

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA
FACULTE DES HYDROCARBURES ET
DE LA CHIMIE



LABORATOIRE DE RECHERCHE SUR L'ELECTRIFICATION DES ENTREPRISES
INDUSTRIELLES
(LREEI)

Mémoire de Magister

Spécialité : Génie électrique
Option : Equipements Electriques Industriels

Présenté par Mr. KHELIFI Fateh

Thème

*SURETE DE FONCTIONNEMENT ET FIABILITE DES
CIRCUITS DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE*

Soutenu devant les jury :

Pr	EL. BERKOUK	Professeur de L'ENP d'Alger	Président
Dr	B. NADJI	Maître de conférence UMBB	Rapporteur
Dr	I. HABI	Maître de conférence UMBB	Examineur
Dr	H. MEGLOULI	Maître de conférence UMBB	Examineur
Dr	M. BOUMEDIENE	Chargé du cours UMBB	Examineur

Boumerdès 2008

Remerciements

Ce travail, effectué au laboratoire de recherche sur l'électrification des entreprises industrielles de l'université de boumerdes, sous la direction de Madame B.NADJI, Maître de conférences, n'aurait pu aboutir sans ses encouragements soutenus, son aide amicale et ses conseils judicieux.

Je tiens à lui exprimer ma gratitude et ma reconnaissance.

Par ailleurs, je tiens à exprimer mes vifs remerciements au président du jury Monsieur EL .Berkouk, ainsi qu'à Messieurs I.Habi, H.Meglouli et M. Boumediene qui ont bien voulu être membres du Jury de soutenance.

Mes remerciements les plus particuliers vont également à Mr F.RICHARDEAU, directeur de LEEI de Toulouse, France. Qui m'a également apporté une aide précieuse pour élaborer ce travail.

Je remercie également tous mes amis (es) qui m'ont soutenu, et mes collègues pour leur soutien, et la bonne ambiance.

Et enfin, à tous ceux qui ont contribué d'une manière ou d'une autre à la réalisation de ce modeste mémoire.

(IGBT)

IGBT :

Abstract

The application of power electronics currently extend to all areas of economic activities using electricity as an energy source. Indeed, virtually all systems use static converters to treat electric power. However, given the major role today attributed to static converters as a supply, processing and adaptation, it is clear that they largely determine the dependability of the systems to which they are connected. This thesis deals with the dependability and reliability of the voltage inverter average power following the failure of a semiconductor (IGBT or diode).

As a first step, we are introducing the concepts and methods of dependability; an analysis of the failure causes of a switch is presented. Then the study of the defect in switching cell is done using two methods of analysis (FMEA and FAT). To protect the system of such default, circuits are presented and new structures showing a partitioning or redundancies are studied. Their reliability was also analysed. Among these structures, the conventional inverter with arm of help is the major circuit studied in the thesis. The effects of short-circuit and open-circuit failures are presented and take into account their potential danger to improve the availability and security of the converter.

Keywords:

Reliability, IGBT, voltage Inverter, physics of the semiconductors, Short-circuit, FMEA, FAT, Reconfiguration , Fault tolerance , Fail-safe working

Résumé

Les applications de l'électronique de puissance s'étendent aujourd'hui à tous les domaines d'activités économiques utilisant l'électricité comme source d'énergie. En effet, quasiment tous les systèmes utilisent des convertisseurs statiques pour traiter l'énergie électrique. Or, compte tenu du rôle majeur attribué aujourd'hui aux convertisseurs statiques en tant qu'organe d'alimentation, de traitement et d'adaptation, il est clair qu'ils conditionnent largement la sûreté de fonctionnement des systèmes auxquels ils sont raccordés. Ce mémoire traite la sûreté de fonctionnement et fiabilité des circuits onduleur de tension moyenne puissance suite au défaut d'un semiconducteur (IGBT ou diode).

Dans un premier temps nous présentons les concepts et les méthodes de la sûreté de fonctionnement, une analyse des causes des défaillances d'un interrupteur est présentée. Ensuite l'étude du défaut dans la cellule de commutation est effectuée en appliquant les deux méthodes d'analyse (AMDE et Adf). Pour protéger le système d'un tel défaut, des circuits sont présentés et des nouvelles structures faisant apparaître un partitionnement ou des redondances sont étudiées. Leur fiabilité a également été analysée. Parmi ces structures, l'onduleur classique à bras de secours a fait l'objet d'une étude approfondie. Cela a permis d'établir les conséquences sur la structure d'un défaut de court-circuit et d'ouverture d'un interrupteur et de prendre en compte leur danger potentiel pour améliorer la disponibilité et la sécurité du convertisseur.

Mots clefs

Sûreté de fonctionnement, physique des semiconducteurs, IGBT, AMDE, Adf, Onduleur de tension, Tolérance au défaut · Court-circuit, Marche dégradée, Reconfiguration ·

Notations

GRANDEURS ELECTRIQUES

- V_s : Tension en sortie du bras du convertisseur [V]
 V_{ck} : Tension aux bornes du condensateur flottant k [V]
 V_{ce} : Tension collecteur émetteur aux bornes de l'IGBT [V]
 V_{Ak} : Tension aux bornes de l'interrupteur bas de la cellule k [V]
 I_s : Courant en sortie du bras du convertisseur [A]
 I_{fil} : Courant dans le filtre de rééquilibrage [A]
 I_{ch} : Courant dans la charge [A]
 V_{ge} : Tension grille émetteur de l'IGBT [V]
 V_{th} : Tension de seuil marquant l'amorçage ou le blocage de l'IGBT [V]
 V^+ : Tension de commande pour amorcer l'IGBT (Sortie du push-pull) [V]
 V^- : Tension de commande pour bloquer l'IGBT (Sortie du push-pull) [V]
 V_{sat_ce} : Tension collecteur émetteur aux bornes de l'IGBT à l'état passant [V]
 V_D : Tension aux bornes de la diode [V]
 I_{cc} : Courant de court-circuit [A]
 I_D : Courant dans la diode [A]
 I_{RRM} : Courant inverse maximal dans la diode [A]

GRANDEURS ENERGETIQUES

- ε_{ON} : Energie dissipée dans le composant de puissance lors de l'amorçage [J]
 ε_{off} : Energie dissipée dans le composant de puissance lors du blocage [J]
 $\varepsilon_{Ecr\text{iteur}}$: Energie dissipée dans l'écrêteur [J]
 $\varepsilon_{Ecr. Act.}$: Energie dissipée dans l'écrêteur actif (IGBT) [J]
 $\varepsilon_{k\text{ Cel SI}}$: Energie libérée dans la cellule k suite à un défaut de court-circuit [J]
 ε_{crit} : Energie critique à ne pas dépasser pour ne pas casser l'IGBT [J]
 $\varepsilon_{IGBT_ouv.}$: Energie dissipée dans l'IGBT suite à un défaut d'ouverture lorsque $V_{ce} > V_Z$ à chaque période de découpage [J]
 T_J : Température de jonction dans le silicium [°C]
 T_C : Température de boîtier d'un module [°C]
 T_R : Température du radiateur [°C]

Notations

$R_{th/j-r}$: Résistance thermique entre jonction radiateur

$(R_{th/j-r})_d$: Résistance thermique dynamique entre jonction radiateur

P_t : Puissance totale dissipée dans le composant de puissance [W]

P_{t_fil} : Puissance totale dissipée dans le filtre de rééquilibrage [W]

P_{Rep_CC} : Puissance dissipée dans l'IGBT à cause des courts-circuits répétitifs [W]

COMPOSANTS PASSIFS

C : Condensateur d'entrée [F]

C_k : Condensateur flottant de la cellule k [F]

C_{fil} : Condensateur du filtre de rééquilibrage [F]

R_{ch} : Résistance de la charge [Ω]

R_{fil} : Résistance du filtre de rééquilibrage [Ω]

L_{ch} : Inductance de la charge [H]

L_{fil} : Inductance du filtre de rééquilibrage [H]

L_C : Inductance de câblage de la cellule de commutation [H]

C_{gs} : Capacité grille source de l'IGBT [F]

C_{gc} : Capacité grille collecteur de l'IGBT [F]

C_{ce} : Capacité collecteur émetteur de l'IGBT [F]

R_{on} : Résistance du driver à l'amorçage de l'IGBT (Commande rapprochée)

R_{off} : Résistance du driver au blocage de l'IGBT (Commande rapprochée)

GRANDEURS D'UNE MACHINE A INDUCTION

R_S : Résistance statorique d'une machine à champ tournant [Ω]

R_R : Résistance rotorique d'une machine à champ tournant

L_S : Inductance statorique d'une machine à champ tournant [H]

L_R : Inductance rotorique d'une machine à champ tournant [H]

L_{mm} : Inductance mutuelle de la machine [H]

C_R : Couple résistant [N.m]

p_p : Nombre de paires de pôles

C_{em} : Couple électromagnétique de la machine à champ tournant [N.m]

Notations

GRANDEURS UTILISEES DANS L'ETUDE PHYSIQUE DU SILICIUM

n : Nombre d'électrons

p : Nombre de trous

V_{ns} : Vitesse de saturation des électrons (max. 10^7 cm/s) [cm/s]

V_{ps} : Vitesse de saturation des trous (max. 10^7 cm/sec) [cm/s]

N_D : Dopage de la couche vitale N- (ou zone de charge d'espace)

β : Gain du transistor bipolaire de l'IGBT (p_i / n_i)

i_n : Courant d'électrons [A]

i_p : Courant de trous [A]

J_n : Densité de courant d'électrons [A/cm²]

J_p : Densité de courant de trous [A/cm²]

$J_{c, igbt}$: Densité de courant dans le collecteur de l'IGBT [A/cm²]

$J_{e, igbt}$: Densité de courant dans l'émetteur de l'IGBT [A/cm²]

J_t : Densité de courant total dans la zone de charge d'espace [A/cm²]

$J_t = J_n + J_p = J_{c, igbt} = J_{e, igbt}$

I_E : Courant dans l'émetteur [A]

I_B : Courant dans la base [A]

I_C : Courant dans le collecteur [A]

E : Champ électrique [V/m]

E_0 : Champ électrique interne d'une jonction PN (champ naturel) [V/m]

V_{EB} Tension émetteur base [V]

ϵ_{si} : Permittivité du silicium [F/m]

μ_{nsi} : Mobilité des électrons dans le silicium [H/m]

q : Charge électrique ($1,602189 \cdot 10^{-19}$ C) [C]

Q_R : Charge stockée dans la diode [C]

m_g : Transconductance de l'IGBT [S]

C_o : Capacité équivalente dans la partie Mosfet de l'IGBT [F]

C_{ox} : Capacité surfacique de l'oxide de grille de l'IGBT [F]

L_{canal} : Largeur du canal dans l'IGBT [m]

Z_{canal} : Périmètre total du canal dans l'IGBT [m]

Notations

L_{ZCE} : Largeur de la zone de charge d'espace [m]

A_{SI} : Surface du silicium de l'IGBT

DIVERS

p : Nombre de cellules

\mathfrak{R} : Rapport cyclique

F_m : Fonction de modulation

f_{dec} : Fréquence de découpage des interrupteurs commandés (20kHz) [Hz]

f_m : Fréquence de la modulante (basse fréquence – 50Hz) [Hz]

k_{CS} : Signal de commande de l'IGBT haut de la cellule k

K_{nH} : Interrupteur (ou élément) n du demi bras haut

K_{nB} : Interrupteur (ou élément) n du demi bras bas

$F1$: Fusible

k_{ϕ} : Déphasage des signaux de commande entre les cellules [rad ou °]

k_{γ} : Déphasage entre le vecteur $k_{CS\Delta}$ et le vecteur S_I [rad ou °]

k_{θ} : Déphasage entre le vecteur k_{CS} et le vecteur S_V [rad ou °]

k_{ρ} : Déphasage entre le vecteur k_{CS} et le vecteur S_I [rad ou °]

ξ : Déphasage entre le vecteur 1_{CS} et le vecteur S_V [rad ou °]

ψ : Déphasage la tension de sortie et le courant de sortie du convertisseur [rad ou °]

$V_{\Delta max ce}$: Surtension maximale admissible aux bornes d'un IGBT [%]

q : Ondulation des tensions flottantes [%]

λ : Valeur propre du système

r : Densité de courant maximale autorisée en fonctionnement normal [A/cm^2]

V_Z : Tension d'avalanche de la diode transil (tension de l'écrêteur actif) [V]

V_{seuil} : Tension pour détection un défaut de tension moyenne

t_{off} : Durée de l'ouverture de l'interrupteur en fonctionnement normal [s]

t_{on} : Durée de la fermeture de l'interrupteur en fonctionnement normal [s]

t_m : Durée du temps mort (retard à l'amorçage des interrupteurs commandés) [s]

ABREVIATIONS

MLI : Modulation de largeur d'impulsion

MTBF: Mean time between failures

NPC: Neutral Point Clamped

MPC: Multiple Points Clamped

SOMMAIRE

SOMMAIRE

SOMMAIRE

INRODUGTION GENERALE.....	1
----------------------------------	----------

Chapitre I

SURETE DE FONCTIONNEMENT, METHODES ET CONCEPTS

Introduction.....	3
I.1. Historique	3
I.2. Notions fondamentales	4
I.2.1. Terminologie de la Sûreté de fonctionnement.....	5
I.2.1.1. La fiabilité.....	5
I.2.1.2. La Maintenabilité.....	6
I.2.1.3. la disponibilité	7
I.2.1.4. La sécurité.....	7
I.3. Systèmes et composants, définitions et caractéristiques.....	8
I.3.1. Défaillances Modes de défaillance.....	9
I.3.2. Taux de défaillance, taux de réparation, MTBF, MTTF, MUT.....	9
I.3.3. Analyse prévisionnelle de la sûreté de fonctionnement d'un système.....	13
I.4. Méthodes d'analyse de la sûreté de fonctionnement.....	16
I. 4.1. Analyse de modes de défaillances et de leurs effets (AMDE).....	16
I. 4.1.1. Elaboration de AMDE	17
I. 4.1.2. présentation de l'analyse et des résultats.....	19
I.4.2. Arbre de défaillance (Adf)	20
Conclusion.....	22

Chapitre II

LES COMPOSANTS SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE EN REGIME EXTREME

Introduction.....	23
II.1. Etat de l'art des Composants semi-conducteurs de puissance.....	23
II.1.1. LA DIODE	23
II.1.1.1 Principe physique.....	24

II.1.2. Le Transistor Bipolaire.....	25
II.1.2.1.Pincipe physique d'un transistor bipolaire (type PNP).....	26
II.1.3. Le Transistor MOSFET.....	27
II.1.3.1.Principe physique	27
II.1.4. Bilan comparatif entre un Mosfet et un Transistor Bipolaire	29
II.1.5. Le transistor à Grille Isolée IGBT	29
II.1.5.1.Principe physique.....	29
III.1.5.2. Structure simplifiée d'un module.....	32
II.2. Comportement électrique de l'IGBT en fonctionnement normal.....	32
II.2.1. Caractéristiques statiques de l'IGBT.....	33
II.2.2. Caractéristiques statiques en court-circuit.....	34
II.2.3. Caractéristiques dynamique d'un l'IGBT	34
II.2.3.1. Introduction sur la cellule de commutation élémentaire.....	35
II.2.3.2. Dynamique sur le courant.....	35
II.2.3.3. Dynamique sur la tension.....	36
II.2.3.4. Commutation à l'amorçage de l'IGBT : formes d'ondes et expressions... ..	36
II.2.3.5. Commutation au blocage de l'IGBT : formes d'onde et expressions	38
II.2.3.6. Pertes par commutation.....	39
II.3. causes et modes de défaillance de l'IGBT	40
II.3.1. Température dans L'IGBT.....	41
II.3.2. Claquage par Avalanche, cas d'une jonction PN	42
II.3.3. Tension de Claquage de la Grille.....	43
II.3.4. Retournement statique ou latch up dans un IGBT.....	43
II.3.5. Retournement et Avalanche dynamique dans un IGBT.....	44
II.3.6. Vieillessement.....	46
II.3.6.1. Fatigue Thermique.....	47
II.3.6.2. Vieillessement de l'oxyde de grille de l'IGBT.....	47
Conclusion.....	48
Chapitre III	
ANALYSE DES MODES DE DEFAILLANCES D'UNE CELLULE DE COMMUTATION (AMDE)	
Introduction.....	49
III.1. L'analyse de mode de défaillance de leur effet (AMDE)	49
III.2.Analyse des contraintes pouvant survenir dans une cellule de commutation de type onduleur	49
III.2.1 .Cellule de commutation.....	49
III.2.2.Conduction en inverse.....	50
III.2.3. Conséquences suite à des dv/dt ou des di/dt importants	51
III.2.3.1. Commutation à la fermeture imposant un fort dv/dt	51
III.2.3.2. Commutation à l'ouverture imposant un fort dv/dt	52
III.2.3.3. Commutation à l'ouverture imposant un fort di/dt	53
III.2.3.4. Ouverture rapide sur une charge inductive (fort di/dt au blocage).....	53

III.2.3.5. Commutation à la fermeture imposant un fort di/dt	54
III.2.4. Défaut dans la diode de roue libre	54
III.2.5. Défaut de commande.....	55
III.2.6. Défaut de court-circuit.....	56
III.2.2. Comportement d'un IGBT en court-circuit suite à un défaut de commande.....	57
III.3. Application sur la cellule de commutation	59
CONCLUSION	60

Chapitre IV

PROTECTION DES INTERRUPTEURS DE PUISSANCE

Introduction.....	61
IV.1. les marges de sécurité	61
IV.1.1. Aire de sécurité en régime continu ou en mono impulsions (SOA)	61
IV.1.2. Aire de sécurité à l'ouverture lorsque la commutation s'effectue à tension de commande inverse (RBSOA)	63
IV.1.3. Aire de sécurité en court-circuit (SCSOA).....	63
IV.2. Fiabiliser les semi-conducteurs interrupteurs.....	64
IV.3. Protection d'un interrupteur	66
IV.3.1. Détection du défaut de court-circuit	67
IV.3.2. Cahier des charges des circuits de protections	68
IV.3.3. Ecrêteur pour limiter la tension grille – émetteur	68
IV.3.4. Limitation du di/dt à l'ouverture	70
Conclusion.....	72

Chapitre V

SURETE DE FONCTIONNEMENT DES ONDULEURS

Introduction.....	73
V.1. Généralité Sur Les Convertisseurs Statiques.....	73
V.2. Système étudié.....	73
V.2.1. Onduleur de tension.....	74
V.2.1.1. Présentation.....	74
V.2.1.2. Onduleur à MLI.....	75
V.2.1.2.1. Principe général de la commande MLI sinus-triangle.....	75
V.3. Application de la méthode de L'arbre de défaillance (Adf).	75

V.3. 1. analyse qualitative.....	75
V.3. 2. analyse quantitative.....	77
V.4. Conséquences sur le système après un défaut d'interrupteur.....	78
V.4.1. Défaut de court-circuit dû à la défaillance d'un interrupteur.....	78
V.4.2. Défaut d'ouverture d'un interrupteur.....	79
V.5. Onduleur à quatre bras.....	81
V.5.1. Procédure d'isolement d'un onduleur 4 bras.....	82
V.5.2. Fonctionnement secours d'un onduleur 4 bras.....	84
Conclusion.....	85

Chapitre VI

FIABILITE DES ONDULEURS

Introduction.....	86
VI.1. Introduction à la fiabilité prévisionnelle.....	86
VI.2 calcul de la fiabilité.....	88
VI.2.1. Onduleur classique « 2 niveaux » à « 2 interrupteur ».....	88
VI.2.2. Mise en série directe d'interrupteurs.....	90
VI.2.2.1. Présentation.....	90
VI.2.3. Structure à Multiple Points Clampés.....	94
VI.2.3.1. Présentation.....	94
VI.2.4. Association onduleurs de tension monophasés - cycloconvertisseurs monophasés à sortie triphasée.....	96
VI.2.4.1. Présentation.....	96
VI.2.5. Convertisseur multicellulaire série.....	99
VI.2.5.1. Présentation.....	99
VI.3. Bilan sur la fiabilité des onduleurs.....	102
Conclusion.....	104
CONCLUSION GENERALE.....	105

INRODUCTION GENERALE
INRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les applications de l'électronique de puissance s'étendent aujourd'hui à tous les domaines d'activités économiques utilisant l'électricité comme source d'énergie. En effet, quasiment tous les systèmes utilisent des convertisseurs statiques pour traiter l'énergie électrique. Cela va de l'alimentation de quelques watts des téléphones portables à des puissances de plusieurs dizaines de mégawatts sur les réseaux de transport. Or, compte tenu du rôle majeur attribué aujourd'hui aux convertisseurs statiques en tant qu'organe d'alimentation, de traitement et d'adaptation, il est clair qu'ils conditionnent largement la sûreté de fonctionnement des systèmes auxquels ils sont raccordés.

Actuellement, les industriels cherchent à obtenir de leurs systèmes qu'ils remplissent les fonctions pour lesquelles ils ont été conçus, avec le meilleur taux de service possible et au meilleur coût. Cela se traduit par de fortes exigences en termes de disponibilité opérationnelle. Pour accroître leurs performances, il est alors essentiel d'améliorer la sûreté et la fiabilité des convertisseurs.

Les topologies dites « classiques », représentant la quasi totalité des convertisseurs sur le marché, ne tolèrent pas le défaut le plus commun : celui du court-circuit d'un semi-conducteur. Or, pour répondre à des critères économiques, l'interrupteur fonctionne à la limite de ses possibilités. Il est ainsi soumis à des contraintes souvent très sévères et bien que le semi-conducteur soit robuste, le composant peut se mettre en défaut dans la mesure où 1% de l'énergie transférée peu suffire à le détruire. Pour éviter cela, une première voie consiste à optimiser les performances, la robustesse et la technologie des semi-conducteurs de puissance. C'est une approche composant. Une seconde voie vise plutôt la maîtrise des contraintes et de la sécurité de la commutation au moyen de mécanismes de commutation et de structures particulières.

A partir des recherches menées pour augmenter la tension de travail des convertisseurs, de nouvelles structures comportant plus d'interrupteurs sont apparues. Les topologies font ressortir des redondances ou bien un partitionnement. Notre travail s'inscrit dans le cadre de la sûreté de fonctionnement des onduleurs de moyenne puissance particulièrement du l'onduleur classique à bras de secours. Sa topologie peut tolérer une défaillance interne.

Dans le premier chapitre, nous présenterons les méthodes de sûreté de Fonctionnement. Nous rappellerons dans un premier temps quelques concepts de la sûreté de fonctionnement et les méthodes d'analyse les plus utilisées en exposant les deux méthodes l'AMDE (analyse des modes des défaillances et de leur effets) et L'ADF (arbre des défaillances) que nous adapterons pour notre travail..

Dans Le chapitre II nous avons présenté l'état de l'art des interrupteurs en fonctionnement normal et en régimes extrêmes. L'approche « physique et technologique » du composant permet de répertorier et d'analyser les causes de défaillance des semiconducteurs

Le chapitre III est consacré à l'étude des modes de défaillance d'une cellule de commutation de type onduleur de tension à deux niveaux. En appliquant la méthode d'analyse AMDE (analyse de modes de défaillances et de leurs effets).

Le chapitre VI traite les moyens traditionnellement utilisés pour améliorer la fiabilité et la sûreté des interrupteurs. Les marges de sécurité et des protections sont également présentées pour améliorer la sécurité du composant suite à des stress en tension ou bien à des courts-circuits.

Le chapitre V est consacré à l'étude de la sûreté de fonctionnement d'un onduleur à quatre bras. Nous avons construit l'arbre de défaillance en utilisant la logiciel Fault Tree, l'analyse quantitative est réalisée a fin d'évaluer la disponibilité de l'onduleur. Les conséquences du défaut d'un interrupteur dans un onduleur classique de tension sont analysés avec le logiciel de simulation PSIM 7.1.2. Les défaillances étudiées sont le défaut de court-circuit et le défaut d'ouverture. Et par la suite l'étude de l'onduleur a bras de secours.

Le chapitre VI est consacré aux calculs de la fiabilité des diverses structures de convertisseurs. Il est effectuée sur la base d'un modèle mathématique défini à partir de la topologie du circuit et de la fiabilité estimée des composants en utilisant les diagrammes de fiabilité. On termine avec une conclusion.

CHAPITRE I

CHAPITRE I

Introduction

Les techniques de la sûreté de fonctionnement (fiabilité, disponibilité, maintenabilité, sécurité) ou noté en terme anglo-saxon RAMS (Reliability, Availability, Maintainability, and security) se sont développées tardivement par rapport aux techniques, maintenant classiques, des diverses disciplines de l'art de l'ingénieur.

Dans ce chapitre, nous présenterons un état de l'art sur les méthodes de sûreté de fonctionnement. Nous commençons par l'historique de la sûreté de fonctionnement pour donner les notions fondamentales. Nous exposerons ensuite les deux méthodes d'analyse que nous adapterons pour notre travail.

I.1. Historique

L'historique de la sûreté de fonctionnement est bien relaté dans [1][2], nous rappelons ici les étapes les plus impressionnantes.

Selon A. Leroy et J.P. Signoret [2], l'entre-deux-guerres voit émerger les concepts de fiabilité et de taux de défaillance dans l'aéronautique suite à la comparaison des fréquences des pannes des avions bimoteurs et quadrimoteurs et au calcul de ratios, nombre de pannes/nombre d'heures de vol.

À partir de la deuxième guerre mondiale, une discipline se développe sous le nom de « théorie de la fiabilité ». Les décennies 1940 et 1950 sont caractérisées par la découverte de l'efficacité d'une approche probabiliste appliquée à l'électronique dans l'aéronautique, la défense et le nucléaire. La formulation de ce qui nous paraît évident aujourd'hui, la probabilité de succès d'une chaîne de composants est le produit des probabilités de succès de chacun des composants fut l'origine d'un développement très rapide dans les domaines cités.

Cette période fut aussi celle d'un développement rapide de l'électronique qui introduit des composants nombreux dont les défaillances individuelles sont imprévisibles à ce stade des connaissances, mais dont les défaillances collectives présentent des régularités statistiques ; sur un lot de composants homogène, on sait prédire avec une bonne confiance le nombre de défaillances par unité de temps qui vont se produire alors qu'on reste totalement incapable de prédire quel composant va tomber en panne et quand.

Les décennies 1960 et 1970 sont marquées par les tentatives de généraliser cette approche probabiliste si réussie à d'autres « composants » : mécaniques, hydrauliques, électriques, puis aux hommes, aux logiciels... et l'extension de l'approche au retour à la normale (à la fiabilité vient s'ajouter la maintenabilité). En même temps se développent des méthodes permettant de maîtriser les risques de systèmes complexes (centrale nucléaire, supersonique...) et non plus simplement de chaînes de composants (même complexes).

Ces démarches sont conduites par les équipes constituées autour de la « théorie de la fiabilité ». Cependant elles rejoignent la prise en compte des risques qui a toujours accompagné les activités à risque comme le transport.

Ces activités, dès leur prime jeunesse, ont dû maîtriser les risques d'accidents. Elles ont développé des approches déterministes très poussées et se sont essentiellement appuyées sur le surdimensionnement, la redondance et l'analyse logique pour assurer la sécurité. L'apport des approches probabilistes permet de chercher à ajuster les mesures de prévention des événements aléatoires au lieu de rester abrité derrière des normes de dimensionnement larges et coûteuses.

À partir de la décennie 1980, les efforts entrepris dans tant de directions s'approfondissent, mais aussi tendent à se rejoindre pour constituer cette discipline d'application très étendue qu'est aujourd'hui la sûreté de fonctionnement.

Aujourd'hui, le terme « sûreté de fonctionnement » recouvre l'ensemble des moyens qui permettent de se donner et de transmettre une confiance justifiée dans le succès d'un projet, d'une activité et son innocuité.

I.2. Notions fondamentales

La démarche, le raisonnement « sûreté de fonctionnement » s'appuient sur quelques notions de base qui se sont précisées au cours de l'évolution (cf. Historique) et qui continuent à s'affiner. Parcourir ce vocabulaire de base est donc une introduction classique à la sûreté de fonctionnement. Les définitions rapportés ici sont celles donner par les standard acceptables [3] [4] [5].

I.2.1. Terminologie de la Sûreté de fonctionnement

Au sens large, la sûreté de fonctionnement. Elle peut être définie comme “la science des défaillances”. Elle inclut tous les aspects liés au dysfonctionnement des composants, dispositifs et systèmes, à savoir la connaissance de ces défaillances, leurs évolutions, leurs prévisions et le cas échéant leurs maîtrises. [6]

Au sens strict, la sûreté de fonctionnement est l’aptitude d’une entité à satisfaire une ou plusieurs fonctions requises dans des conditions données .Elle peut être caractérisée par les concepts suivants (figure I.1).

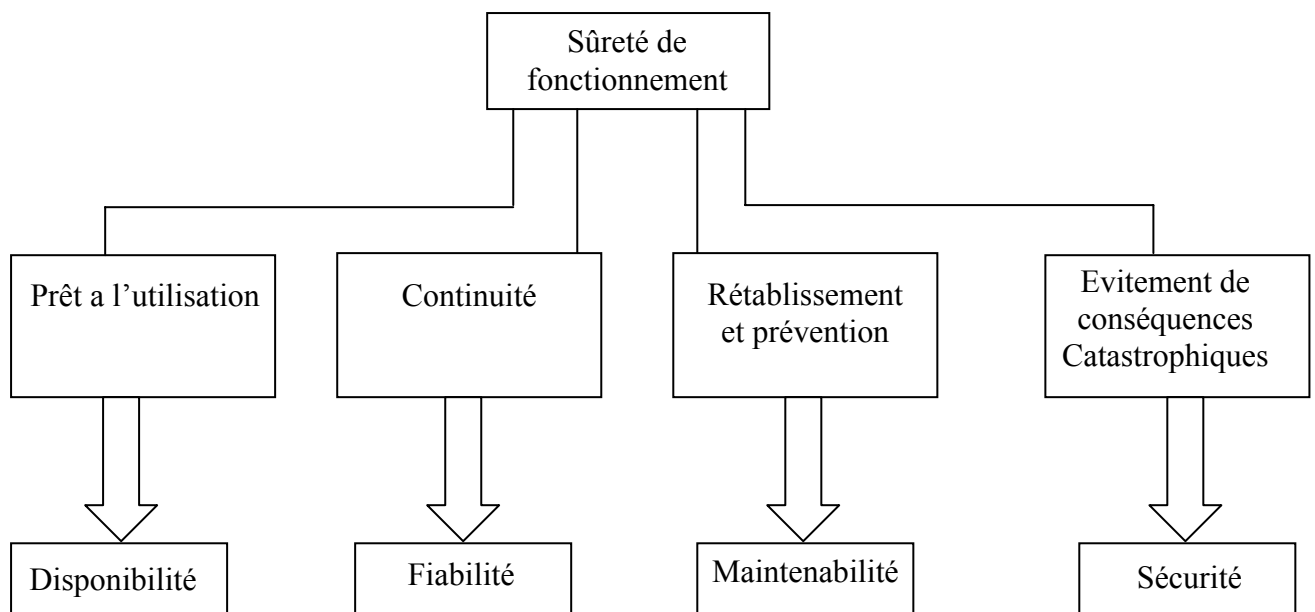


Figure I.1 : Attributs de la sûreté de fonctionnement (SdF)

I.2.1.1. La fiabilité : C’est l’aptitude d’une entité à accomplir une fonction requise, dans des conditions et pour une durée donnée. Cette définition peut être formulée différemment : la fiabilité d’une entité est la probabilité moyenne de non défaillance de cette entité sur un intervalle de temps donné. Les paramètres importants de la fiabilité sont donc les conditions d’utilisation du système, le temps ou le nombre de cycles. La fiabilité d’un dispositif dépend aussi de la fonction remplie par ce dispositif. De manière globale, la fiabilité d’un système est liée à ses caractéristiques intrinsèques, au mode d’utilisation et à son environnement. De cet aspect global, il est possible de définir deux types de fiabilité :

La fiabilité opérationnelle qui résulte de l’observation et de l’analyse du comportement d’un certain nombre de dispositifs identiques, en conditions de

fonctionnement réelles. En d'autres termes, il s'agit d'un traitement statistique de retours d'expérience sur une gamme de produits, par exemple. La probabilité moyenne issue de ce retour d'expérience n'a de sens qu'en considérant un nombre important de dispositifs. La fiabilité opérationnelle est donc définie par :

$R [0, t]$ nombre moyen d'entités non défailtantes à l'instant 't'/ nombre total d'entités $[0, t]$

Le système est supposé être sans défaillance à $t = 0$, on parle alors de système "cohérent".

La fiabilité prévisionnelle estime la fiabilité future d'un système à partir de considérations sur la conception du système et la fiabilité opérationnelle (supposée connue) de ses composants. Cette estimation repose très souvent sur l'évaluation du "taux de défaillance" probable et du "temps moyen de non défaillance".

Il faut bien sûr être vigilant à ne pas réduire trop rapidement un problème de fiabilité à des calculs bruts de probabilité et de statistique ... et se rappeler en permanence que ces nombres en question traduisent une réalité physique et technologique vaste et complexe. [1]

D'après la définition donnée dans le paragraphe précédent il est possible d'écrire
L'expression de la fiabilité d'une entité E, à l'instant (t) :

$$R (t)=P[E \text{ non défailtant sur } [0, t]]$$

D'après les règles de définition des probabilités, on peut écrire :

$$P[E \text{ non défailtant sur } [0, t]] + P[E \text{ défailtant sur } [0, t]]=1$$

On peut obtenir la probabilité de défaillance de l'entité E par l'expression suivante :

$$P[E \text{ défailtant sur } [0, t]]=1-R (t)$$

I.2.1.2. La Maintenabilité : C'est l'Aptitude d'une entité (E) à être remise en état, par une maintenance donnée, d'accomplir des fonctions requises dans les conditions données. Elle se caractérise par la probabilité M (t) d'être en état, à l'instant t, d'accomplir ces fonctions sachant qu'elle était en panne à l'instant 0.

La maintenabilité ne se différencie de la fiabilité que sur ce dernier point : elle caractérise la promptitude de reprise du service attendu après interruption. La maintenabilité, c'est la brièveté des pannes (état dû à une défaillance). On ne peut s'entendre sur la maintenabilité qu'après avoir explicité les moyens (procédures, outils, organisations...) mis en œuvre pour remettre l'entité en état d'assurer un service. De ce fait, ce n'est *a priori* une grandeur intrinsèque à l'entité. Mais, à conditions d'utilisation données, à moyens de maintenance fixés, c'est une caractéristique de l'entité. L'expression de la maintenabilité est :

$$M(t) = p \text{ [la maintenance de E est achevée au temps t]}$$

Dans un souci de simplification, on peut écrire :

$$M(t) = p \text{ [E est réparée sur [0, t]]}$$

L'aptitude contraire sera dénommée "immaintenabilité" ; sa mesure est notée $\overline{M}(t)$:

$$\overline{M}(t) = 1 - M(t)$$

I.2.1.3. la Disponibilité : C'est l'aptitude d'une entité à être en état d'accomplir les fonctions requises dans les conditions données. Elle se caractérise par la probabilité $A(t)$ d'être en état, à l'instant t , d'accomplir les fonctions requises.

$$A(t) = p \text{ [E non défaillante à l'instant t]}$$

L'aptitude contraire sera dénommée "indisponibilité" ; sa mesure est notée $\overline{A}(t)$:

$$\overline{A}(t) = 1 - A(t)$$

I.2.1.4. La sécurité : c'est l'aptitude d'une entité à ne pas causer de dommages dans des conditions données ou à ne pas faire apparaître, dans des conditions données, des événements critiques ou catastrophiques. La sécurité est mesurée généralement par la probabilité qu'une entité E évite de faire apparaître, dans des conditions données, des événements critiques ou catastrophiques. L'aptitude contraire sera dénommée « insécurité ».

D'une manière générale, d'autres concepts ont été introduits ces dernières années ; ils peuvent être également inclus dans celui de sûreté de fonctionnement. Parmi eux on cite : la durabilité, la continuabilité, la serviabilité.

I.3. Systèmes et composants, définitions et caractéristiques

Un système est défini comme ensemble d'éléments discrets (ou composants) interconnectés ou en interaction. Le mot «déterminé» implique que le système est identifiable. Il faut noter que la définition indique que le système est fait de composants en interaction ; ce que veut dire que si la nature physique d'un sous système ou d'un composant se modifie à la suite d'une défaillance, le système est lui même modifié. Les systèmes peuvent être de diverses natures technologiques :

- Systèmes électriques ou électroniques, logiques ou analogiques, de contrôle-commande ;
- Systèmes mécaniques ;
- Systèmes programmés, systèmes de traitement de l'information.

Tout système se définit généralement par une ou plusieurs fonctions (ou missions) à accomplir dans des conditions et dans un environnement donné (performances requises) à partir de composants déterminés. Les caractéristiques les plus importantes d'un système qui méritent d'être précisées avant l'analyse sont :

- Les fonctions du système : les fonctions principales, les fonctions secondaires et les degrés d'importance de ces fonctions.
- La structure du système : les différentes composants, leurs rôles, leurs caractéristiques et leurs performances.
- Les conditions de fonctionnement d'un système : les états de fonctionnement, les conditions de fonctionnement des composants et du système, les changements de configuration. D'une manière générale, il est essentiel de connaître ou de définir les différentes procédures de conduite du système, les consignes données aux opérateurs en cas d'incident ou d'accident.
- Les condition d'exploitations du système : les conditions d'interventions sur le système (alarmes, inspections, vérifications, test périodiques...), les conditions

d'interventions sur le système (maintenance préventive, corrective ...), pour exploiter le système.

- L'environnement du système : les autres systèmes élémentaires de l'installation ou du processus global dans lequel se situe le système étudié (les systèmes auxiliaires par exemple), l'ensemble des opérateurs intervenant sur le système, l'environnement proprement dit qui peut se manifester par des conditions ambiantes défavorables (poussière , humidité) des conditions météorologiques particulières (gel, neige) ou agressions externes d'origine naturelle (séisme) ou industrielle (chute d'avion...).

Au cours des différentes étapes du projet d'un système, toutes ces données ne sont pas connues d'emblée, et par conséquent des approximations et hypothèses sont nécessaires. Au fur et à mesure que la conception du système progresse et que ces différentes informations peuvent être précisées, les analyses de sûreté de fonctionnement devront être corrigées, modifiées, c'est -à-dire réactualisées.

