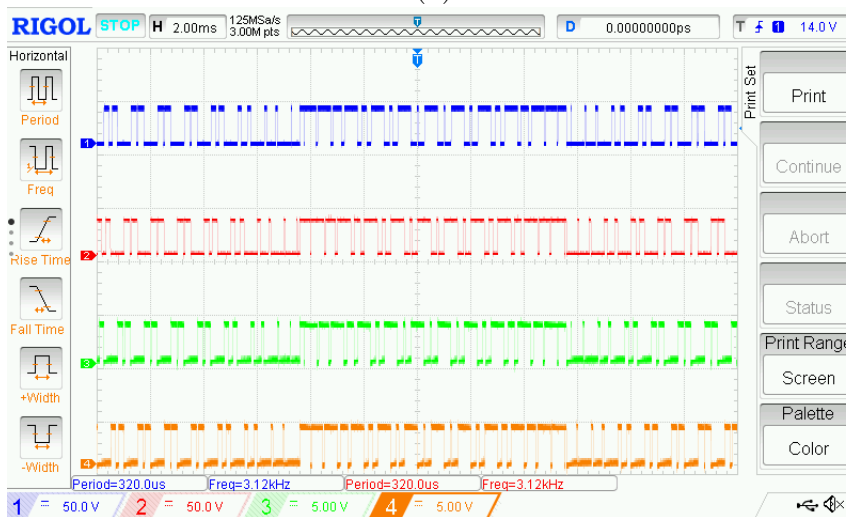
Enfin, un ensemble de tests de simulation et de co-simulation basés sur FPGA sont menés afin de vérifier la validité et l'efficacité de la stratégie de contrôle proposée et de sa version numérique en régime permanent que en transitoire. Les résultats obtenus sont satisfaisants et démontrent la haute performance à suivre et éliminer l'harmonique de second ordre dans les courants de circulation sans affecter la stabilité du système et l'équilibre de tensions des condensateurs SMs.

TABLEAU 4.3 – Résumé de l'utilisation des appareils pour la mise en œuvre sur Spartan-6.

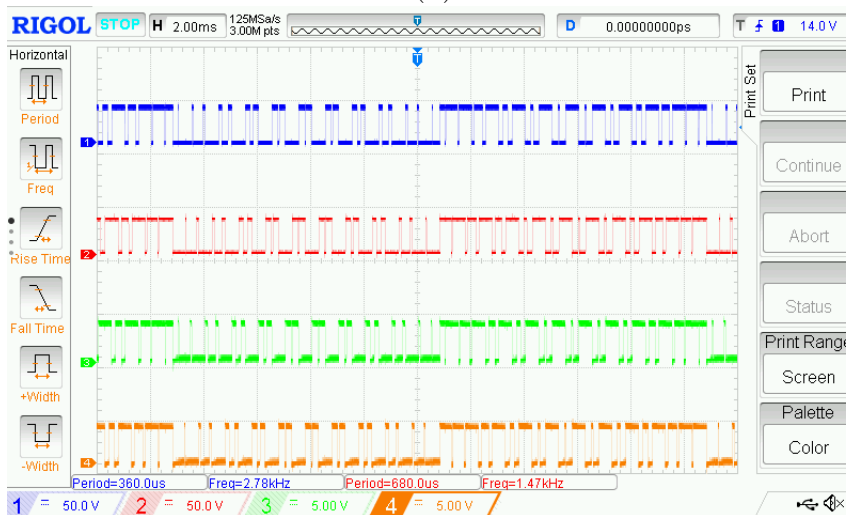
Atlys Spartan-6 XC6SLX45-CSG324C				
Utilisation logique	Générateur PS-PWM	SOGI aux coordonnées stationnaires <i>abc</i>	SOGI aux coordonnées stationnaires $\alpha\beta$	ROGI aux coordonnées stationnaires $\alpha\beta$ (proposé)
Nombre de Slice Registers	69 sur 54576 (0%)	442 sur 54576 (0%)	351 sur 54576 (0%)	224 sur 54576 (0%)
Nombre de Slice LUTs	1203 sur 27288 (4%)	2456 sur 27288 (9%)	2132 sur 27288 (8%)	1855 sur 27288 (6%)
Nombre de paires LUT-FF entièrement utilisées	39 sur 1233 (3%)	133 sur 1971 (6%)	120 sur 1971 (6%)	108 sur 1971 (5%)
Nombre de IOBs liés	122 sur 218 (55%)	54 sur 218 (24%)	51 sur 218 (23%)	51 sur 218 (23%)
Nombre of BUFG/ BUFGCTRLs	1 sur 16 (6%)	1 sur 16 (6%)	1 sur 16 (6%)	1 sur 16 (6%)
Nombre of DSP48A1s	non utilisé	30 sur 58 (51%)	25 sur 58 (43%)	23 sur 58 (39%)
Fréquence maximale de fonctionnement (MHz)	54.676	3.351	7.678	11.343
Total	68%	96%	86%	79%



(a)



(b)



(c)

FIGURE 4.27 – Démonstration expérimentale de génération de signaux PWM (a) prise de photo (b) signaux PWM pour le bras supérieur (c) signaux PWM pour le bras inférieur.

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse étudie le transport d'énergie par une interconnexion sous-marine transfrontalière entre l'Algérie et l'Italie en utilisant la technologie HVDC (High Voltage Direct Current). L'objectif était l'investigation de l'impact de ces liaisons Euro-Maghrébines sur le système électrique algérien en provenance de l'Italie en utilisant les deux principaux convertisseurs HVDC ; source de courant (CSC) et source de tension (VSC) contrairement aux études précédentes qui reposaient uniquement sur le type convertisseur CSC. Par le biais de combinaisons formées par différents type convertisseur, puissance de liaison, nœud terminal de conversion et suivant un état actualisé des deux réseaux électriques algérien 400kV et sarde 380kV, nous avons étudié la mise en œuvre d'une telle liaison HVDC, notamment sur le réseau algérien en basant sur l'écoulement de puissance et l'analyse de contingence. Ce travail traite également l'un des défis les plus importants concernant le système de contrôle du Convertisseur Multiniveaux Modulaire (MMC) destiné au transport HVDC ; le contrôle des courants de circulation en éliminant les courants harmoniques d'ordre pair permet au MMC d'améliorer son rendement et sa performance. Nous nous sommes basés sur la suppression du courant harmonique de second ordre qui est le plus puissant par rapport aux autres harmoniques par l'utilisation d'un contrôleur résonant.

Après une présentation d'un état de l'art sur les systèmes HVDC dans le premier chapitre en commençant par un aperçu sur les applications et les avantages du transport HVDC par rapport au transport au courant alternatif, nous avons exposé une comparaison entre les deux principaux paradigmes du système HVDC basés sur type CSC (source de courant) et type VSC (source de tension) en termes de principe de fonctionnement, de composants fondamentaux et de système contrôle-protection ainsi que leurs avantages et inconvénients.

Dans le deuxième chapitre, le travail effectué est consacré à l'investigation de l'impact des liaisons HVDC reliant l'Europe au Maghreb sur le système électrique algérien. En effet, nous nous sommes intéressés sur le cas Algérie-Italie où les deux réseaux électriques algérien 400kV et sarde 380kV ont été modélisés et simulés par la suite en utilisant le logiciel PowerWorld Simulator. Pour une situation normale ou de pré-contingence dans lequel tous les moyens sont disponibles, une étude d'écoulement de puissance a été réalisé

dans un premier temps. Les résultats de simulation obtenus confirment la performance supérieure du système VSC-HVDC par rapport au système CSC-HVDC dans tous les cas considérés en termes de la consommation de puissance réactive et son impact sur le plan de tension, ainsi que sur les lignes de transport, les générateurs et les condensateurs synchrones.