I.3.1. Défaillances, modes de défaillance :

Par défaillance ou panne, on entend la cessation de l'aptitude d'une entité ou d'un système à accomplir une fonction requise. Une défaillance résulte d'une ou plusieurs fautes (écart anormal avec la caractéristique désirée), ou encore anomalie de fonctionnement. Une défaillance peut être complète, partielle, fugitive, intermittente ou permanente. La défaillance peut conduire à la panne du système.

Le mode de défaillance est le cheminement d'un défaut initial vers une défaillance "visible" du système. Les modes de défaillance sont générés par les causes de défaillance, un mode de défaillance représentant l'effet (ou les effets) par lequel se manifeste la cause de défaillance. Les défaillances d'un composant ont des effets sur les fonctions de celui-ci ; le mode de défaillance sera dénommé du nom de l'effet.

I.3.2. Taux de défaillance, taux de réparation, MTBF, MTTF, MUT :

Les notions de fiabilité et de maintenabilité d'une entité étant définies, on peut utiliser les mathématiques pour définir à partir des fonctions $R(t)$ et $M(t)$ de nouvelles grandeurs.

- **le taux de défaillance**, généralement noté $\lambda(t)$, est :

$$\lambda(t) = \frac{-dR(t)/dt}{R(t)} \quad (1.7)$$

Il représente l'intensité de défaillance en fonction du temps. C'est la probabilité conditionnelle, divisée par dt , de tomber en panne entre t et $t + dt$ sachant qu'au temps t l'entité n'est pas défaillante. L'hypothèse est très souvent faite que ce taux de défaillance est constant (indépendant du temps). Alors la loi de fiabilité prend une forme facile à manipuler de :

$$R(t) = \exp(-\lambda t) \quad (1.8)$$

En fait, cette hypothèse très pratique est assez audacieuse, mais l'expérience a montré que, pour des nombreuses catégories de composants, il y avait une période assez longue entre la jeunesse et la vieillesse pendant laquelle cette hypothèse était une approximation tout à fait acceptable (encore faut-il vérifier qu'on exploitera effectivement cette seule période de la vie des composants si on a pris cette hypothèses pour les calculs prévisionnels). On constate souvent que la courbe représentant le taux de défaillance d'une série de composants en fonction du temps à la forme dite « courbe en baignoire » (fig. I.2) :

- La décroissance rapide de la fréquence des défaillances correspond au « déverminage » et à l'élimination des défauts de jeunesse ;
- Le fond de la baignoire correspond à la période de maturité ou le taux de fiabilité des composants est le meilleur et, souvent, à peu près constant ;
- En fin, la remontée progressive de la fréquence des défaillances correspond à la vieillesse.

Si cette évolution est connue, on arrête généralement l'utilisation de ces composants avant que cette remontée du taux de défaillance soit significative. Si le retrait des composants n'est pas intervenu avant pour d'autres raisons, il intervient là en raison de la dégradation de la fiabilité. Dans ce cas, la durée de vie des composant a été déterminée par la fiabilité.

Contrairement à ce qui est souvent sous-entendu, la durée de vie d'un composant n'est pas nécessairement déterminée par la sortie de sa fiabilité des taux acceptables ; elle peut s'achever avant par l'arrivée sur le marché d'un concurrent préférable, par la disparition du besoin, par une exigence de performance qu'il ne peut satisfaire, etc. Ne pas prendre en considération la durée de vie réaliste du composant (avec toutes les raisons qui peuvent-

mettre fin à son utilisation), revient à concevoir et bâtir pour l'éternité, ce que expose à retenir des exigence de sûreté de fonctionnement excessives.

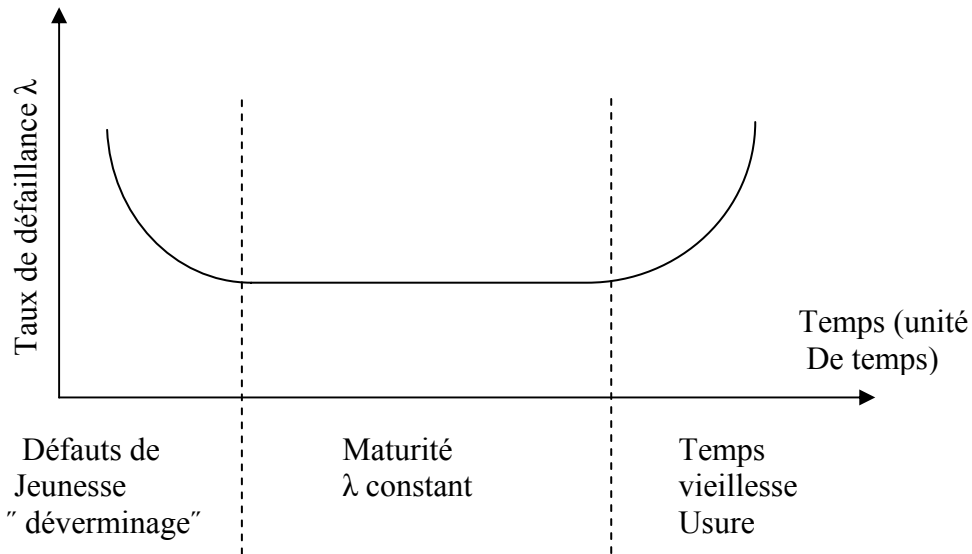


Figure I.2 : Illustration de l'évolution de Taux de défaillance d'une série de composants : courbe en baignoire

- **Le taux de réparation**, généralement noté $\mu(t)$, est :

$$\mu(t) = \frac{-dM(t)/dt}{M(t)} \tag{I.9}$$

Si on le suppose constant :

$$M(t) = \exp(-\mu t) \tag{I.10}$$

- **MTBF, MTTR, MTTF, MUT :**

Couramment, on utilise aussi la moyenne des temps de bon fonctionnement ou **MTBF**, mais ce paramètre très apprécié fait l'objet de confusions qui peuvent porter à conséquence. À l'origine des confusions, il y a un jeu de mots : en anglo-américain, on utilise les deux sigles **MTTF** (*Mean Time To Failure*) et **MTBF** (*Mean TimeBetween Failures*). Ce dernier sigle peut donc se transposer directement en français en MTBF (Moyenne des Temps de Bon Fonctionnement), mais pas avec la même signification.

- Le **MTTF** est la moyenne des durées de fonctionnement de l'instant 0 à la première défaillance.

- Le **MTBF** est la moyenne des temps séparant deux défaillances consécutives. Pour une entité réparable, connaissant une alternance de périodes de fonctionnement ininterrompu et de périodes de remise en état de fonctionnement, le MTBF est la moyenne de durées dont chacune est constituée d'une période de remise en état après défaillance suivie d'une période de fonctionnement ininterrompu.

$$MTBF = \frac{1}{\lambda} \quad \text{I.11}$$

- On appelle **MUT** (*Mean Up Time*) la moyenne des temps de fonctionnement. En général, un système satisfaisant connaît des périodes de panne beaucoup plus courtes que les périodes de bon fonctionnement ininterrompu ; de ce fait, le MTBF est à peine plus élevé que le MUT et la confusion entre les deux peu importante. Parmi les erreurs d'interprétation les plus courantes touchant le MTBF, il y a celle qui consiste à croire que le MTBF est le temps pendant lequel on peut espérer être épargné par les défaillances. Pour illustrer le danger de ce type d'interprétation, considérons le cas très usuel où l'hypothèse du taux de défaillance constant est retenue.

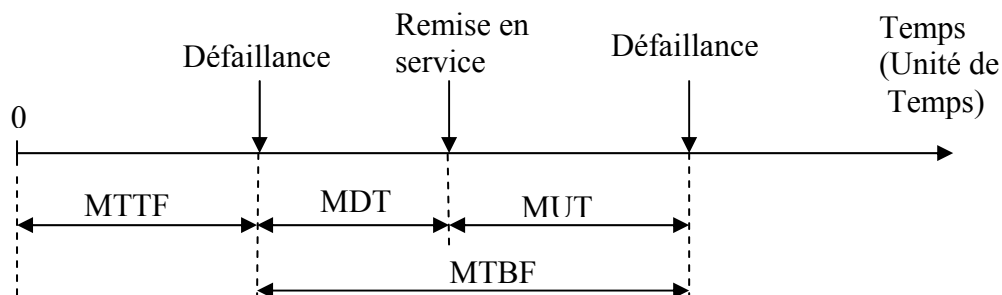


Figure I. 3 : Représentation du MTTF, MUT, MDT, MTBF

Comme nous l'avons souligné, une démarche de sûreté de fonctionnement exploite des connaissances. Ces connaissances sont de nature qualitative (fonctionnements des systèmes, sensibilités aux agressions, enchaînements causes – conséquences...) et de nature quantitative ou chiffrée : ce sont, par exemple, des taux de défaillance de composants, des fréquences de telles ou telles conditions de température, de crue, etc., des probabilités d'événements, des probabilités conditionnelles, des coûts d'événements, des étendues d'atteinte à l'environnement, etc.

Parmi toutes ces connaissances utiles, certaines s'expriment par des probabilités, soit que l'on ait affaire à des phénomènes réellement aléatoires, soit que l'on ait affaire à un ensemble complexe de phénomènes sans doute déterministes mais mal connus et que la loi des grands nombres permet d'approcher de façon pertinente, pour le niveau des décisions en jeu, sous forme d'une loi de probabilité. Ces données probabilistes occupent le devant de l'affiche à tel point que l'on peut penser que la sûreté de fonctionnement n'est faite que de calcul de probabilités. Cette impression est d'ailleurs entretenue par beaucoup de formations à la SdF qui commencent par des « rappels de probabilité ».

En fait, cette partie de la SdF est la plus visible parce que la plus technique, celle qui justifie le plus une expertise de spécialiste et celle qui, par sa technicité et l'importance des mathématiques, donne la plus forte impression de certitude, d'objectivité... Or, si la rigueur des calculs est inattaquable, la valeur des conclusions dépend totalement de la validité de la représentation de la réalité par les objets mathématiques utilisés (lois de probabilité, liens logiques, valeurs des paramètres, etc.) et de l'exactitude des données utilisées.

I.3.3. Analyse prévisionnelle de la sûreté de fonctionnement d'un système :

L'analyse de système est un processus orienté vers l'acquisition, l'investigation et le traitement ordonnés d'informations spécifiques au système et pertinent vis à vis d'une décision ou d'un objectif donné, ce processus aboutit à l'obtention d'un modèle du système. On distingue habituellement et schématiquement quatre étapes principales dans l'analyse prévisionnelle de la sûreté de fonctionnement d'un système (fig.I.3).

- *Analyse technique et fonctionnelle* : c'est l'étape de recueil des premières informations relatives au système et à ces caractéristiques techniques et fonctionnelles. On cherchera notamment à recueillir les informations relatives aux composants constituant le système. Une première analyse fonctionnelle doit aboutir à identifier et définir les limites extérieures du système. C'est une étape préliminaire à l'analyse qualitative.
- *Analyse qualitative* : dès le début de cette étape, l'objectif de l'analyse de la sûreté de fonctionnement doivent être clairement définis, s'agit-il d'une étude de la fiabilité, de disponibilité, de maintenabilité ou de sécurité ? Quelles sont les fonctions importantes concernées par cette analyse ?

Les limites de résolution de l'analyse doivent être précisées ; il faut aboutir à une proposition de décomposition du système en composants pour l'analyse. Mais il faut en effet disposer sur chaque composant d'informations relatives aux modes de défaillance et à leurs causes, qu'aux données de la sûreté de fonctionnement.

L'analyse qualitative a ensuite pour objectif la recherche de tous les causes de défaillance pouvant affecter la sûreté de fonctionnement du système. Cette analyse se fait avec de nombreuses méthodes.

- *Analyse quantitative* : la phase de l'analyse quantitative consiste à caractériser par des mesures (probabilités, par exemple) la sûreté de fonctionnement du système. Ces probabilités sont obtenues par le traitement mathématique du modèle et la prise en compte des données de la sûreté de fonctionnement proprement dites et relatives aux composants, d'autres types d'informations de nature quantitative sont généralement nécessaires telles que ; les durées de fonctionnement, les caractéristiques des tests des systèmes en attente, les caractéristiques de la maintenance préventive ou corrective.

De nombreux enseignements sont alors tirés de cette analyse quantitative par l'identification et l'évolution des points faibles ou forts du système, des composants critiques, du niveau de la sûreté de fonctionnement atteint.

- *Synthèse et conclusions* : la synthèse de l'analyse qualitative et quantitative mettra en évidence, par exemple, les défaillances et leurs combinaisons qui comportent la sûreté de fonctionnement du système ainsi que les composants les plus critiques ou les missions les plus importantes ou la sécurité.

Les conclusions permettent de considérer le système soit comme satisfaisant au regard des exigences de la sûreté de fonctionnement soit comme peu satisfaisant. Dans ce dernier cas , des propositions peuvent être faites, au vu de l'analyse précédente ou d'éventuels compléments comme par exemple, une modification de redondance, d'essais périodiques supplémentaires de certains composants, maintenance préventive sur certains composants ... du système. Seront alors dégagées les améliorations techniques susceptibles d'augmenter la fiabilité, la disponibilité, la maintenabilité.

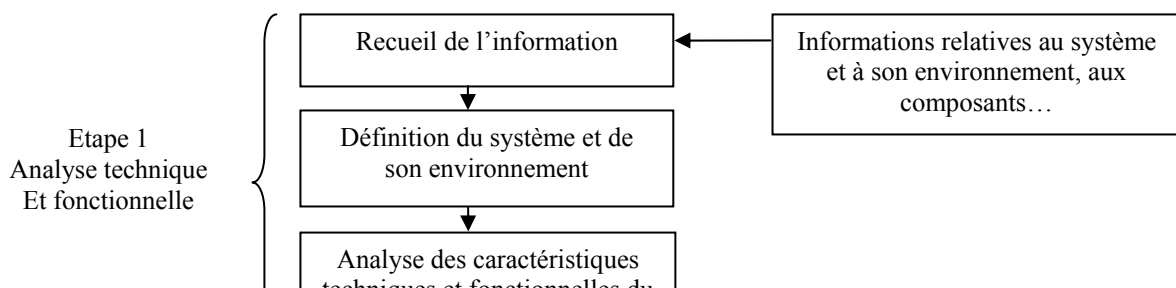


Figure I.4. Etapes principales de l'analyse prévisionnelle de la sûreté de fonctionnement d'un système

I.4. Méthodes d'analyse de la sûreté de fonctionnement

On distingue deux types de démarches dans l'analyse de la sûreté de fonctionnement d'un système, l'inductive et la déductive. Dans la démarche inductive, on

raisonne du plus particulier au plus général. Face à un système et une défaillance (ou une combinaison de défaillances), on étudiera de façon détaillée les effets ou conséquences de cette défaillance (ou de la combinaison de défaillance) sur le système lui-même et /ou son environnement. Les principales méthodes inductives sont les suivantes :

- L'Analyse de Modes de Défaillances et leur Effets et de leur criticité (AMDEC),
- L'Analyse de Modes de Défaillances et leur Effets (AMDE),
- La Méthode de la Table de Vérité (MTV),
- La Méthode des Combinaisons de Pannes Résumées (MCPR),
- La Méthode de l'Arbre des Conséquences (MDCC).

Dans la démarche déductive, on raisonne du plus général au plus particulier : supposant que le système est défaillant, on recherchera les causes de cette défaillance. L'analyse et l'enquête à la suite de catastrophes, pour en trouver les causes, sont de nature déductive. Les principales méthodes deductives sont les suivantes :

- La Méthode de l'Espace des Etats (MEE),
- La Méthode de l'Arbre des Défaillances (AdF),
- L'analyse Préliminaire des Dangers (APD),
- La méthode du l'Espace des Etats (MEE).

Pour notre étude, nous avons choisi comme méthodes d'analyse inductive et déductive de notre système :

- L'Analyse des Modes de Défaillances et de leurs Effets,
- La méthode d'Arbre des Défaillances

I. 4.1. Analyse de modes de défaillances et de leurs effets (AMDE)

La méthode de L'Analyse des modes de défaillance et de leurs effets (AMDE) est une méthode d'analyse prévisionnelle de la fiabilité qui permet de recenser systématiquement les défaillances potentielles d'un dispositif puis d'estimer les risques liés à l'apparition de ces défaillances, afin d'engager les actions correctives à apporter au dispositif. L'AMDE a fait son apparition en France dans le domaine aéronautique (Concorde puis Airbus) au cours des années 1960 (cf. encadré). Introduite dans l'industrie manufacturière de série depuis les

années 1980, son application y reste, encore aujourd'hui, très répandue. L'industrie de process pour sa part met en oeuvre plus facilement la méthode HAZOP dont les fondements s'inspirent de l'AMDE [7].

Défaillance Une défaillance est la cessation de l'aptitude d'une entité à accomplir une fonction requise (norme X 60-500). Une défaillance désigne tout ce qui paraît anormal, tout ce qui s'écarte de la norme de bon fonctionnement. La défaillance peut être complète ; il s'agit de la cessation de la réalisation de la fonction du dispositif. La défaillance peut être partielle ; il s'agit de l'altération de la réalisation de la fonction d'un dispositif.

Mode de défaillance Un mode de défaillance est la manière par laquelle un dispositif peut venir à être défaillant, c'est-à-dire à ne plus remplir sa fonction. Le mode de défaillance est toujours relatif à la fonction du dispositif. Il s'exprime toujours en termes physiques.

Cause de défaillance Une cause de défaillance est l'événement initial pouvant conduire à la défaillance d'un dispositif par l'intermédiaire de son mode de défaillance. Plusieurs causes peuvent être associées à un même mode de défaillance. Une même cause peut provoquer plusieurs modes de défaillance.

Effet de la défaillance L'effet d'une défaillance est, par définition, une conséquence subie par l'utilisateur. Il est associé au couple (mode-cause de défaillance) et correspond à la perception finale de la défaillance par l'utilisateur.

I.4.1.1. Elaboration de l'AMDE

L'AMDE est une méthode inductive d'analyse de système utilisée pour l'étude systématique des causes et des effets des défaillances qui peuvent affecter les composants de ce système. Plus généralement, l'AMDE permet :

- d'évaluer les effets de chaque mode de défaillance des composants d'un système sur les différentes fonctions de système.
- d'identifier les modes de défaillance ayant d'importants effets sur la disponibilité, la fiabilité, la maintenabilité ou la sécurité...de ce système.

On distingue quatre principales étapes pour réaliser une AMDE (figure. I.5)

- Définitions du système, de ses fonctions et de ses composants : cette méthode, comme toute autre méthode, nécessite dans un premier temps une définition du système à étudier et ses fonctions. Les divers états de fonctionnement du système doivent être établis. Il est également indispensable de définir les principales fonctions du système, les limites de fonctionnement du système dans son ensemble ainsi que celles de ses composants. Il faut aussi définir les spécifications relatives au fonctionnement du système et ses composants ainsi que celles relatives à l'environnement dans lequel le système et ses composants sont installés.

- Etablissement des modes de défaillances des composants et de leur causes : on recense les modes de défaillance de chaque composant du système dans l'état de fonctionnement étudié pour le système. Le recensement doit être aussi complet que possible, l'analyse qui suit étant essentiellement fondé sur cette liste ; ainsi, en première analyse, des modes de défaillance plausibles ou potentiels seront identifiés. Il est nécessaire en même temps d'établir les causes possibles de chaque mode de défaillance. Certes, il n'est pas toujours facile de distinguer entre «modes de défaillance» d'un composant et « causes de défaillance» : c'est souvent un des premiers obstacles rencontrés dans l'analyse. Pour aider à cette distinction, on peut dire que les modes de défaillance sont les effets de cause de défaillance sur les fonctions du composant ; les modes se définissent donc relativement aux effets sur le composant ou aux fonctions de celui-ci.

- Etudes des effets des modes de défaillance des composants : les effets de chaque mode de défaillance sur les fonctions du système ainsi que sur chacun de ses composants sont systématiquement étudiés et évalués. Ces effets sont décrits de façon aussi complète que possible, en supposant l'existence d'un seul mode de défaillance, tous les autres composants étant en fonctionnement ou en état de fonctionner.

- conclusions. Recommandations : les étapes précédentes ayant été achevées, l'analyste est alors en mesure d'en tirer les conclusions en relation avec les objectifs de l'étude et d'émettre toutes les recommandations utiles. La démarche que cette méthode et aboutit à des résultats intéressantes. Citons notamment :

- ❖ L'assurance que tous les modes de défaillance concevables et leurs effets sur le fonctionnement du système ont été pris en compte au niveau de la conception ;

- ❖ Le recensement des modes de défaillance suivant l'ampleur de leurs effets sur les fonctions du système.
- ❖ Identification des défaillances seconde, des besoins de redondance ;
- ❖ L'établissement des modes de défaillance, de procédures de détections (alarmes, tests périodiques....) ; on peut ainsi juger si ces procédures sont bien adaptées ;
- ❖ L'établissement pour chaque mode de défaillance, des procédures de maintenance, la maintenabilité des systèmes est donc étudiée.

I.4.1.2. Présentation de l'analyse et des résultats

L'analyse et ses résultats sont généralement présentés sous formes de tableaux à colonnes, par exemple Electricité de France (EDF) utilise un tableau à neuf colonnes (Tableau I.1), ou on indique en tête du tableau AMDE, le nom du «projet» du «système» ainsi que le document de référence de l'analyse. Puis les neuf colonnes sont remplies.

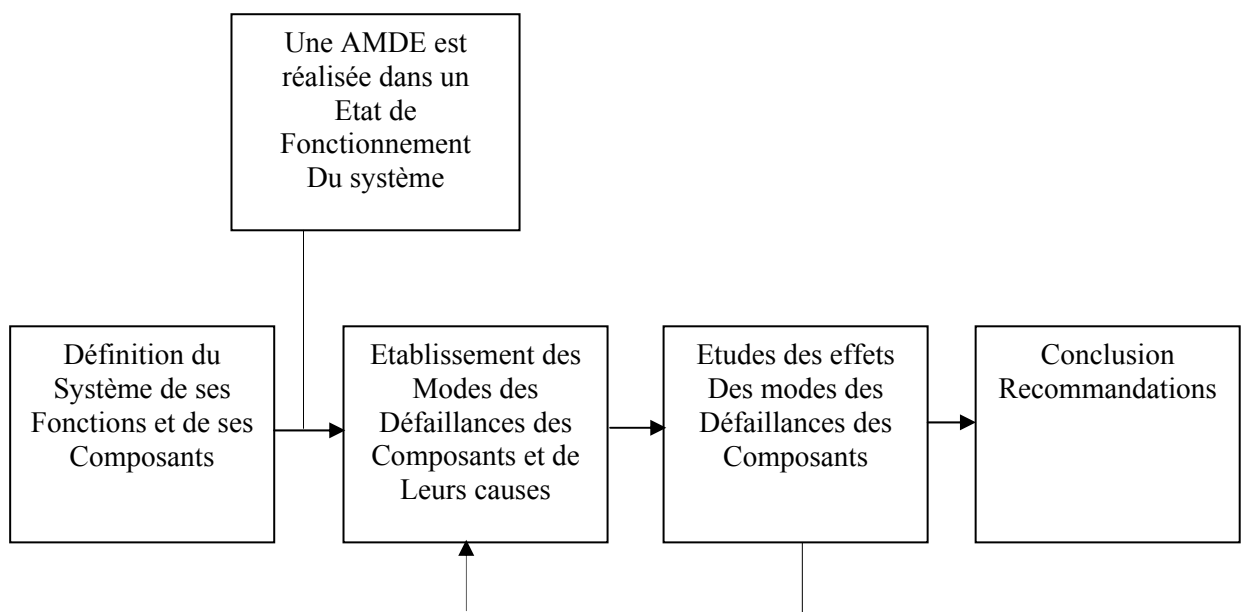


Figure I. 5.Etapes de l'élaboration de l'AMDE

ANALYSE DES MODES DE DEFAILLANCE DES COMPOSANTS ET DE LEURS
EFFETS SUR LE SYSTEME

PROJET :

DOCUMENTS DE REFERENCE :

SYSTEME :

Observations	
Fréquences des Inspections Ou essais	
Moyens de détection	
Effets sur les Systèmes externes	
Effets sur le système	
Causes possibles D'une défaillance (Cause : internes, externes)	
Modes de défaillance	
Fonctions, états	
Identification du Composants (repères, désignation, type, lieu)	

Tableau I. 1. Représentation des résultats d'une AMDE

I.4.2. Arbre de défaillance (ADF)

La Méthode de l'Arbre de Défaillances (AdF) est née en 1961-62 dans les bureaux de la société Bell Téléphone. Développée par Watson pour évaluer et améliorer la fiabilité du système de lancement du missile «Minuteman », elle permet d'éliminer plusieurs points faibles de ce projet et son utilisation fut considérée comme un succès.

L'arbre de défaillance est une représentation graphique de type arbre généalogique. Il représente une démarche d'analyse d'événement. L'arbre de défaillance est construit en recherchant l'ensemble des événements élémentaires, ou les combinaisons d'événements, qui conduisent à un **Evénement Redouté (ER)**. L'objectif est de suivre une logique déductive en partant d'un Evénement Redouté pour déterminer de manière exhaustive l'ensemble de ses causes jusqu'aux plus élémentaires.

A) Principe : Un arbre de défaillance représente de façon synthétique l'ensemble des combinaisons d'événements qui, dans certaines conditions produisent un événement donné, point de départ de l'étude. Construire un arbre de défaillance revient à répondre à la question « comment tel événement peut-il arriver ? », ou encore « quels sont tous les enchaînements possibles qui peuvent aboutir à cet événement ? ».

B) Caractéristique : Un arbre de défaillance est généralement présenté de haut en bas. La ligne la plus haute ne comporte que l'événement dont on cherche à décrire comment il peut se produire. Chaque ligne détaille la ligne supérieure en présentant la combinaison ou les

combinaisons susceptibles de produire l'événement de la ligne supérieure auquel elles sont rattachées. Ces relations sont représentées par des liens logiques OU ou ET.

C) Objectifs : L'objectif « qualitatif » est de construire une synthèse de tout ce qui peut conduire à un événement redouté et d'évaluer l'effet d'une modification du système, de comparer les conséquences des mesures qui peuvent être envisagées pour réduire l'occurrence de l'événement redouté étudié.

D) Présentation : L'arbre de défaillance est une méthode qui part d'un événement final pour remonter vers les causes et conditions dont les combinaisons peuvent le produire. Il vise à représenter l'ensemble des combinaisons qui peuvent induire l'événement étudié d'où sa représentation schématique donnée à titre d'exemple figure I.6.

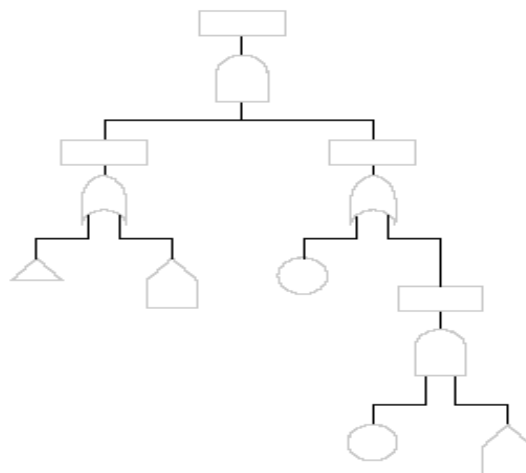


Figure I.6. Arbre de défaillance

On construit et on utilise un arbre de défaillance dans le cadre d'une étude a priori d'un système. Ayant pour point de départ un événement redouté (dysfonctionnement ou accident), la démarche consiste à s'appuyer sur la connaissance des éléments constitutifs du système étudié pour identifier tous les scénarios conduisant à l'événement redouté. L'arbre de défaillance est une représentation en deux dimensions (cf. figure I.6) des enchaînements qui peuvent conduire à l'événement redouté, le point de départ de la démarche. On peut ensuite utiliser cette représentation pour calculer la probabilité de l'événement redouté à partir des probabilités des événements élémentaires qui se combinent pour le provoquer.

Un arbre de défaillance est une méthode-type pour répondre à une question du genre : « quelles " chances " y a-t-il que le dispositif de détection et extinction automatique

d'incendie manque à se déclencher en présence d'un feu et sur quoi peut-on agir pour diminuer cette probabilité ? » ou « dans un système avec redondances, quelle est la probabilité finale d'échec en fonction des probabilités élémentaires des composants et de l'architecture ? » [8].

La méthode de l'arbre de défaillance a pour objectif le recensement de toutes les causes, de tous les défauts (et leurs combinaisons) entraînant l'apparition d'un événement indésirable. Elle permet donc d'identifier les points faibles de la conception. Elle constitue également un moyen de représentation de la logique des défaillances. Notons l'existence de nombreux performants programmes informatiques de calcul associés à cette méthode un élément qui favorise son utilisation.

Conclusion

L'AMDE est un outil méthodologique permettant l'analyse systématique des dysfonctionnements potentiels d'un produit, d'un procédé ou d'une installation. La méthode n'est pas bien adaptée aux projets en temps réel car elle ne permet pas de bien appréhender l'aspect temporel des scénarios. Néanmoins l'AMDE fournit : -une autre vision du système, -des supports de réflexion, de décision et d'amélioration, des informations à gérer au niveau des études de sûreté de fonctionnement et des actions à entreprendre.

L'arbre de défaillance est une méthode particulièrement adéquate pour synthétiser les analyses de sûreté de fonctionnement sur un système quand elles sont destinées à s'assurer la maîtrise de risques identifiés. Il est particulièrement utile pour répondre à des questions comme « Quel est le risque que l'événement X se produise ? », « Selon quels scénarios l'événement X risque-t-il de se produire ? », « Quelles combinaisons suffisent à produire l'événement X ? ».

CHAPITRE II

CHAPITRE II

Introduction

Dans ce chapitre, nous étudions les régimes extrêmes des semi-conducteurs de puissance utilisés dans les onduleurs (diode, transistor bipolaire, mosfet, IGBT). Cette analyse a pour but de comprendre les diverses causes menant à leurs défaillances. Ces éléments nous permettront de connaître leurs limites de fonctionnement afin d'assurer leur sécurité. Pour comprendre les phénomènes internes qui conduisent à la défaillance du composant de puissance, il est essentiel de rappeler les principes physiques des semi-conducteurs en fonctionnement normal.

II.1. Etat de l'art des Composants semi-conducteurs de puissance

L'élément clé de la conversion est l'interrupteur statique qui va permettre, en interrompant ou non le transfert d'énergie entre les divers éléments du circuit, de gérer les valeurs moyennes des courants et des tensions. Il subit de fortes contraintes et est responsable de la plus grande partie des pertes, que ce soit lors des commutations ou quand il est en état de conduction. On comprend facilement l'attention toute particulière qu'il mérite. Les interrupteurs basés sur les propriétés mixtes de blocage et de conduction des dispositifs à semi-conducteur sont en constante évolution. Depuis plusieurs années le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT) s'est imposé comme une alternative efficace au transistor à effet de champ (MOSFET) et au thyristor commandable à l'ouverture (GTO) dans les applications de moyenne puissance et de moyenne tension. Les récentes Améliorations dans la tenue en tension et en courant des transistors IGBTs les rendent également utilisables dans certaines applications de haute tension [9].

Aujourd'hui, les performances atteintes sont telles qu'un semi-conducteur formé par quelques centimètres carrés de silicium peut conduire des courants de plusieurs centaines d'ampères et tenir des tensions supérieures à trois mille volts. Néanmoins, cet exploit contraint l'utilisateur à faire fonctionner le composant de puissance à la limite physique du matériau. Ainsi, bien que le semi-conducteur moderne soit extrêmement robuste, 1% seulement de l'énergie qu'il permet de contrôler peut suffire à le détruire !

II.1.1.LA DIODE

Le semi-conducteur de base, élémentaire. Elle peut travailler seule, par deux ou par quatre, être associée à un transistor ou à un thyristor. C'est une jonction semi-conductrice

simple qui se bloque lorsqu'on inverse le courant à ses bornes, rapidement pour les diodes rapides, plus lentement pour les autres [9]. Lorsque la tension aux bornes de la diode est inversée elle ne se bloque pas instantanément, pendant un certain temps, le temps de recouvrement, elle laisse passer un courant inverse. La figure II.1 montre le symbole de la diode.

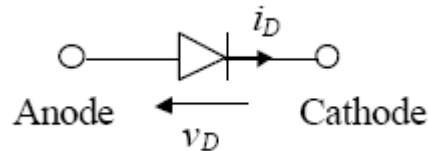


Figure. II.1 : Représentation symbolique d'une diode réelle.

II.1.1.1 Principe physique :

La diode est une jonction constituée de deux couches de semi-conducteurs juxtaposées. L'une est de type N (les électrons sont les porteurs majoritaires et les trous les porteurs minoritaires) et l'autre de type P (inversement les trous sont les porteurs majoritaires et les électrons les porteurs minoritaires). A l'équilibre thermodynamique, du fait des gradients de concentration présents à la jonction, les trous de la région P se déplacent vers la région N et les électrons de la région N vers la région P. A ce transfert de porteurs, correspond un courant de diffusion I_D dirigé de P vers N (sens conventionnel du courant). Arrivés dans la région opposée, les porteurs ayant diffusés, se retrouvent minoritaires et se recombinent. Cette action entraîne la disparition quasi totale des porteurs dans la zone de transition (appelée zone de charge d'espace ou bien zone vitale). Seules subsistent, face à face, les charges des ions négatifs (dans la région P) et des ions positifs (dans la région N) des atomes accepteurs ou donneurs [10].

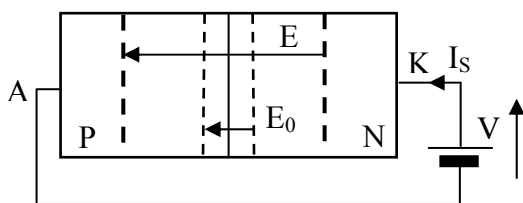


Figure II.2 : polarisation inverse

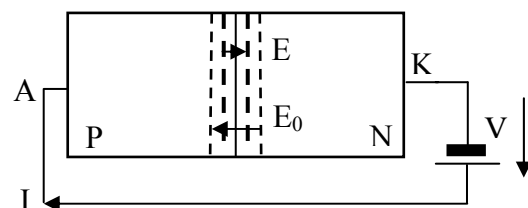


Figure II.3 : polarisation directe

Il s'établit alors un champ électrique interne (E_0). Ce champ s'oppose à la diffusion des trous de P vers N et des électrons libres de N vers P. Il se crée ainsi une barrière de potentiel V_D dépendant du champ électrique créé. Celle-ci tend à refouler les trous vers P et

les électrons vers N. Entre l'action de la diffusion et celle opposée du champ, un équilibre s'établit. Seuls, les porteurs ayant une énergie suffisante peuvent franchir cette barrière et entretenir le courant de diffusion ID . Le champ interne (E_0) qui s'oppose à la diffusion des porteurs majoritaires, favorise, par contre, celle des porteurs minoritaires. Nous avons donc un mouvement de Porteurs minoritaires qui crée un courant de saturation (IS) dirigé de N vers P. L'intensité de ce courant ne dépend que de l'activité intrinsèque du semi-conducteur, c'est-à-dire la température.

II.1.2. Le Transistor Bipolaire

Le transistor de puissance bipolaire est le premier des semi-conducteurs de puissance contrôlés avec commande de blocage. C'est un interrupteur bloquable à semi-conducteur. En moyenne puissance il est, aujourd'hui, le dispositif le plus couramment employé en conversion d'énergie. Il fonctionne à des fréquences beaucoup plus élevées qu'un thyristor et est beaucoup plus facile à mettre en oeuvre. Sa tenue en tension est caractérisée par deux paramètres : la tension qu'il peut tenir à l'état bloqué, paramètre qui définit la tension maximale appliquée à l'aide d'un réseau d'aide à la commutation et la tension qu'il peut supporter en régime dynamique pendant le blocage lorsqu'il commute son courant nominal. la figure II.11 montre le symbole de transistor bipolaire [11].

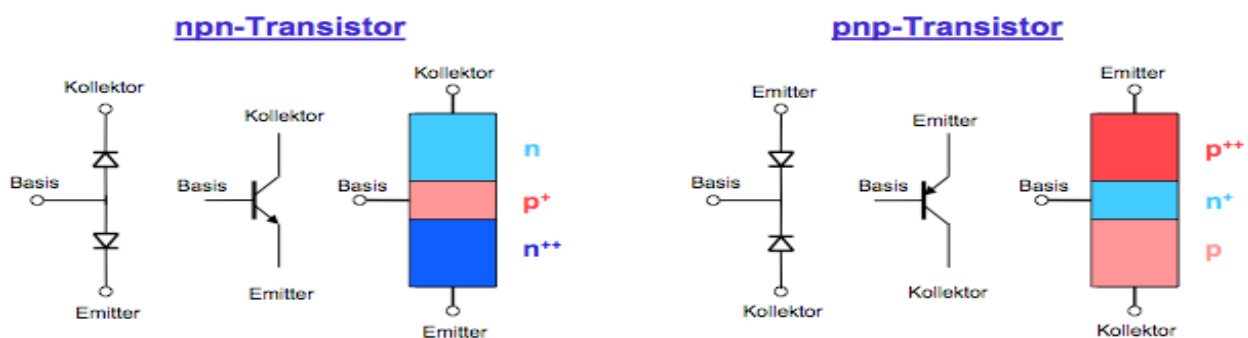


Figure. II.4 : Représentation symbolique d'un transistor bipolaire.

Le transistor bipolaire possède les caractéristiques principales suivantes :

- *l'état passant*

- une chute de tension composée d'une tension de seuil et d'une résistance interne,
- un courant maximum permanent admissible,
- un gain en courant (pour maintenir le transistor saturé, le courant injecté dans la base doit être supérieur au courant qui circule dans le composant, divisé par le gain),

- l'état bloqué, une tension directe maximale admissible,

Les transistors de puissance utilisés en variation de vitesse peuvent fonctionner à des fréquences de quelques kilohertz [12].

II.1.2.1. Principe physique d'un transistor bipolaire (type PNP)

Le transistor bipolaire est formé d'un monocristal de silicium dans lequel existent deux jonctions PN très proches l'une de l'autre ; soit pour un PNP deux régions de même type (P) de conductivité (respectivement l'émetteur et le collecteur) séparées par une région très mince de type opposé (N).

Le transistor sans polarisation externe fait apparaître au niveau de chaque jonction un champ électrique interne dû aux charges stockées constituées à la frontière des jonctions. Ces deux champs sont opposés et forment deux barrières de potentiel. Si, nous polarisons la jonction PN émetteur base en directe, nous permettons aux trous de la région P (émetteur) de passer la barrière (elle même modifiée par la circulation des charges avec une chute de potentiel de 0.6 V environ). Cela génère un courant de trous orienté de l'émetteur vers la base et par neutralité de la zone de transition (un excès de trous est compensé par d'électrons) un courant d'électrons de la base vers l'émetteur. La conduction dans la jonction PN fait donc intervenir les deux porteurs [10].

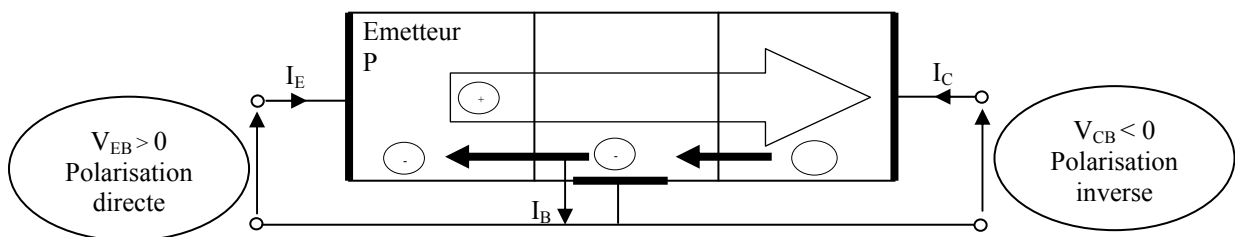


Figure II.5 : Fonctionnement d'un transistor bipolaire PNP

Le semiconducteur N étant faiblement dopé (pour tenir la tension collecteur émetteur) et de faible épaisseur, seule une partie des trous se recombine dans cette couche. De plus, le courant de base est faible, ainsi une grande partie des trous traversent N et se retrouve face à l'autre jonction. Celle-ci étant polarisée en inverse, elle ne laisse pas passer les porteurs majoritaires des zones constituant la jonction, par contre, les porteurs minoritaires sont attirés. Les trous dans N sont donc aspirés par la barrière de potentiel. Cela génère un courant de

trous orienté de la base vers le collecteur et inversement pour le courant d'électrons. Le semiconducteur est alors conducteur puisqu'il autorise le passage d'un courant.

II.1.3. Le Transistor MOSFET

Ce composant fonctionne de manière toute différente des précédents, par modification du champ électrique dans un semi-conducteur obtenue en polarisant une grille isolée, d'où l'appellation : « Métal Oxyde Semi-conducteur » [12]. Le transistor MOS de puissance est un transistor à effet de champ en technologie MOS. Soit, schématiquement, une résistance variable commandée par une tension, d'où l'absence d'effet redresseur lorsqu'il conduit. Comparé au bipolaire le mosfet présente de nombreux avantages : impédance d'entrée qui autorise une commande sans fournir ni courant, ni puissance; vitesse de commutation dix fois plus, il fonctionne à 250 kHz sans difficulté. Les équipements sont moins lourds, donc moins encombrants. Au chapitre inconvénient le mosfet présente des tensions de déchet plus fortes et il utilise plus de silicium que le transistor bipolaire.

Le transistor MOS possède les caractéristiques principales suivantes :

- une tension de commande permettant la mise en conduction et le blocage du composant ;

à l'état passant

- une résistance interne,
- un courant maximum permanent admissible ;

à l'état bloqué, une tension directe maximale admissible (pouvant dépasser 1000v) [9].

II.1.3.1.Principe physique

Un Mosfet à canal N à enrichissement est constitué d'un substrat semi-conducteur de type P sur lequel sont diffusées deux régions de type N, espacées de quelques μm , et désignant respectivement la Source et le Drain. Une couche d'isolants composés d'oxyde de silicium est déposée sur le substrat semi-conducteur la surface est métallisée à l'aluminium pour constituer la Grille. Les régions composant le drain, la source et le substrat sont également munies de contacts ohmiques et les deux dernières sont reliées entre elles. Le dispositif d'un transistor à effet de champ peut ainsi être comparé à un condensateur plan dont l'une des électrodes est le substrat semi-conducteur et l'autre une armature fortement conductrice que l'on nomme la grille, la couche de silice étant le diélectrique.

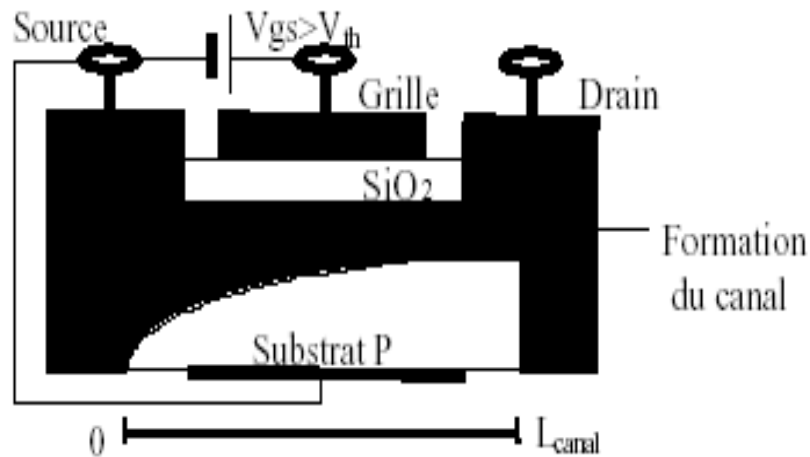


Figure II.6 : Fonctionnement du MOSFET

L'effet transistor bipolaire qui pourrait naître entre la source (N), le substrat (P) et le drain (N), est inexistant car le substrat est maintenu non polarisé ou polarisé en inverse par rapport à ces deux régions. Le dispositif est alors naturellement bloqué. Si nous appliquons une tension négative sur la grille par rapport au substrat (P), les trous contenus par celui-ci sont attirés à la surface pour se placer face aux électrons de la grille. Les charges accumulées sur le substrat P et placées entre les deux couches de type N empêchent la circulation des porteurs majoritaires (électrons) entre la Source et le Drain. Nous renforçons ainsi le blocage du semi-conducteur. Par opposition, si nous appliquons une tension positive entre la source et la grille, nous dépeuplons dans un premier temps la surface du substrat (P) de ses porteurs majoritaires S(trous) tout en laissant en place les porteurs minoritaires (électrons). Puis les électrons libres du substrat sont attirés par les charges positives de la grille et viennent s'accumuler sur la surface du semi-conducteur. Le substrat étant peu dopé, ces électrons deviennent majoritaires dans cette partie et il se forme à partir d'un certain seuil de tension V_{th} une couche N qui crée un canal induit entre la source et le drain. Le semi-conducteur est alors conducteur puisqu'il permet le passage d'un courant d'électrons entre la source et le drain. Dans les deux cas, cet interrupteur ne fait intervenir qu'un seul type de porteur rendu mobile par un champ électrique que l'on contrôle par la tension Grille Source. La commande est donc simple et les commutations sont rapides puisqu'il n'y a pas de charge stockée [10].

Le principal défaut de ce composant vient de la nature du canal qui pour tenir une tension élevée au blocage doit être peu dopé et large ce qui entraîne à l'état passant un courant relativement faible (incompatibilité du canal à permettre un fort courant et une forte tension)

et une résistance élevée (perte de conduction importante). De plus, le champ électrique qui apparaît entre la grille et le substrat doit être limité pour ne pas percer l'élément isolant.

II.1.4. Bilan comparatif entre un Mosfet et un Transistor Bipolaire

	Mosfet	Transistor Bipolaire
Caractéristique	Un seul type de porteur	Deux types de porteur
Principe	Dérive de potentiel	Diffusion
Avantages	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Commande simple et économique ▪ Commande rapide 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Faible chute de tension à l'état passant
Inconvénients	<ul style="list-style-type: none"> ▪ chute de tension élevée à l'état passant pour des tenues de tension élevée ▪ incompatibilité technologique à avoir un fort courant et une tenue de tension élevée 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Commande complexe et peu économique ▪ Commutation moins rapide que le mosfet

Tableau II.1 : Avantages et inconvénients des éléments internes constituant l'IGBT

II.1.5. Le transistor à Grille Isolée IGBT

C'est un transistor de puissance commandé par une tension appliquée à une électrode appelée grille ou « gate » isolée du circuit de puissance, d'où son nom « Insulated Gate bipolar Transistor ». Ce transistor a l'avantage, par rapport au transistor bipolaire, de pouvoir être commandé en tension, ce qui simplifie considérablement leur alimentation. Il réunit les avantages des deux technologies : bipolaire et Mosfet. L'IGBT fonctionne à des faibles tensions VCE et avec des densités de courant très supérieures (20 fois et plus) à celle d'un mosfet équivalent. La résistance de conduction est plus faible, ce qui destine l'IGBT plus particulièrement aux applications hautes tensions (500V à 1000 V) [12].

II.1.5.1. Principe physique

L'IGBT est un composant qui comporte sur un même cristal de silicium 4 couches de semi-conducteurs différents $P^+N^-PN^+$. La structure de l'IGBT a été étudiée pour obtenir les avantages du transistor bipolaire et du Mosfet tout en réduisant leurs inconvénients. Nous pouvons associer à la structure de l'IGBT un schéma équivalent [13]. Celui-ci fait apparaître deux transistors bipolaires N^+PN^- et PN^-P^+ , un Mosfet à canal N à enrichissement, une

résistance R_p représentant la résistance entre la surface N^+ et P et une résistance R_{mod} marquant la résistance de la couche faiblement dopée N^- . (cf. Figure II.9).

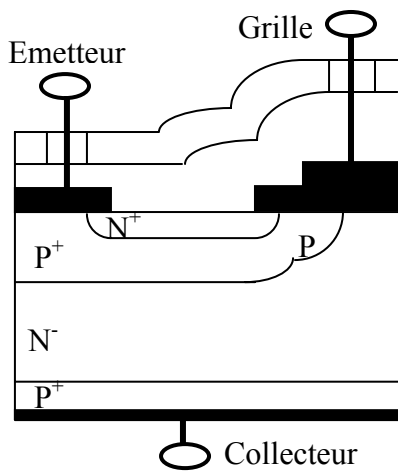


Figure II.7 : Structure d'un IGBT

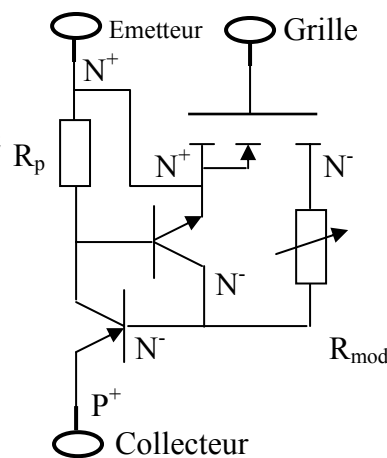


Figure II.8 : Schéma équivalent de l'IGBT

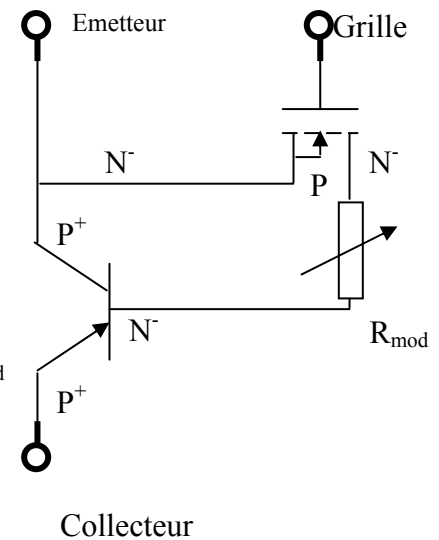


Figure II.9 : Schéma simplifié de l'IGBT

Si l'on se place dans des conditions d'utilisation normale de l'IGBT, nous pouvons simplifier ce schéma en supprimant le transistor bipolaire N^+PN^- dit parasite ainsi que la résistance R_p placée sur sa base. Le schéma équivalent se ramène à un Darlington Mos Bipolaire PNP avec une résistance modulable R_{mod} dont le rôle est de tenir la tension au blocage tout en ayant une faible résistivité durant la conduction (cf. Figure II.8). La couche N^- doit donc être épaisse et faiblement dopée pour qu'à l'état ouvert la résistance de modulation puisse être élevée. De cette façon, le Mosfet intégré dans l'IGBT n'a pas à supporter une forte tension de blocage. Il est donc étudié pour supporter un fort courant à l'état passant tout en ayant une faible chute de tension à ses bornes ($RDSON$ du Mos petite). Le problème du Mosfet est ainsi annihilé.

La commande de l'IGBT est réalisée en appliquant une tension sur la grille. Le comportement dynamique et statique du composant est proche de celui d'un Mosfet à canal N à enrichissement (Mais la commande n'a pas à être aussi performante que la commande d'un Mosfet dont les temps de commutations sont très courts) [10].

Pour bloquer l'IGBT, il suffit d'annuler ou bien d'appliquer une tension négative sur sa grille. Le canal du MOS se ferme alors rapidement pour ne plus envoyer d'électrons dans la base du transistor bipolaire. Suite à l'ouverture du Mosfet, la base du PNP se trouve en l'air

avec une charge stockée importante qui stimule toujours la jonction P^+N^- et donc maintient la conduction du PNP. Pour pouvoir le bloquer, il est nécessaire d'annuler la charge dans la base. Or, cela ne peut se faire que lentement par la recombinaison naturelle des porteurs dans la couche N^- (dépend de la durée de vie des porteurs dans la base du PNP) et par évacuation des électrons via la jonction P^+N^- .

L'ouverture de l'IGBT fait alors apparaître deux phases de décroissance sur le courant collecteur. La première est rapide et est due au blocage du MOS tandis que la seconde est lente et est due au blocage du PNP. Cette dernière phase constitue le principal inconvénient de l'IGBT puisqu'elle fait apparaître une queue de courant (ou courant de traînage) qui augmente considérablement les pertes par commutations à l'ouverture et entraîne une réduction de la fréquence de découpage du composant de puissance. Pour limiter ce courant de traînage, il faut réduire le courant dans le PNP en privilégiant le comportement Mosfet de l'IGBT. L'un des moyens utilisés pour réduire le gain β du transistor bipolaire est de diminuer l'efficacité d'injection des trous dans la base. Les charges stockées dans la couche N^- sont alors moins importantes et l'ouverture du composant est alors plus rapide. Néanmoins, le fait de diminuer l'injection des trous augmente la résistivité de la couche N^- à l'état passant ce qui génère un fort V_{cesat} et donc des pertes par conduction importantes. L'autre méthode utilisée pour réduire le courant de traînage à l'ouverture de l'IGBT est d'accélérer le phénomène de recombinaison des charges stockées située dans la base en réduisant la durée de vie des porteurs dans la couche N^- .

Le coefficient de transport est ainsi plus faible ce qui diminue le gain β du PNP mais augmente là aussi la résistance à l'état passant puisque les charges sont moins mobiles. Ainsi, quelle que soit la solution employée pour optimiser les performances de l'IGBT, nous augmentons les pertes par conduction du composant. Un dilemme apparaît alors :

- Un faible β privilégie la rapidité des commutations. Les pertes par commutation sont ainsi réduites au détriment des pertes par conduction. Les contraintes CEM sont aussi plus importantes.
- Un fort β privilégie une faible résistance à l'état passant. Les pertes par conduction sont ainsi réduites au détriment des pertes par commutation pour une fréquence d'utilisation élevée. Soit les fonctions du courant d'électrons i_n et de trous i_p en fonction de β :

$$i_N = \frac{i_{C,IGBT}}{1 + \beta} = i_{MOS} \quad (II.1)$$

$$i_P = \frac{\beta \times i_{C,IGBT}}{1 + \beta} = i_{C,PNP} \quad (II.2)$$

III.1.5.2. Structure simplifiée d'un module

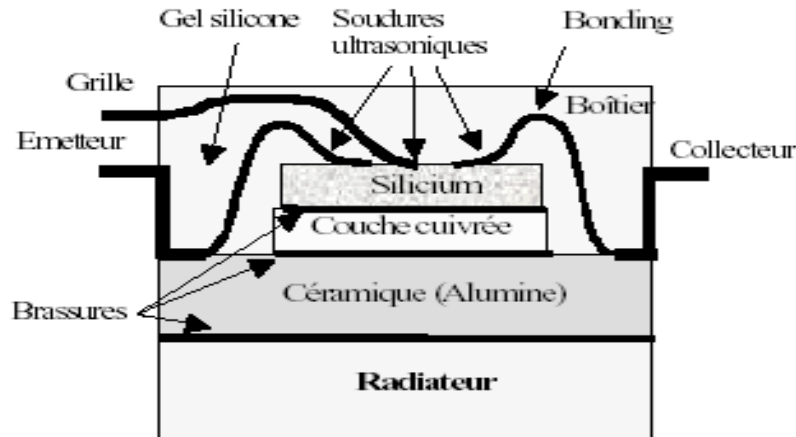


Figure II.10 : Structure simplifiée d'un IGBT

La structure d'un composant de puissance est composée de plusieurs pastilles en silicium (IGBT + diode) brasées sur une couche cuivrée adhérent à un support en céramique. Cet isolant céramique est brasé sur une semelle en cuivre et en nickel qui fait office de base pour le boîtier. Des fils de bonding collés par des soudures ultrasoniques font la connexion (plusieurs fils de bonding, sont mis en parallèle pour réaliser une connexion) entre le semi-conducteur en silicium et des pistes en cuivre soudées sur le substrat céramique. Ces dernières réalisent les liaisons électriques internes jusqu'aux bornes de sortie. L'ensemble est placé dans un boîtier en plastique rempli de gel silicone mais cela n'est pas systématique [10].

II.2. Comportement électrique de l'IGBT en fonctionnement normal :

L'approche physique des composants est surtout utilisée par les fondeurs puisque leur rôle consiste à concevoir et à fabriquer des semi-conducteurs. Par contre, l'électronicien de puissance a une vision globale du système. L'approche du composant est par conséquent différente et elle se limite le plus souvent à la connaissance du comportement électrique de l'interrupteur. Celle-ci est plus fonctionnelle et elle permet d'étudier les perturbations générées par les commutations du composant.

Ce paragraphe rappelle les caractéristiques électriques de l'IGBT en fonctionnement normal. Ces notions sont essentielles pour comprendre certaines causes de défaillance. Elles

peuvent également servir à connaître le comportement du composant lorsque celui-ci est en défaut.

II.2.1. Caractéristiques statiques de l'IGBT

Les courbes statiques $I_C(V_{ce})$ sont établies pour une température donnée, la tension de grille V_{ge} étant le paramètre (cf. Figure II.11). Celles-ci sont semblables à celles des MOSFETs à la tension de seuil près (proche de l'origine).

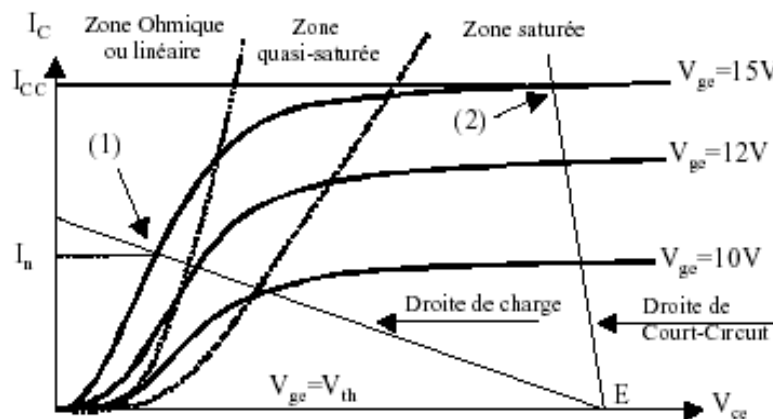


Figure II.11 : Caractéristiques statiques de l'IGBT [14]

L'IGBT est bloqué lorsque la tension de grille V_{ge} est inférieure à sa tension de seuil V_{th} (Compris en 5 et 10V). Le composant supporte la tension de blocage E .

L'IGBT est à l'état passant lorsque la tension de grille V_{ge} est supérieure à la tension de seuil. Le courant de charge transite par le composant de puissance. En fonctionnement normal ($V_{ge}=15V$), le point de fonctionnement est indiqué sur la Figure II.11 par le point (1). Il dépend de la droite de charge du système, de la tension appliquée sur la grille de l'IGBT et des caractéristiques statiques du composant. Ce point est défini par l'équation :

$$i_c = (1 + \beta) \cdot C_o \left[(V_{ge} - V_{th}) \cdot V_{ce} - \frac{V_{ce}^2}{2} \right] \quad (II.3) \quad \text{avec} \quad C_o = \frac{\mu_{ns} \cdot C_{OX} \cdot Z_{canal}}{L_{canal}}$$

Cette relation vérifie qu'à l'état passant la tension aux bornes de l'IGBT n'est pas nulle. Celle-ci est d'autant plus importante que la tension de grille est faible. Pour réduire les

pertes par conduction dans le semi-conducteur et donc son échauffement, il est nécessaire de commander le composant avec une tension de grille relativement élevée (typiquement 15V).

II.2.2. Caractéristiques statiques en court-circuit

Les caractéristiques statiques de l'IGBT permettent d'obtenir le point de fonctionnement lorsque le bras d'onduleur est en court-circuit. Lorsque cela se produit, l'impédance de la maille est extrêmement faible ce qui augmente fortement la pente de la droite de charge (cf. droite de court-circuit sur la Figure II.11). Le point de fonctionnement se retrouve alors en (2). En court-circuit L'IGBT se comporte comme un limiteur de courant et son amplitude dépend des caractéristiques statiques du composant dans la zone saturée :

$$i_c = (1 + \beta) \frac{C_o}{2} (V_{ge} - V_{th})^2 \quad (II.4)$$

Cette équation est fonction de la transconductance (liée à la structure de l'interrupteur) :

$$g_m = \left(\frac{di_c}{dv_{ge}} \right)_{V_{ce}=Cste} = (1 + \beta) \cdot C_o (V_{ge} - V_{th}) \quad (II.5)$$

Les relations (II.4) et (II.5) montrent que l'amplitude du courant dépend de la tension de commande (Vge) et de la transconductance. De plus le gain b et la tension de seuil Vth sont sensibles à la température. Il s'ensuit une décroissance du courant de court-circuit jusqu'à ce que la température intrinsèque du semi-conducteur soit atteinte. A cet instant, le composant meurt et le courant n'est plus limité. En pratique, les constructeurs indiquent plutôt une durée de fonctionnement en court-circuit à ne pas dépasser pour assurer l'intégrité du semi-conducteur (en général 10ms).

II.2.3. Caractéristiques dynamique d'un l'IGBT

Pour analyser le comportement dynamique de l'IGBT durant les phases de commutation, il est nécessaire de compléter le modèle statique en introduisant les capacités parasites entre les jonctions du semi-conducteur. Celles-ci sont déduites des données constructeurs.

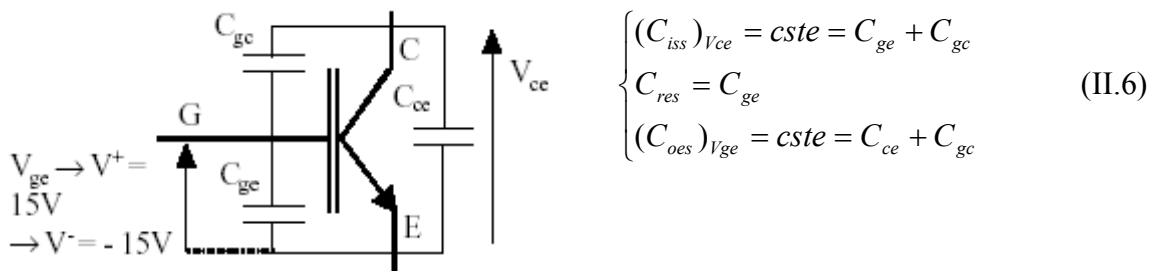
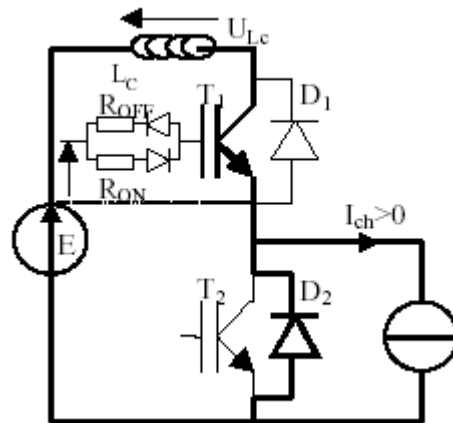


Figure II.12 : Capacités parasites de l'IGBT

Comme dans le cas d'un Mosfet, les capacités C_{ge} et C_{ce} sont constantes en tout point de fonctionnement tandis que la capacité C_{gc} est fortement non linéaire en fonction de la tension à ses bornes. Comme pour le Mosfet, ce phénomène explique en partie l'effet Miller apparaissant à chaque commutation (plateau sur la tension de grille). Le comportement entre ces deux interrupteurs est par conséquent très proche excepté lors de l'ouverture de l'IGBT où les charges stockées dans la partie transistor bipolaire du semi-conducteur ajoutent une queue de courant plus ou moins importante en fonction de la technologie du composant.

II.2.3.1. Introduction sur la cellule de commutation élémentaire

**Figure II.13 :** Bras d'onduleur.

Le comportement dynamique du composant est fortement lié à la topologie du circuit. Par conséquent, l'analyse des commutations de l'interrupteur est faite sur une cellule de commutation élémentaire de type onduleur. Celle-ci est composée de deux interrupteurs comprenant un IGBT et une diode montée en antiparallèle [15]. Une cellule élémentaire obéit aux lois suivantes :

- Entre deux commutations, un seul interrupteur est passant.
- La commutation implique le changement d'état simultané et complémentaire des deux interrupteurs. La commutation « naturelle » est provoquée par le changement d'état commandé de l'un des interrupteurs (amorçage ou blocage selon le cas) entraînant le changement spontané de l'autre. L'interrupteur commandé dépend du signe du courant.

II.2.3.2. Dynamique sur le courant

La dynamique sur le courant dans la cellule de commutation est imposée soit par l'interrupteur commandé soit par l'inductance de câblage de la maille. L'élément qui fixe le di/dt dans le circuit est alors celui qui impose la commutation la plus lente. Soit quand :

$L_c \cdot \frac{di}{dt} < E$ Alors le $\frac{di}{dt}$ est imposé par l'interrupteur (T1) et indirectement par le circuit de commande rapprochée

$L_c \cdot \frac{di}{dt} > E$ Alors le $\frac{di}{dt}$ est imposé par l'inductance de la maille (L_c)

En commutation dure sans circuit d'aide à la commutation, c'est en général la commande rapprochée qui fixe le di/dt du circuit (faible inductance de câblage dans la maille).

II.2.3.3. Dynamique sur la tension

La dynamique sur la tension est imposée par les capacités parasites des interrupteurs. Pour déterminer le comportement dynamique au sein de la cellule, une approche simplifiée peut être faite. Celle-ci est expliquée par [16] :

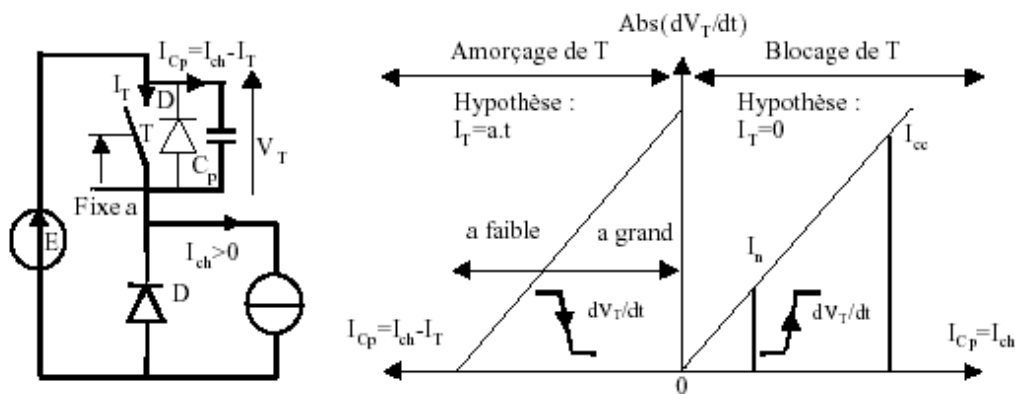


Figure II.14 : Analyse du dv/dt au sein de la cellule de commutation [16]

II.2.3.4. Commutation à l'amorçage de l'IGBT : formes d'ondes et expressions

Il est important de connaître les gradients de courant et de tension au sein de la cellule de commutation. Aussi, leur approximation est donnée. Ces informations permettront :

- de mettre en évidence les éléments qui contrôlent la dynamique des commutations. Leurs connaissances sont essentiels pour comprendre les protections présentées dans le chapitre VI En effet, nous verrons dans les paragraphes précédents que ces contraintes ont une influence considérable sur la sécurité des interrupteurs.

- de déterminer les retards à l'amorçage et au blocage de l'interrupteur commandé. Leurs connaissances permettront de définir les morts temps à introduire dans la commande pour éviter les courts-circuits lors des commutations.

L'analyse est faite en tenant compte de l'inductance de câblage et du recouvrement inverse de la diode (cf. Figure II.13) et les formes d'onde simplifiées utilisées pour les calculs sont présentées sur la Figure II.15. Soit aux instants :

t0 Ordre d'amorçage de l'IGBT. La tension V^+ (15V) est imposée sur la grille.

t1-t2 La tension de seuil est atteinte. L'IGBT devient conducteur. Le courant dans la cellule évolue rapidement et de façon quasi linéaire et la dynamique du courant donnée par l'expression suivante :

$$\left(\frac{di_c}{dt}\right)_{on} = g_m \times \frac{V^+ - V_{th} - \frac{I_p}{2 \times g_m}}{R_{on} \times C_{gs,min}} \quad (\text{II.7})$$

Remarque :

Si le di/dt à la fermeture est important, on peut supposer que les charges stockées (Q_r) initialement dans la diode ne peuvent pas s'annuler par recombinaison mais seulement par le biais du courant inverse. L'amplitude crête du (I_{RRM}) dépend alors de la charge stockée (fonction du courant de charge) et de la rapidité de la commutation. Soit :

$$I_{RRM} = \left(\frac{di}{dt}\right)_{on} \times tr = \sqrt{2 \times Q_r \times \left(\frac{di}{dt}\right)_{on}} \quad (\text{II.12})$$

t2-t3 Une fois le courant I_{RRM} atteint, la diode retrouve son pouvoir de coupure. La tension de blocage s'applique sur la diode. Si l'on suppose que le dv/dt est très important, la totalité du courant de grille dans l'IGBT sert à décharger sa capacité C_{gc} . La dynamique de la tension est donc fortement tributaire de la commande. Soit :

$$\left(\frac{dv_{ce}}{dt}\right)_{on} = \frac{V^+ - V_{th} - \frac{I_{ch}}{g_m}}{R_{on} \times C_{gc,min}} \quad (\text{II.13})$$

t3-t4 La traînée en tension sur V_{ce} est due à la forte non linéarité de la capacité C_{gc} (capacité Miller). Celle-ci augmente fortement lorsque V_{ce} est faible ce qui ralentit la commutation.

L'expression de la dynamique de la tension sur cette phase est alors similaire à l'équation (II.13). Seul C_{gc} diffère pour être égal à $C_{gc_{max}}$.

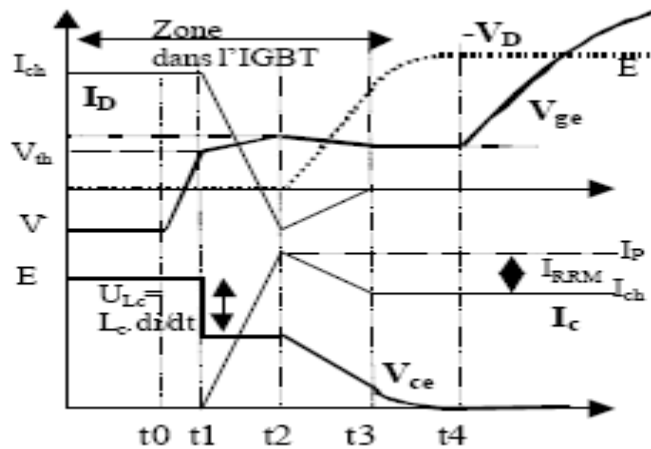


Figure II.15 : Commutation à la fermeture d'un IGBT dans une cellule de commutation – Formes d'ondes idéalisées (Capacité de transition de la diode non prise en compte) [17]

II.2.3.5. Commutation au blocage de l'IGBT : formes d'onde et expressions

Les étapes menées lors de la commutation à la fermeture sont reprises pour étudier l'ouverture de l'IGBT dans une cellule de commutation en fonctionnement normal. La différence entre les deux commutations est essentiellement due au fait que les charges stockées dans la diode n'apparaissent plus. Il n'y donc plus l'effet du courant inverse. Par contre, il faut tenir compte de l'inductance de câblage de la maille et de la capacité parasite de la diode.

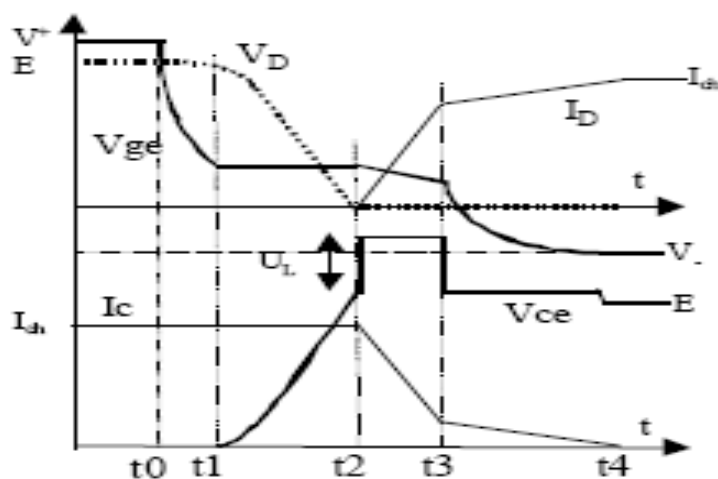


Figure II.16 : Commutation à l'ouverture dans une cellule de commutation [17]

t0 Ordre de blocage de l'IGBT est donné en imposant la tension V (-5V) sur la grille.

t1-t2 La tension de seuil atteinte, l'IGBT retrouve son pouvoir de coupure. La commutation ne s'effectuant pas par les axes des caractéristiques statiques du composant, la tension décroît fortement tandis que le courant dans le collecteur reste constant. Si l'on considère que la dynamique ne dépend que du courant de charge, celle-ci est égale à :

$$\left(\frac{dv_{ce}}{dt}\right)_{off} = \frac{I_{ch}}{C_{oss}} \quad (\text{II.14})$$

Par contre, si l'on tient compte du fait que la dynamique de la tension aux bornes du composant (V_{ce}) génère un fort courant capacitif dans la capacitif C_{gc} , la commande de l'IGBT peut contribuer à la dynamique de la tension (c'est le plus petit dv/dt qui l'emporte). Le courant de grille sert alors à décharger la capacité Miller ce qui fait apparaître un plateau de tension sur la tension de grille. Le dv/dt est alors égale à 2 :

$$\left(\frac{dv_{ce}}{dt}\right)_{off} = \frac{V_{th} + \frac{I_{ch}}{g_m} - |V^-|}{R_{off} \times C_{gc \min}} \quad (\text{II.15})$$

t2-t3 La tension aux bornes de l'IGBT ($T1$) atteint la tension du bus d'entrée, la diode $D2$ se met à conduire. Le courant dans l'IGBT peut alors s'annuler. En adoptant un raisonnement analogue à celui mené lors de l'étude de la fermeture, nous obtenons :

$$\left(\frac{di_c}{dt}\right)_{off} = -g_m \frac{V_{th} + \frac{I_{ch}}{2 \times g_m} + |V^-|}{R_{off} \times C_{gs \min}} \quad (\text{II.16})$$

t3-t4 Le courant i_c diminue lentement jusqu'à ce que les charges stockées s'annulent. Les dynamiques en tension et en courant à l'amorçage et au blocage au sein de la cellule de commutation définies par les équations (II.7), (II.13), (II.15), (II.16) dépendent des résistances de grille de la commande rapprochée l'interrupteur et du courant de charge. Dans tous les cas, on retiendra que lorsque le courant de charge est important ou bien lorsque la résistance de grille est faible (surtout vrai lors du di/dt à l'amorçage mais moins pour le di/dt au blocage), les dynamiques en tension et en courant dans le circuit sont augmentées.

II.2.3.6. Pertes par commutation

Lors des commutations, le courant et la tension aux bornes du semi-conducteur commandé sont tous deux présents. Cela se concrétise par des pertes dans le silicium qui viennent s'ajouter aux pertes par conduction. Les pertes par commutations sont proportionnelles à la fréquence de découpage et l'énergie dissipée à chaque commutation dure peut être approximée à partir des formes d'onde simplifiées présentées sur la Figure II.25.

$$\varepsilon_{on} \approx \frac{1}{2} \left(E - L_c \left(\frac{di}{dt} \right)_{on} \right) \frac{(I_{ch} + I_{RRM})^2}{\left(\frac{di}{dt} \right)_{on}} - \frac{1}{4} (2 \times I_{ch} + I_{RRM}) \frac{\left(E - L_c \times \left(\frac{di}{dt} \right)_{on} \right)^2}{\left(\frac{dv}{dt} \right)_{on}} \quad (\text{II.17})$$

$$\varepsilon_{off} \approx \frac{1}{2} L_c \frac{E^2}{\left(\frac{dv}{dt} \right)_{off}} - \frac{1}{2} \left(E - L_c \times \left(\frac{di}{dt} \right)_{off} \right)_{off} \frac{I_{ch}^2}{\left(\frac{di}{dt} \right)_{off}} \quad (\text{II.18})$$

Ces énergies augmentent la température dans le silicium. Pour assurer la sécurité du semi-conducteur, il est impératif de réduire cette température en limitant la fréquence de découpage et le courant le charge tout en ayant un fonctionnant optimal du composant. Plusieurs études comparatives entre les deux technologies d'IGBT ont été menées pour caractériser leurs pertes [18] et déterminer le type le plus adapté pour un fonctionnement à une fréquence de découpage élevée.