D'autre part, afin d'évaluer la sûreté du système électrique interconnecté, nous avons procédé à une analyse de contingence basée sur le critère $(N - 1)$ pour permettre la détection des éléments critiques qui produisent les violations de tension et les surcharges. Les résultats correspondant valident de nouveau le choix du système VSC-HVDC qui montre un comportement performant par rapport à son paradigme CSC-HVDC. Cependant, la mise en œuvre fiable de cette liaison nécessite des renforcements sur les réseaux de transport concernés en quel que soit le type de convertisseur utilisé, par l'addition, le doublement de lignes ou l'augmentation de la capacité de transit, notamment, dans le cas de la liaison HVDC ayant une puissance de 2000 MW.

À la lumière d'une analytique sur les convertisseurs multiniveaux modulaires destinés à l'application VSC-HVDC, nous avons pu concentrer dans le troisième chapitre sur la structure, la description du MMC, la constitution du sous-module (SM) qui est l'élément fondamental et leur dimensionnement, ainsi que le principe de génération des niveaux sur la base de N -SMs installés sur un bras de phase. En outre, nous avons abordé la modélisation du MMC en décrivant la dynamique interne qui nous permet de mettre en œuvre des stratégies appropriées de contrôle surtout l'élimination des courants de circulation et l'équilibrage de la tension aux bornes condensateurs de différents sous-modules.

Dans le quatrième chapitre, le second objectif de ce travail a porté sur le contrôle du Convertisseur Modulaire Multiniveaux (MMC) qui est considéré la topologie la plus récente et avancée dans les systèmes HVDC basés sur le type source de tension (VSC-HVDC). En raison du grand nombre de sous-modules (SMs), le système de contrôle d'un MMC contient plusieurs boucles de régulation ce qui rend plus complexe. Nous nous sommes intéressés au contrôle des courants de circulation dans un MMC pour les systèmes triphasé et monophasé. À cet égard, nous avons proposé une stratégie de contrôle basée sur un contrôleur résonant type intégrateur généralisé d'ordre réduit (ROGI) pour éliminer les courants harmoniques de deuxième ordre qui circulent avec la composante continue (I_{DC}) entre le bus continu et les bras du convertisseur.

Contrairement au régulateur PID classique, le contrôleur résonant montre une performance excellente concernant le contrôle des signaux sinusoïdaux. Par conséquent, la stratégie adoptée est réalisée par le traitement direct des trois courants harmoniques sinusoïdaux en passant seulement par la transformation de Clarke. La conception numérique du contrôleur proposé est également réalisée en utilisant le langage de description matérielle

(VHDL).

La validation par simulation en utilisant le logiciel Matlab/Simulink a été démontrée l'efficacité du contrôleur proposé. Les courants harmoniques de circulation de deuxième ordre sont parfaitement suivis et éliminés dans les deux systèmes triphasé et monophasé en régime permanent et transitoire. De plus, les résultats de la co-simulation combinée entre les logiciels Matlab/Simulink et ModelSim ont été confrontés avec succès à ceux présentés précédemment en confirmant l'exactitude de la conception numérique du contrôleur proposé que nous avons développée.

Plusieurs axes de recherche peuvent être envisagés à partir des travaux présentés dans cette thèse qui méritent d'être abordés ultérieurement comme :

- Étude approfondie sur le risque d'interaction entre ces liaisons HVDC et les deux réseaux électriques algérien et italien/sarde en termes de la stabilité transitoire, de la pollution harmonique, du défaut court-circuit,...
- Influence de l'intégration de grandes centrales photovoltaïques ayant des puissances de 100 à 250 MWc et les centres de stockage sur l'aspect économique par évaluation des investissements et analyse de rentabilité.
- Étude de l'application des réseaux DC multi-terminaux reliant l'Algérie, la Tunisie et la péninsule italienne avec ses îles la Sicile et la Sardaigne.
- Implémentation sur circuit FPGA de l'algorithme d'équilibrage de tension des différents condensateurs et de l'associer avec le contrôleur développé des courants de circulation, dans le but d'application pratique sur un banc d'essai expérimental ou simulateur RTDS.
- Amélioration de la performance du contrôleur proposé en le rendant plus adaptatif à la fréquence fondamentale du réseau, en l'occurrence le contrôleur reste capable de suivre adéquatement l'harmonique ciblé devant toute variation de la fréquence.
- Développement du contrôleur proposé en basant sur la capacité du ROGI de décomposer les courants de circulation en trois séquences positive, négative et homopolaire pour le fonctionnement dans des conditions de déséquilibre et défaut asymétrique.

Annexes

Annexe A

Paramètres des différents éléments du réseau électrique

A.1 Paramètres linéiques des lignes de transport

TABLEAU A.1 – Paramètres électriques des lignes en unité relative (p.u) pour $S_B = 600$ MVA et $V_B = 400$ kV.

Bus	Bus	Résistance (p.u)	Réactance (p.u)	Susceptance (p.u)
SKD	CHEFFIA	0,00358	0,04074	0,03053
SKD	CHEFFIA	0,00358	0,04074	0,03053
SKD	BERRAHAL	0,01143	0,13014	0,01492
CHEFFIA	FKIRINA	0,01655	0,18921	0,14266
CHEFFIA	BERRAHAL	0,00815	0,09279	0,01492
SKS1	RAD	0,00208	0,02363	0,0177
SKS2	RAD	0,00208	0,02363	0,0177
RAD	OUED ATHMANIA	0,00826	0,09129	0,07062
RAD	BERRAHAL	0,00612	0,06966	0,01492
RAD	BERRAHAL	0,00612	0,06966	0,01492
OUED ATHMANIA	FKIRINA	0,01361	0,13642	0,10916
OUED ATHMANIA	SALEH BEY	0,01187	0,13562	0,16438
AIN ARNAT	OUED ATHMANIA	0,01244	0,14196	0,10672
AQS	OUED ATHMANIA	0,00684	0,0779	0,05841
FKIRINA	KAIS	0,00521	0,05937	0,0445
OUMACHE	SIDI OKBA	0,00365	0,04157	0,03114
SALEH BEY	SIDI OKBA	0,01849	0,21037	0
KAIS	SIDI OKBA	0,01638	0,18728	0,14119
SIDI OKBA	TAZOULT	0,01262	0,14362	0,01492
OUMACHE	TOUGGOURT	0,01912	0,21895	0,16547
TOUGGOURT	OUMACHE	0,01934	0,22016	0,01492
AIN ARNAT	SALEH BEY	0,00446	0,05072	0,03801
BIR GHBALOU	SALEH BEY	0,0167	0,19094	0,14399
AIN OUSSERA	SALEH BEY	0,02522	0,29017	0,22084
SALEH BEY	TAZOULT	0,0118	0,13435	0,01492
AIN ARNAT	ELMILIA	0,01383	0,15791	0,11882
ELMILIA	AQS	0,00054	0,00619	0,00463
ELMILIA	AQS	0,00054	0,00619	0,00463
BELLARA	ELMILIA	0,00054	0,00619	0,00463
BELLARA	ELMILIA	0,00054	0,00619	0,00463
TAZOULT	KAIS	0,00624	0,07102	0,01492
SI MUSTAPHA	BIR GHBALOU	0,00587	0,06679	0,05006
ALAFFROUN	BIR GHBALOU	0,01083	0,12352	0,09277
BIR GHBALOU	AIN OUSSERA	0,01362	0,15546	0,11696
CHLEF	BIR GHBALOU	0,02379	0,27337	0,20766

Bus	Bus	Résistance (p.u)	Réactance (p.u)	Susceptance (p.u)
RAS DJENAT	SI MUSTAPHA	0,00235	0,02673	0,02002
RAS DJENAT	ALAFFROUN	0,01298	0,14809	0,11137
SKH	ALAFFROUN	0,00597	0,06802	0,05099
SKH	ALAFFROUN	0,00597	0,06802	0,05099
ALAFFROUN	CHLEF	0,01554	0,1775	0,13373
AIN OUSSERA	HASSI RMEL	0,02994	0,3461	0,26526
OUED ALABTAL	AIN OUSSERA	0,02471	0,28418	0,21613
HASSI RMEL	HASSI MESSAOUD	0,03441	0,39999	0,30907
TOUGGOURT	HASSI MESSAOUD	0,01617	0,18483	0,13932
MACTAA	CHLEF	0,01522	0,17383	0,13093
MOSTAGANEM	CHLEF	0,01126	0,12844	0,09649
CHLEF	OUED ALABTAL	0,01298	0,14809	0,11137
HASSI AMEUR	MACTAA	0,00326	0,03712	0,02781
MACTAA	MOSTAGANEM	0,00576	0,06555	0,04913
MACTAA	MOSTAGANEM	0,00576	0,06555	0,04913
TOSYALI	MACTAA	0,00092	0,01052	0,00788
HASSI AMEUR	SIDI ALI BOUSSIDI	0,01234	0,14073	0,10579
SKT	HASSI AMEUR	0,01029	0,11736	0,08812
OUED ALABTAL	HASSI AMEUR	0,01362	0,15546	0,11695
TOSYALI	HASSI AMEUR	0,00246	0,02796	0,02095
SKT	SIDI ALI BOUSSIDI	0,00706	0,08037	0,06027
SKT	SIDI ALI BOUSSIDI	0,00706	0,08037	0,06027
NAAMA	SIDI ALI BOUSSIDI	0,02379	0,27337	0,20766
NAAMA	BECHAR	0,03488	0,40579	0,31385
NAAMA	OUED ALABTAL	0,03374	0,39185	0,30238
RUMIANCA	SARLUX	0,0026	0,05819	0,01346
RUMIANCA	SARLUX	0,0026	0,05819	0,01346
SELARGIUS	RUMIANCA	0,00299	0,06689	0,01346
ITTIRI	SELARGIUS	0,02294	0,51351	0,01347
SELARGIUS	ITTIRI	0,02294	0,51351	0,01347
SELARGIUS	ITTIRI	0,02294	0,51351	0,01347
ITTIRI	CODRONGIANOS	0,0019	0,04248	0,01346
FIUME SANTO	ITTIRI	0,00715	0,15983	0,01346
FIUME SANTO	CODRONGIANOS	0,0071	0,15882	0,01346

Annexe A. Paramètres des différents éléments du réseau électrique

TABLEAU A.2 – Paramètres linéiques communs des lignes 400 kV.

Sous-ensembles de l'ouvrage	Description
Section du conducteur	$2 \times 3 \times 570mm^2$ ALMELEC
Câble de garde	à 24 fibres optiques (OPGW)
Câble de garde classique	Acier $79mm^2$
Isolateur	Capot et tige en verre trempé aérodynamique
Impédance directe	$Z_d = 0.029 + j0.33 (\Omega/km)$
Impédance indirecte	$Z_i = 0.029 + j0.33 (\Omega/km)$
Impédance homopolaire	$Z_0 = 0.25 + j0.79 (\Omega/km)$
Limite en MVA	1500

A.2 Paramètres d'un générateur synchrone 460 MVA fabriqué par General Electric


GENERAL  ELECTRIC	
PLAQUE SIGNALÉTIQUE ALTERNATEUR GENERATOR NAMEPLATE	
N° C D'ALTERNATEUR REFROIDI PAR HYDROGENE: 290T792 HYDROGEN COOLED GENERATOR NO:	PRESSION DE GAZ A 4.14 BARG GAS PRESSURE AT 60 PSIG
2 POLES 3 PHASE ÉTOILE (Y) CONN 50 HERTZ WYE CONN	CAPABILITE MAXIMALE A 40° C GAZ FROID KVA: MAXIMUM CAPABILITY AT 40° C COLD GAS KVA: 470000
LA TEMPERATURE MAXI A PUISSANCE NOMINALE GARANTIE N'EXCEDERA PAS: TOTAL TEMPERATURE AT RATING, GUARANTEED NOT TO EXCEED:	PUISSANCE NOMINALE A 45° C GAZ FROID KVA: RATING POWER AT 45° C COLD GAS KVA: 460000
103° C SUR LE STATOR/ON THE STATOR 120° C SUR LE ROTOR/ON THE ROTOR	COURANT STATOR: ARMATURE AMPS: 14356 A
TEMPERATURE MAX GAZ FROID: MAXIMUM COLD GAS TEMPERATURE: 45° C	TENSION STATOR: ARMATURE VOLTS: 18500 V
ENTREE EAU DE REFROIDISSEMENT: 35° C COOLING WATER INLET:	COURANT ROTOR: FIELD AMPS: 2291 A
	TENSION ROTOR: EXCITER VOLTS: 750 V
	FACTEUR DE PUISSANCE: POWER FACTOR: 0.9
ATTENTION AVANT L'INSTALLATION, LA MISE EN ROUTE, OU LES OPERATIONS D'ENTRETIEN DE L'ALTERNATEUR, LISEZ LES INSTRUCTIONS DANS LA GEK: 115261	
CAUTION BEFORE INSTALLING, OPERATING OR DISMANTLING GENERATOR, READ INSTRUCTIONS IN GEK: 115261	
ANNEE DE FABRICATION / YEAR OF MANUFACTURE: 2009	
CODE MACHINE / MACHINE CODE: 450H	
CLASSE D'ISOLATION DES ENROULEMENTS ROTOR / FIELD WINDING INSULATION CLASS: F	
CLASSE D'ISOLATION DES ENROULEMENTS STATOR / STATOR WINDING INSULATION CLASS: F	
CLASSE D'ECHAUFFEMENT DES ENROULEMENTS ROTOR / FIELD WINDING TEMPERATURE RISE CLASS: B	
CLASSE D'ECHAUFFEMENT DES ENROULEMENTS STATOR / STATOR WINDING TEMPERATURE RISE CLASS: B	
PUISSANCE / RATING: S1 (CONTINU/CONTINUOUS)	
ALTITUDE: NGA +26.8 m	
POIDS STATOR / STATOR WEIGHT: 297557 kg	
POIDS ROTOR / ROTOR WEIGHT: 70307 kg	
POIDS ALTERNATEUR COMPLET / COMPLETE GENERATOR WEIGHT: 422975 kg	
DEGRE DE PROTECTION / PROTECTION DEGREE: IP-54	
NORME / STANDARD: IEC 60034-1, 8-3	
VITESSE NOMINALE / RATED SPEED: 3000 RPM	
TEMPERATURE AMBIANTE EXTERIEURE MAXIMUM / MAXIMUM OUTDOOR AMBIENT TEMPERATURE: 46° C	
TEMPERATURE AMBIANTE MINIMALE DANS LA SALLE DES MACHINES / MINIMUM INDOOR AMBIENT TEMPERATURE: 1° C	
TEMPERATURE DE L'EAU DE REFROIDISSEMENT MAXIMALE / MAXIMUM CLOSED COOLING WATER LOOP TEMPERATURE: 35° C	
SENS DE ROTATION VUE CÔTE BOUT DU COLLECTEUR / DIRECTION OF ROTATION FROM NON DRIVEN END: SENS ANTI-HORAIRE COUNTER CLOCKWISE	
GE ENERGY General Electric Company	Schenectady, New York Made in U.S.A.

FIGURE A.1 – Plaque signalétique du générateur synchrone 460 MVA modèle 450H GE.