II.3. Causes et modes de défaillance de l'IGBT :

Les caractéristiques dynamiques de l'IGBT associées aux mécanismes de commutations d'une cellule réelle peuvent stresser le semi-conducteur. Pour déterminer leurs effets sur le composant, il est nécessaire d'étudier ces contraintes à l'échelle de la physique du semi-conducteur. Cette analyse revient à définir les causes et les modes de défaillances du composant de puissance. Les contraintes exercées sur le semi-conducteur sont de deux types :

- ❖ *Des contraintes statiques* : Elles se produisent lorsque le composant est soumis à une tension trop importante ou bien lorsque le courant à l'état passant est trop élevé. Leurs amplitudes doivent être limitées.
- ❖ *Des contraintes dynamiques* : Elles se produisent lorsque l'interrupteur subit un transitoire de courant, de tension ou bien de puissance trop important. Ceux-

ci correspondent le plus souvent à des régimes accidentels (court-circuit) ou bien à des fonctionnements mal maîtrisés souvent liés à une mauvaise conception (écrêteur actif, ouverture sur une charge inductive, ...).

II.3.1. Température dans L'IGBT

Pour assurer le bon fonctionnement de l'interrupteur, la température dans le composant de puissance ne doit pas dépasser la température intrinsèque du silicium (entre 250 et 300°C, Selon la concentration du dopage [19]). Pour cela, il faut obligatoirement limiter les pertes par commutation et par conduction en fonctionnement normal. De plus, il faut favoriser la conduction de la chaleur à travers toutes les couches du composant.

Le comportement thermique du module de puissance dépend de l'impédance thermique des différentes couches comprises entre la puce de silicium et le radiateur fixé sur l'interrupteur (cf. Figure II.10). Durant la conception du convertisseur, l'électronicien de puissance doit calculer la température du composant en fonctionnement nominal et vérifier qu'elle ne dépasse jamais 150°C pour assurer sa sécurité. Outre le choix de l'interrupteur, pour respecter ce critère, il pourra adapter la rapidité des commutations, la fréquence de découpage et choisir le radiateur. Suivant le type de ce dernier, la puissance admise dans la puce de silicium est de l'ordre de 60W/cm² pour un radiateur à air et de 100W/cm² pour un radiateur à eau. Une méthode permet de calculer rapidement la température de jonction à partir de l'énergie à dissiper et des caractéristiques du composant. Elle est basée sur un calcul simple. Les expressions sont issues d'un schéma électrique (cf. Figure II.17) utilisant des réseaux RC. Ils font l'analogie entre les grandeurs thermiques et électriques ($R_{th} \rightarrow R$, $C_{th} \rightarrow C$, température \rightarrow tension, puissance dissipée \rightarrow courant), les impédances thermiques statiques (R_{th}) et dynamiques ($Z_{th} = R_{th}C_{th}$) étant données par le constructeur.

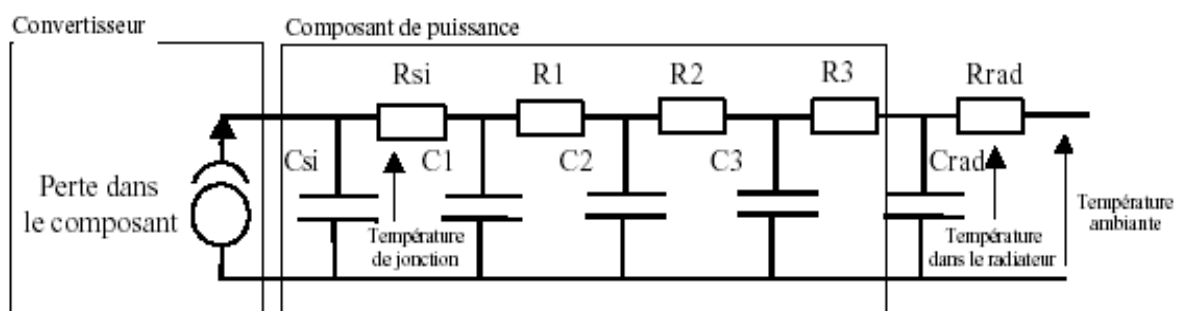


Figure II.17 : Comportement thermique dans le semi-conducteur [20]

En fonctionnement Hacheur avec une fréquence de découpage supérieure à 3kHz, la température de la jonction est quasiment constante. Elle peut être calculée avec le modèle statique. [10] :

$$\overline{T_j} = (R_{th} / j - r)_d \times P_t \mp T_r \quad (\text{II.19})$$

En fonctionnement MLI, la prise en compte de l'impédance dynamique peut être indispensable. En effet, les variations de la température de jonction sont d'autant plus importantes que la fréquence de modulante est faible. Ainsi à 50 hertz, la température varie peu (une dizaine de Hz). Par contre à basse fréquence (commande de machine à faible vitesse) la température de jonction peut varier d'une centaine de degrés autour de la température moyenne. Pour assurer la sécurité du semi-conducteur, il est impératif de prendre garde à ces variations de température afin de ne pas dépasser la température critique (la fréquence de découpage peut être réduite) [20].

De même lorsqu'un échelon de puissance important survient, il faut prendre en compte le modèle dynamique. En effet, la chaleur n'a plus le temps de se propager jusqu'au radiateur et la totalité de l'énergie fournie est dissipée dans l'interrupteur. Ce cas se produit en général lors d'une surcharge transitoire en courant, et il entraîne une augmentation importante de la température sur l'ensemble des couches du semi-conducteur. Le cas le plus critique se produit lors d'un court-circuit. L'échelon de puissance est alors beaucoup plus important et la chaleur reste confinée dans le silicium. La jonction ne pouvant diffuser l'énergie que sur quelques mm, la température intrinsèque de la puce est très vite atteinte et le semi-conducteur meurt.

II.3.2. Claquage par Avalanche, cas d'une jonction PN

En polarisant en direct une jonction PN, les porteurs majoritaires peuvent traverser la barrière de potentiel. Dans la zone de charge d'espace, ils acquièrent de l'énergie sur une distance moyenne parcourue entre deux interactions avec les atomes du cristal semi-conducteur. Si l'amplitude du champ électrique (directement lié avec le potentiel appliqué aux bornes de la jonction) est telle que l'énergie acquise permet d'ioniser un atome lors de la collision ($E > 10^5$ V/cm pour le silicium), alors il y a génération de nouveaux porteurs (paire électron trou) et multiplication de ceux-ci. Ce phénomène qualifié d'avalanche se traduit par une augmentation très brutale du courant inverse. Au-delà d'un certain seuil de tension, ce processus de multiplication des porteurs devient autonome et marque le claquage de la

jonction [11]. Le défaut est alors irréversible. Si l'amplitude du courant d'avalanche n'est pas limitée, l'énergie dissipée au sein du matériau est énorme du fait de la présence d'une tension élevée et après un temps assez court (quelques 10 à 100 μs) cela mène à la destruction du composant.

La tension de claquage par avalanche de la jonction bloquante représente la limite intrinsèque de la tension applicable au composant. Sa valeur théorique est définie par le dopage des couches (PN). Cependant, plusieurs causes tendent à réduire cette tension limite. Parmi celles-ci, il y a l'effet des imperfections du semi-conducteur qui induit des variations de densité de courant inverse et conduit à la création de point chaud dans la zone de transition du fait de la non homogénéité de la résistance dans le volume de la puce. De plus, la géométrie de la surface du composant revêt une importance capitale pour éviter le contournement du courant de fuite sur les bords de la jonction [21]. Ces effets peuvent conduire à la défaillance quasi immédiate du composant de puissance. Néanmoins quelques interrupteurs sont capables de tenir l'énergie d'avalanche un court instant (quelques MOS ou IGBT). Des progrès considérables ont en effet été accomplis pour maîtriser l'homogénéité des lignes de courant dans le silicium et éviter les effets de bord en intégrant des anneaux de garde. Ainsi, certains constructeurs de MOS garantissent le régime d'avalanche au courant nominal avec une quantité d'énergie absorbable spécifiée ce qui permet l'autoprotection du composant contre les surtensions transitoires [22].

II.3.3. Tension de Claquage de la Grille

Une tension de grille trop importante induit un champ électrique important dans l'oxyde de silicium (couche isolante entre la grille et le substrat). Au-delà d'un certain seuil, la grille passe en avalanche. Si le courant n'est pas limité, cela entraîne la destruction de la couche isolante et par la suite celle du composant de puissance puisqu'il n'est plus contrôlé. Une étude portant sur la caractérisation de la tenue en tension de la grille nous indique que le seuil de tension à ne pas dépasser peut atteindre les 100V en régime statique et les 50 V pour des surtensions répétitives à une fréquence de 20kHz [22].

II.3.4. Retournement statique ou latch up dans un IGBT

Le retournement statique se produit lorsque le transistor bipolaire parasite de l'IGBT rentre en conduction [23]. On peut comprendre son apparition à partir du circuit équivalent de la Figure II.8.

Lorsque l'IGBT est en conduction, le courant se partage entre le Mos et le transistor bipolaire P^+N^-P de la structure N^+PNP^+ constituant le composant de puissance. Si le courant qui traverse le transistor principal P^+N^-P est important, alors la chute de tension aux bornes de R_p (résistance parasite de la couche P prise en sandwich entre N^+ et N^-) devient non négligeable. Si elle est supérieure à 0.6V (tension de seuil de la jonction), la jonction N^+P polarisée en directe commence à injecter des électrons de N^+ vers P. La jonction P^+N^- étant polarisée en inverse, la majorité des électrons traversent cette jonction pour se retrouver dans la base du transistor principal. Le MOS qui contrôlait via la tension de grille l'injection des électrons dans la couche N^- perd alors tout contrôle tandis que les deux transistors bipolaires s'auto alimentent entraînant ainsi la conduction des quatre couches du composant à l'instar d'un thyristor. La densité de courant n'étant plus maîtrisée, elle augmente alors rapidement, provoquant le retournement du champ électrique dans la zone vitale N^- . Il s'ensuit un basculement de la zone de charge d'espace (initialement supportée sur la jonction N^+P) sur la jonction PN^- d'où l'expression latch up pour désigner ce phénomène. Nous verrons par la suite que le phénomène de retournement statique pour certains IGBT est remplacé par un emballement thermique marquant une mise en avalanche. Néanmoins, quel que soit le cas, n'ayant pas la possibilité par la commande de pouvoir bloquer le composant, ce défaut est irréversible. Les conséquences sont donc identiques et conduisent inévitablement à la destruction du composant de puissance.

Le phénomène de Latch up est sensible à la température puisque la résistance parasite R_p augmente avec celle-ci suite à la diminution de la mobilité des trous dans la couche P et à la réduction de la tension de seuil de la jonction N^+P . Ainsi, bien que ce phénomène soit très bien maîtrisé par les fabricants d'IGBT, il peut encore se produire lors de fonctionnement en régime extrême tel un défaut de court-circuit. Pour éviter l'apparition d'un latch Up, il faut limiter la densité de courant dans le semi-conducteur.

Remarque :

Le retournement du champ électrique est un phénomène bien connu dans les transistors bipolaires [14], et la mise en conduction du transistor bipolaire parasite se produit également dans les Mosfet [24].

II.3.5. Retournement et Avalanche dynamique dans un IGBT

Ces phénomènes se produisent lorsque l'IGBT est soumis à un transitoire de forte puissance correspondant à la présence simultanée d'un fort courant et d'une forte tension localisés dans la couche vitale du composant. Nous analysons leur apparition lors d'un défaut de court-circuit. Une approche simple consiste à supposer qu'au début du défaut, la couche vitale N^- est composée de deux régions :

- Une zone fortement modulée du côté de la jonction P^+N^- (cf. Figure II.18). Elle est obtenue par l'effet conjugué d'une forte injection d'électrons et de trous. Cette zone est électriquement neutre et elle est soumise à un champ électrique très faible (faible résistance). Cela traduit la présence d'un fort courant (court-circuit). Néanmoins, il reste contrôlable en maîtrisant la tension de grille.
- Une zone de charge d'espace du côté de la jonction PN^- . Elle supporte le champ électrique dû à la présence de la tension nominale aux bornes de l'IGBT.

La répartition du champ électrique sur la jonction PN^- dépend du dopage de la couche N^- mais aussi du nombre de trous et d'électrons qui transitent dans la zone de charge d'espace. Soit l'équation de Gauss indiquant la répartition du champ dans celle-ci :

$$\frac{dE(x,t)}{dx} = \frac{q}{\epsilon_{SI}} \times (N_D + p - n) \quad (\text{II.20})$$

La densité des porteurs de charge dans cette zone est liée à la densité totale du courant dans l'IGBT. En fonctionnement normal, celle-ci est relativement faible (environ 60A/cm²) et est très inférieure à la densité des charges fixes D_N (dépend du dopage de la zone vitale). Dans ces conditions, le champ maximal appliqué sur la jonction PN^- est inférieur au champ critique E_{max} ($\gg 200$ kV/cm). Il ne peut pas y avoir de retournement ou d'avalanche [25].

$$E_{max} = \left(\frac{2 \cdot q \cdot V_{ce}}{\epsilon_{SI}} \left(N_D + \frac{J_{c,igbt}}{q \cdot V_{PS}} \right) \right) \quad (\text{II.21})$$

Par contre, en fonctionnement extrême, l'effet conjugué d'un champ électrique élevé saturant la vitesse des porteurs de charge dans la zone de charge d'espace et d'un courant très important, modifie la répartition de ce champ électrique sur la jonction PN^- . En effet, le nombre d'électrons et de trous, qui dépendent de la vitesse de saturation et de la densité des porteurs, augmentent assez fortement.

$$n = J_n / (q \times V_{ns}) \quad \text{Et} \quad p = J_p / (q \times v_{ps}) \quad (\text{II.22})$$

Ceux-ci ne peuvent plus être négligés dans l'expression (II.8). La pente du champ électrique appliquée sur la zone de charge d'espace est modifiée et elle a pour expression :

$$\frac{dE(x,t)}{dx} = \frac{q}{\epsilon_{SI}} \times \left[N_D - \frac{1}{q \times V_{ns}} \times \frac{1 - \beta \times \sigma}{1 + \beta} \times J_{c,igbt} \right] \quad (\text{II.23})$$

Au-delà d'une certaine densité de courant (>300A/cm²), la pente du champ électrique augmente ou diminue en fonction du gain β et du rapport des vitesses de saturation $s = n v / p s v$. Lorsque le champ est proche du champ critique, il est acquis que les vitesses des électrons et des trous sont égales ce qui revient à supposer s constant et égal à 1. Cette simplification, montre que le gain β dépend fortement de la densité de courant et de la technologie du composant. Ainsi, deux Comportements différents existent en fonction du type d'IGBT [26] [27] [19].

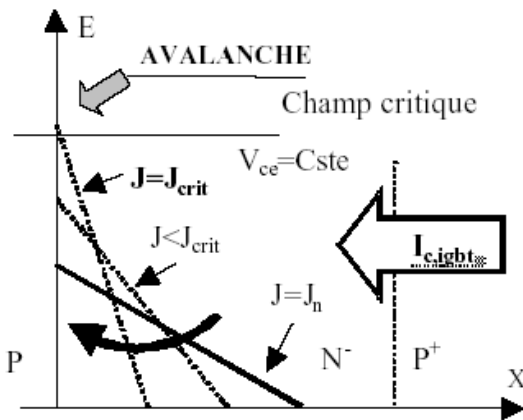


Figure II.18 : Evolution du profil du champ Électrique dans la ZCE en fonction de la densité de courant IGBT NPT [25]

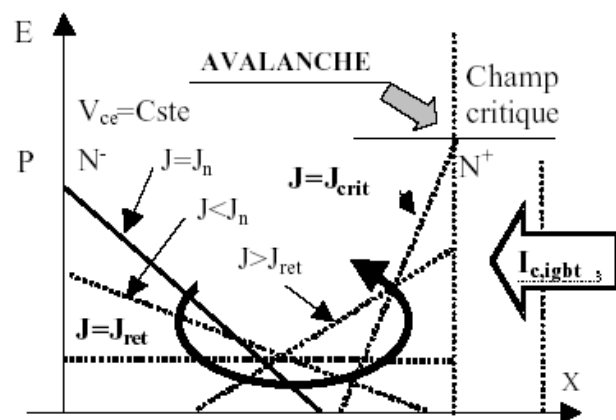


Figure II.19 : Evolution du profil du champ Électrique dans la ZCE en fonction de la densité de courant pour un IGBT PT [25]

II.3.6. Vieillessement

Le vieillissement conduit à terme à la dégradation de l'IGBT et à des dérives de paramètres (V_{ce_sat} , R_{th} , I_{ceo}). Deux phénomènes bien distincts sont la cause de la modification des caractéristiques du composant : la fatigue thermique, caractérisée par les effets de la variation de l'énergie dissipée dans le composant et la polarisation de la grille à haute température, caractérisée par la tenue en tension de l'oxyde de grille.

II.3.6.1. Fatigue Thermique

L'augmentation de la température de l'interrupteur dilate les couches du composant. Or, les matériaux utilisés pour la fabrication sont différents et leur coefficient de dilatation n'est pas égal. La structure multi-matériaux de l'interrupteur subit par conséquent des contraintes mécaniques importantes suite à chaque cycle thermique. Ce phénomène traduit la fatigue thermique du composant et il est la principale cause du vieillissement.

La défaillance sur l'interrupteur se produit principalement autour de l'émetteur qui est la zone la plus sollicitée de la puce et elle se matérialise par la cassure du silicium sous le pavé de soudure ou bien par le cisaillement des fils de bonding (connexion émetteur). La fatigue thermique est directement liée au cyclage thermique que peut subir le composant. Malheureusement, les ΔT_j sont très fréquents dans les applications d'électronique de puissance (cycle de démarrage d'un métro, variation de vitesse à une faible fréquence de modulation, ...). Ils conditionnent la durée de vie du semi-conducteur et par conséquent sa fiabilité. Celle-ci est liée à la température stable de la jonction T_j et en fonction de la loi d'Arrhenius, elle suit une exponentiel inverse à l'excursion de la température ΔT_j . Des études ont montré que le vieillissement du semi-conducteur [28] a pour Conséquence l'augmentation : 1) de la tension V_{ce} à l'état passant, 2) du courant de fuite dans la grille, 3) de la température de jonction et de la résistance thermique. Il existe deux types de cyclage thermique :

1) un cyclage « rapide » qui affecte uniquement le silicium (correspond à des courts-circuits répétitifs) ; 2) un cyclage « lent » qui affecte tout le composant (correspond à des surcharge transitoire en courant).

II.3.6.2. Vieillessement de l'oxyde de grille de l'IGBT

Le vieillissement de la grille est due à la dégradation de l'oxyde de silicium constituant le matériau isolant de la partie commande de l'IGBT [29]. Il est dû à la circulation d'électrons dans l'isolant. Ceci est le cas lorsque le champ électrique appliqué à ces bornes est supérieur au champ critique permettant l'ionisation de ses atomes ou bien lorsque la température du composant est assez importante pour charger les électrodes de l'isolant et permettre le passage des charges lorsque leur énergie est supérieure à celle de la barrière de potentiel (effet tunnel). Au cours de la traversée dans l'isolant quelques porteurs sont piégés

dans les imperfections du matériau ce qui conduit à une augmentation dans le temps de la tension de seuil de l'IGBT. Cela se caractérise par une augmentation importante du palier Miller lors des commutations de l'interrupteur ce qui se traduit par un retard à la mise en conduction et une avance lors de l'ouverture [30]. Ce phénomène n'est pas dangereux Pour le système, mais il conduit à une modification des temps morts dans le temps.

Conclusion

Dans ce chapitre Les mécanismes de défaillance des interrupteurs de puissances sont analysés à l'échelle de la physique du semiconducteur. Cela nous a permis d'étudier leurs conséquences et de déterminer leurs modes de défaillances. Cette étude nous permettra par la suite de trouver des remèdes pour se protéger des contraintes en régimes extrêmes ou mieux les éviter.

La destruction d'un IGBT est toujours liée à un problème thermique (problème d'évacuation de chaleur, problème thermo-mécanique des contacts, problème en régime extrême) qui entraîne nécessairement un défaut de court-circuit. Ce dernier peut avoir deux origines : soit un défaut interne au semiconducteur, soit un défaut de commande. Suivant l'état initial de l'IGBT défaillant (passant ou bloqué) et l'origine du défaut.

CHAPITRE III
CHAPITRE III

Introduction

Après avoir expliqué quelles étaient les défaillances dans un semi-conducteur, nous étudions dans ce chapitre certaines causes qui peuvent mettre un interrupteur en défaut lorsque celui-ci fonctionne dans une cellule de commutation. L'étude précédente est ainsi étendue à l'échelle de la cellule afin d'analyser les conséquences que peuvent entraîner ces éléments parasites ainsi que le couplage qui existe entre les deux composants en appliquant la méthode d'analyse utilisée dans la sûreté de fonctionnement L'AMDE (analyse des modes de défaillance et de leurs effets).

III.1. L'analyse de mode de défaillance de leur effet (AMDE)

L'AMDE est une méthode inductive d'analyse systématique des causes de défaillance et de leurs effets sur un système. Cette méthode permet de faire apparaître, sous la forme d'un tableau, les relations de cause à effet relatives aux défauts et défaillances du système étudié dans son environnement. Les Combinaisons particulières de défauts conduisant à un effet majeur sont ainsi mise en évidence de façon systématique ; de même que la sensibilité de certains défauts sur l'intégrité du système. L'AMDE est généralement une méthode qualitative qui s'appuie sur la connaissance fonctionnelle et technologique d'un système ou sous-système. Elle part du défaut le plus particulier jusqu'à la défaillance la plus générale. Elle constitue, de fait, un point de passage obligé dans l'analyse prévisionnelle de la sûreté des systèmes que ce soit en phase d'expertise ou en phase de conception. L'AMDE implique une connaissance approfondie du système.

III.2. Cellule de commutation : La cellule de commutation présentée dans la figure III.1 est composée deux interrupteurs, chaque interrupteur est composé d'un transistor IGBT en antiparallèle avec une diode.

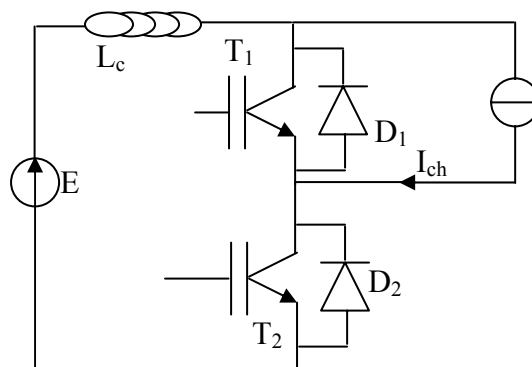


Figure III.1 : cellule de commutation

III.3. Analyse des contraintes pouvant survenir dans une cellule de commutation de type onduleur

III.3.1. Conduction en inverse

En électronique de puissance, il n'existe pas de composants parfaitement réversibles en courant. Pour obtenir cette fonction, on associe les semi-conducteurs commandables avec une diode montée en antiparallèle. Néanmoins, les composants de puissance ne sont pas parfaits et certains d'entre eux ont la possibilité de pouvoir conduire un courant inverse sans utiliser cet artifice. Lorsque cela se produit, il est alors indispensable de ne pas leur réappliquer une tension directe de forte valeur juste après cette phase sous peine de provoquer une focalisation du courant dans le silicium et de détruire le semi-conducteur.

La conduction en inverse dans un bras onduleur est en général possible lorsque l'on utilise des semi-conducteurs commandés à trois couches. Par exemple, la combinaison d'un transistor bipolaire et d'une diode en antiparallèle peut mener le transistor à conduire en inverse lorsque sa base est excitée et la diode conductrice (susceptible d'appliquer sur le semi-conducteur une tension inverse pouvant atteindre plusieurs dizaines de volts). Le cas du Mosfet est encore plus marquant, puisqu'il possède une diode antiparallèle inhérente à sa structure. Celle-ci ayant de mauvaises caractéristiques dynamiques, il est difficile de l'utiliser dans les montages onduleurs à hautes fréquences. Pour améliorer ses performances, nous pouvons ajouter une diode en anti-parallèle. Néanmoins, le risque de conduction inverse n'est pas pour autant annihilé puisque en fonctionnement normal le courant de charge peut se partager dans les deux diodes. Si dans un onduleur pleine onde à déphasage arrière (charge inductive) ce comportement n'est pas dangereux (la conduction de la diode est suivie d'une conduction du transistor lui même), il n'en est pas de même pour un onduleur à déphasage avant ou bien en fonctionnement MLI [31]. Dans ces conditions, ces composants doivent être utilisés avec précaution. Par contre, pour des semi-conducteurs à quatre couches comme l'IGBT ou le GTO symétrique, la possibilité d'une conduction en inverse n'est théoriquement pas envisageable.

III.3.2. Conséquences suite à des dv/dt ou des di/dt importants

Lorsque les gradients de tension et de courant sont trop importants dans la cellule de commutation, les stress générés peuvent avoir des conséquences sur la physique du

composant ou bien sur la commande. Dans les deux cas, la sûreté des interrupteurs est compromise. Ce paragraphe analyse ces contraintes pour prendre conscience de ces dangers.

III.3.2.1. Commutation à la fermeture imposant un fort dv/dt

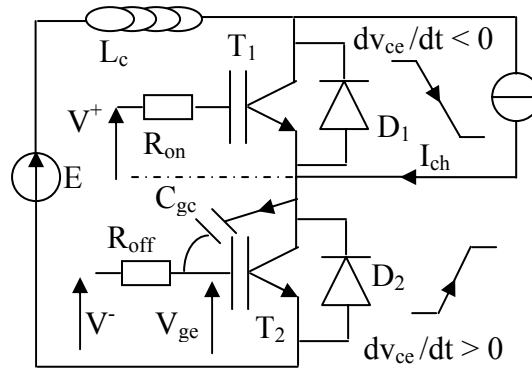


Figure III.2 : Modèle pour quantifier le dv/dt

Initialement l'IGBT T1 est bloqué, la diode D2 est conductrice et l'on suppose que la commande de l'IGBT T2 impose l'état bloqué de ce composant. Lorsque l'ordre d'amorçage est donné sur l'IGBT T1 la tension à ces bornes décroît rapidement tandis que celle aux de l'IGBT T2 augmente fortement. Ce transitoire de tension apparaît aux bornes de la capacité Cgc de l'interrupteur T2 ce qui génère un fort courant capacitif dirigé vers le driver de l'interrupteur.

Cet apport d'énergie augmente le potentiel de la tension de grille et si ce dernier atteint la tension de seuil du composant, l'IGBT T2 s'amorce. Les deux interrupteurs commandés sont alors en conduction et la cellule de commutation est temporairement en court-circuit jusqu'à ce que l'interrupteur T2 cesse de conduire. Ce phénomène augmente fortement les pertes et la température dans le silicium ce qui peut entraîner la destruction de l'interrupteur. Afin d'éviter cette défaillance, le dv/dt à la fermeture d'un semi-conducteur doit être limité. Soit :

$$\left(\frac{dv_{ce}}{dt} \right)_{on} < \frac{V_{th} + |V^-|}{R_{OFF} \times C_{gc\min}} \tag{III.1}$$

Remarques :

- Pour des calibres en tension voisins, les capacités d'entrée entre un IGBT et un Mosfet sont voisines. Par contre, leurs capacités de contre réaction (C_{gc}) sont dans un rapport 10[10], les plus fortes étant celles des Mosfet. Par conséquent, l'IGBT est beaucoup moins sensible au phénomène précédemment décrit.
- Les composants bipolaires (transistor, GTO) sont également très sensibles à ce phénomène. En général, le constructeur indique la vitesse maximale d'établissement de la tension directe à l'état bloqué au-delà de laquelle les courants de fuite capacitifs sont susceptibles de provoquer un enclenchement spontané du composant. Pour limiter cette dynamique, on intègre dans la structure de puissance des Circuits d'Aide à la Commutation.

III.3.2.2. Commutation à l'ouverture imposant un fort dv/dt

Les dv/dt à l'ouverture ne génère pas de contrainte spécifique. Par contre, il est primordial d'en tenir compte dans la conception du convertisseur. En effet, la commande rapprochée et la commande éloignée sont réalisées avec des composants électroniques de faibles signaux qui comportent de multiples capacités parasites. L'alimentation de ces circuits est isolée galvaniquement mais comporte elle aussi des capacités parasites ou bien que les divers étages de commande sont liés à l'étage de puissance par des liaisons capacitives. On fait apparaître un réseau maillé lié à l'interrupteur de puissance du convertisseur. Les fortes contraintes en tension générées lors des commutations dans un onduleur (dv/dt de plusieurs $kv/\mu s$) peuvent alors exciter ce réseau capacitif. Etant donné les faibles niveaux de tension utilisés par les étages de commande, ces courants capacitifs peuvent provoquer des perturbations sur les signaux de commande voire détruire par surtension des composants dans le driver ou la commande éloignée. Le mécanisme de la commutation peut ainsi être perturbé et engendrer un défaut de commande d'ouverture ou de court circuit sur un des interrupteurs [32]. Etant donné l'importance des puissances mises en jeu, la conséquence d'un tel défaut peut mener très vite à la destruction du convertisseur. Pour se prémunir de ces effets de type CEM, il est nécessaire d'adapter l'isolation galvanique des cartes de commande en fonction de la dynamique en tension du convertisseur. Ainsi, pour l'isolation des Signaux de commande, des liaisons en fibre optique ou des opto-coupleurs sont recommandées lorsque

les contraintes dynamiques sont importantes. Une isolation par transformateur d'impulsion est suffisante lorsque les contraintes sont faibles.

III.3.2.3. Commutation à l'ouverture imposant un fort di/dt

Le gradient de courant imposé à l'ouverture de l'IGBT est appliqué à l'inductance de câblage de la cellule de commutation. Le di/dt étant négatif, il apparaît une forte surtension :

$$V_{ce\max} = E - L_c \frac{di}{dt} = E + L_c \left| \left(\frac{di}{dt} \right)_{off} \right| \quad (\text{III.2})$$

Celle-ci peut-être réduite par les capacités parasites ou bien en diminuant l'inductance parasite. Néanmoins, la vitesse de commutation étant souvent considérable ($> 1000\text{A/ms}$), la moindre connexion peut suffire à provoquer une surtension proche des tensions de travail du convertisseur. La tension de claquage de l'interrupteur peut alors être atteinte.

III.3.2.4. Ouverture rapide sur une charge inductive (fort di/dt au blocage)

Lors de l'ouverture rapide de l'IGBT, le fort gradient de courant dans la cellule génère un stress dans le semi-conducteur [33] [34] [35]. En effet, la partie Mos de l'IGBT se bloque très rapidement supprimant tout courant d'électrons dans l'interrupteur tandis que la partie bipolaire de l'IGBT est toujours passante (comportement beaucoup plus lent). Comme l'ouverture s'effectue sur une maille inductive, la discontinuité du courant n'est pas possible tant que le courant de charge n'est pas dévié dans un autre élément. La disparition brutale du courant d'électrons (MOSFET) est alors compensée par une forte augmentation du courant de trous (transistor bipolaire) qui transite dans la zone de charge d'espace. Ces derniers vont chercher à prendre le chemin le plus court entre le collecteur et l'émetteur ce qui génère une répartition non homogène de la densité de courant dans la zone vitale. A cela s'ajoute une forte surtension aux bornes de l'IGBT né du gradient de courant sur l'inductance de la maille. Cela élève le champ électrique appliqué sur la zone de Charge d'espace. L'effet conjugué des deux phénomènes provoque une augmentation localisée de la température puis la destruction très rapide du composant (la température du point chaud peut atteindre près de 880K) [33].

III.3.2.5. Commutation à la fermeture imposant un fort di/dt

Un gradient de courant important à la fermeture de l'interrupteur peut provoquer la focalisation du courant de charge et provoquer soit la génération d'un point chaud soit le latch-up dans un IGBT. Néanmoins, les constructeurs ont repoussé cette limite à des valeurs très élevées ce qui permet à l'IGBT de pouvoir se passer aisément de circuit d'aide à la commutation à la fermeture.

III.3.3. Défaut dans la diode de roue libre

Une dynamique trop rapide sur le courant à la fermeture de l'IGBT peut causer la défaillance de la diode de roue libre lors de son blocage. Ce phénomène est d'autant plus vrai que les diodes de puissance utilisées dans les onduleurs sont rapides. Celles-ci ont l'avantage d'avoir une faible charge stockée à l'état passant qui lors de leur ouverture s'évacue très rapidement. Le temps de fermeture est alors très inférieur à celui de l'IGBT et le courant de recouvrement inverse maximal est faible. Cela revient à réduire la durée de commutation, la surtension suite à l'annulation du courant inverse, la surintensité et l'échauffement dans l'IGBT commandé. Par contre, ces diodes sont plus fragiles aux surtensions inverses.

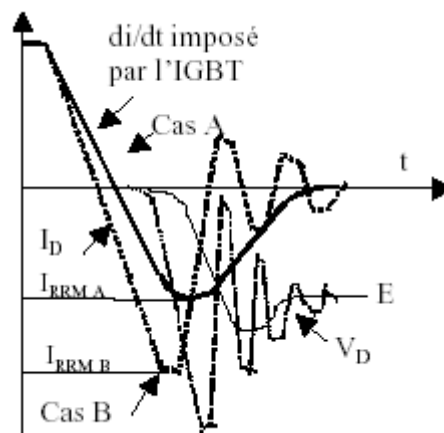


Figure III.3 : Recouvrement inverse dans une Diode rapide [36]

Cette contrainte survient lorsque le courant inverse est trop élevé (son amplitude est proportionnelle à la racine carré du gradient en courant imposé par l'IGBT commandé). La dynamique du recouvrement est alors augmentée ce qui génère via l'inductance de câblage une surtension inverse aux bornes de la diode. Le cas le plus critique est obtenu lorsque le recouvrement du courant s'effectue brutalement (snapp off).

Ce phénomène se produit lorsque les charges stockées dans la diode ne sont pas en nombre suffisant dans la zone vitale [36]. La forte augmentation du di/dt entraîne alors une très forte surtension aux bornes de l'interrupteur pouvant provoquer la défaillance (court-circuit) de la diode ou bien de l'IGBT en parallèle.

Un autre mode de défaut possible dans une diode de roue libre est sa mise en avalanche dynamique. Ce phénomène apparaît lorsque les conditions de fort courant, de forte tension de haute température et d'important di/dt sont réunies [37]. Toutefois, les diodes fonctionnant sous des tensions inférieures à 600V sont peu concernées. Celles ayant des calibres supérieurs à 1200V sont par contre plus sensibles puisque l'homogénéisation du courant dans la puce est plus délicate.

III.3.4. Défaut de commande

Dans une cellule de commutation de type onduleur (ou hacheur réversible en courant), les deux IGBT sont généralement constamment commandés et cela indépendamment du signe du courant dans la charge. Pour ne pas mettre la cellule en court-circuit, il est impératif que ces interrupteurs ne soit pas mis en conduction simultanément. Inversement, un défaut de commande peut laisser ouvert un interrupteur. Un défaut de commande peut avoir plusieurs origines [10] :

Retard des commutations : Généralement, le retard entre l'ordre d'amorçage et l'amorçage effectif du composant s'effectue en un minimum de temps. Par contre, le retard au blocage est important pour des interrupteurs comportant des charges stockées (c'est le cas de l'IGBT). Si ce phénomène n'est pas pris en compte lors de la conception de la commande, il est possible de faire apparaître un court-circuit fugitif à chaque commutation entraînant dans un premier temps un échauffement excessif des interrupteurs puis leur destruction. Pour éviter cela, on intègre un temps mort dans la commande en retardant de quelques μs l'amorçage des IGBT. La commande des composants dans une cellule n'étant pas synchrone, on introduit ainsi une erreur sur la valeur moyenne des formes d'onde en sortie du convertisseur.

Défaut de driver : Il peut être essentiellement dû à la défaillance d'un composant électronique ou bien à un défaut d'alimentation. Le défaut revient dans ces cas à ouvrir un seul ou bien la

totalité des interrupteurs commandés. Il peut aussi s'agir des effets de la dv/dt sur la structure ou d'une recharge accidentelle de la tension de grille. Le composant se met alors à conduire une fois sa tension de seuil atteinte ce qui crée un court-circuit dans la cellule de commutation. Néanmoins, il est important de préciser que dans ces conditions l'interrupteur n'est pas détruit.

Défaut de commande éloignée : Cela peut venir d'un défaut de capteur ou bien d'une erreur dans la loi de commande. Le système n'étant plus ou mal contrôlé il est possible de générer une surcharge en courant dans les interrupteurs. Le défaut peut aussi être dû à un défaut de composant. Dans ce cas, les conséquences sont multiples puisqu'il peut s'agir aussi bien d'un défaut d'ouverture que de court-circuit sur un ou sur l'ensemble des interrupteurs.

III.3.5. Défaut de court-circuit

Le défaut de court-circuit a deux origines :

Défaut physique : Ce défaut est interne au semiconducteur. Quelle que soit la cause de la défaillance, il se matérialise toujours par le court-circuit non contrôlé de l'interrupteur. En effet, une action sur la commande (V_{ge}) ne permet pas d'arrêter le défaut et le courant de court-circuit est limité par l'impédance de la maille. La température dans le composant augmente très rapidement. Cependant, le défaut est réversible si le court-circuit est arrêté par un élément externe (second IGBT, fusible) ou bien si la cause de la défaillance disparaît (surtension fugitive). Lorsque la température intrinsèque du semiconducteur est atteinte, le défaut est irréversible. A cet instant, le composant est hors service. Quelle que soit la cause initiale de la destruction, elle est toujours finalement liée une température excessive.

Défaut de commande : Cette défaillance se traduit soit par l'ouverture de l'interrupteur soit par sa mise en court-circuit. Dans les deux cas, à l'instant du défaut, l'interrupteur défaillant est sain et il reste contrôlable.

Dans ce paragraphe, nous étudions le comportement d'un interrupteur en court-circuit au sein d'une cellule de commutation. Cette étude a pour but de déterminer les contraintes qui s'exercent sur les deux interrupteurs de la cellule afin de définir leurs limites. Ces données serviront par la suite à assurer leur sécurité.

III.3.6. Comportement d'un IGBT en court-circuit suite à un défaut de commande

Le comportement d'un semiconducteur sain en court-circuit dépend fortement de sa

température. Celle-ci est liée aux dimensions de la puce de silicium et à l'échelon de puissance imposé par le convertisseur. Ainsi, plus l'échelon de puissance est faible et la dimension du composant importante, plus l'interrupteur est résistant au défaut. Le court-circuit comprend plusieurs phases en fonction de la température atteinte dans le silicium. Pour simplifier l'analyse représentée sur la Figure III.4, on émet l'hypothèse que la tension du bus d'entrée est parfaite et que l'IGBT est isolé. Soient les zones répertoriées :

Zone A : Le court-circuit apparaît et le courant de court-circuit augmente. Cette phase est étudiée plus en détail dans le paragraphe III.4.2.1

Zone B : Le courant dans la cellule est limité par l'IGBT. Son amplitude dépend des caractéristiques statiques du composant dans la zone saturée et la tension de commande. L'impédance de la maille étant très faible, la tension du bus est entièrement supportée par l'interrupteur et sa température augmente fortement. Cette phase dure tant que la température ne dépasse pas la température intrinsèque du silicium (environ 300°C). Toutefois, certains auteurs donnent des températures de destruction du composant bien supérieures (450°C à 800°C) [38] [39]. Il est par conséquent très difficile de déterminer le temps de court-circuit maximal admissible par l'interrupteur. Plusieurs études sont actuellement menées par des spécialistes du domaine [27] [40]. Les résultats obtenus tendent à montrer que le composant est capable de limiter le courant de court-circuit tant que la densité d'énergie dissipée dans le silicium est inférieure ou égale à 4J/cm² (valeur donnée pour un IGBT PT sous pleine tension avec une tension de grille V₊ inchangée et une température de jonction initiale égale à 25°C). Durant cette phase, le défaut est réversible et la commande de l'interrupteur peut ouvrir l'IGBT. Néanmoins, les études présentées dans la littérature pour déterminer l'énergie critique en Court-circuit sont toujours menées jusqu'à la destruction du composant sans effectuer de commutation. Lorsque les contraintes dynamiques occasionnées à l'ouverture sont prises en compte. Nous verrons que l'énergie maximale admissible peut alors être très inférieure à 4J/cm².

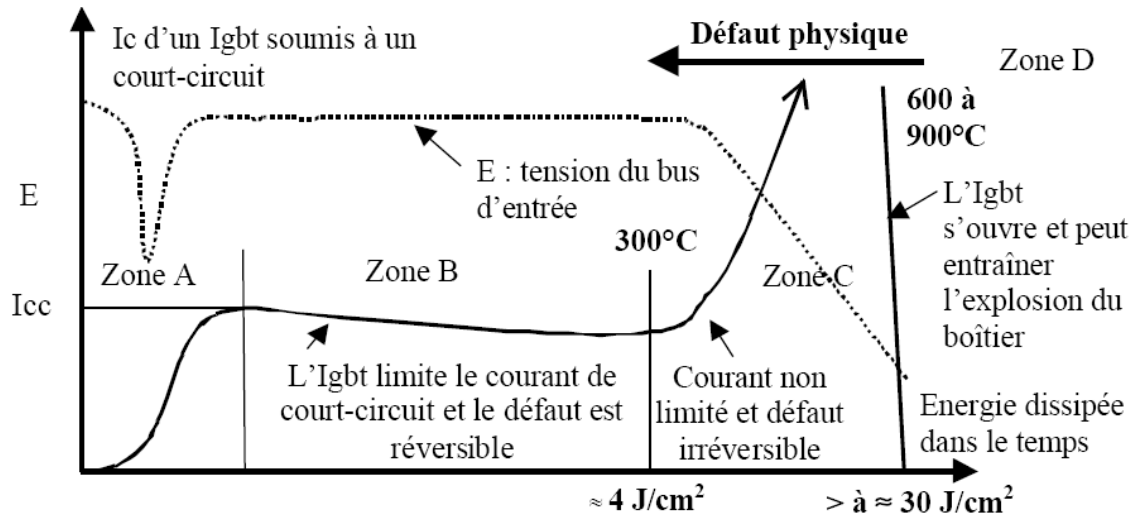


Figure III.4 : Comportement d'un IGBT sain en court-circuit [10]

Zone C : Lorsque l'énergie dissipée dans le silicium est supérieure à 4 J/cm^2 , la température critique dans le composant est atteinte. L'interrupteur passe en défaut physique irréversible. Le composant est détruit et il n'a plus la possibilité de limiter le courant de défaut. Le semiconducteur reste néanmoins en court-circuit mais il n'est plus en mesure de tenir la tension à ses bornes. Il en résulte un très fort courant limité principalement par l'impédance de la maille et de l'alimentation. L'énergie libérée par la source de tension dans le semiconducteur est alors énorme.

Zone D : La température dans la puce atteint la température de fusion du métal et du silicium. Cela provoque le décollement des fils de bonding et/ou l'explosion du boîtier entre 600°C et 900°C [41]. Ce phénomène violent provoque l'ouverture de l'interrupteur. L'étude comparative sur les ouvertures des modules menée par Duong [19] montre que l'énergie d'ouverture est au moins supérieure à 30 J/cm^2 de silicium et qu'elle peut être supérieure à 100 J/cm^2 . Pour les nouveaux IGBT Press Pack [42], on peut supposer que cette énergie doit être encore bien supérieure. Pour éviter tout risque de feu, de projections ou bien d'endommagement du busbar, il est préférable de retarder l'ouverture et d'utiliser des fusibles pour ouvrir la source de tension.

III.4. Application de l'AMDE

La défaillance est très souvent "l'effet visible" ou "observable" d'un défaut. On parle ainsi de "mode de défaillance". Le résultat de l'étude de l'AMDE que nous avons menée sur

la cellule de commutation est présentée dans le tableau 1 recaptulant tous les défauts qui en découlent à chaque fois ; le mode de défaillance est analysé (cause, effet, criticité).

Eléments	Fonction	Modes de défaillances	Causes de défaillance	Effets sur le système
Transistor IGBT	interrupteur	Défaut d'ouverture	- échauffement - défaut de commande - vieillissement. - conduction en inverse. - fort dv/dt	Arrêt de l'onduleur
		Défaut de fermeture	- défaut de commande - vieillissement. - échauffement. - dv/dt ou di/dt important	Arrêt de l'onduleur
		Court circuit Physique	-surintensité -surtension - vieillissement	Arrêt de l'onduleur (Destruction de composant)
		Claquage par avalanche	- surtension - claquage de la grille	Arrêt de l'onduleur (Destruction de composant)
		Retournement statique ou latch up	- augmentation rapide de la densité de courant	Arrêt de l'onduleur (Destruction de composant)
		Retournement et avalanche dynamique	- présence d'un fort courant et d'une forte tension simultanée dans la couche vitale du composant	Arrêt de l'onduleur (Destruction de composant)
Diode de roue libre	Interrupteur	Court-circuit	- surtensions inverses	Arrêt de l'onduleur
		Avalanche dynamique	Fort courant, forte tension, haute température et di/dt important sont réunies	Arrêt de l'onduleur

Tableau 1: L'AMDE d'une cellule de commutation

CONCLUSION

L'analyse AMDE nous a permis de mettre en évidence les différents modes de défaillance pouvant apparaître au sein d'une cellule de commutation, en les corrélant aux mécanismes de dégradation que subit le module IGBT de cette cellule. Ces modes de défaillance sont les suivants :

- Défaillance de type circuit ouvert (IGBT et diode)
- Défaillance de type court-circuit type I (défaut de commande), de type II (défaillance de puce).

Cette analyse va nous permettre de déterminer quelles protections nous devrions mettre en place pour détecter et couper le premier défaut.

CHAPITRE IV

CHAPITRE IV

Introduction

Pour avoir une fiabilité compatible avec la durée de fonctionnement de l'équipement requise (peut atteindre quelques dizaines d'années), les concepteurs ont à leur disposition différentes possibilités. Celles-ci portent essentiellement sur l'interrupteur qui est l'élément central du convertisseur. A partir des contraintes et des modes de défaillances énoncés dans le chapitre III, les concepteurs ont ainsi recours à : 1) des marges de sécurité, 2) des produits fiabilisés et 3) des systèmes de protections. Ces points sont traités dans ce chapitre pour améliorer la sécurité du composant suite à des stress en tension ou bien à des courts-circuits.

IV.1. les marges de sécurité

L'intensité du courant collecteur dans un composant est limitée par sa surface de silicium (environ 60 A/cm²) de même que la tension maximale v_{ce} est déterminée par l'épaisseur de la zone de charge d'espace. Pour assurer le bon fonctionnement des semi-conducteurs, les constructeurs fournissent pour les conditions de fonctionnement extrêmes des plans $v_{ce} - i_c$ indiquant des aires de sécurité à respecter pour assurer le bon état de l'interrupteur.

IV.1.1. Aire de sécurité en régime continu ou en mono impulsions (SOA)

La Figure IV.1 indique en trait continu la portion de plan $V_{ce} - I_c$ où le point figuratif de fonctionnement en régime permanent du module (IGBT + diode) peut se situer sans risque d'avoir une température de jonction supérieure à la température maximale préconisée par le constructeur (comprise entre 125 et 150°C). Au-delà de cette température, le composant peut s'altérer ou bien être détruit. En respectant l'aire de sécurité pour ce type de fonctionnement (continu), le constructeur nous garantit contre tout risque de dégradation ou de destruction du semi-conducteur.

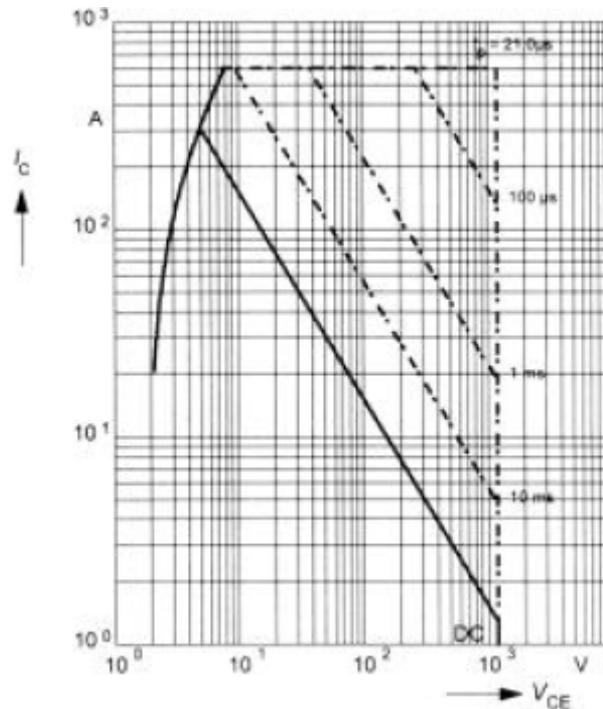


Figure IV.1 : Aire de sécurité SOA du module BSM 200 GA DN2 ($T_c=25^\circ\text{C}$, $T_j=125^\circ\text{C}$) [43]

Le point de fonctionnement peut s'excursionner en dehors de cette aire si la durée des impulsions est assez courte pour que l'énergie dissipée dans l'interrupteur puisse être évacuée sans risque. Cette impulsion correspond à un fonctionnement en court-circuit sous pleine tension et de très faible durée ce qui laisse peu de temps pour réagir. Sachant que pour ce composant la surface de silicium est de 4 cm^2 , nous vérifions que l'énergie limite à ne pas dépasser en court-circuit pour avoir une température de jonction inférieure à 150°C est de 4 J/cm^2 .

Remarques :

- L'aire de sécurité d'un IGBT épitaxié est différente de celle d'un IGBT homogène. Elle fait apparaître une cassure marquant un changement de pente sur les contours de l'aire de sécurité limite en fonctionnement continu et impulsif. Ce phénomène est dû à un second claquage similaire à celui d'un transistor bipolaire [43].
- Le semi-conducteur peut être maintenu en conduction continue sans risque d'altération de ses caractéristiques avec un courant nominal sous une tension de quelques volts.

IV.1.2. Aire de sécurité à l'ouverture lorsque la commutation s'effectue à tension de commande inverse (RBSOA)

Cette aire de sécurité indique les contraintes instantanées à respecter lors d'un fonctionnement en commutation. Comme les conditions les plus contraignantes se produisent lors du blocage de l'IGBT (augmentation du champ électrique interne due à l'élévation de la tension à ses bornes), l'aire de sécurité donnée par les constructeurs est celle établie à l'ouverture du courant nominal lorsque la tension de commande est inverse (c'est-à-dire lorsque la tension de commande est négative). Celle-ci est, pour un IGBT homogène (NPT), rectangulaire comme le montre la Figure IV.2. On peut en plus avoir pour certains composants l'influence de la dynamique en courant sur la sécurité.

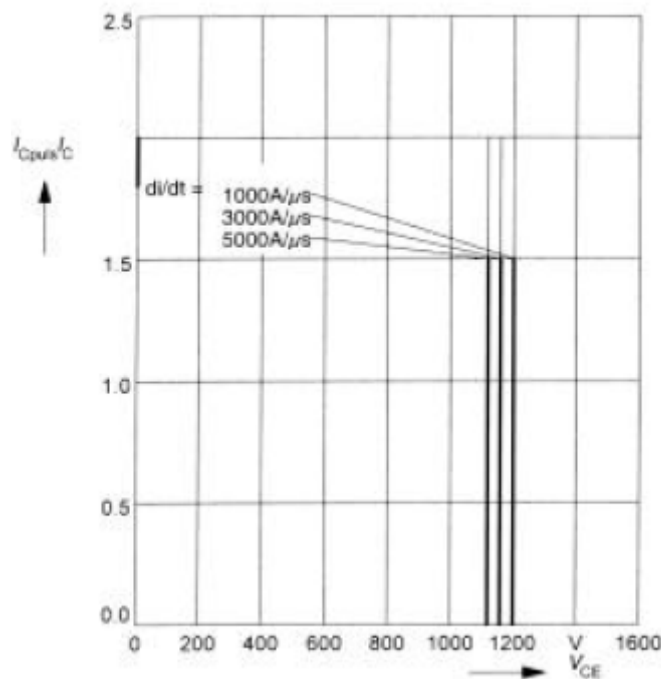


Figure IV.2 : Aire de sécurité RBSOA du module BSM 200 GA DN2 ($L_c < 20\text{nH}$, $V_{ge} = \pm 15\text{V}$, $tpf = 1\mu\text{s}$, $T_j = 125^\circ\text{C}$) [10]

Pour un fonctionnement onduleur, on estime [10] que l'excursion du point figuratif $V_{ce} - I_c$ hors de l'aire de sécurité représente 30 à 40 % des défaillances du composant.

IV.1.3. Aire de sécurité en court-circuit (SCSOA)

Cette aire de sécurité est établie en régime extrême lorsque l'IGBT est en court-circuit. La portion de plan la plus grande de la Figure IV.3 indique que la température de jonction atteint 150°C ($T_c = 25^\circ\text{C}$) après un court-circuit de 10ms avec un courant limité à 8 fois le courant nominal sous pleine tension de blocage (tension d'alimentation).

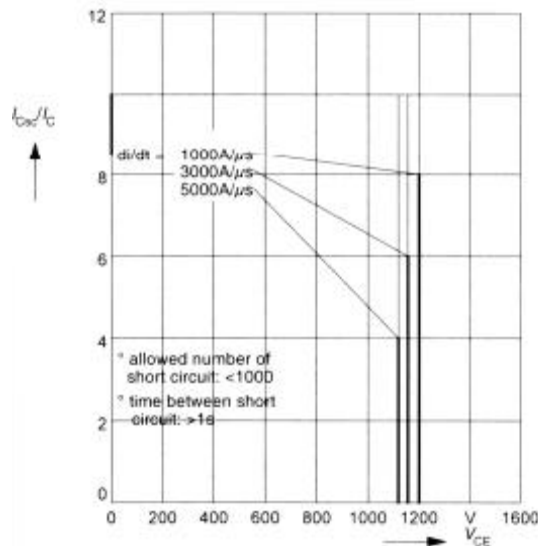


Figure IV.3 : Aire de sécurité en court-circuit du module BSM 200 GA DN2 ($L_c < 20\text{nH}$, $V_{ge} = \pm 15\text{V}$, $t_{cc} \leq 10\mu\text{s}$, $T_j = 150^\circ\text{C}$, $I_{n_max} = 200\text{A}$) [39]

En respectant cette aire, le défaut est réversible. Néanmoins pour atteindre une telle énergie de dissipation, il est nécessaire d'ouvrir l'interrupteur prudemment (cf. Figure IV.3). En effet, les contraintes dynamiques en courant à l'ouverture de l'IGBT après un court-circuit ont une influence très importante sur l'énergie maximale admissible par le silicium. Cette information est peu connue des utilisateurs et peu de constructeurs fournissent actuellement des aires de sécurité faisant apparaître ce phénomène. Il convient alors de diviser par deux l'énergie maximale admissible par la puce lorsque l'ouverture de l'interrupteur s'effectue sans limitation du di/dt .

Remarque :

Le constructeur garantit la sécurité du composant pour un nombre de court-circuit inférieur à 1000. Des études [39] ont montré que le composant était détruit après 26.104 stress.

IV.2. Fiabiliser les semi-conducteurs interrupteurs

La fiabilité des composants est caractérisée par le taux de panne λ (si celui-ci est disponible !). La Figure IV.4, montre l'évolution de cette grandeur en fonction du temps.

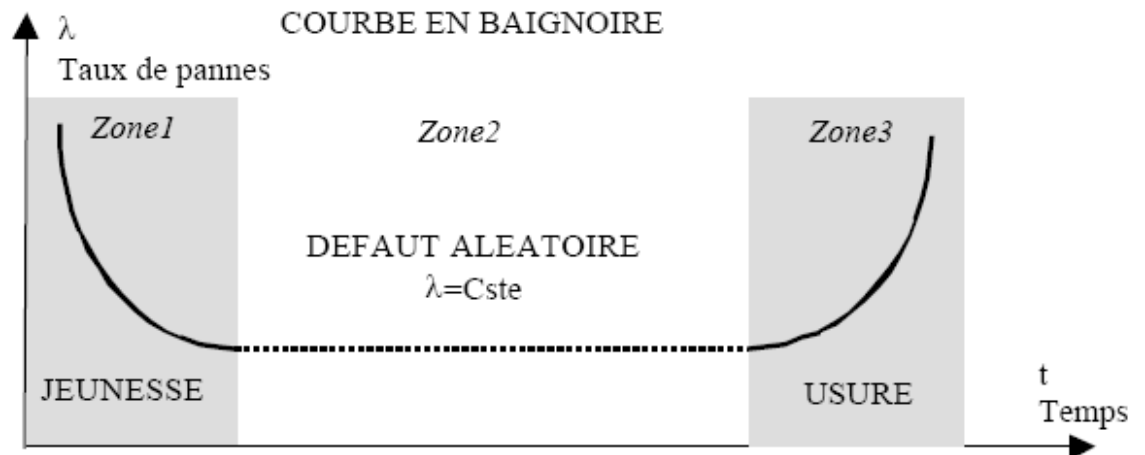


Figure IV.4 : Taux de défaillance d'un composant électronique [44]

Cette courbe en baignoire fait apparaître 3 zones :

La première zone correspond à : 1) des erreurs de conception (composants mal utilisés), 2) des composants excessivement fragiles ou insuffisamment vérifiés, 3) des erreurs de fabrication. Pour éliminer les défauts de jeunesse le constructeur effectue un déverminage.

La deuxième zone constitue la zone de vie utile du composant. Le fonctionnement à taux de défaillance constant résulte de mécanismes de dégradation interne et aléatoire (donc indépendant du temps). Le taux de défaillance est donné par l'usuellement en FIT (failures in time, 1 FIT = probabilité de 10^{-9} panne/heure). Pour maintenir voire améliorer ce taux, il est important de respecter les règles d'utilisation préconisées par le constructeur. Malheureusement, ces règles vont à l'encontre des règles économiques qui poussent les utilisateurs à utiliser les composants à la limite de leurs possibilités. Pour améliorer la fiabilité des semi-conducteurs tout en améliorant ses performances, il est essentiel d'améliorer nos connaissances sur les modes de défaillances pour établir avec plus de précisions les aires de sécurité et réaliser des circuits de protection.

La troisième zone représente les défaillances systématiques d'usure ou de vieillissement dues principalement à la fatigue thermique et aux défauts dans les oxydes. Ceux-ci représentent respectivement environ 50% et 15% des défaillances des composants [10]. Beaucoup de travaux sont effectués pour retarder l'apparition de cette zone. Les progrès accomplis dans ces domaines sont importants. Ainsi, alors que la durée de vie des équipements ferroviaires est typiquement de 30 ans et que le nombre de cycles thermiques sur cette période est estimé à 6 millions [45]. Le nombre de cyclage thermique provoquant la défaillance d'au moins 10% des interrupteurs pour un $DT_j = 40^\circ\text{C}$ peut être de : 1) 200000 cycles lorsque la rupture est

localisée entre le substrat et la semelle du module, 2) 6 millions de cycles lorsqu'elle est localisée entre la puce de silicium et le module de puissance [46].

IV.3. Protection d'un interrupteur

Les circuits de protection ajoutés au composant ou bien à la commande ont pour but d'assurer la sûreté de l'interrupteur en évitant que le point de fonctionnement quitte les aires de sécurité définies par le constructeur. Suivant l'origine de la défaillance, les principes de détection et la stratégie à adopter sont différents. Lorsque qu'il s'agit d'un défaut dû à une surcharge en courant (court-circuit physique ou de commande), deux méthodes sont possibles :

- La première consiste à détecter le défaut de court-circuit et à bloquer le composant sans attendre en s'assurant que le gradient de courant à l'ouverture ne provoque pas une surtension néfaste aux bornes de l'interrupteur. Nous avons également souligné le risque de faire apparaître un point chaud dans le silicium. La protection la plus adéquate revient alors à limiter le di/dt à l'ouverture.
- La deuxième méthode de protection des IGBT décrit dans [47] consiste, une fois le court-circuit installé, à réduire la tension de grille de l'IGBT afin de limiter l'amplitude du courant de défaut. L'impulsion d'énergie à dissiper dans le silicium est alors plus faible, ce qui permet d'augmenter la durée du court-circuit sans provoquer le défaut physique du composant s'il s'agit d'un défaut de commande (la courbe tcc en fonction de V_{ge} présentée par [48] montre que l'on double la durée admissible du court-circuit en réduisant v_{ge} de 15 à 9V). On a ainsi le temps d'agir pour soit bloquer l'interrupteur sous un courant de court-circuit plus faible soit relever la tension de grille à 15 V si le défaut disparaît. Lorsqu'il s'agit de défauts dus à une surtension, nous pouvons avoir recours à une protection passive ou bien active.
- La protection passive est très répandue [49]. Elle permet de réduire la surtension ou bien de clamber la tension au potentiel du bus d'entrée. Cette méthode à l'avantage d'être active dès l'apparition du défaut puisqu'elle est indépendante de la commande. Néanmoins, elle est inadaptée aux surtensions provoquées par l'ouverture d'un interrupteur en court-circuit.

- La protection active consiste à amorcer l'interrupteur qui subi la surtension en agissant sur la tension de grille de l'IGBT. En se remettant l'IGBT en conduction, la tension à ces bornes est limitée tandis que l'énergie de la surtension est dissipée dans sa couche de silicium. La performance de cette méthode dépend des temps de réaction de la chaîne de détection et de l'IGBT (charge de la capacité C_{gc}) par rapport au gradient de tension engendré par la nature du défaut. Les surtensions peuvent également se produire sur la grille. Ainsi, il est nécessaire de la protéger afin d'éviter le claquage de l'isolant.

IV.3.1. Détection du défaut de court-circuit

Les moyens utilisés pour détecter un courant de court-circuit sont en général basés sur l'observation : 1) de la tension v_{ce} aux bornes de l'interrupteur, 2) de la tension de grille v_{ge} , 3) du courant de court-circuit transitant dans l'émetteur [50].

L'observation de la tension v_{ce} permet d'identifier un défaut de court-circuit et dans certains cas une surcharge (le courant doit être assez élevé pour saturer l'IGBT). L'information indiquant l'apparition du défaut est donnée lorsque l'interrupteur est passant. Si la tension à ses bornes est supérieure à la tension v_{ce_sat} cela signifie que le point de fonctionnement ne se situe pas dans la zone linéaire de la caractéristique statique de l'IGBT. Lorsque la tension v_{ce} est très supérieure à v_{ce_sat} , il s'agit d'un défaut de court-circuit et la détection du défaut est très rapide (2 à 3 μs).

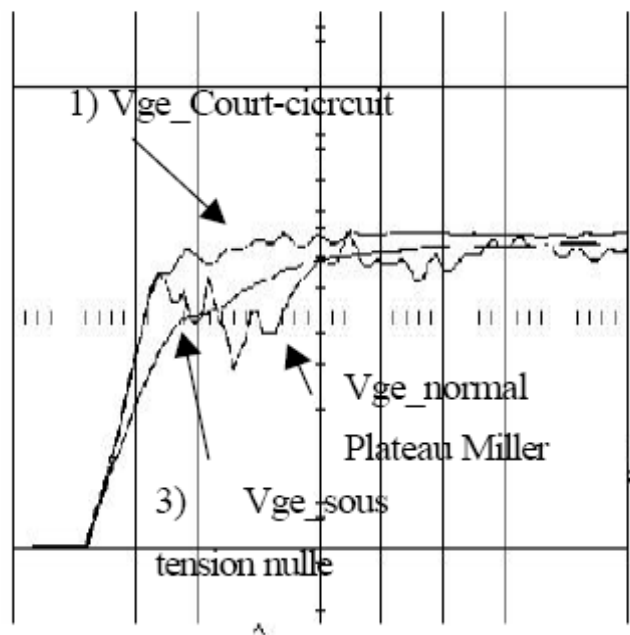


Figure IV.5 : Evolution de la tension de grille (module C, BT : $1\mu s/div$, v_{ge} : $5V/div$) [51]

L'identification d'un défaut à partir de la *tension vge* permet de déceler :

1) Un court-circuit de type I L'interrupteur défaillant supporte la tension d'alimentation. L'évolution de la tension de grille s'effectue rapidement (capacité de grille faible) et sans effet Miller (pas de plateau de tension). 2) Un défaut de court-circuit de type I ou II. L'IGBT sain supporte la tension d'alimentation. La tension de grille augmente fortement suite à un fort gradient en courant. 3) Le court-circuit du bus d'entrée. L'amorçage de l'IGBT s'effectue sous tension nulle. La tension de grille évolue lentement (capacité élevée) et il n'y a pas d'effet Miller.

L'utilisation de la tension de grille pour détecter et différencier les différents défauts reste néanmoins difficile puisque la réalisation technique de l'observation du plateau Miller est délicate (cf. Figure IV.6). Par contre, il peut être plus facile de surveiller la charge injectée en prenant l'intégrale du courant dans la grille afin d'obtenir un renseignement immédiat sur l'effondrement de la tension vce [51].

IV.3.2. les circuits de protections

La protection d'un interrupteur nécessite une détection rapide (quelques ns pour une surtension due à un blocage rapide de l'IGBT sur un fort courant de court-circuit). Pour augmenter la dynamique des circuits de protection il est impératif de les placer au plus près du composant afin de réduire les inductances parasites dans la boucle de réaction. La solution optimale consiste à intégrer la protection dans le semi-conducteur. Celle-ci doit [20] :

- Etre simple. Le nombre de composants utilisés détermine l'effort d'intégration.
- Eviter les composants passifs difficilement intégrables (surtout les inductances).
- Comporter peu de connections pour réduire les fils de bonding.

IV.3.3. Ecrêteur pour limiter la tension grille – émetteur

Pour réduire la surcharge en courant suite à un défaut de court-circuit de type II, il faut écrêter la tension de la grille au plus près de la tension de commande (V^+).

La première méthode utilise un écrêteur entre la tension de grille et l'émetteur de l'IGBT (cf. Figure IV.6). La tension d'écrêtage dépend de la rapidité de la diode zéner et de

sa caractéristique statique. Ses imperfections ne permettent pas de maîtriser parfaitement la tension de grille.

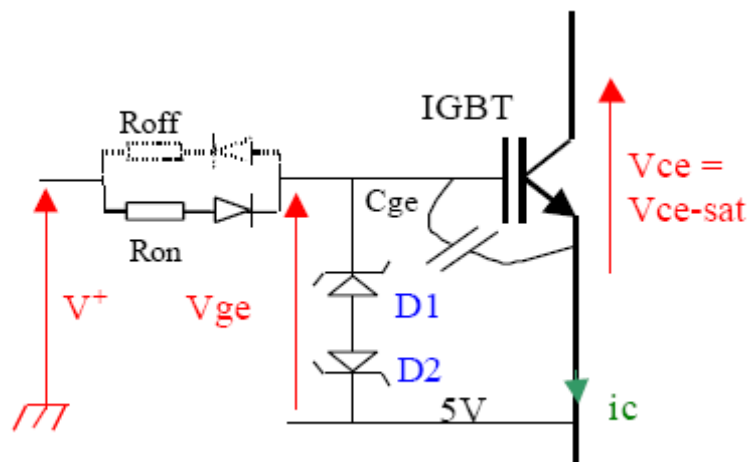


Figure IV.6 : Ecrêteur entre Grille et Emetteur

La deuxième solution consiste à utiliser une diode et un condensateur pour clamer la tension de grille à la tension d'alimentation du driver (cf. Figure IV.7).

L'efficacité de l'écrêteur dépend de l'inductance de câblage entre la grille et la capacité de clamping. La tension de grille est ainsi mieux maîtrisée. Cela a pour effet de réduire la surcharge en courant.

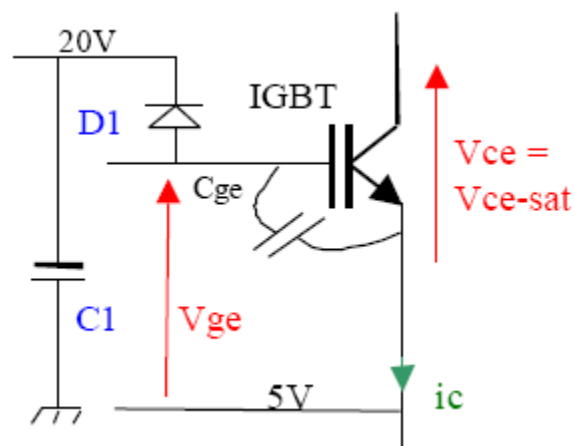


Figure IV.7 : Clamp de la tension de Grille

Néanmoins, cette efficacité se retrouve lors du retour du courant quand le point de fonctionnement rentre dans la zone saturée de l'IGBT (cf. paragraphe III.4.2.1.). La surtension observée est alors très importante [20]. Par contre, le circuit utilisant la diode zéner limite le gradient de la tension de grille (passage de 17.5 à 15V) puisque sa constante de temps thermique est lente. La surtension est alors beaucoup plus faible. Pour assurer la

sécurité de l'interrupteur, il est préférable de limiter la surtension. Le circuit de la Figure IV.6 est par conséquent plus approprié.

IV.3.4. Limitation du di/dt à l'ouverture

Afin de réduire la surtension aux bornes de l'IGBT lors de l'ouverture sur un fort courant et surtout pour éviter de provoquer l'apparition d'un point chaud dans le silicium, il faut diminuer le di/dt en augmentant fortement la résistance de grille (ou bien la capacité grille émetteur). Pour ne pas augmenter les pertes du composant en fonctionnement sans défaut, le dispositif de protection ne doit être actif qu'en présence d'un court-circuit. Plusieurs circuits sont disponibles dans la littérature [52], [53]. Parmi ceux proposés, la protection présentée sur la Figure IV.8 [20]. Il a l'avantage d'être simple, robuste et autonome (pas d'alimentation).

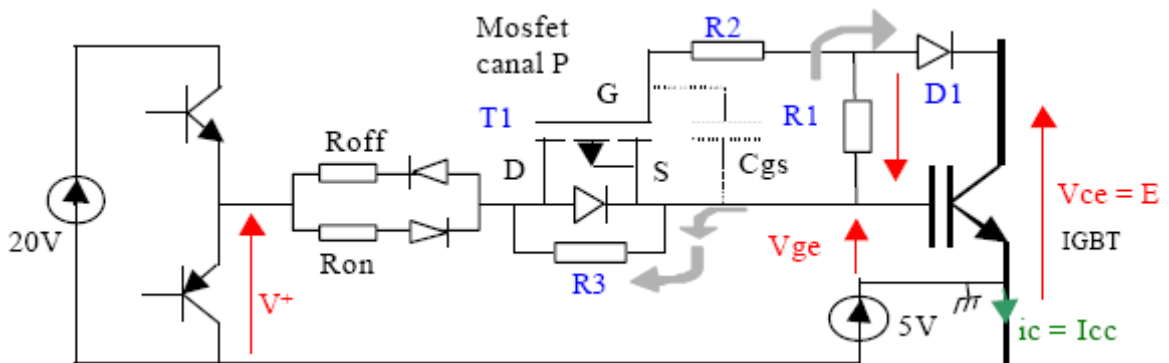


Figure IV.8 : Circuit permettant de limiter le di/dt lors d'un blocage sur un fort courant i_c

En fonctionnement normal, la diode D1 est conductrice lorsque l'IGBT est passant. Le courant qui traverse la résistance R1 impose un potentiel négatif sur la grille du Mosfet ce qui le rend conducteur durant la conduction de l'IGBT. Lorsque l'IGBT se bloque, la diode D1 se bloque. La tension aux bornes de la résistance R1 s'annule mais le Mosfet reste conducteur pendant une durée estimée à $t_{off} = \tau = C_{gs} \times (R_1 + R_2)$. Le Mosfet doit rester passant jusqu'à la fin de la commutation de l'IGBT pour que la dynamique soit imposée par la résistance Roff. **Quand l'IGBT est bloqué**, la diode D1 et le Mosfet sont également. Lorsque l'IGBT s'amorce, le circuit de protection n'a aucune conséquence sur la dynamique du fait de la diode D2 en parallèle avec le Mosfet. Par contre, le blocage de l'IGBT ne pourra survenir qu'après la mise en conduction du Mosfet. ($t_{on} = C_{gs} \times R_2 \times V^+ / 3$).

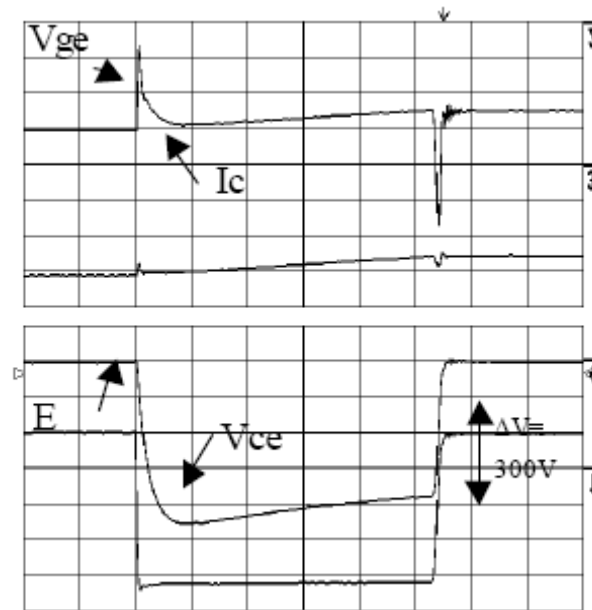


Figure IV.9 : Blocage du courant de court-circuit sans circuit **sans** limitation du di/dt (Module C, BT : $2\mu s/div$, v_{ge} : $5V/div$, i_c : $240A/div$, v_{ce} et E : $100V/div$, R_{off} : $10W$) [10]

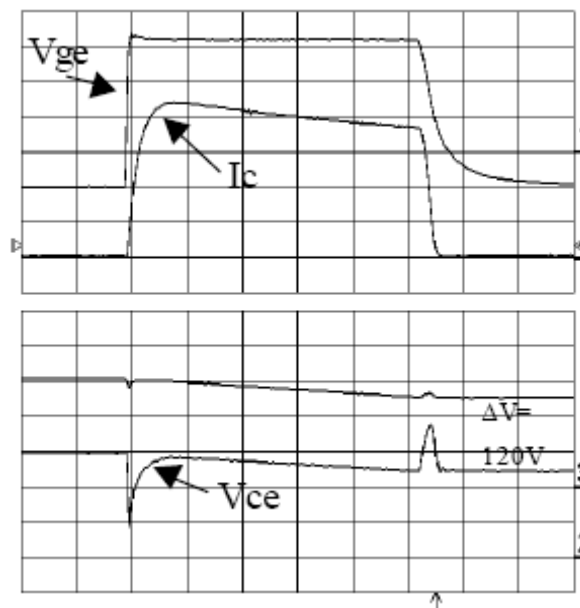


Figure IV.10 : Blocage du courant de court-circuit sans circuit **avec** limitation du di/dt (Module C, BT : $2\mu s/div$, v_{ge} : $5V/div$, i_c : $240A/div$, v_{ce} et E : $100V/div$, R_3 : $100W$) [10]

Lorsqu'un défaut de court-circuit survient, l'IGBT sain supporte toute la tension du bus d'entrée. La diode D1 se bloque ce qui entraîne l'état bloqué de Mosfet à canal P. Quand l'ordre d'ouverture de l'IGBT est donné, la dynamique du blocage est imposée par la résistance R_{off} augmentée de la résistance R_3 . Le di/dt à l'ouverture est alors fortement diminué.

Conclusion

Pour améliorer la fiabilité des interrupteurs. Pour cela il faut :

Maintenir le point de fonctionnement du semi-conducteur à l'intérieur des aires de sécurité. Cela implique beaucoup de savoir faire lors de la conception. Des protections peuvent être utilisées pour protéger le composant lors des régimes extrêmes. Parmi les solutions proposées le circuit limitant le di/dt et les écrêteurs actifs sont vivement recommandés. L'amplitude du courant de court-circuit est ainsi fortement réduite tandis que la durée du défaut avant le défaut physique est augmentée.