Annexe A. Paramètres des différents éléments du réseau électrique

RÉACTANCES (par unité) :	Axe direct	Axe transversal	
Synchrone saturée	X_{dv}	1,85	1,78
Synchrone non saturée	X_{di}	1,85	X_{qi}
Transitoire saturée	X'_{dv}	0,245	1,78
Transitoire non saturée	X'_{di}	0,275	X'_{q}
Subtransitoire saturée	x''_{dv}	0,175	X''_{qv}
Subtransitoire non saturée	x''_{di}	0,22	X''_{qi}
Inverse saturée	X_{2v}	0,175	0,455
Inverse non saturée	x_{2i}	0,22	0,175
Homopolaire saturée	X_{0v}	0,12	0,22
Homopolaire non saturée	X_{0i}	0,12	
Réactance de fuite saturée	X_{fv}	0,15	
Réactance de fuite non saturée	X_{fi}	0,17	
CONSTANTES DE TEMPS (secondes à 125 °C)			
Circuit ouvert		6,7	T'_{qo}
Transitoire, court-circuit triphasé	T'_{d3}	0,79	I'_{q}
Transitoire, court-circuit phase-phase	T'_{d2}	1,38	0,15
Transitoire, court-circuit phase-neutre	T'_{d1}	1,67	
Sub transitoire, court-circuit	T''_{d}	0,031	T''_{q}
Sub transitoire, circuit ouvert	T''_{do}	0,042	T''_{qo}
			0,031
			0,079
CONSTANTES DE TEMPS DU COMPOSANT CC DE L'INDUIT (secondes à 100 °C)			
Court-circuit triphasé	T_{a3}	0,57	
Court-circuit phase-phase	T_{a2}	0,57	
Court-circuit phase-neutre	T_{a1}	0,44	
RÉSISTANCES DES SÉQUENCES D'ENROULEMENT D'INDUIT (par unité)			
Positif	R_1	0,0026	
Négatif	R_2	0,0091	
Zéro	R_0	0,0042	
La réactance, la résistance et les constantes de temps peuvent être interprétées selon la norme IEEE 115, section VII. La réactance de base ("UNITÉ") se calcule de la manière suivante : kV induit au carré/ MVA.			
		Réactance de base = 0,744	Ohms
Capacité calorifique à court terme du rotor, $(I_2)^2t$			7,4 s
Constante d'inertie combinée du turbo-alternateur, H			6,6 kW-s/kVA
Capacitance d'enroulement d'induit triphasé			1,7319 μF
Résistance CC d'enroulement d'induit (par phase)			0,0009 $\Omega(100^\circ C)$
Résistance CC d'enroulement de champ			0,2377 $\Omega(125^\circ C)$
Intensité de champ pour les valeurs nominales kVA, tension d'induit et facteur de puissance			2290 A
Intensité de champ pour les valeurs nominales kVA, tension d'induit et 0 facteur de puissance (inductif)			2 829 A

FIGURE A.2 – Paramètres électriques du générateur synchrone 460 MVA modèle 450H GE.

A.3 Paramètres du câble sous-marin

Annex

HVDC Light® cable data

Capability, losses etc for submarine and land cables installed in tropical and moderate climate zones are shown below.

Submarine cables

Tropical climate, submarine cables with copper conductor

Area	Ampacity		±80 kV bipole				±150 kV bipole				±320 kV bipole			
	Close laying	Spaced laying	Close laying	Spaced laying	Weight per cable	Diam. over cable	Close laying	Spaced laying	Weight per cable	Diam. over cable	Close laying	Spaced laying	Weight per cable	Diam. over cable
mm ²	Amps	Amps	MW	MW	kg/m	mm	MW	MW	kg/m	mm	MW	MW	kg/m	mm
95	282	338	45	54	4,7	42	85	101	8,5	60	180	216	15	90
120	323	387	52	62	5,5	44	97	116	9,4	61	207	248	16	91
150	363	436	58	70	6,7	47	109	131	10	63	232	279	17	93
185	411	496	66	79	7,4	49	123	149	11	64	263	317	18	95
240	478	580	76	93	8,4	52	143	174	12	67	306	371	20	99
300	544	662	87	106	9,4	56	163	199	13	69	348	424	22	102
400	626	765	100	122	11	61	188	230	16	75	401	490	24	105
500	722	887	116	142	13	66	217	266	18	78	462	568	26	108
630	835	1030	134	165	15	71	251	309	21	83	534	659	30	114
800	960	1187	154	190	17	76	288	356	24	88	614	760	33	118
1000	1092	1355	175	217	21	81	328	407	26	96	699	867	37	122
1200	1188	1474	190	236	24	85	356	442	29	100	760	943	40	126
1400	1297	1614	208	258	27	89	389	484	32	103	830	1033	43	130
1600	1397	1745	224	279	30	92	419	524	35	107	894	1117	47	133
1800	1490	1860	238	298	32	96	447	558	38	110	954	1190	50	137
2000	1589	1987	254	318	35	99	477	596	41	113	1017	1272	53	140
2200	1676	2086	268	334	40	103	503	626	45	118	1073	1335	58	145
2400	1764	2198	282	352	42	106	529	659	48	121	1129	1407	61	148

Sea soil: Temperature 28 degrees C, burial 1.0 meter, thermal resistivity 1.2 K x W /m

Cable: Copper conductor, HVDC polymer insulation, steel wire armor

Bipolar power transmission is $P = 2 \times U \times I \times 10^{-3}$ MW

Bipolar transmission losses are $P = 2 \times R \times I^2 \times 10^{-3}$ W/m

Voltage drop at 100% load is $U = R \times I$ V/km

Area	Resistance	Voltage drop		Losses at 50percent		Losses at 100percent	
		Close laying	Spaced laying	Close laying	Spaced laying	Close laying	Spaced laying
Copper Conductor	per phase 20 deg.C						
mm ²	ohm/km	V/km	V/km	W/m	W/m	W/m	W/m
95	0,193	65	78	8	12	37	53
120	0,159	59	71	9	12	38	55
150	0,124	54	65	9	13	39	57
185	0,0991	49	59	9	13	40	59
240	0,0754	43	52	9	14	41	60
300	0,0601	39	48	9	14	42	64
400	0,0470	35	43	10	15	44	66
500	0,0366	32	39	10	15	46	69
630	0,0283	28	35	11	16	47	72
800	0,0221	25	31	11	17	48	74
1000	0,0176	23	29	11	17	50	79
1200	0,0151	21	27	11	18	50	80
1400	0,0126	20	24	11	18	52	77
1600	0,0113	19	24	12	18	53	84
1800	0,0098	17	22	12	18	51	82
2000	0,0090	17	21	12	19	54	83
2200	0,0080	16	20	12	19	54	83
2400	0,0073	15	19	12	19	53	84

FIGURE A.3 – Paramètres électriques du câble sous-marin de fabricant ABB.

Annexe B

Transformation de Clarke

En électrotechnique, notamment dans le domaine de contrôle des systèmes à courant alternatif, on utilise souvent une matrice mathématique dite la transformation de Clarke qui permet de modéliser un système triphasé (abc) à un système biphasé ($\alpha\beta$). Elle est utile pour la génération du signal de référence afin de l'utiliser dans la commande vectorielle des onduleurs triphasés.

La transformation de Clarke peut appliquer sur différentes grandeurs de nature sinusoïdale, par exemple, pour les courants d'un système triphasé, elle est donnée par :

$$i_{\alpha\beta 0}(t) = T i_{abc}(t) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

La dernière transformation permet de préserver l'amplitude et la fréquence des grandeurs initiales de repère (abc). Son interprétation géométrique est représentée sur la Figure (B.1). Si, le système triphasé est équilibré, le terme i_0 sera nul.