CHAPITRE V

CHAPITRE V

Introduction :

Dans ce chapitre, nous commençons par une généralité sur les convertisseurs statiques et la présentation de la chaîne de conversion. Une description détaillée de l'onduleur à MLI est présentée. Par la suite nous appliquons la méthode d'analyse de l'arbre de défaillance à un onduleur classique a fin d'évaluer sa disponibilité. Puis nous étendons l'étude à la sûreté de fonctionnement d'un onduleur à quatre bras à tolérance aux pannes. Pour cela nous considérons que les défauts dans la chaîne de conversion sont dus uniquement à un défaut d'ouverture ou de court-circuit d'interrupteur dans le convertisseur (ce qui n'est pas loin d'être le cas dans la réalité).

V.1. Généralité Sur Les Convertisseurs Statiques

Grâce aux progrès technologiques réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques voient progressivement leur champ d'applications s'élargir. Certaines de ces nouvelles applications, telles que le filtrage actif et la dépollution de réseaux électriques, ou l'alimentation de machines à courant alternatif pour des applications particulières, sont très exigeantes en terme de performances dynamiques, l'amplification de puissance (audio...). Pour de telles applications, il faudrait un convertisseur idéal, qui générerait une tension (ou un courant) de sortie rigoureusement identique à un signal de référence, à un facteur de proportionnalité près, y compris lorsque ce signal varie rapidement. Le transfert d'énergie entre la source et le récepteur serait alors idéalement contrôlé, et il n'y aurait pas d'harmoniques indésirables sur la tension (ou le courant) de sortie du convertisseur. En réalité, les convertisseurs statiques ne peuvent fournir qu'une tension (ou un courant) découpé(e), car « l'électronique de puissance ne peut être qu'une électronique de commutation [54]. Un grand nombre de procédés industriels s'appuient sur des entraînements électriques à vitesse variable. Dans beaucoup de ces applications, l'élément principal est un onduleur de tension qui alimente un moteur asynchrone. Les onduleurs sont des structures en pont constituées le plus souvent d'interrupteurs électroniques tel que les IGBT ou des transistors de puissance.

V.2. Système étudié

L'application présentée ici est un actionneur électrohydrostatique (EHA) de surface de vol. En effet, c'est une charge qui impose des contraintes particulièrement élevées au niveau de l'électronique de puissance : fonctionnement impulsionnel, performances dynamiques élevées, réversibilité en puissance et disponibilité élevée. Un EHA permet de commander le déplacement d'un vérin par un circuit hydraulique local à partir d'une puissance électrique. Classiquement, le réseau de bord triphasé alimente un bus continu à travers un pont de diodes double alternance. Ensuite, un onduleur de tension MLI autopilote une machine synchrone à aimants permanents qui entraîne une pompe hydraulique actionnant le vérin (figure V.1).

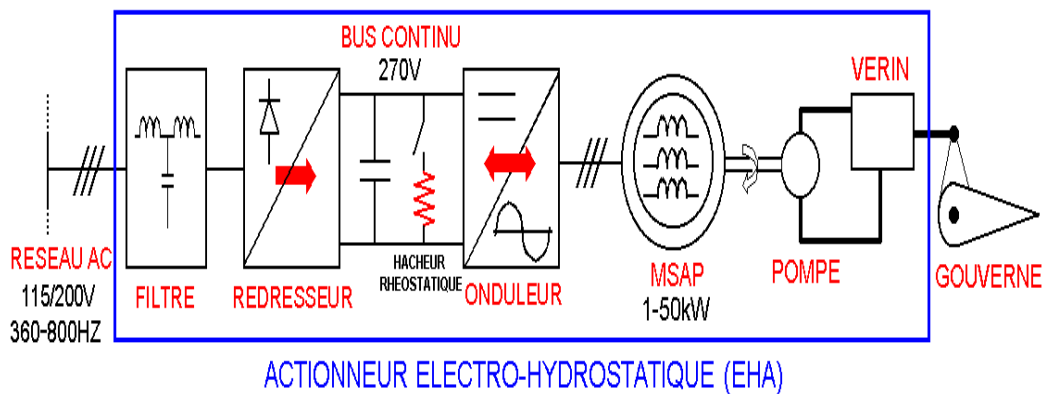
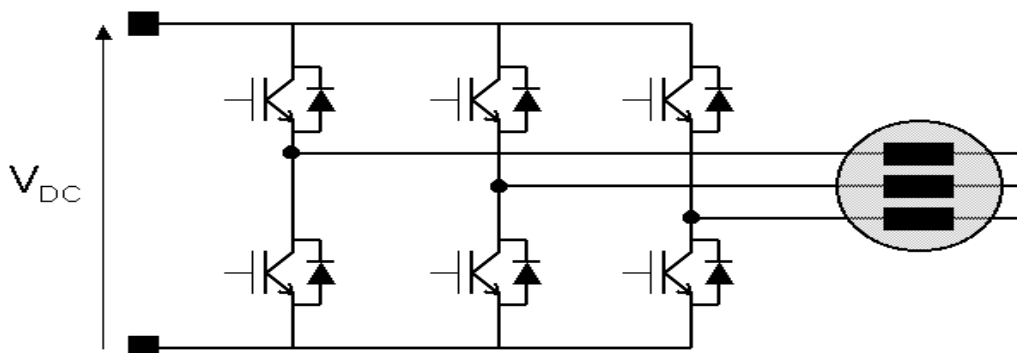


Figure V.1 Structure de la chaîne de conversion d'un EHA sur réseau avion

V.2.1. Onduleur de tension

V.2.1.1. Présentation

Chaque bras de l'onduleur est composé d'une cellule de commutation comprenant deux interrupteurs. La Commande MLI permet d'obtenir des courants sinusoïdaux à partir de tension découpée comportant 2 niveaux (fig. V.2).



FigureV.2 : L'onduleur classique

V.2.1.2. Onduleur à MLI

V.2.1.2.1. Principe général de la commande MLI sinus-triangle

La modulation de largeur d'impulsion sinus triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixé par la porteuse [55].

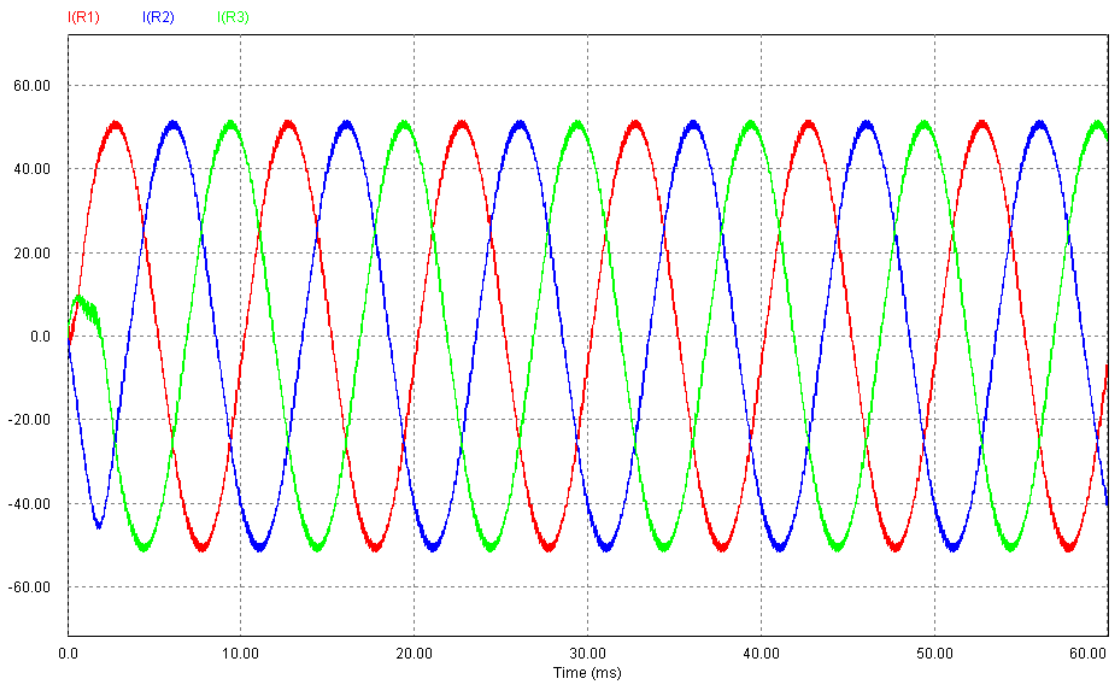
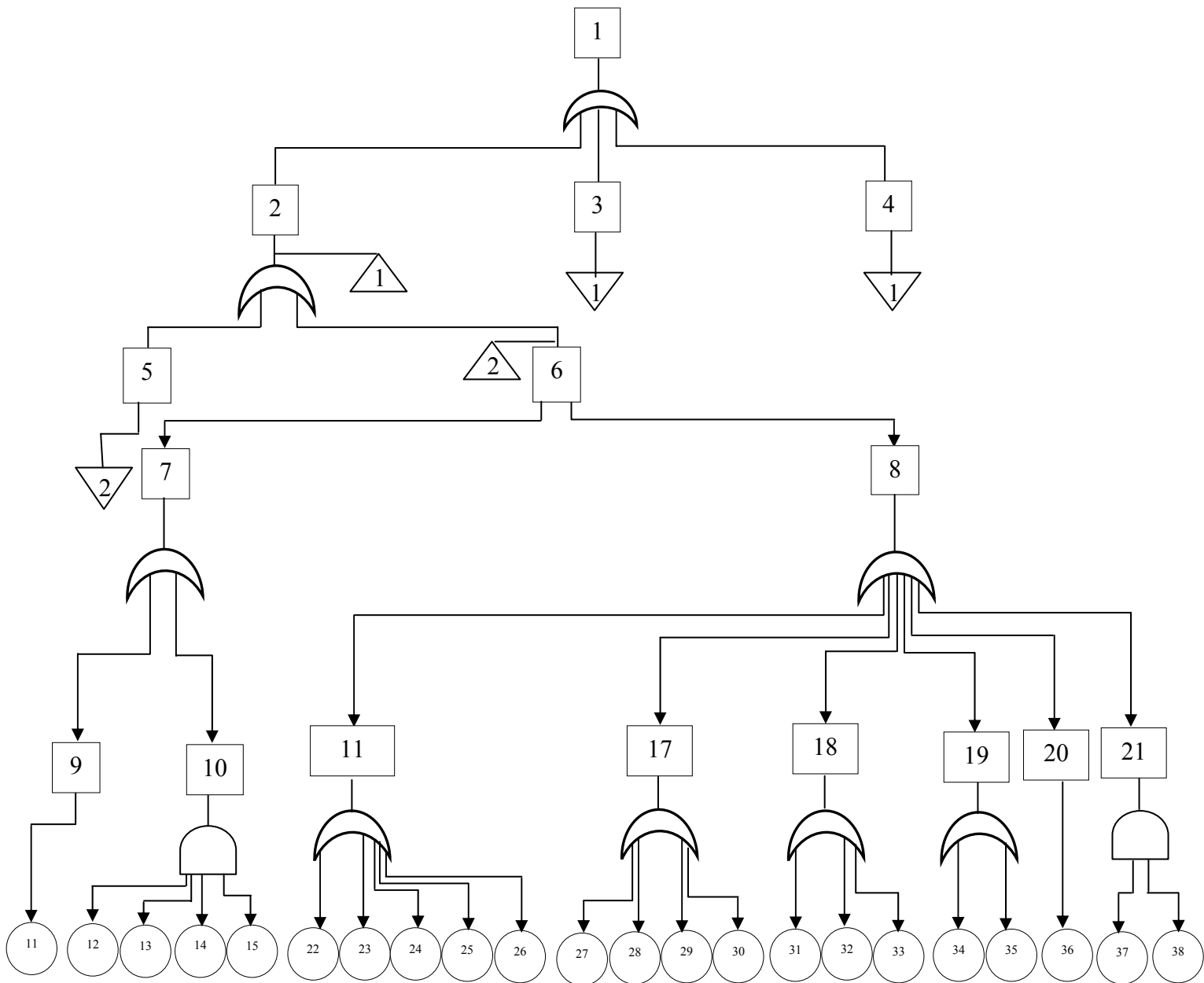


Figure.V.3 : formes des courants de Fonctionnement de l'onduleur sans défauts

V.3. Application de la méthode de l'arbre de défaillance (Adf) :

V.3.1. Analyse qualitative

La démarche consiste à s'appuyer sur la connaissance des éléments constitutifs du système étudié pour identifier tous les scénarios conduisant à l'événement redouté. La figure V.4 représente l'arbre de défaillance construite de l'onduleur.



FigureV.4 : Construction de l'Arbre de Défaillance

1	Arrêt du onduleur	20	Retournement statique ou Latch up
2	Défaut dans la cellule I	21	Retournement et avalanche dynamique
3	Défaut dans la cellule II	22	Défaut de commande
4	Défaut dans la cellule III	23	Echauffement
5	Défaut dans l'interrupteur I	24	Vieillissement
6	Défaut dans l'interrupteur II	25	Conduction en inverse
7	Défaut dans la diode	26	fort dv/dt
8	Défaut dans l'IGBT	27	dv/dt ou di/dt important
9	Court -circuit De la diode	28	Echauffement
10	Avalanche dynamique de la	29	Vieillissement

	diode		
11	Surtensions inverses	30	Défaut de commande
12	Fort courant	31	Surintensité
13	Forte tension	32	Surtension
14	Haute température	33	Vieillessement
15	di/dt important	34	Surtension
16	Défaut d'ouverture dans l'IGBT	35	Claquage de la grille
17	Défaut de fermeture dans l'IGBT	36	Augmentation rapide de la densité de courant
18	Court-circuit physique	37	présence d'un fort courant dans la couche vitale du composant
19	Claquage par avalanche	38	présence d'une forte tension dans la couche vitale du composant

Tableau V.1 : tableau de l'arbre de défaillance

V.3.2. Analyse quantitative

Pour l'évaluation de la disponibilité, nous utilisons le logiciel FAULT TREE 11, (ISOGRAPH).

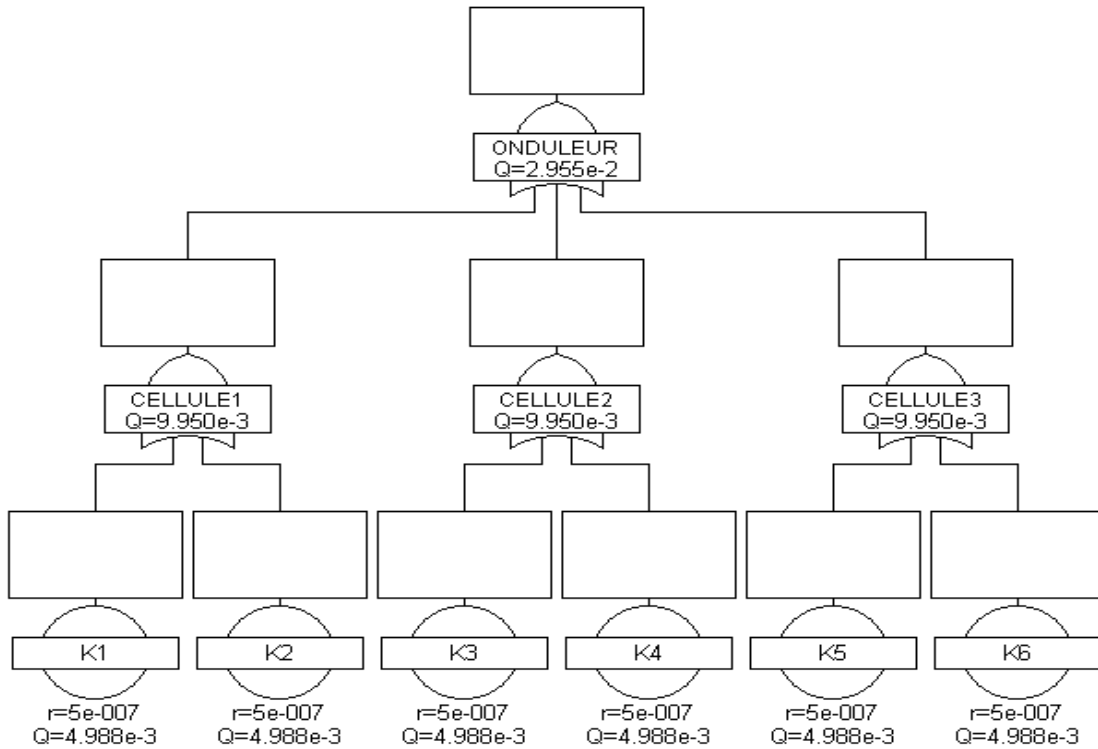


Figure V.5. : L'arbre de défaillance pour un onduleur à deux interrupteurs par bras

V.4. Conséquences sur le système après un défaut d'interrupteur dans un onduleur

Le défaut d'un transistor est causé soit par un défaut de commande (propagé par la commande elle-même ou émanant du couplage circuit – commande), soit par une défaillance physique de celui-ci (avalanche puis claquage, emballement thermique, claquage de l'oxyde de grille par ESD – EOS ou vieillissement, ...). Par la suite, les conséquences d'un défaut de transistor menant à un état définitif de court-circuit ou de circuit ouvert sont examinées.

V.4.1. Défaut de court-circuit dû à la défaillance d'un interrupteur

Quelle que soit l'origine du défaut de court-circuit, la défaillance d'un interrupteur provoque la mise en court-circuit de la source de tension lorsque le second interrupteur de la cellule est commandé à la fermeture. L'impédance de la maille, condensateur de filtrage (C) cellule en défaut, étant très faible, cela se traduit par un fort courant de court-circuit circulant à travers la cellule défaillante.

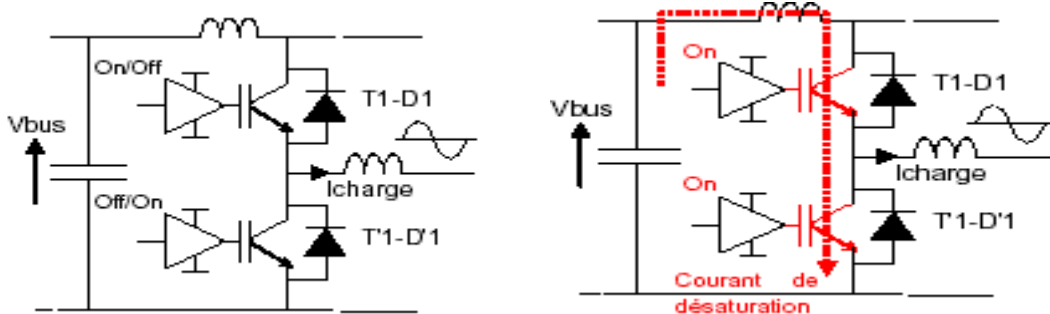


Figure V.6 : a) cellule générique.

b) défaut de court circuit

Le ou les deux semi-conducteurs de puissance (suivant l'origine du défaut) vont, si rien n'est fait, très rapidement passer en défaut physique. Il ne sera alors plus possible de les ouvrir par la commande (passage à un défaut physique). Si l'apport d'énergie par la source de tension n'est pas stoppé, la température va continuer d'augmenter jusqu'à l'ouverture ou l'explosion des composants.

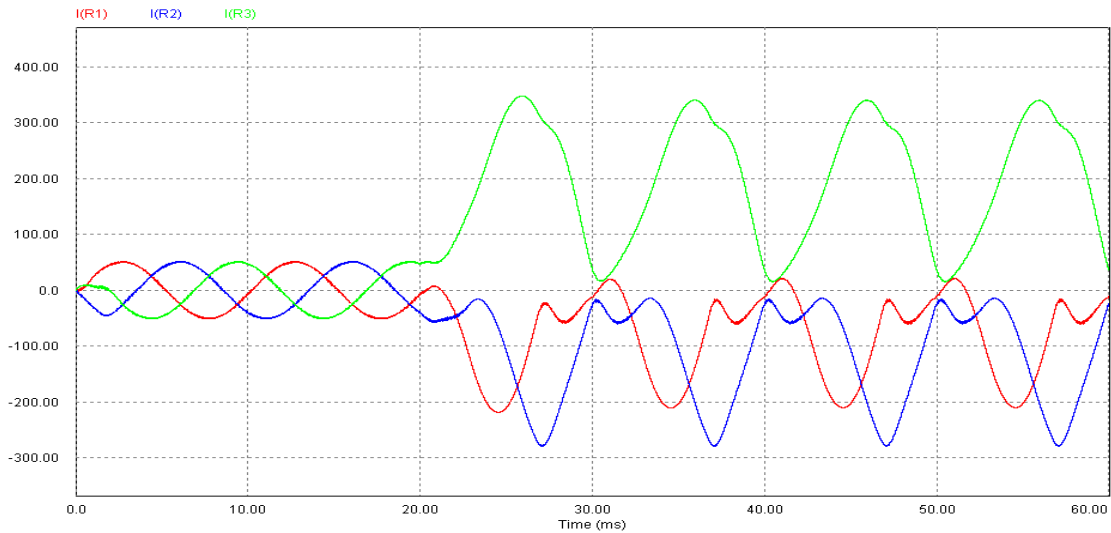


Figure V.7 : Forme d’ondes des courants près un Défaut de court-circuit de B3

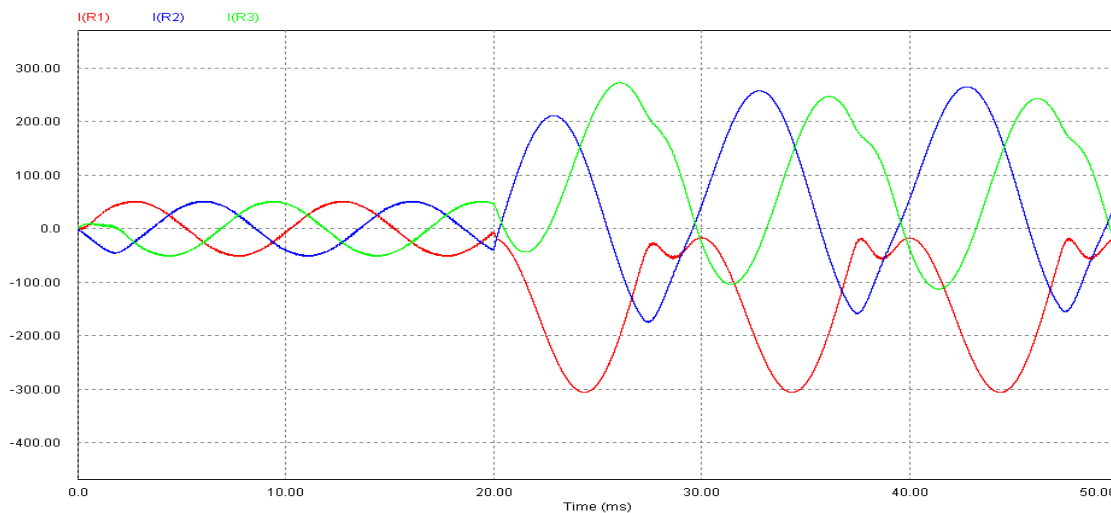


Figure V.8 : formes d’ondes des courants Après un défaut de court-circuit de B2 et B3

La simulation d'un défaut de bras d'onduleur montre que le courant de court-circuit est de type courant redressé mono-alternance (figure 7 et 8). Son amplitude atteint ici le triple de la valeur nominale et elle peut être encore plus élevée suivant le régime de fonctionnement pendant lequel elle survient. Pour protéger le ou les composants sains de la cellule défaillante et éviter tout risque d'explosions, il est important de détecter très rapidement le défaut de court-circuit et d'ouvrir les composants du bras défaillant avant que les deux interrupteurs de la cellule ne soient morts.

V.4.2. Défaut d’ouverture d’un interrupteur

Le maintien à l'état ouvert d'un transistor entraîne une perte de réversibilité en courant de la cellule : en mode onduleur, le courant de phase est alors unipolaire et non sinusoïdal. En

effet, la conduction spontanée de la diode en anti-parallèle du transistor en défaut est conditionnée par le signe du courant dans la phase.

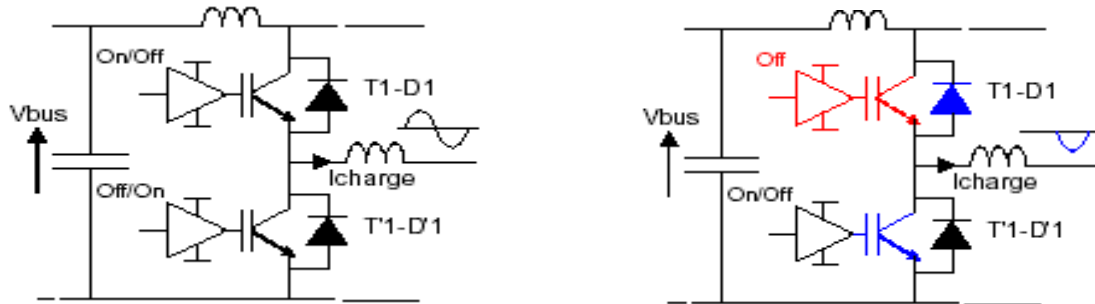


Figure V.9 : a) cellule générique 1

b) défaut d'ouverture.

Par exemple, si le transistor supérieur d'une cellule reste ouvert, la phase correspondante de la machine reste connectée au potentiel négatif du bus par la diode du bas. Le courant dans la phase concernée (phase B3 sur la figure 10,11) s'annule pendant la moitié de la période de modulation.

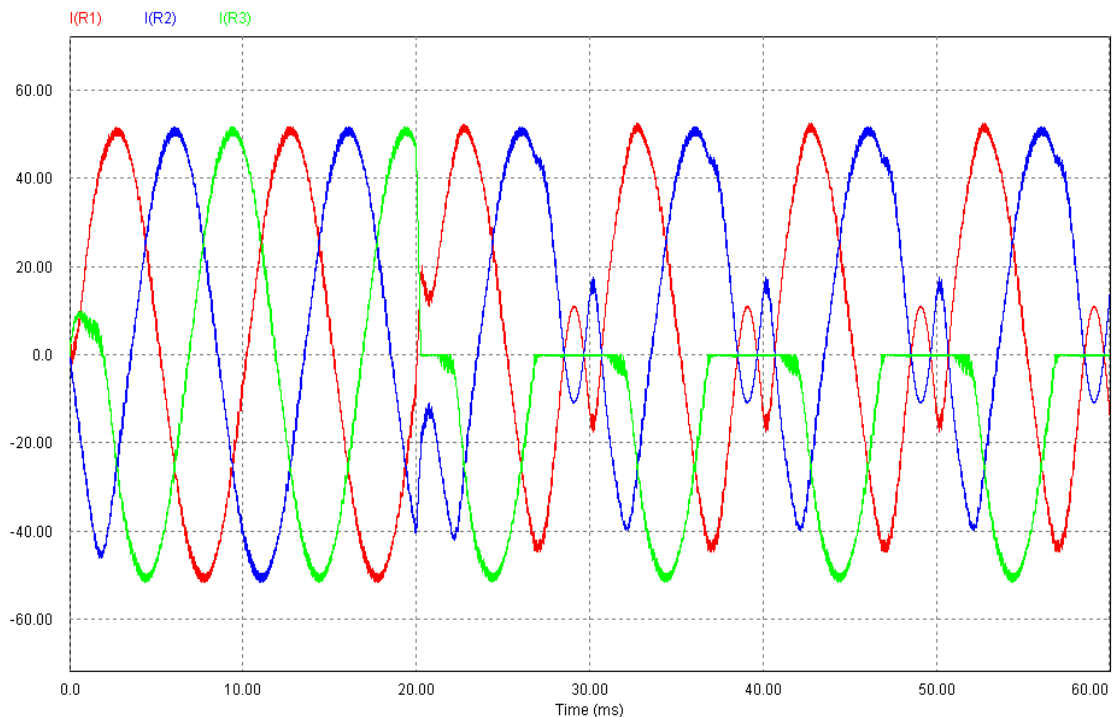


Figure V.10 : formes d'ondes des courants Après un défaut d'ouverture dans B3

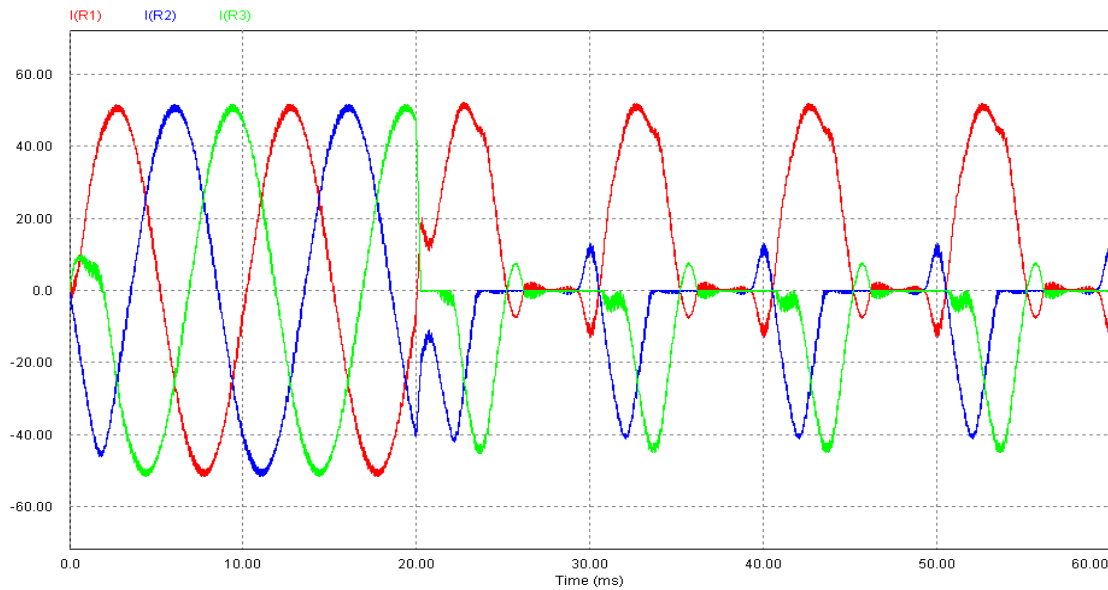


Figure V.11 formes d'ondes des courants Après un défaut d'ouverture dans B2 et B3

Comme le neutre de la machine est isolé, les courants dans les deux autres phases sont également déformés. La distorsion des courants est donc importante ce qui implique une puissance fluctuante significative. Le maintien du régime nominal nécessite alors une augmentation du courant efficace.

V.5 : Onduleur à quatre bras

Une topologie classique d'onduleur triphasé intégrant des interrupteurs d'isolement peut tolérer une défaillance interne. L'adjonction à l'onduleur d'une redondance interne permet d'améliorer les performances du fonctionnement reconfiguré. Il est préférable que l'élément additionnel soit une cellule de commutation plutôt qu'un diviseur capacitif, pour des raisons d'intégration comme de performances : la plage de tension que l'onduleur peut appliquer à la machine après reconfiguration est ainsi plus importante [56].

Le bras secours peut être raccordé à chacune des 3 phases pour remplacer un bras défaillant. Ainsi après reconfiguration le fonctionnement reste celui d'un onduleur triphasé ; aucune modification de l'algorithme de commande n'est requise et l'intégralité de la puissance nominale peut être fournie. Cependant, cette topologie nécessite 3 dispositifs de connexion et 3 dispositifs d'isolement (un par phase), ce qui pénalise la compacité du convertisseur.

Il paraît alors opportun de raccorder le bras additionnel au neutre de la machine (figure 10) : le nombre de dispositifs de connexion est alors réduit à un par phase. Il peut

toutefois sembler préférable d'adjoindre également un interrupteur d'isolement au bras secours pour ne le relier qu'en cas de défaut et éviter ainsi toute circulation de courant dans ce bras. A l'inverse, il est envisageable, en mode normal, de faire jouer au quatrième bras un rôle de filtrage actif du neutre par une modulation vectorielle 4 bras. Il est alors nécessaire de pouvoir isoler ce bras s'il subit une défaillance pour permettre la reconfiguration de l'onduleur.

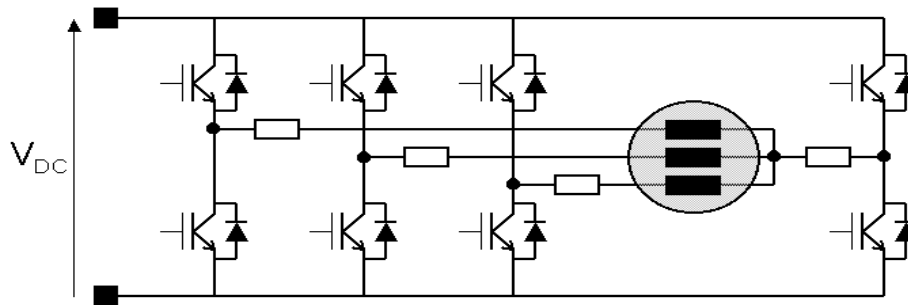


Figure V.12 : Topologie d'onduleur à bras secours raccordé au neutre

V.5.1. Procédure d'isolement d'un onduleur 4 bras.

Suite à la défaillance d'un semi-conducteur du convertisseur, la cellule de commutation correspondante est déconnectée de la phase de la machine. Pour que le dimensionnement des éléments de protection de l'interrupteur d'isolement ne soit pas excessif, il est nécessaire de minimiser l'énergie à dissiper.

Or, pour une défaillance de type "court-circuit" d'un transistor, il n'est pas certain que le courant de phase s'annule rapidement. La stratégie proposée est d'ouvrir alors tous les autres transistors afin de provoquer une conduction intermittente de la phase moteur. Toutefois, comme la combinaison des fem impose la conduction des diodes et l'évolution du courant, il n'est pas certain d'obtenir l'annulation du courant avant de nombreuses périodes selon l'instant auquel se produit la défaillance et l'alternance du courant de phase. Les courants de phase peuvent subir des oscillations d'amplitudes élevées (Figure 13).

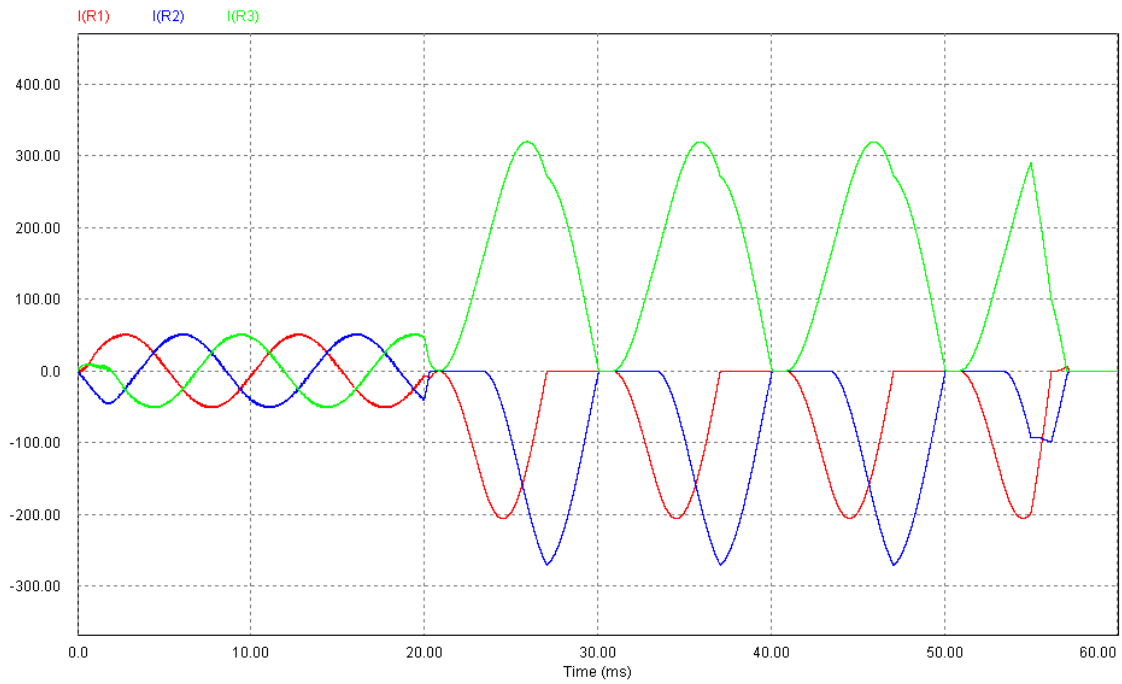


Figure V.13 : Défaut de court-circuit de B3 avec blocage de B1 et B2

Pour imposer une annulation plus rapide du courant et éviter des régimes transitoires de courant au convertisseur et à la machine, il est envisageable de profiter de l'annulation du courant dans l'une des phases restantes pour ouvrir celle-ci. Il ne subsiste alors qu'un seul chemin de court-circuit et le courant de phase peut s'exprimer comme la somme d'une sinusoïde et d'une exponentielle décroissante. Il s'annule donc plus rapidement (figure 14).