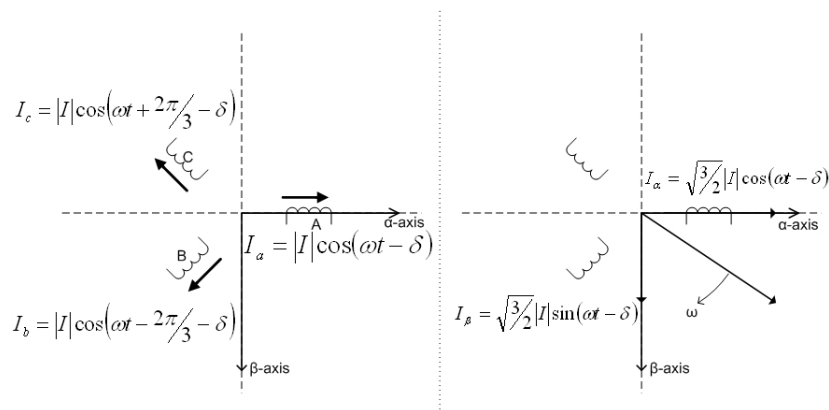


FIGURE B.1 – L'interprétation géométrique de la transformation de Clarke.

La matrice inverse de cette transformation est donnée par :

$$i_{abc}(t) = T^{-1}i_{\alpha\beta 0}(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}(t) \\ i_{\beta}(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

Annexe C

Fiche technique de la carte FPGA Atlys Spartan-6 Xilinx



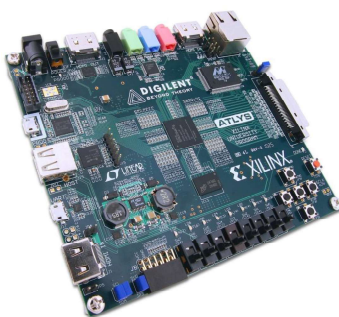
1300 Henley Court
Pullman, WA 99163
509.334.6306
www.digilentinc.com

Atlys™ FPGA Board Reference Manual

Revised August 5, 2014
This manual applies to the Atlys rev. C

Overview

The Atlys circuit board is a complete, ready-to-use digital circuit development platform based on a Xilinx Spartan-6 LX45 FPGA, speed grade -3. The large FPGA and on-board collection of high-end peripherals including Gbit Ethernet, HDMI Video, 128MByte 16-bit DDR2 memory, and USB and audio ports make the Atlys board an ideal host for a wide range of digital systems, including embedded processor designs based on Xilinx's MicroBlaze. Atlys is compatible with all Xilinx CAD tools, including ChipScope, EDK, and the free ISE WebPack™, so designs can be completed at no extra cost.



The Spartan-6 LX45 is optimized for high-performance logic and offers:

- 6,822 slices, each containing four 6-input LUTs and eight flip-flops
- 2.1Mbits of fast block RAM
- four clock tiles (eight DCMs & four PLLs)
- six phase-locked loops
- 58 DSP slices
- 500MHz+ clock speeds

The Atlys board includes Digilent's newest Adept USB2 system, which offers device programming, real-time power supply monitoring, automated board tests, virtual I/O, and simplified user-data transfer facilities.

A comprehensive collection of board support IP and reference designs, and a large collection of add-on boards are available on the Digilent website. See the Atlys page at www.digilentinc.com for more information.

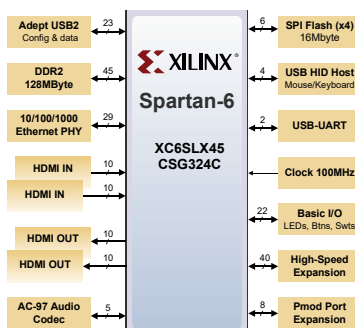


FIGURE C.1 – Manuel référence de la carte FPGA Atlys Digilent.

Bibliographie

- [1] REN21, Renewables 2015 : Global Status Report, http://www.ren21.net/wp-content/uploads/2015/07/REN12-GSR2015_Onlinebook_low1.pdf, accessed Mar. 30, 2016, 2015.
- [2] International Energy Agency, World Energy Outlook 2015, https://www.iea.org/bookshop/700-World_Energy_Outlook_2015, accessed Mar. 30 2016, 2015.
- [3] Agelidis, Vassilios G., Georgios D. Demetriades, and Nikolas Flourentzou. "Recent advances in high-voltage direct-current power transmission systems." 2006 IEEE International Conference on Industrial Technology. IEEE, 2006.
- [4] Tiku, Deepak. "DC power transmission : mercury-Arc to thyristor HVDC valves [history]." IEEE power and energy magazine 12.2 (2014) : 76-96.
- [5] Huang, Alex Q. "Power semiconductor devices for smart grid and renewable energy systems." Power Electronics in Renewable Energy Systems and Smart Grid : Technology and Applications (2019) : 85-152.
- [6] Bahrman, Michael P., and Brian K. Johnson. "The ABCs of HVDC transmission technologies." IEEE power and energy magazine 5.2 (2007) : 32-44.
- [7] Wang, Hualei, and Miles A. Redfern. "The advantages and disadvantages of using HVDC to interconnect AC networks." 45th International Universities Power Engineering Conference UPEC2010. IEEE, 2010.
- [8] Setreus, Johan, and Lina Bertling. "Introduction to HVDC technology for reliable electrical power systems." Proceedings of the 10th International Conference on Probabilistic Methods Applied to Power Systems. IEEE, 2008.
- [9] From far away : Efficient and cost-effective long-distance power transmission with HVDC [online], 2014, available : [lien ABB library](#)
- [10] B. Dellby, G. Bergman, J. Karlstrand, and J. Kaumanns, "High-voltage cable technology" ABB Rev., vol. 4, pp. 35–44, 2000.
- [11] De Alegria, Inigo Martinez, et al. "Transmission alternatives for offshore electrical power." Renewable and sustainable energy reviews 13.5 (2009) : 1027-1038.
- [12] Rourke, Fergal O., Fergal Boyle, and Anthony Reynolds. "Marine current energy devices : Current status and possible future applications in Ireland." Renewable and Sustainable Energy Reviews 14.3 (2010) : 1026-1036.

- [13] Gomis-Bellmunt, O., Liang, J., & van Hertem, D. HVDC grids : for offshore and supergrid of the future. John Wiley & Sons Incorporated, 2016.
- [14] Zhixin, Wang, et al. "The key technology of offshore wind farm and its new development in China." *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 13.1 (2009) : 216-222.
- [15] Chen, Zhe, and Frede Blaabjerg. "Wind farm—A power source in future power systems." *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 13.6-7 (2009) : 1288-1300.
- [16] Chen, George, et al. "Review of high voltage direct current cables." *CSEE Journal of Power and Energy Systems* 1.2 (2015) : 9-21.
- [17] HVDC Mass impregnated cable systems—a well-proven concept. Nexans ; 2018.
- [18] Murata, Yoshinao, et al. "Development of high voltage DC-XLPE cable system." *SEI Tech. Rev* 101 (2013) : 55-62.
- [19] Nishikawa, Satoshi, et al. "XLPE Cable for DC link." *SEI Technical Review* 84 (2017) : 59.
- [20] Wang, Hualei, and Miles A. Redfern. "The advantages and disadvantages of using HVDC to interconnect AC networks." 45th International Universities Power Engineering Conference UPEC2010. IEEE, 2010.
- [21] Bhatti, T. S. "AGC of two area power system interconnected by AC/DC links with diverse sources in each area." *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 55 (2014) : 297-304.
- [22] Flourentzou, Nikolas, Vassilios G. Agelidis, and Georgios D. Demetriades. "VSC-based HVDC power transmission systems : An overview." *IEEE Transactions on power electronics* 24.3 (2009) : 592-602.
- [23] Zhong, Qing, et al. "Study of HVDC Light for its enhancement of AC/DC interconnected transmission systems." 2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting-Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century. IEEE, 2008.
- [24] Kalair, A., N. Abas, and N. Khan. "Comparative study of HVAC and HVDC transmission systems." *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 59 (2016) : 1653-1675.
- [25] Jung, Hae-Il, and Yevgen Biletskiy. "Evaluation and comparison of economical efficiency of HVDC and AC transmission." 2009 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. IEEE, 2009.
- [26] Van Hertem, Dirk, and Marko Delimar. "High voltage direct current (HVDC) electric power transmission systems." *Electricity transmission, distribution and storage systems*. Woodhead Publishing, 2013. 143-173.
- [27] Sellick, R. L., and Markus Åkerberg. "Comparison of HVDC Light (VSC) and HVDC Classic (LCC) site aspects, for a 500MW 400kV HVDC transmission scheme." (2012) : 23-23.

- [28] Marzinotto, M., G. Mazzanti, and M. Nervi. "Ground/sea return with electrode systems for HVDC transmission." *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 100 (2018) : 222-230.
- [29] De Boeck, Steven, et al. "Configurations and earthing of HVDC grids." 2013 IEEE Power & Energy Society General Meeting. IEEE, 2013.
- [30] Haeusler, Marcus, and Shuvendu Biswas. "HVDC Solutions for Integration of the Renewable Energy Resources." 1st International Conference on Large-Scale Grid Integration of Renewable Energy in India, New Delhi, India. 2017.
- [31] Liu, Yong He, et al. "A back to back HVDC link with multilevel current reinjection converters." *IEEE transactions on power delivery* 22.3 (2007) : 1904-1909.
- [32] Kim, Jae-Hyuk, Yoon-Seok Lee, and Byung-moon Han. "New pre-charging scheme for MMC-based back-to-back HVDC system operated in nearest level control." 2017 IEEE 3rd international future energy electronics conference and ECCE Asia (IFEEEC 2017-ECCE Asia). IEEE, 2017.
- [33] Sayed, Sawsan, and Ahmed Massoud. "Minimum transmission power loss in multi-terminal HVDC systems : A general methodology for radial and mesh networks." *Alexandria Engineering Journal* 58.1 (2019) : 115-125.
- [34] Khan, Shagufta, and Suman Bhowmick. "A comprehensive power-flow model of multi-terminal PWM based VSC-HVDC systems with DC voltage droop control." *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 102 (2018) : 71-83.
- [35] HVDC for beginners and beyond Alstom grid. 2010.
- [36] Kundur P. Power system stability and control. India McGraw-Hill ; 1994.
- [37] Liu Z. Ultra-high voltage AC/DC grids. China : Academic Press ; 2015.
- [38] Changji-Guquan UHVDC link - Hitachi ABB Power Grids [lien Hitachi ABB Power Grids](#)
- [39] Guo, Chunyi, et al. "An evolved capacitor-commutated converter embedded with antiparallel thyristors based dual-directional full-bridge module." *IEEE Transactions on Power Delivery* 33.2 (2017) : 928-937.
- [40] Xue, Ying, and Xiao-Ping Zhang. "Reactive power and AC voltage control of LCC HVDC system with controllable capacitors." *IEEE transactions on power systems* 32.1 (2016) : 753-764.
- [41] Ottosson, Niclas, and Lena Kjellin. "Modular back-to-back HVDC, with capacitor commutated converters (CCC)." (2001) : 55-59.
- [42] Xue, Ying, Xiao-Ping Zhang, and Conghuan Yang. "Elimination of commutation failures of LCC HVDC system with controllable capacitors." *IEEE Transactions on Power Systems* 31.4 (2015) : 3289-3299.
- [43] Xue, Ying, Xiao-Ping Zhang, and Conghuan Yang. "Commutation failure elimination of LCC HVDC systems using thyristor-based controllable capacitors." *IEEE Transactions on Power Delivery* 33.3 (2017) : 1448-1458.

- [44] Pan, Jiuping, et al. "AC grid with embedded VSC-HVDC for secure and efficient power delivery." 2008 IEEE Energy 2030 Conference. IEEE, 2008.
- [45] Barnes, Mike, and Antony Beddard. "Voltage source converter HVDC links—the state of the art and issues going forward." *Energy Procedia* 24 (2012) : 108-122.
- [46] Perez, Marcelo A., et al. "Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters." *IEEE transactions on power electronics* 30.1 (2014) : 4-17.
- [47] Bahrman, Michael, and Per-Erik Bjorklund. "The new black start : system restoration with help from voltage-sourced converters." *IEEE Power and Energy Magazine* 12.1 (2013) : 44-53.
- [48] Gowaid, I. A., et al. "Quasi two-level operation of modular multilevel converter for use in a high-power DC transformer with DC fault isolation capability." *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.1 (2014) : 108-123.
- [49] Special report : 60 years of HVDC. ABB Technical Journal. Sweden : ABB ; 2011. ISSN : 1013-3119., available : [lien ABB library](#)
- [50] Debnath, Suman, et al. "Operation, control, and applications of the modular multilevel converter : A review." *IEEE transactions on power electronics* 30.1 (2014) : 37-53.
- [51] Xue, Y., & Zhang, X. P. "Reactive power and AC voltage control of LCC HVDC system with controllable capacitors." *IEEE transactions on power systems* 32.1 (2016) : 753-764.
- [52] Andersen, B. (Convenor), Baerd, H., Borgen, H., Dhaliwal, N. S., Edris, A. A., Hyttinen, M., Irokawa, S., Joncquel, É., Jyrinsalo, J., Litztenberger, W., Pincella, C., Schettler, F., Søbriink, K., Takasaki, M., Vovos, N. A., and Woodford, D. VSC transmission. CIGRE B4.37 Working Group, Technical Brochure no. 269, April 2005.
- [53] Peralta, Jaime, et al. "Detailed and averaged models for a 401-level MMC–HVDC system." *IEEE Transactions on Power Delivery* 27.3 (2012) : 1501-1508.
- [54] Yazdani, Amirnaser, and Reza Iravani. *Voltage-sourced converters in power systems : modeling, control, and applications*. John Wiley & Sons, 2010.
- [55] Rodriguez, Jose, et al. "Multilevel converters : An enabling technology for high-power applications." *Proceedings of the IEEE* 97.11 (2009) : 1786-1817.
- [56] Colak, Ilhami, Ersan Kabalci, and Ramazan Bayindir. "Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes." *Energy conversion and management* 52.2 (2011) : 1114-1128.
- [57] Ding, Guanjun, et al. "New technologies of voltage source converter (VSC) for HVDC transmission system based on VSC." 2008 IEEE power and energy Society general meeting-conversion and delivery of electrical energy in the 21st century. IEEE, 2008.