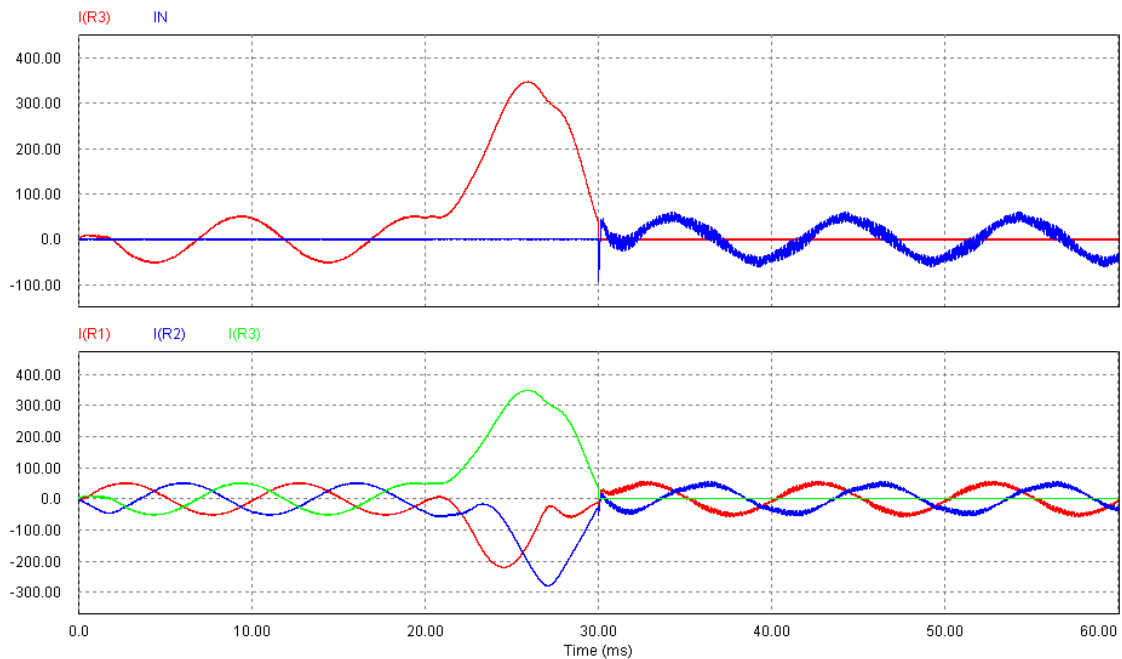


Figure 14 : Fonctionnement normal, blocage de l'onduleur à l'apparition de la défaillance, isolement de la cellule défaillante et reconfiguration (à gauche : ouverture phase B3, à droite : connexion bras secours)

Une autre alternative consiste à utiliser le bras secours pour forcer l'annulation du courant de phase. Lors du blocage de l'onduleur, l'interrupteur d'isolement relié au neutre est fermé ainsi que, dans le bras relié au neutre, le transistor de même niveau que le transistor défaillant. L'enroulement de la machine se trouve ainsi court-circuité et l'évolution du courant est conditionnée par la seule fem de la phase reliée au bras défaillant ; celle-ci peut imposer rapidement son annulation (figure 13). Si toutefois la décroissance de la valeur algébrique de ce courant ne dure pas jusqu'à son annulation, la reconfiguration des interrupteurs d'isolement et du bras secours en fonction des fem permet d'assurer un régime transitoire réduit.

V.5.2. Fonctionnement secours d'un onduleur 4 bras.

Une fois le bras défaillant isolé, l'organe superviseur connecte le bras secours au neutre de la machine. Celui-ci assure alors le retour des courants diphasés par le neutre et joue le rôle de diviseur de tension actif pour régler la tension du neutre.

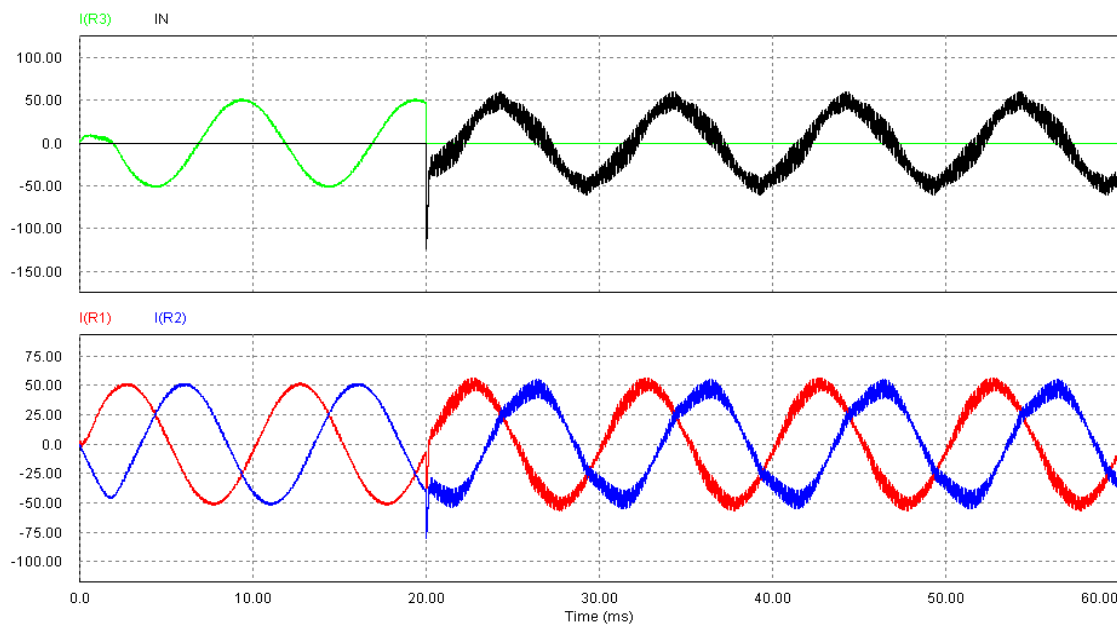


Figure V.13 : Fonctionnement normal puis reconfiguration sans modification de la commande (mode diphasé 120°)

Comme le convertisseur comporte peu de composants, sa fiabilité est assez bonne (MTBF donné par les constructeurs compris entre 4 et 5 ans [57]). Du point de vue de la sûreté de fonctionnement, Un défaut d'ouverture est beaucoup moins contraignant puisque la

sécurité de fonctionnement est assurée. Par contre la défaillance d'un interrupteur en court-circuit ne permet pas d'assurer la sécurité du système. En effet, même si des protections sont ajoutées à la structure (fusible, driver intelligent), celles-ci ne peuvent pas éviter la mise en court-circuit de la source de tension. Le défaut peut donc se propager à l'extérieur du convertisseur : risque de défaillance sur l'alimentation continue, endommagement de la partie mécanique. Le système n'est donc pas tolérant au défaut de court-circuit d'un interrupteur et l'arrêt très rapide du convertisseur est la stratégie la plus adaptée. L'adjonction à l'onduleur d'une redondance interne permet d'améliorer les performances du fonctionnement reconfiguré.

Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'étudier la sûreté de fonctionnement de l'onduleur de tension. Des retours d'expérience prouvent que la majorité des défaillances sont dues à un défaut d'interrupteur. L'arbre de défaillance nous a permis une meilleure observation de l'enchaînement des défauts. L'analyse qualitative permet de déterminer les faiblesses du système dans le but de proposer des modifications afin d'améliorer la fiabilité du système.

Si un défaut d'ouverture n'a pas de conséquences néfastes sur le système lorsque l'on utilise un onduleur classique, il n'en est pas de même pour un défaut de court-circuit. Les conséquences sur la source de tension, le moteur, la charge et le convertisseur peuvent alors être dramatiques. Pour y remédier, il faut augmenter la fiabilité et la disponibilité du convertisseur.

Pour augmenter la sûreté de fonctionnement de l'onduleur, des structures tolérantes à la défaillance d'un interrupteur sont proposées. Pour cela, la topologie du convertisseur doit faire apparaître des redondances ou bien un partitionnement pour pouvoir confiner le défaut et contenir ces effets. L'utilisation de la topologie de l'onduleur quatre bras à tolérance de pannes permet l'augmentation de la disponibilité du convertisseur.

CHAPITRE VI

CHAPITRE VI

Introduction :

Dans ce chapitre nous effectuons le calcul de la fiabilité des nouvelles structures d'onduleur faisant apparaître des redondances ou un partitionnement susceptibles d'améliorer la fiabilité et la sécurité du convertisseur suite à un défaut d'interrupteur.

VI.1. Introduction à la fiabilité prévisionnelle

La fiabilité prévisionnelle permet de calculer la fiabilité d'un système sur la base d'un modèle mathématique défini à partir de la topologie du circuit et de la fiabilité estimée des composants. Pour mener à bien les calculs de fiabilité, nous utilisons des diagrammes de fiabilité qui sont des diagrammes fonctionnels logiques traduisant l'effet du comportement de chaque élément sur le comportement global du système. [58], [44], [10]. Afin de simplifier l'étude, nous avons émis les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La loi de fiabilité des éléments est une loi exponentielle. C'est en général celle appliquée en électronique. Elle a le mérite d'être simple puisque le taux de défaillance d'un composant est constant. Seul les événements aléatoires sont pris en compte (ni usure et ni défaillance précoces)
- La défaillance est de type catalectique (défaillance soudaine, irréversible et complète) et ne concerne que les interrupteurs de puissance (excepté pour le multicellulaire série).
- Parmi les deux types de défauts possibles, seul le court-circuit est pris en compte.
- Tous les éléments (semi-conducteurs) sont non réparables et indépendants (néanmoins dans certains cas, nous tiendrons compte des interactions)

Retour d'expérience : Les données sur la fiabilité sont peu nombreuses. Pour preuve, les bases de données traditionnelles issues de [59] ou de [60] ne donnent aucune information sur les composants de puissance que nous sommes amenés à utiliser (IGBT, GTO, diode de puissance, ...). Néanmoins, quelques articles se basant sur des retours d'expériences issus de l'industrie fournissent des informations précieuses sur les convertisseurs « classiques » moyenne puissance haute tension utilisés pour effectuer de la variation de vitesse. Notons dans l'étude menée dans [61] les points suivants :

- Le nombre de systèmes observés comprend 666 systèmes de conversion (redresseur + filtre + onduleur) et 698 moteurs. Sur la période d'étude, les auteurs font état de **522 défauts** sur le système de conversion et **19 défauts** seulement dans les moteurs.
- Parmi les défauts rencontrés dans les convertisseurs (redresseur + onduleur) **37.9% des défauts ont été attribués à la défaillance d'un composant de puissance, 53.1% à des défauts de commandes** (commande éloignée, capteurs, commande rapprochée ou driver) et 7.7% à un défaut de refroidissement (problème de ventilation ou de circulation d'eau dans les radiateurs).

Dans l'étude menée dans [57], les auteurs ajoutent que :

- Sur l'ensemble des données fournies par 40 industriels (pétrochimie), plus de 70 % des défaillances ont été attribuées à des défauts de composants dans le système de conversion (Interrupteur, commande rapprochée, commande, fusible, filtre passif).
- 63% des défaillances apparaissent durant les 12 premiers mois après la mise en place du système. 75% des problèmes ont été réparés dans la journée et 20% des réparations ont pris 1 à 4 jours.

Malheureusement, aucune information n'est donnée concernant les montages de puissance. Les seules informations actuellement à notre possession émanent d'ALSTOM transport pour des modules IGBT 1,7kV-2,5-3,3kV, 400A, 800A et 1,2kA utilisés en traction :

Elements	Taux de defaillance ¹	Commentaires
Module IGBT/Diode (2.5 – 3.3 kv, 1.2 kA)	$\lambda_{\text{igbt}}=5.10^{-7}/\text{h}$ (Marge en Tension de 50 %)	Donnée issue de GEC-Alstom Transport à Tarbes
Module IGBT/thyristor	$\lambda_{\text{thyr}}=5.10^{-7}/\text{h}$ (Marge en tension de 50 %)	On suppose que le taux de défaillance est égal à l'IGBT

Tableau VI.1 : Taux de défaillance utilisés pour les applications numériques

Dans notre cas, nous ne prendrons en compte que l'influence de la tension aux bornes des composants du convertisseur. Le taux de défaillance pour un semiconducteur est alors fonction de π_s . Ce paramètre exprime l'influence de la tension V_{ce} ramenée sur la tension de

calibre du transistor, sachant qu'elle ne doit pas dépasser 90% de cette tension. Le taux de défaillance en fonction de la tension est ainsi égal (pour des composants petits signaux) à :

$$\lambda = \lambda_0 \cdot \pi_s \cdot 10^{-9} / h \tag{VI.1}$$

Avec
$$\pi_s = 0.22 \cdot e^{1.7 \cdot \frac{V_{ce}}{V_{ce_max}}} \tag{VI.2}$$

VI.2. Calcul de la fiabilité

VI.2.1. Onduleur classique « 2 niveaux » à « 2 interrupteur »

Le défaut d'un d'interrupteur entraîne la défaillance d'un bras et du convertisseur. Pour établir la fiabilité du système, les éléments sont fonctionnellement en série.

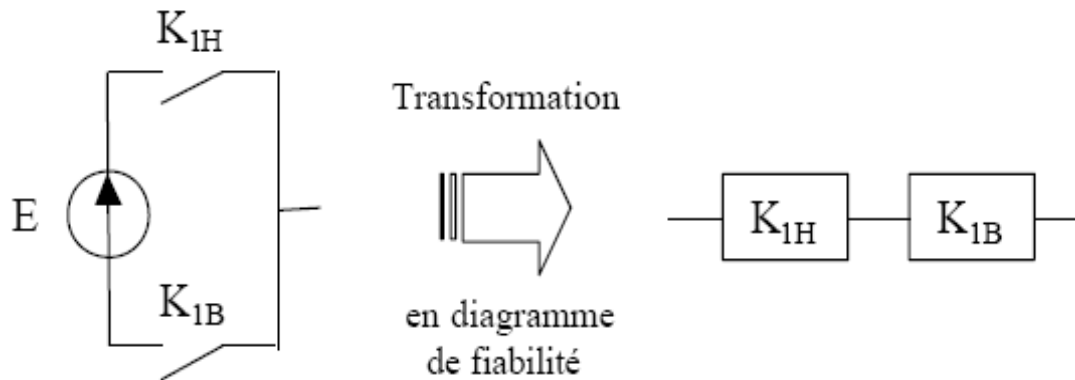


Figure VI.1 : Diagramme de fiabilité d'un bras d'onduleur « 2 niveaux » à « 2 interrupteurs »

La probabilité de non défaillance (ou fiabilité) d'un bras est donnée par la non défaillance simultanée des 2 interrupteurs et la fiabilité du convertisseur est donnée par la non défaillance simultanée des trois bras composant la structure triphasée. La fiabilité d'un bras d'onduleur classique à 2 niveaux et 2 interrupteurs est égale à :

$$F_{2N}(t) = e^{-\lambda_{1g} t} \times e^{-\lambda_{1g} t} \tag{VI.3}$$

La fiabilité étendue au convertisseur est égale à :

$$F_{2N_tri}(t) = e^{-6 \lambda_{igbt} t} \quad \text{VI.4}$$

Le MTBF d'un bras est :

$$MTBF_{2N}(t) = \frac{1}{2 \lambda_{igbt}} \quad \text{VI.5}$$

Le résultat sur la fiabilité globale du bras est le suivant :

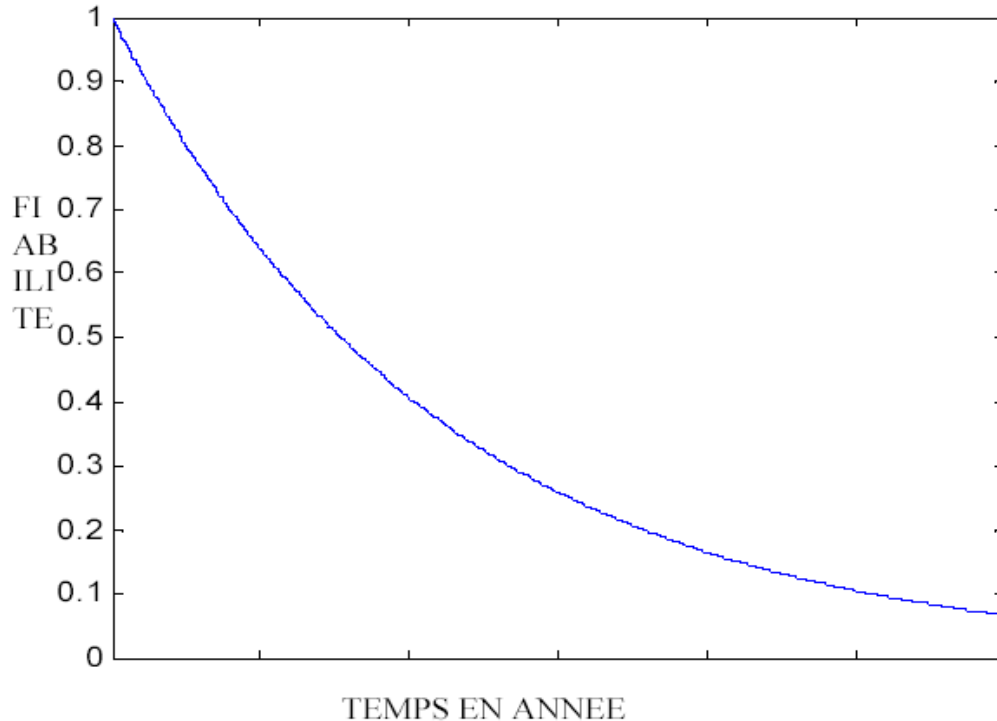


Figure VI.2 : Evolution de la fiabilité d'un bras à deux interrupteurs
VI.2.2. Mise en série directe d'interrupteurs

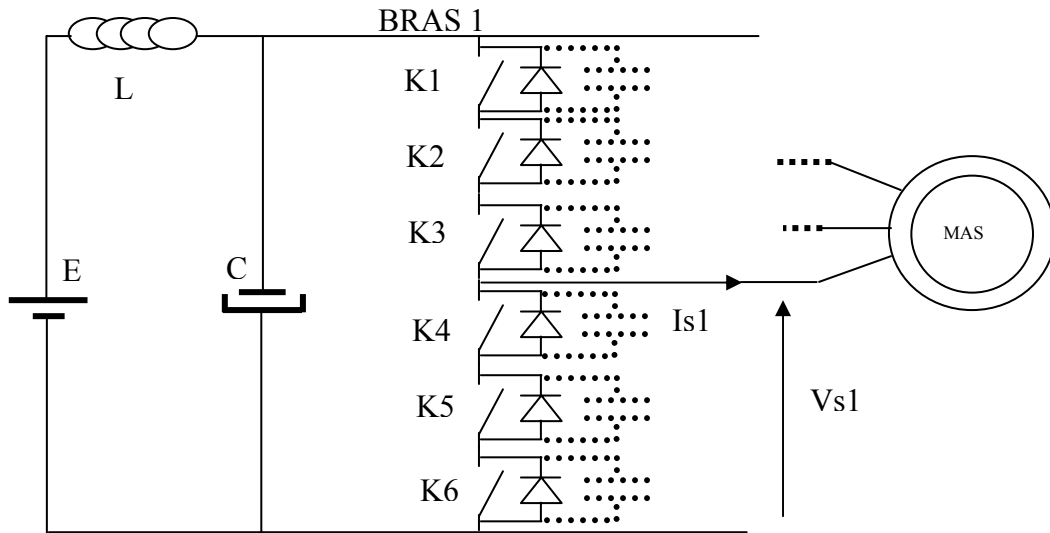


Figure VI.3 : Structure d'un bras d'onduleur avec mise en série directe d'interrupteurs

VI.2.2.1. Présentation

La tension maximale supportée par les interrupteurs de puissance étant physiquement limitée, un moyen pour monter en tension est de mettre des interrupteurs en série. La cellule de commutation d'un bras ne comporte plus 2 mais $2 \times k$ interrupteurs ce qui permet d'introduire une redondance dans le système.

Néanmoins, cette structure ne permet pas d'utiliser les degrés de liberté de la commande des nouveaux interrupteurs pour améliorer les formes d'onde en tension (reste à 2 niveaux de tension) et en courant en sortie. Cependant, une marche dégradée suite à la défaillance d'un interrupteur peut être envisagée si les conditions suivantes sont respectées :

- 1) le nombre d'interrupteurs k doit au moins être égal à trois,
- 2) les interrupteurs doivent être dimensionnés pour supporter en fonctionnement normal 50% de leur tension de calibre.

Cette structure est donc une structure simple, néanmoins sa mise en oeuvre est difficile à réaliser car les capacités entre électrodes des interrupteurs doivent être identiques (même dynamique) et la commande des interrupteurs mis en série doit être parfaitement synchrone pour pouvoir maîtriser la répartition : 1) des tensions aux bornes des interrupteurs à E/k , 2) des pertes dans le semi-conducteur. Or, les interrupteurs et la commande ne sont pas parfaits. Ainsi, un retard à l'amorçage (respectivement une avance au blocage) entraînent une

surtension sur l'interrupteur retardé (respectivement avancé). Par contre, le composant le plus rapide supporte une surtension uniquement à l'ouverture [62]. Il est donc nécessaire, surtout dans les convertisseurs de puissance comportant peu d'interrupteurs en série, d'ajouter des circuits de protections pour se protéger des stress éventuels.

Nous supposons, que les contraintes en tension d'un interrupteur formé de n IGBT en série sont maîtrisées lorsque l'un d'eux passe en défaut de court-circuit. La fiabilité d'un bras est donc assurée tant que les n-1 IGBT d'un demi bras sont sains. Par contre, la fiabilité du convertisseur est toujours donnée par la non défaillance simultanée des trois bras formant la structure triphasée.

Le diagramme de fiabilité de la Figure VI.4 donne une transcription fonctionnelle assez simple du comportement du circuit suite à un ou plusieurs défauts. Néanmoins, les calculs de fiabilité sont complexes puisqu'il faut tenir compte des nouvelles contraintes en tension supportées par les n-1 IGBT de l'interrupteur défaillant.

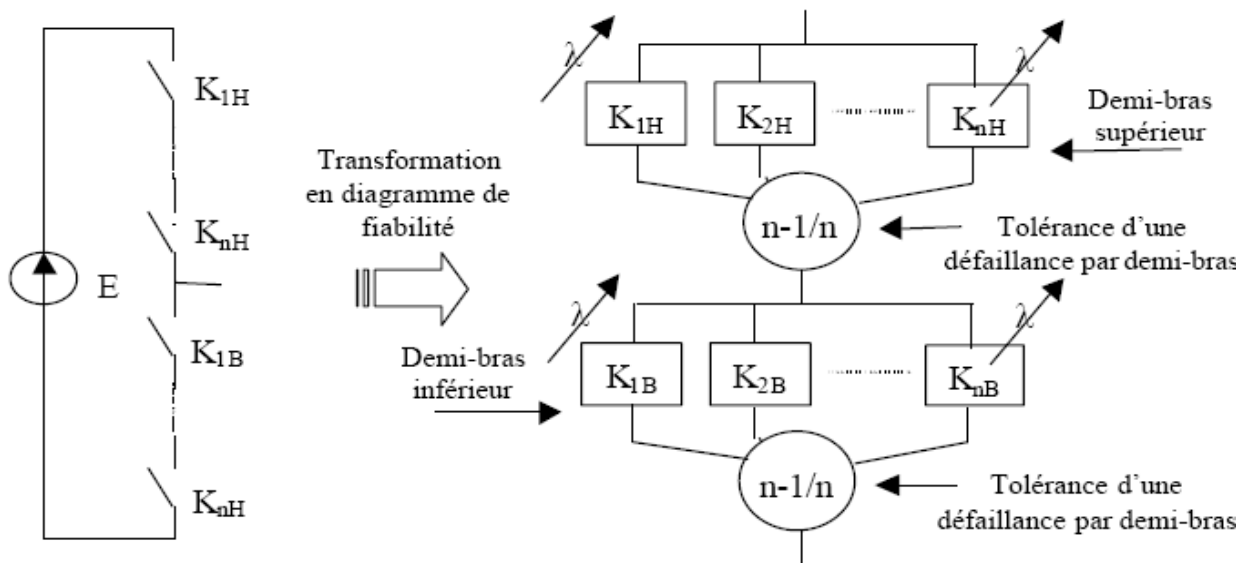


Figure VI.4 : Diagramme de fiabilité d'un bras d'onduleur 2 niveaux à 2n interrupteurs

Le calcul donne :

$$F_{2N-2n}(t) = \left[e^{-n\lambda_1 t} + \frac{1}{1 - \frac{n-1}{n} \cdot \frac{\lambda_2}{\lambda_1}} \left(e^{-(n-1)\lambda_2 t} - e^{-n\lambda_1 t} \right) \right]^2$$

$\underbrace{\hspace{150px}}_{\frac{1}{2} \text{ bras}}$
Bras complet \swarrow

VI.6

λ_1 : Taux de défaillance d'un interrupteur avant le défaut (= 5.10-7défaut/heure).

λ_2 : Taux de défaillance d'un interrupteur après le défaut. Avec un composant de 3 interrupteurs en série, les semiconducteurs subissent une surtension de 50% en régime permanent dégradé.

Etendue au convertisseur triphasé, la fiabilité du convertisseur est égale à :

$$F_{2N-2n_tri}(t) = \left[e^{-n\lambda_1 t} + \frac{1}{1 - \frac{n-1}{n} \cdot \frac{\lambda_2}{\lambda_1}} \left(e^{-(n-1)\lambda_2 t} - e^{-n\lambda_1 t} \right) \right]^6$$

VI.7

Nous obtenons à partir de (VI.7), le MTBF d'un bras d'onduleur :

$$MTBF_{2N-2n}(t) = \underbrace{\frac{1}{2 \cdot n \cdot \lambda_1}}_{\text{MTBF de 2n Entités en série}} \left[1 + \frac{1}{1 - \frac{n-1}{n} \cdot \frac{\lambda_2}{\lambda_1}} \cdot \left(1 + \frac{n}{2 \cdot (n-1) \lambda_2} \right) \right]$$

Majoration du MTBF grâce à la tolérance d'une panne par demi bras comprenant n Entités en série

VI.8

Ces équations dépendent de λ_1/λ_2 , rapport entre les taux de défaillance d'un élément soumis respectivement à une contrainte normale et à une surtension dépendant du nombre d'interrupteurs utilisé. Pour obtenir la valeur de ce rapport, il suffit théoriquement de déterminer la tension V_{ce_max} aux bornes d'un IGBT pour un interrupteur comportant n-1 semiconducteurs , puis de reporter ce résultat dans l'équation (VI.2). Nous obtenons ainsi le

Tableau VI.2. La Figure VI.5 donne une comparaison entre la fiabilité d'un onduleur classique et celle d'un onduleur comprenant une redondance obtenue par la mise en série directe de n IGBT.

	λ_1/λ_2	Facteur de majoration du MTBF
N=3	0.65 (passage de 3 à 2)	2.47
N=4	0.75 (passage de 4 à 3)	2.50
N=5	0.81 (passage de 5 à 4)	2.51
$N \rightarrow \infty$		2.50

Tableau VI.2 : Rapport des taux de défaillance d'un interrupteur avant et après un défaut.

Le résultat sur la fiabilité globale du bras est le suivant :

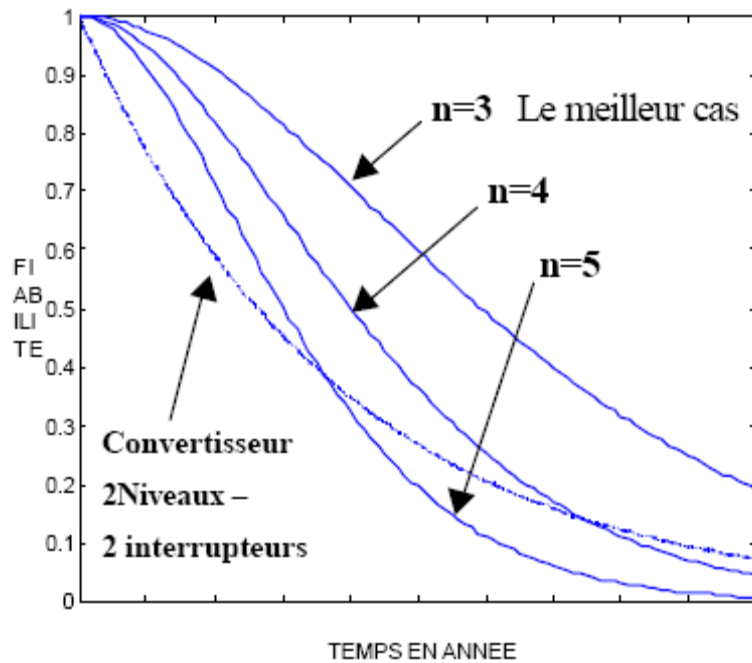


Figure VI.5 : Probabilité de non défaillance d'un onduleur triphasé 2N - 2n

VI.2.3. Structure à Multiple Points Clampés

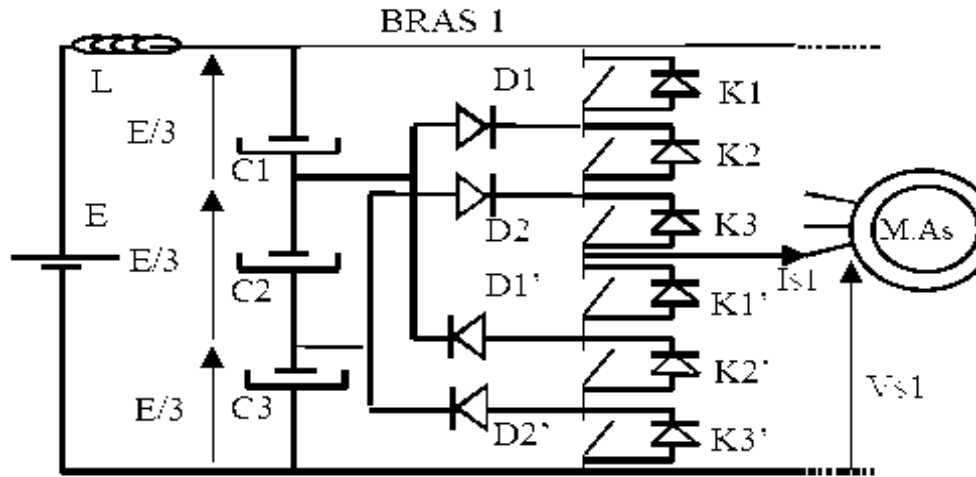
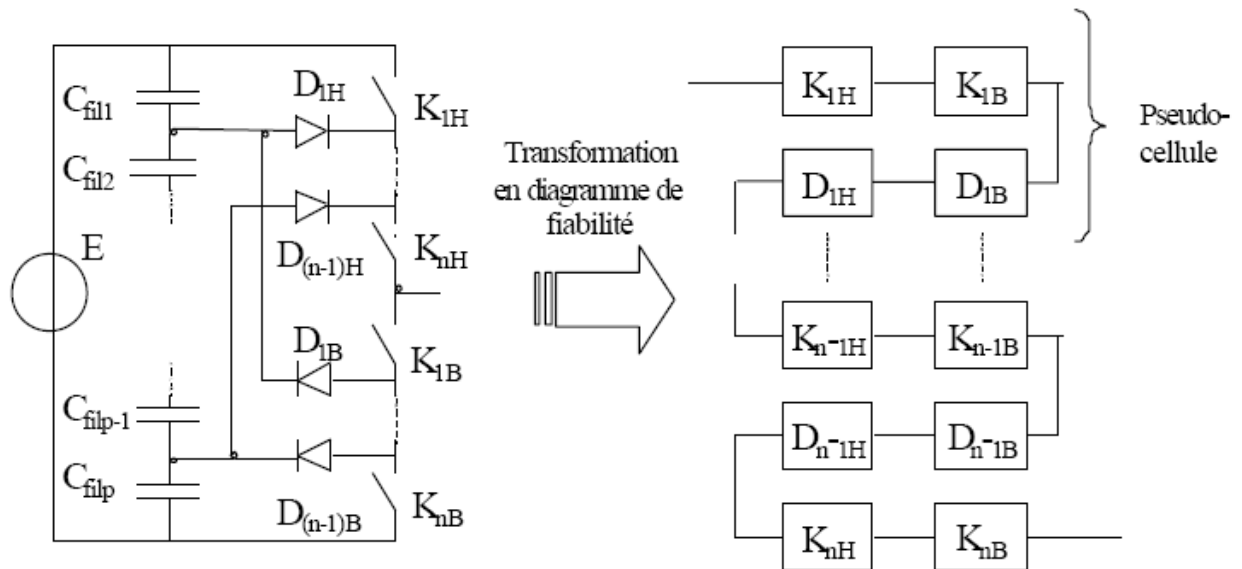


Figure VI.6 : Structure d'un MPC (Multiple Points Clamped)

VI.2.3.1. Présentation

Cette structure permet, contrairement à la structure précédente, de clamer la tension aux bornes des interrupteurs ouverts à l'un des trois potentiels de la tension d'alimentation continue (de valeur égale à E/p , p étant le nombre de condensateurs de même valeur mis en série sur la source d'entrée) ce qui assure l'équipartition des contraintes électriques. Le défaut d'un élément entraîne la défaillance d'un bras et du convertisseur. Pour établir la fiabilité du système, les éléments sont mis en série.



FigureVI.7 : Diagramme de fiabilité d'un bras d'une structure MPC

La fiabilité d'un bras comprenant n pseudo cellules est égale à :

$$F_{MPC}(t) = e^{-(2 \cdot n \cdot \lambda_{igbt} + 2(n-1) \cdot \lambda_{diode}) \cdot t} \tag{VI.9}$$

Tandis que la fiabilité du convertisseur est égale à :

$$F_{MPC_tri}(t) = e^{-(6 \cdot n \cdot \lambda_{igbt} + 6(n-1) \cdot \lambda_{diode}) \cdot t} \tag{VI.10}$$

Nous obtenons, à partir de l'équation (I.11), le MTBF bras d'onduleur MPC :

$$MTBF_{MPC}(t) = \underbrace{\frac{1}{2 \cdot \lambda_{igbt}}}_{\text{MTBF d'un onduleur classique}} \times \underbrace{\frac{1}{n + (n + 1) \cdot \frac{\lambda_{diode}}{\lambda_{igbt}}}}_{\text{Minoration du MTBF par rapport à un onduleur classique}} \tag{VI.11}$$

Le résultat de la fiabilité global est le suivant

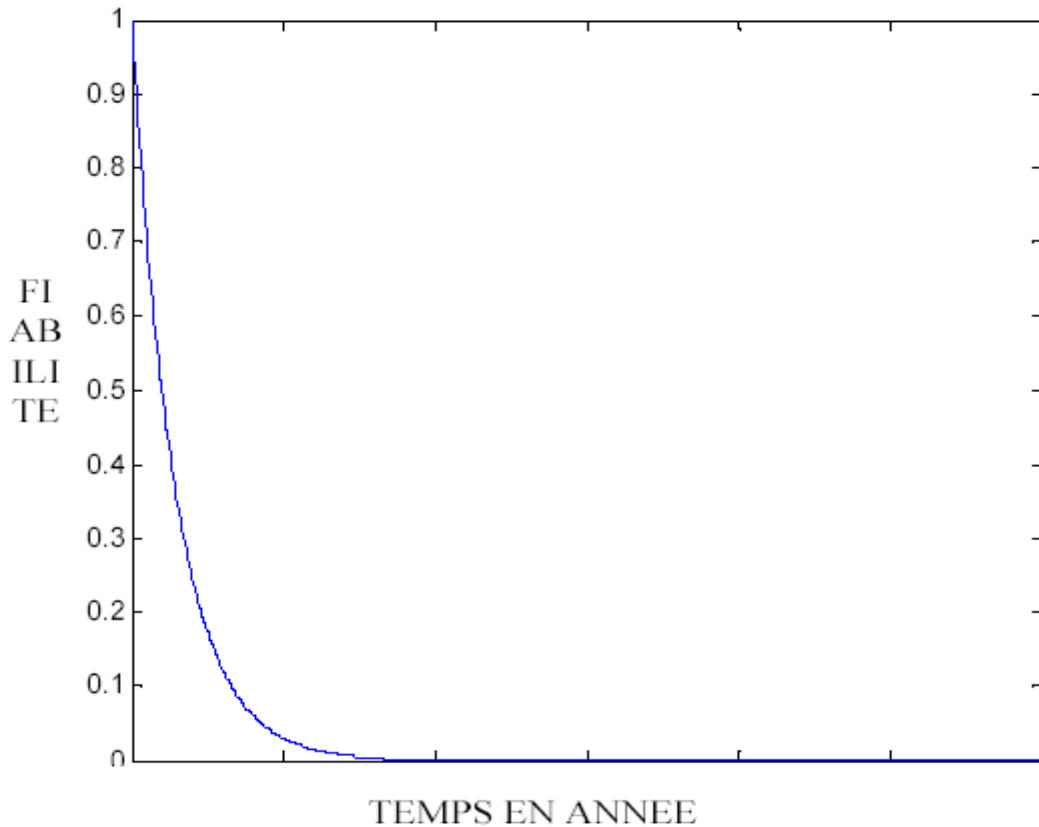


Figure VI.8 : Fiabilité d'une structure MPC à 3 pseudo cellules

VI.2.4. Association onduleurs de tension monophasés - cycloconvertisseurs monophasés à sortie triphasée

VI.2.4.1. Présentation

Cette structure présentée dans [63] est constituée de trois onduleurs de tension monophasés à thyristors duaux (amorçage spontané, blocage commandé) dont les entrées sont mises en parallèle sur la source continue de tension. Il n'est pas possible de définir sur cette structure la fiabilité d'un bras puisque la défaillance d'un élément a des répercussions sur les autres bras du convertisseur. Le calcul de la fiabilité ne pourra donc être fait que sur l'ensemble de la structure. La défaillance d'un élément sur un des n onduleurs ou bien sur un des 3 cycloconvertisseurs qu'il alimente, entraîne la disparition de ce groupe de convertisseurs (1 onduleur + 3 cycloconvertisseurs).