- [58] Zappa, William, Martin Junginger, and Machteld Van Den Broek. "Is a 100% renewable European power system feasible by 2050?." *Applied energy* 233 (2019) : 1027-1050.
- [59] Brand, Bernhard. "Transmission topologies for the integration of renewable power into the electricity systems of North Africa." *Energy policy* 60 (2013) : 155-166.
- [60] Aghahosseini, Arman, Dmitrii Bogdanov, and Christian Breyer. "Towards sustainable development in the MENA region : Analysing the feasibility of a 100% renewable electricity system in 2030." *Energy Strategy Reviews* 28 (2020) : 100466.
- [61] [BP's Statistical Review of World Energy 2022](#).
- [62] Stambouli, A. Boudghene, et al. "A review on the renewable energy development in Algeria : Current perspective, energy scenario and sustainability issues." *Renewable and sustainable energy reviews* 16.7 (2012) : 4445-4460.
- [63] Zahraoui, Younes, et al. "Current status, scenario, and prospective of renewable energy in Algeria : A review." *Energies* 14.9 (2021) : 2354.
- [64] Poudineh, Rahmatallah, and Alessandro Rubino. "Business model for cross-border interconnections in the Mediterranean basin." *Energy Policy* 107 (2017) : 96-108.
- [65] Yu, Kaifeng, and Paul van Son. "Review of trans-Mediterranean power grid interconnection : A regional roadmap towards energy sector decarbonization." *Global Energy Interconnection* 6.1 (2023) : 115-126.
- [66] Shen, Hong, et al. "The state-of-the-arts of the study on grid interconnection between Iberian Peninsula and West Maghreb region." *Global Energy Interconnection* 1.1 (2018) : 20-28.
- [67] Alassi, Abdulrahman, et al. "HVDC transmission : Technology review, market trends and future outlook." *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 112 (2019) : 530-554.
- [68] Atoui, Elmoatez Billah, et al. "Implementation and co-simulation based on FPGA of circulating currents control in MMC using reduced order generalized integrator." *Electrical Engineering* 102.3 (2020) : 1531-1547.
- [69] Oni, Oluwafemi E., Innocent E. Davidson, and Kamati NI Mbangula. "A review of LCC-HVDC and VSC-HVDC technologies and applications." 2016 IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC). IEEE, 2016.
- [70] Bulat, Hrvoje, Dubravko Franković, and Saša Vlahinić. "Enhanced contingency analysis—A power system operator tool." *Energies* 14.4 (2021) : 923.
- [71] Mokred, Salah, Yifei Wang, and Tiancong Chen. "A novel collapse prediction index for voltage stability analysis and contingency ranking in power systems." *Protection and Control of Modern Power Systems* 8.1 (2023) : 7.

- [72] Cova, Bruno, et al. "HVDC interconnections in the Mediterranean Basin." 2005 IEEE Power Engineering Society Inaugural Conference and Exposition in Africa. IEEE, 2005.
- [73] [Site officiel du Groupe Sonelgaz](#)
- [74] [Sonelgaz: Enregistrement d'une nouvelle PMA historique de 16 822 MW](#)
- [75] [Weather Spark: Climate reports with the weather by month, day, even hour.](#)
- [76] Makhloufi, S., et al. "Assessment of Algeria's electricity power demands during COVID-19 pandemic and wildfires incidents." *Electric Power Systems Research* 211 (2022) : 108156.
- [77] [Société Algérienne de l'Électricité et du Gaz - Production de l'Électricité.](#)
- [78] [Ministère de l'Énergie et des Mines.](#)
- [79] [Société Algérienne de gestion du réseau de transport de l'Électricité.](#)
- [80] [ENTSO-E Transmission System Map.](#)
- [81] Kilani, K. Ben, A. Haj Hamida, and M. Elleuch. "North Africa grid interconnection weakness : Impact on the Tunisian PES emergencies." *Energy Reports* 5 (2019) : 1420-1425.
- [82] [Power Statistics Med-TSO \(Mediterranean transmission system operators\).](#)
- [83] [Ministère de l'Énergie et des Mines: Énergies Nouvelles, Renouvelables et Maitrise de l'Énergie](#)
- [84] [Commissariat aux Énergies Renouvelables et à l'Efficacité Énergétique \(CEREFE\): Transition énergétique en Algérie - édition 2020.](#)
- [85] [Centre de Développement des Énergies Renouvelables \(CDER\): Algerian Renewable Energy Resource Atlas - 1st edition 2019.](#)
- [86] [Global Solar Atlas: Algeria country.](#)
- [87] [Ministère de l'Énergie et des Mines: Bilan Énergétique National 2021.](#)
- [88] [Site officiel du Groupe Terna](#)
- [89] [Terna - Operating data: 2021 Provisional Data on Operating of the Italian Electricity System](#)
- [90] Celli, G., et al. "The role of the Sardinian power system in the EU supergrid." *AEIT Annual Conference 2013*. IEEE, 2013.
- [91] [Terna - Transparency report: the dashboard.](#)
- [92] [Terna - electric system: Renewable sources.](#)
- [93] Corona, Paolo, Emilio Ghiani, and Javier Contreras. "Analysis of Sardinia-Italy Energy Flows with Future Transmission Investments for Increasing the Integration of RES." 2019 1st International Conference on Energy Transition in the Mediterranean Area (SyNERGY MED). IEEE, 2019.
- [94] Palone, F., et al. "New Synchronous Condenser-Flywheel Systems for a Decarbonized Sardinian Power System." 2019 IEEE Milan PowerTech. IEEE, 2019.

- [95] Monforte, L. I., et al. "Co-development of the Mediterranean transmission grids." CIGRE Tech Report (2012).
- [96] [DESERTEC Foundation](#).
- [97] [MEDGRID: opening new lines for sustainable electricity](#).
- [98] [PowerWorld Simulator Version 23 Glover, Overbye & Sarma Edition](#).
- [99] ABB : It's time to connect - technical description of hvdc light®technology.
- [100] Zhang, Y., et al. "Analysis of modular multilevel converter capacitor voltage balancing based on phase voltage redundant states." IET Power Electronics 5.6 (2012) : 726-738.
- [101] Yan, Zhao, et al. "A study on MMC model and its current control strategies." The 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems. IEEE, 2010.
- [102] Lesnicar, Anton, and Rainer Marquardt. "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range." 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings,. Vol. 3. IEEE, 2003.
- [103] Thitichaiworakorn, Nuntawat, Makoto Hagiwara, and Hirofumi Akagi. "A medium-voltage large wind turbine generation system using an AC/AC modular multilevel cascade converter." IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics 4.2 (2015) : 534-546.
- [104] Liu, Xiangdong, et al. "A novel STATCOM based on diode-clamped modular multilevel converters." IEEE Transactions on Power Electronics 32.8 (2016) : 5964-5977.
- [105] Vasiladiotis, Michail, and Alfred Rufer. "Analysis and control of modular multilevel converters with integrated battery energy storage." IEEE Transactions on Power Electronics 30.1 (2014) : 163-175.
- [106] Kumar, Yerraguntla Shasi, and Gautam Poddar. "Control of medium-voltage AC motor drive for wide speed range using modular multilevel converter." IEEE Transactions on Industrial Electronics 64.4 (2016) : 2742-2749.
- [107] Nami, Alireza, et al. "Modular multilevel converters for HVDC applications : Review on converter cells and functionalities." IEEE Transactions on Power Electronics 30.1 (2014) : 18-36.
- [108] Jacobson, Bjorn, et al. "VSC-HVDC transmission with cascaded two-level converters." Cigré session. Paris, France : Cigre, 2010.
- [109] Oates, Colin. "Modular multilevel converter design for VSC HVDC applications." IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics 3.2 (2014) : 505-515.
- [110] Tu, Qingrui, et al. "Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based HVDC." 2010 International Conference on Power System Technology. IEEE, 2010.

- [111] Saad, H., Dufour, C., Mahseredjian, J., Denetière, S., & Nguefeu, S. "Real time simulation of MMCs using the state-space nodal approach." Proceedings of the IPST. Vol. 13. 2013.
- [112] Guide for the development of models for HVDC converter in a HVDC grid. CIGRE WG B4-57, Technical Brochure no. 604, December 2014.
- [113] Li, Shuhui, Timothy A. Haskew, and Ling Xu. "Control of HVDC light system using conventional and direct current vector control approaches." IEEE Transactions on Power Electronics 25.12 (2010) : 3106-3118.
- [114] Egea-Alvarez, Agustí, et al. "Advanced vector control for voltage source converters connected to weak grids." IEEE Transactions on Power Systems 30.6 (2015) : 3072-3081.
- [115] Wang, Wenyuan, et al. "Analysis of active power control for VSC-HVDC." IEEE Transactions on Power Delivery 29.4 (2014) : 1978-1988.
- [116] Latorre, Hector F., Mehrdad Ghandhari, and Lennart Söder. "Active and reactive power control of a VSC-HVdc." Electric Power Systems Research 78.10 (2008) : 1756-1763.
- [117] Zhang, L., Harnefors, L., & Nee, H. P. "Power-synchronization control of grid-connected voltage-source converters." IEEE Transactions on Power systems, (2010), 25(2), 809-820.
- [118] Zhang, Meiqing, Xiaoming Yuan, and Jiabing Hu. "Inertia and primary frequency provisions of PLL-synchronized VSC HVDC when attached to islanded AC system." IEEE transactions on power systems 33.4 (2017) : 4179-4188.
- [119] Ilves, Kalle, et al. "Steady-state analysis of interaction between harmonic components of arm and line quantities of modular multilevel converters." IEEE transactions on power electronics 27.1 (2011) : 57-68.
- [120] Antonopoulos, Antonios, Lennart Angquist, and Hans-Peter Nee. "On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter." 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications. IEEE, 2009.
- [121] Tu, Qingrui, Zheng Xu, and Lie Xu. "Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters." IEEE transactions on power delivery 26.3 (2011) : 2009-2017.
- [122] Shen, Ke, et al. "Elimination of harmonics in a modular multilevel converter using particle swarm optimization-based staircase modulation strategy." IEEE Transactions on Industrial Electronics 61.10 (2014) : 5311-5322.
- [123] Konstantinou, Georgios, et al. "Switching frequency analysis of staircase-modulated modular multilevel converters and equivalent PWM techniques." IEEE Transactions on Power Delivery 31.1 (2015) : 28-36.

- [124] Hu, Pengfei, and Daozhuo Jiang. "A level-increased nearest level modulation method for modular multilevel converters." *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.4 (2014) : 1836-1842.
- [125] Lin, Lei, et al. "Improved nearest-level modulation for a modular multilevel converter with a lower submodule number." *IEEE Transactions on Power Electronics* 31.8 (2016) : 5369-5377.
- [126] Li, Binbin, et al. "Analysis of the phase-shifted carrier modulation for modular multilevel converters." *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.1 (2014) : 297-310.
- [127] McGrath, Brendan Peter, Carlos Alberto Teixeira, and Donald Grahame Holmes. "Optimized phase disposition (PD) modulation of a modular multilevel converter." *IEEE Transactions on Industry Applications* 53.5 (2017) : 4624-4633.
- [128] Dekka, Apparao, et al. "A space-vector PWM-based voltage-balancing approach with reduced current sensors for modular multilevel converter." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63.5 (2016) : 2734-2745.
- [129] Saeedifard, Maryam, and Reza Iravani. "Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back HVDC system." *IEEE Transactions on power delivery* 25.4 (2010) : 2903-2912.
- [130] Deng, Fujin, and Zhe Chen. "A control method for voltage balancing in modular multilevel converters." *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.1 (2013) : 66-76.
- [131] Hagiwara, Makoto, and Hirofumi Akagi. "Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters." *IEEE transactions on power electronics* 24.7 (2009) : 1737-1746.
- [132] Tu, Qingrui, Zheng Xu, and Jing Zhang. "Circulating current suppressing controller in modular multilevel converter." *IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2010.
- [133] Q. Song, W. Liu, X. Li, H. Rao, S. Xu, and L Li. "A steady-state analysis method for a modular multilevel converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 8, pp. 3702-3713, 2013.
- [134] Tu, Qingrui, Zheng Xu, and Jing Zhang. "Circulating current suppressing controller in modular multilevel converter." *IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2010.
- [135] Hagiwara, Makoto, Ryo Maeda, and Hirofumi Akagi. "Control and analysis of the modular multilevel cascade converter based on double-star chopper-cells (MMCC-DSCC)." *IEEE Transactions on Power Electronics* 26.6 (2010) : 1649-1658.
- [136] Ilves, Kalle, and al. "Circulating current control in modular multilevel converters with fundamental switching frequency." *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*. Vol. 1. IEEE, 2012.

- [137] Darus, Rosheila, and al. "Controllers for eliminating the ac components in the circulating current of modular multilevel converters." *IET Power Electronics* 9.1 (2016) : 1-8.
- [138] Li Z, Wang P, Chu Z, Zhu H, Luo Y and Li Y. "An inner current suppressing method for modular multilevel converters." *IEEE Trans Power Electron* 28(11) :4873–4879, 2013.
- [139] Li S, Wang X, Yao Z, Li T and Peng Z. "Circulating current suppressing strategy for MMC-HVDC based on nonideal proportional resonant controllers under unbalanced grid conditions." *IEEE Trans Power Electron* 30(1) (2014) :387–397.
- [140] Zhang M, Huang L, Yao W and Lu Z. "Circulating harmonic current elimination of a CPS-PWM-based modular multilevel converter with a plug-in repetitive controller." *IEEE Trans Power Electron* 29(4) (2014) :2083–2097.
- [141] Moranchel M, Bueno E, Sanz I and Rodríguez FJ. "New approaches to circulating current controllers for modular multilevel converters." *Energies* 10(1) (2017) :86.
- [142] Atoui, Elmoatez Billah, Tarek Mesbah, and Hamza Atoui. "FPGA Implementation of multi-carriers PWM technique for modular multi-level inverter." 2018 International Conference on Applied Smart Systems (ICASS). IEEE, 2018.
- [143] Rajkumar, M. Valan, and P. S. Manoharan. "FPGA based multilevel cascaded inverters with SVPWM algorithm for photovoltaic system." *Solar Energy* 87 (2013) : 229-245.
- [144] Mellit, A., et al. "FPGA-based real time implementation of MPPT-controller for photovoltaic systems." *Renewable energy* 36.5 (2011) : 1652-1661.
- [145] Alecsa, Bogdan, Marcian N. Cirstea, and Alexandru Onea. "Simulink modeling and design of an efficient hardware-constrained FPGA-based PMSM speed controller." *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 8.3 (2012) : 554-562.
- [146] Zmood, Daniel Nahum, and Donald Grahame Holmes. "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error." *IEEE Transactions on power electronics* 18.3 (2003) : 814-822.
- [147] Burger, Bruno, and Alfred Engler. "Fast signal conditioning in single phase systems." *Proc. of European Conference on Power Electronics and Applications*. 2001.
- [148] Bojoi, Radu Iustin, et al. "Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame." *IEEE Transactions on Power Electronics* 20.6 (2005) : 1402-1412.
- [149] Rodriguez, Pedro, et al. "Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions." *IECON 2006-32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. IEEE, 2006.
- [150] Rodríguez, Pedro, et al. "Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 58.1 (2010) : 127-138.

- [151] Yuan, Xiaoming, et al. "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions." *IEEE transactions on industry applications* 38.2 (2002) : 523-532.
- [152] Ciobotaru, Mihai, Remus Teodorescu, and Vassilios G. Agelidis. "Offset rejection for PLL based synchronization in grid-connected converters." *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. IEEE, 2008.
- [153] Busada, Claudio Alberto, et al. "Current controller based on reduced order generalized integrators for distributed generation systems." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59.7 (2011) : 2898-2909.
- [154] Monfared, Mohammad, and Saeed Golestan. "Control strategies for single-phase grid integration of small-scale renewable energy sources : A review." *Renewable and Sustainable energy reviews* 16.7 (2012) : 4982-4993.
- [155] [Site de la marque Digilent](#)
- [156] Yepes, Alejandro G., et al. "Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers." *IEEE transactions on power electronics* 25.7 (2010) : 1692-1712.