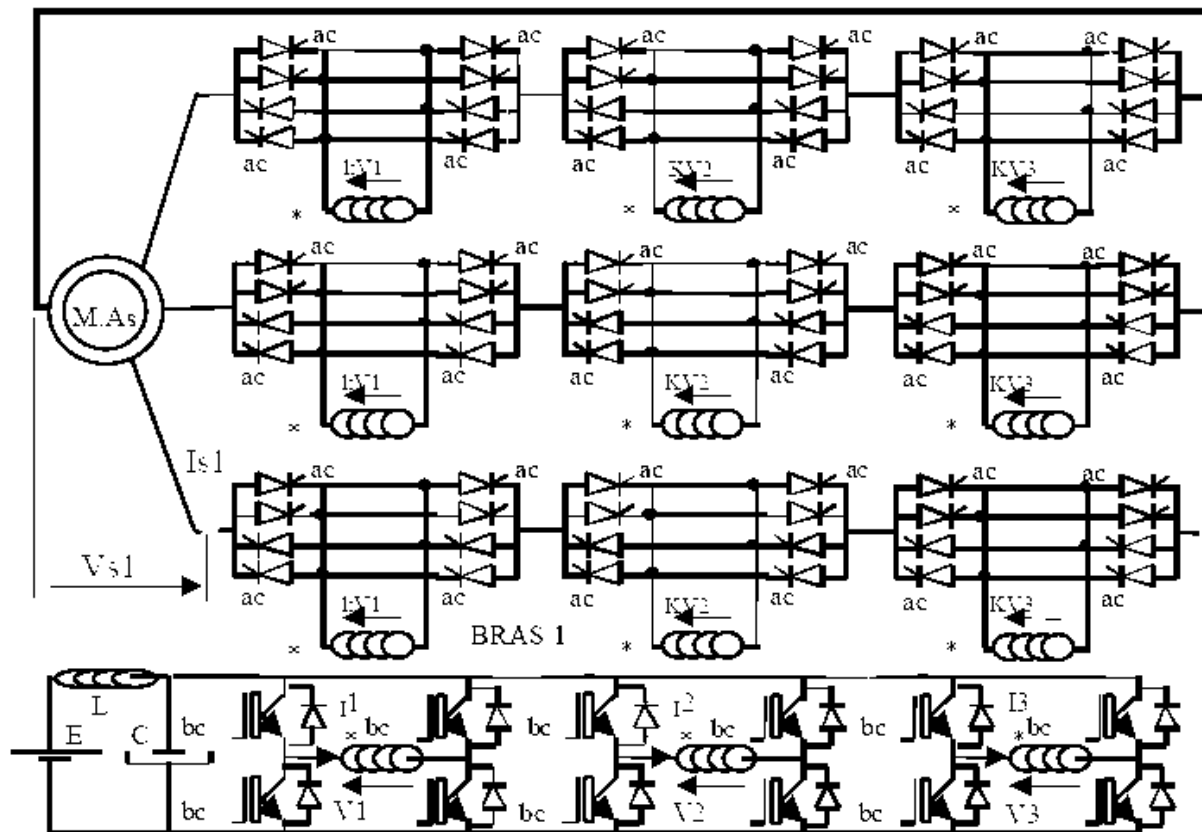


Figure VI.9 : Onduleur multi niveaux à association onduleur-cycloconvertisseur à Commutation douce « tout silicium »

Du point de vu de la sûreté de fonctionnement cette structure est très intéressante puisque :

- 1) le thyristor dual (onduleur) ne peut s’amorcer et rester en conduction que si la tension à ses bornes est nulle. Il est donc fonctionnellement impossible de court-circuiter la source de tension [10].
- 2) par dualité, le thyristor (cycloconvertisseur) ne peut se bloquer que lorsque le courant qui le traverse est nul. Il est donc impossible d’ouvrir la source de courant.
- 3) la commutation douce permet l’usage de CALC non dissipatif de fortes valeurs dans les onduleurs. Les perturbations lors des commutations sont ainsi fortement réduites.
- 4) elle «partitionne » la tension d’alimentation de la machine.

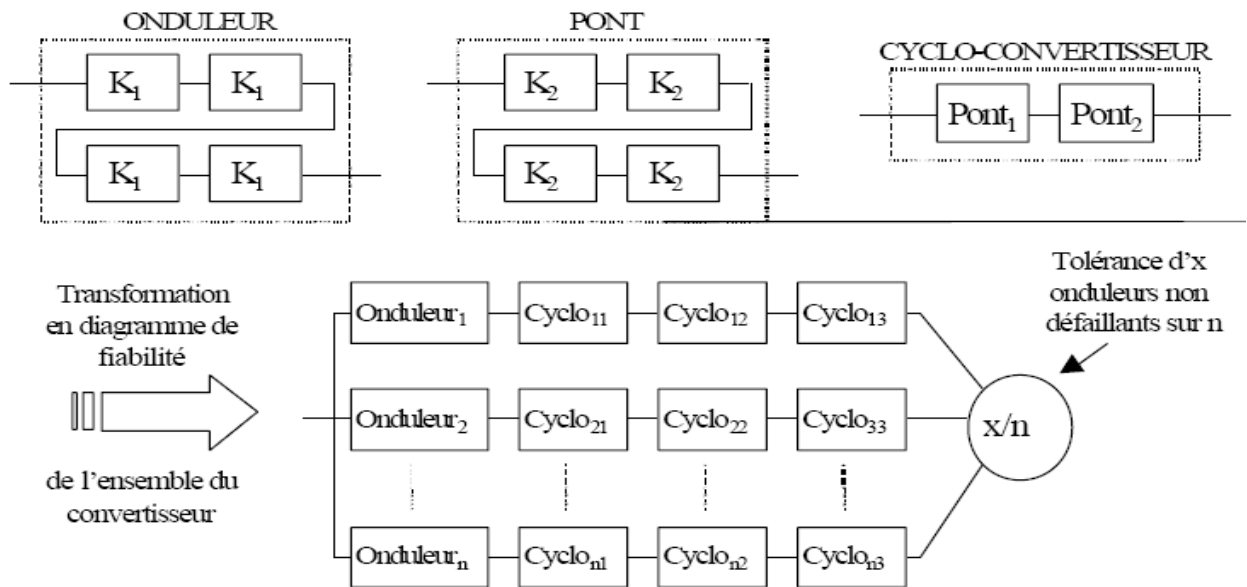


Figure VI.10 : Diagramme de fiabilité d’un onduleur à commutation douce tout silicium

Comme la **structure est partitionnée**, elle peut continuer à fonctionner sans danger si la charge est passive (la tension en sortie n’est pas imposée). En effet, la mise en court-circuit des n cycloconvertisseurs en série en sortie de chaque bras n’entraîne pas de contraintes supplémentaires sur les interrupteurs des autres cycloconvertisseurs sains. Le taux de défaillance est alors constant et la structure globale du convertisseur peut continuer à

alimenter la charge jusqu'à ce que tous les onduleurs soient arrêtés (redondance simple série – parallèle, un onduleur parmi n doit continuer à fonctionner).

Par contre, la perte d'une partie de la structure suite à la défaillance d'un élément entraîne une perte de puissance sur la machine. Pour lui assurer un fonctionnement correct, un nombre minimal d'onduleurs doit pouvoir continuer à fonctionner. Cela exige qu'au moins x onduleurs parmi n ne soient pas défectueux. Pour répondre à ce critère, nous avons calculé cette probabilité. La fiabilité du convertisseur global (au moins 1 onduleur en fonction parmi n) est de :

$$F_{ond_cyclo}(t, x = 1) = 1 - \prod_{i=1}^n \left[1 - e^{-(4 \cdot n \cdot \lambda_{igbt_i} + 24 \cdot \lambda_{thyr_i}) \cdot t} \right] \quad \text{VI.12}$$

$$= \sum_{i=1}^n (-1)^{i+1} \cdot C_n^i \cdot e^{-(4 \cdot n \cdot \lambda_{igbt_i} + 24 \cdot \lambda_{thyr_i}) \cdot t}$$

La probabilité d'au moins au moins x onduleurs en fonction parmi n est égale à :

$$F_{ond_cyclo}(t, x) = \sum_{i=1}^n C_n^i \cdot e^{-(4 \cdot n \cdot \lambda_{igbt_i} + 24 \cdot \lambda_{thyr_i}) \cdot t} \cdot \left[1 - e^{-(4 \cdot \lambda_{igbt} + 24 \cdot \lambda_{thyr}) \cdot t} \right]^{n-1} \quad \text{VI.13}$$

Ces formules étant peu explicites, nous traçons leurs courbes sur la Figure VI.11 pour les comparer à la fiabilité d'un convertisseur classique triphasé à 2 Niveaux et 2 interrupteurs.

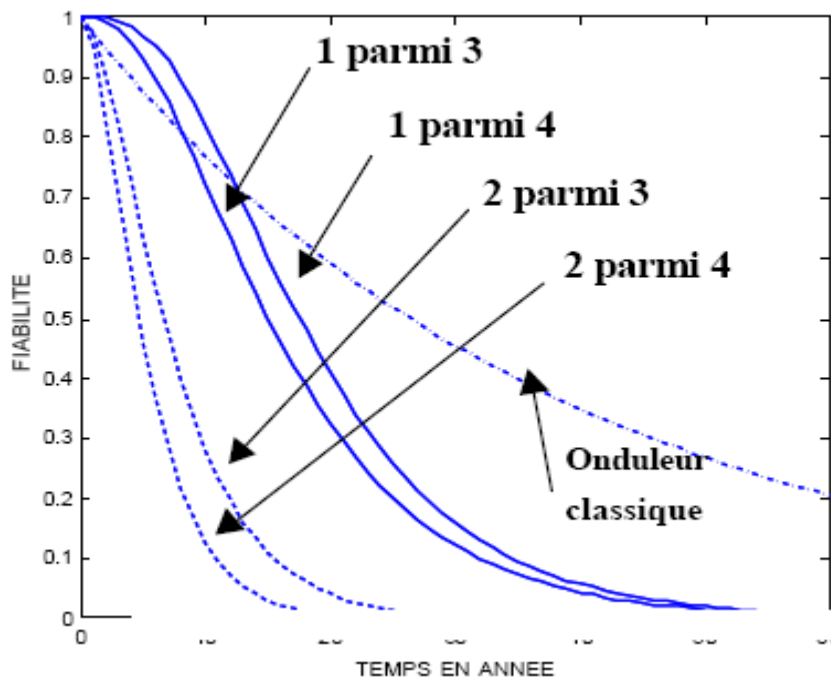


Figure VI.11 : Fiabilité du convertisseur basé sur l'association de n onduleurs et 3.n

Cycloconvertisseurs

VI.2.5.1. Convertisseur multicellulaire série

VI.2.5.1. Présentation

Cette structure offre tous les avantages d'une mise en série : tension élevée, utilisation de composants plus performants, aspect modulaire autorisant une montée en puissance et elle permet d'améliorer fortement la bande passante et les formes d'ondes en sortie en exploitant les degrés de liberté offerts grâce à l'accroissement du nombre de composants commandables et à l'introduction de condensateurs flottants [64]. La Figure VI.12 donne une représentation du convertisseur dans une version tri cellulaire. Les cellules notées Cell.1, Cell.2 et Cell.3 sont interfacées par des condensateurs à potentiels flottants par rapport à la tension continue d'entrée. En notant E la tension d'entrée, si les tensions V_{c1} et V_{c2} valent respectivement $E/3$ et $2E/3$, les tensions aux bornes de tous les interrupteurs ouverts sont parfaitement équilibrées et égales à la tension d'entrée divisée par le nombre de cellules, soit ici $V_{igbt} = E/3$.

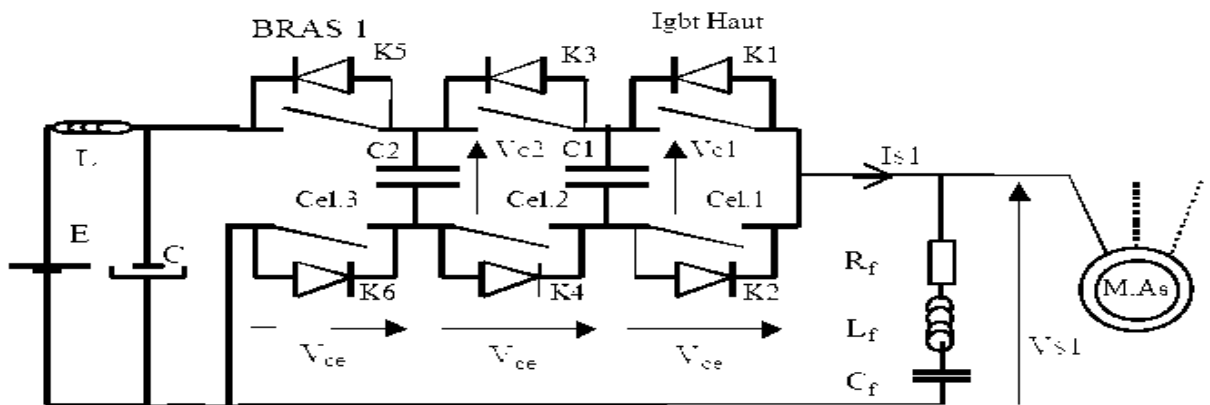


Figure VI.12 : Onduleur multi niveaux à cellules imbriquées

La défaillance d'un élément provoque la perte d'une cellule imbriquée et les contraintes en tensions se répartissent sur les autres éléments du bras en défaut. Le taux de défaillance des interrupteurs est donc variable et il dépend du nombre de cellules que comporte le bras. Ce phénomène est similaire à celui rencontré pour un onduleur composé d'interrupteurs formés d'IGBT mis en série et l'augmentation du taux de défaillance est donnée par le tableau 3. Par contre, leur comportement n'est pas identique, puisque sur le convertisseur multicellulaire le défaut affecte toute la cellule. Nous ne pouvons donc pas dissocier l'interrupteur haut et l'interrupteur bas. Pour un faible nombre de cellules, la redondance offerte par la mise en cascade des cellules imbriquées ne permet qu'un seul défaut

par bras. La défaillance du convertisseur est obtenue lorsque un au moins des trois bras est défaillant.

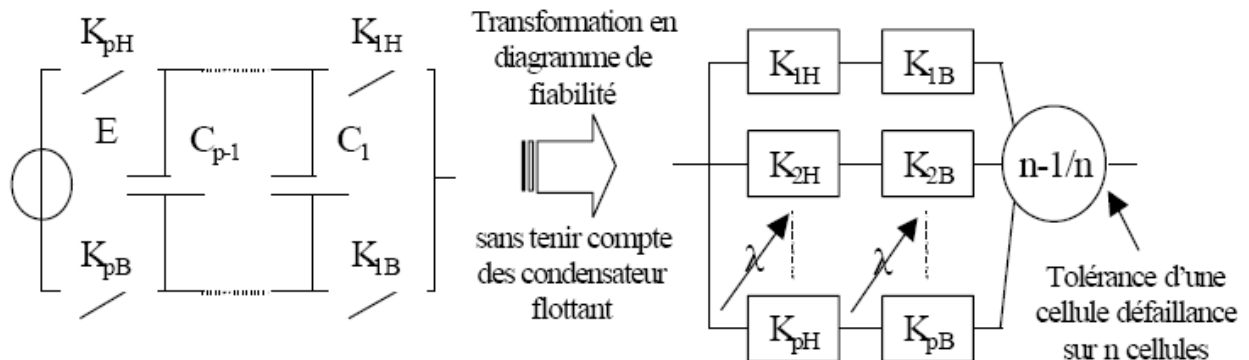


Figure VI.13 : Diagramme de fiabilité du convertisseur multicellulaire série.

Pour calculer la fiabilité de ce convertisseur, nous ne tenons pas compte des condensateurs flottants. Ce calcul a pourtant été réalisé en considérant que le défaut d'un condensateur est de type catalectique et qu'il meurt en court-circuit. Cependant, l'expression littérale est très lourde et surtout, les hypothèses émises ne sont certainement pas correctes. En effet, bien que manquant d'informations sur ce type de composant, il semblerait que :

- 1) un condensateur polypropylène meurt en s'ouvrant (à vérifier).
- 2) le modèle de weillull pour exprimer la loi de survie du composant soit plus approprié que la loi exponentielle car il y a du vieillissement.
- 3) les conditions de défaillances ne soient pas catalectique mais marquées par une dérive. Le taux de défaillance donné par les constructeurs correspondrait alors à un fonctionnement dégradé du composant. Néanmoins, une chose est sûre, les condensateurs contribuent à réduire significativement la durée de vie du convertisseur.

Soit la fiabilité d'un bras, n étant le nombre de cellules imbriquées :

$$F_{bras - multicellulaire}(t) = e^{-2 \cdot n \cdot \lambda_1 \cdot t} + \frac{1}{1 - \frac{n-1}{n} \cdot \frac{\lambda_2}{\lambda_1}} \left(e^{-2 \cdot (n-1) \cdot \lambda_2 \cdot t} - e^{-2 \cdot n \cdot \lambda_1 \cdot t} \right) \quad \text{VI.14}$$

Soit la fiabilité du convertisseur triphasé :

$$F_{multicellulaire_tri}(t) = \left[e^{-2 \cdot n \cdot \lambda_1 \cdot t} + \frac{1}{1 - \frac{n-1}{n} \cdot \frac{\lambda_2}{\lambda_1}} \left(e^{-2 \cdot (n-1) \cdot \lambda_2 \cdot t} - e^{-2 \cdot n \cdot \lambda_1 \cdot t} \right) \right] \quad \text{VI.13}$$

Prise en compte
Des trois bras

A partir de l'équation (V.2), nous trouvons le MTBF pour un bras :

$$MTBF_{2N-2n}(t) = \underbrace{\frac{1}{2 \cdot n \cdot \lambda_1}}_{\text{MTBF de } 2n \text{ entités en série}} \left(1 + \frac{1}{1 + \frac{n-1}{n} \cdot \frac{\lambda_2}{\lambda_1}} \right) \quad \text{VI.16}$$

Majoration du MTBF grâce à la tolérance d'une panne dans les bras contenant n cellules

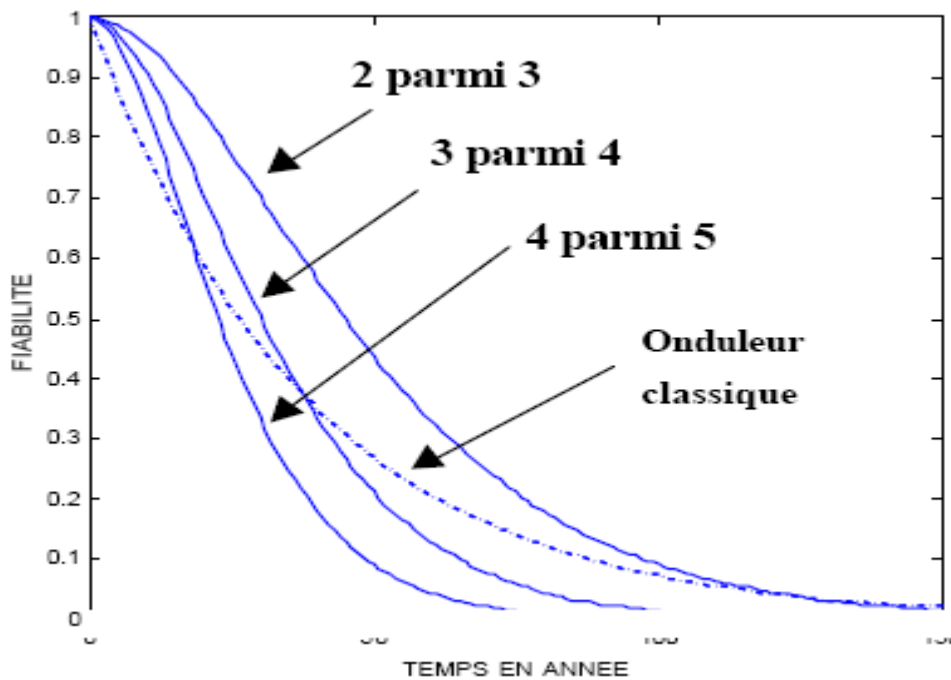


Figure VI.14 : Fiabilité du convertisseur multicellulaire série

En ne tenant pas compte des condensateurs, cette structure à une meilleure fiabilité que celle d'un onduleur classique si les contraintes en tension supportées dans les interrupteurs sains de la cellule défaillante sont importantes.

VI.3. Bilan sur la fiabilité des onduleurs

Les résultats présentés sur la Figure VI.15 doivent donc être pris avec prudence, c'est pourquoi nous avons délibérément masqué l'échelle des temps. Néanmoins, à défaut de fournir des taux de défaillance réaliste, ce travail permet de pouvoir faire des comparaisons sur les fiabilités des différentes structures.

L'apport d'une redondance ou bien d'un partitionnement dans la structure de puissance n'est pas toujours suivi d'une amélioration de la fiabilité du système. Le cas le plus critique est celui de la structure MPC. Sa probabilité de non défaillance est bien plus faible que celle d'un onduleur classique. Ceci est dû au fait que sa structure ne tolère aucun défaut. L'ajout d'interrupteurs va donc à l'encontre des résultats espérés.

Le convertisseur multicellulaire à commutation douce tout silicium à une meilleure fiabilité que la structure précédente et cela malgré un nombre d'interrupteurs bien plus important. Néanmoins, il est moins fiable qu'un onduleur classique et son coût est certainement élevé. Cependant, ces qualités en terme de sûreté de fonctionnement (y compris pour un défaut d'ouverture) le rendent extrêmement intéressant. Le partitionnement de la structure n'est donc pas une solution à écarter. Il suffit « simplement » de trouver une topologie nécessitant moins d'interrupteurs !

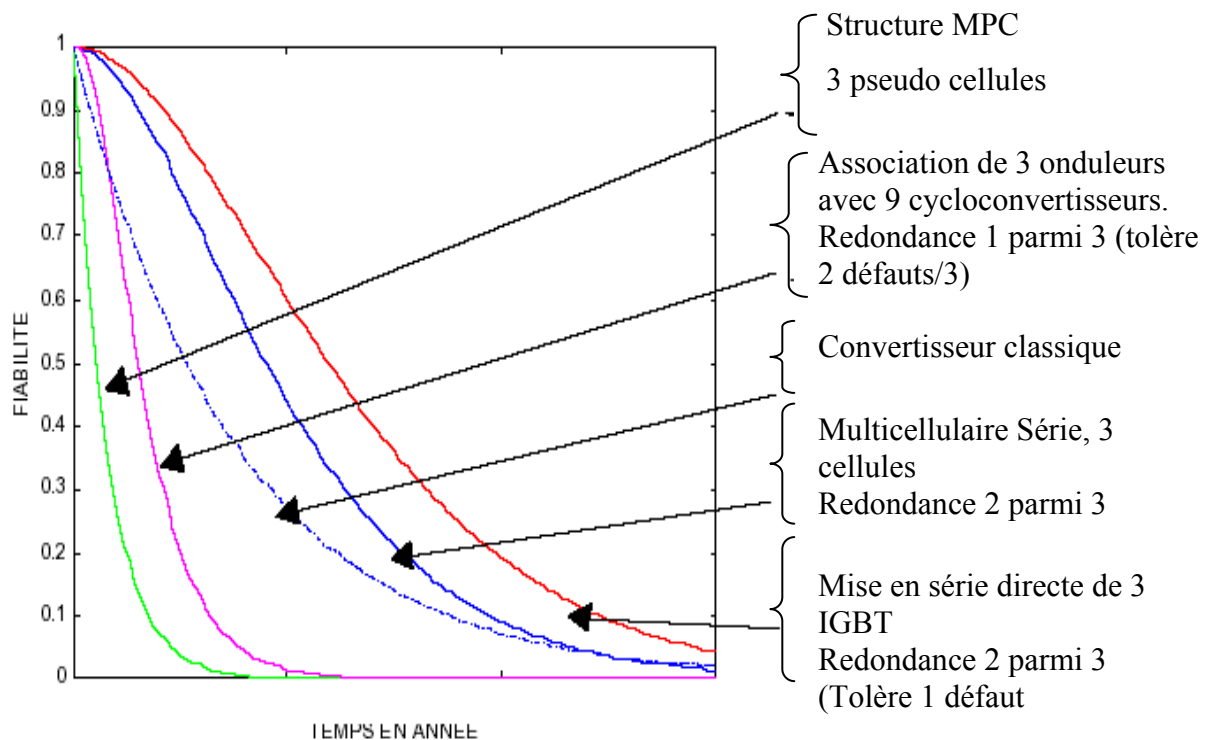


Figure VI.15 : Comparaison des fiabilités des onduleurs moyenne puissance - haute tension

La mise en série directe d'IGBT pour élever la tension d'un interrupteur, offre un réel avantage en terme de fiabilité par rapport à un convertisseur classique. Néanmoins, cela suppose que les contraintes en tension soient parfaitement maîtrisées pour ne pas mettre en danger le système. Si cette condition est résolue, cette structure permettra d'augmenter de façon importante la fiabilité des systèmes.

Par contre la tension de sortie ne comporte que 2 niveaux et la qualité des formes d'onde est similaire à celle d'un onduleur « classique ». Le convertisseur multicellulaire série permet d'avoir une fiabilité plus importante qu'un convertisseur classique (à la condition toutefois de négliger l'effet des condensateurs⁶), tout en ayant une meilleure répartition des contraintes en tension après un défaut de court-circuit. Néanmoins, l'amélioration de la fiabilité est inférieure à celle d'un onduleur à « 2 niveaux » à « 2.n interrupteurs en série » (mise en série directe). Une application numérique entre leur MTBF respectifs montre ainsi une minoration de 25% sur la probabilité de non défaillance du multicellulaire série. Cette différence est due au fait que les contraintes en tension suite à un défaut s'applique sur tous les interrupteurs ouverts du bras tandis que pour un convertisseur « 2niveaux » à « 2.n interrupteur », elle ne concerne qu'un demi bras.

Conclusion

Les calculs de probabilités ont permis de constater que la fiabilité prévisionnelle de ces structures n'était pas toujours améliorée par rapport à un onduleur classique. En fait seule la structure comportant une mise en série directe des interrupteurs et dans une moindre mesure le convertisseur multicellulaire série permettent un gain important dans ce domaine. Parmi les quatre structures étudiées, nous pouvons prédire que :

- le convertisseur MPC est sans conteste le moins intéressant.
- la structure associant des onduleurs à des cycloconvertisseurs semble être extrêmement sûre mais sa fiabilité est faible.

- la structure associant des interrupteurs en série peut-être très fiable et autoriser une bonne sûreté du fonctionnement en marche dégradée. Néanmoins sa mise en oeuvre peut-être délicate.
- le convertisseur multicellulaire semble offrir un bon compromis entre la sécurité et la fiabilité du système (si l'on ne tient pas compte des condensateurs)

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire traite la sûreté de fonctionnement et fiabilité des circuits onduleur de l'électronique de puissance en particulier les onduleurs. Il apporte des éléments de caractérisation et des solutions visant à optimiser la fiabilité globale et la sécurité des circuits de puissance.

Après avoir exposé les notions fondamentales, les démarches et les méthodes fondamentales de la sûreté de fonctionnement .Nous avons exposé la liste des origines des défauts dans un interrupteur et tout particulièrement dans une cellule de commutation, L'analyse AMDE nous a permis de mettre en évidence les différents modes de défaillance pouvant apparaître au sein d'une cellule de commutation, en les corrélant aux mécanismes de dégradation que subit le module IGBT de cette cellule. Ces modes de défaillance sont les suivants :

- Défaillance de type circuit ouvert (IGBT et diode)
- Défaillance de type court-circuit type I (défaut de commande), de type II (défaillance de puce).

Cette analyse nous a permis de déterminer quelles protections nous devrions mettre en place pour détecter et couper le premier défaut.

Nous avons établi également la liste des protections à inclure au sein d'un convertisseur. La protection en tension la plus adaptée est un fonctionnement de l'IGBT en écrêtage actif avec limitation du di/dt à l'ouverture sur court-circuit afin d'éviter tout problème de focalisation et de point chaud.

L'arbre de défaillance nous a permis une meilleure observation de l'enchaînement des défauts. L'analyse qualitative permet de déterminer les faiblesses du système dans le but de proposer des modifications afin d'améliorer la fiabilité du système.

Nous avons analysé les causes et surtout les conséquences d'un défaut d'interrupteur sur la structure d'un onduleur classique. Nous avons présenté des protections pour assurer la sécurité

des autres interrupteurs. Une redondance interne a été introduite à l'onduleur classique pour augmenter la disponibilité opérationnelle en présence d'une défaillance. Des procédures de mise en sécurité et de reconfiguration adaptées sont établies et les performances de cet onduleur quatre bras en mode secours sont décrites. En comparant la fiabilité d'une structure classique avec celle de 4 nouvelles structures faisant apparaître des redondances ou un partitionnement a montré que l'onduleur multicellulaire sérié a une meilleure fiabilité.

L'étude de comportement de l'onduleur classique soumis à un défaut d'interrupteur a montré que le défaut d'ouverture n'a pas des conséquences néfastes sur le système, le courant de phase est alors unipolaire et non sinusoïdal. En effet, la conduction spontanée de la diode en anti-parallèle du transistor en défaut est conditionnée par le signe du courant dans la phase. Par contre le défaut de court-circuit ne permet pas d'assurer la sécurité du système. La simulation d'un défaut de bras d'onduleur montre que le courant de court-circuit est de type courant redressé mono alternance. Son amplitude atteint le triple de la valeur nominale qui peut être encore plus élevée suivant le régime de fonctionnement pendant lequel elle survient. Le concept de tolérance aux pannes, moins pénalisant en termes de masse, de volume et de coût, consiste à introduire une ou plusieurs redondances actives internes au convertisseur pour augmenter la disponibilité opérationnelle. Une topologie classique d'onduleur à bras de secours intégrant des interrupteurs d'isolement peut tolérer une défaillance interne et d'améliorer les performances du fonctionnement reconfiguré.

Grâce aux calculs de probabilité nous avons constaté que la fiabilité prévisionnelle des quatre structures (mise en série directe, MPC, multicellulaire, associant des onduleurs à des cycloconvertisseurs) n'était pas toujours améliorée par rapport à un onduleur classique. En fait seule la structure comportant une mise en série directe des interrupteurs et dans une moindre mesure le convertisseur multicellulaire sérié permettent un gain important.

ANNEXE
ANNEXE

1. Introduction

PSIM est un logiciel de simulation spécifiquement conçu pour l'électronique de puissance et commande de moteur. En simulation rapide et interface utilisateur amicale, PSIM fournit un environnement puissant de simulation pour la commande de l'électronique de puissance, analogue et numérique, et le système d'entraînement de moteur étudié.

Le logiciel de simulation de PSIM se compose de trois programmes : circuit schématique de programme PSIM, le simulateur de PSIM, et le programme de traitement SIMVIEW1 de forme d'onde. L'environnement de simulation est illustré comme suit.

2. Schéma de simulation

Le schéma de simulation est composé d'un onduleur classique à bras de secours qui alimente une machine synchrone à aimant permanent.

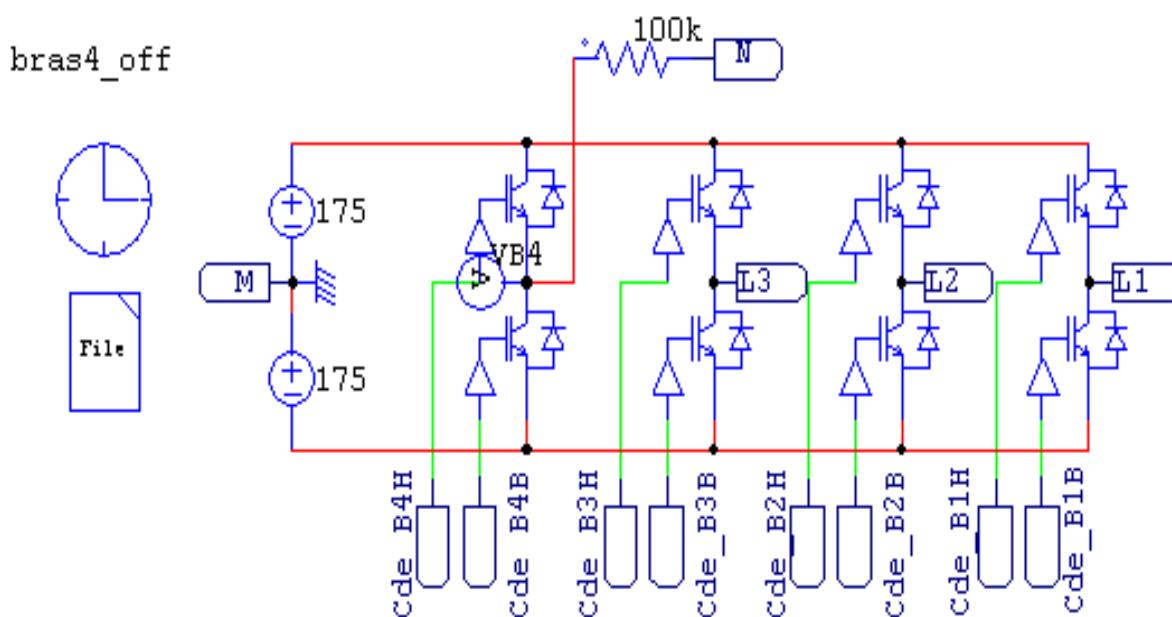


Figure 1.1 : schéma de l'onduleur à quatre bras

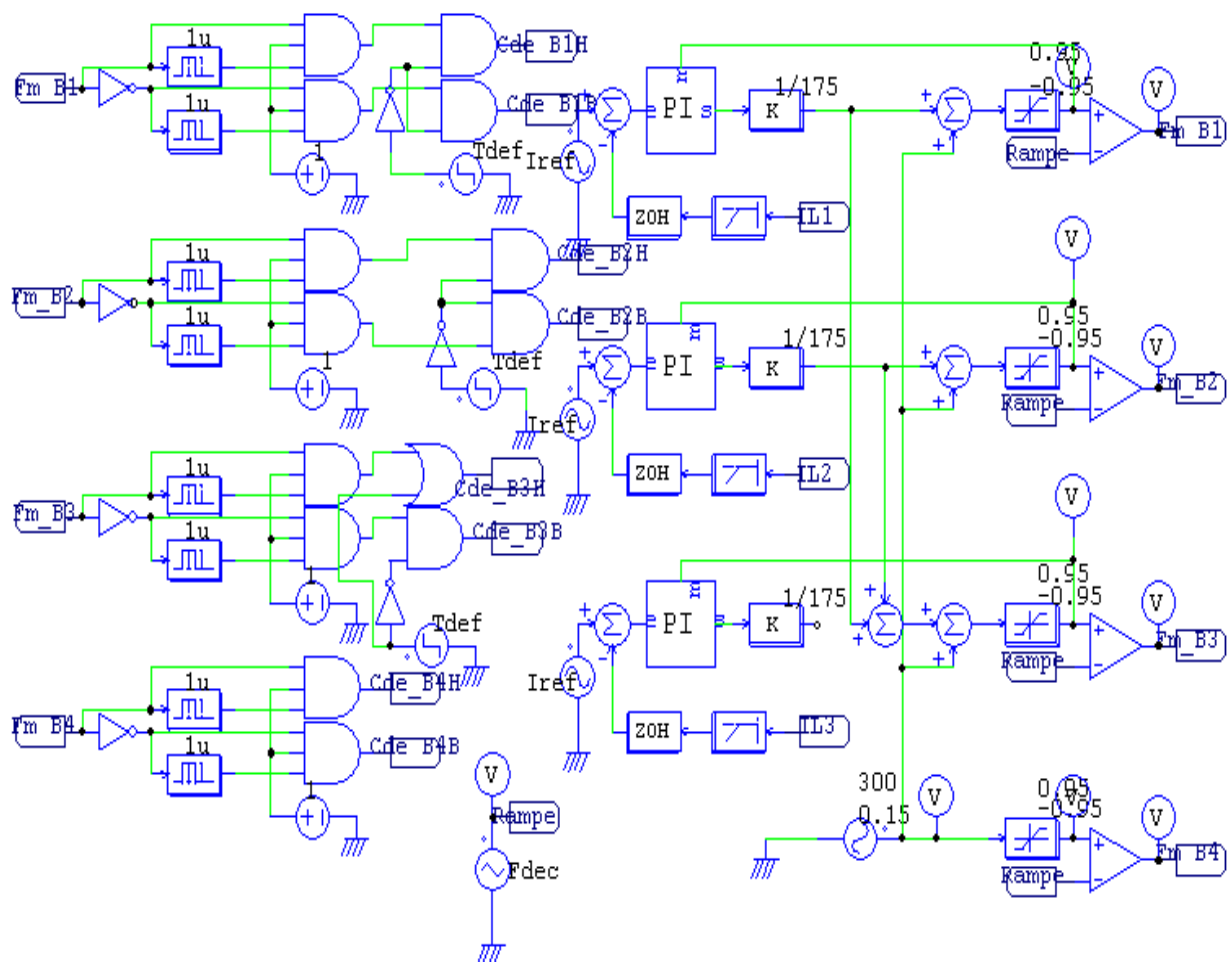


Figure 1.2 : schéma de circuit de commande de l'onduleur

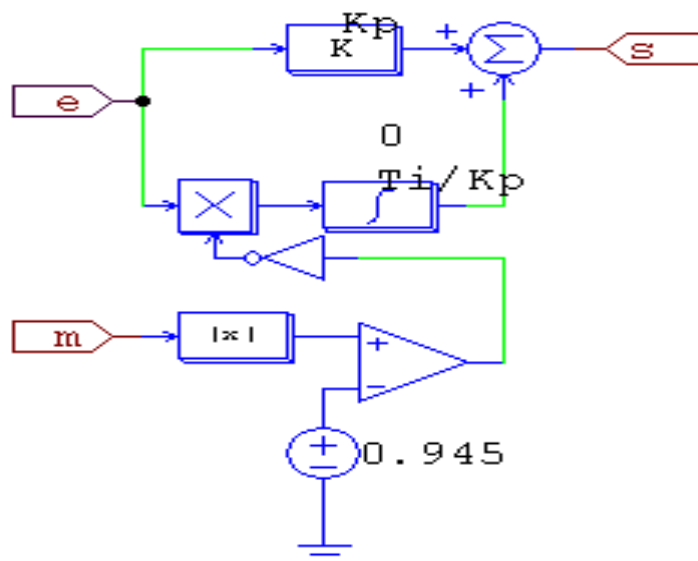


Figure1.3 : schéma du PI

Communications

- F.KHELIFI, B.NADJI, I .HABI, S.TADJER, M.BOUGUERRA “ Sûreté de fonctionnement des onduleurs moyenne puissance ” 3^{ème} symposium International des hydrocarbures et de la chimie, Ghardaïa, 27 au 29 mars 2006 Algérie.

- F.KHELIFI, S.TADJER. , B.Nadji «Sûreté de fonctionnement des convertisseurs statiques moyenne puissance haute tension» Journée d'Etude Scientifique et Industrielle sur la Maintenance 12 mars 2007 Oran Algérie.

- F.KHELIFI, B.NADJI, “ Analyse de mécanismes de défaillances d'une cellule de commutation de type onduleur de tension moyenne puissance en utilisant L'AMDE ” 4^{ème} symposium International des hydrocarbures et de la chimie, Ghardaïa, 24 au 26 mars 2008 Algérie.

Références Bibliographiques

- [1] A.villemeur «sûreté de fonctionnement des systèmes industriels». Ed. Eyrolles, collection de la direction des études et recherches d'électricité de France, N0 67, éd 1988.
- [2] Leroy. A « le risque technologique », PUF que sais-je ? No 2 669,1992.
- [3] ABB relay division « protective relaying, theory and application » Marcel Dekker, 1994.
- [4] ANSI/IEEE C37.102-1995 "Guide for AC generator protection"
- [5] ANSI/IEEE C50.13-1989 "American national Standard for rotating electrical machinery-cylindrical rotor synchronous generators 2 section 4.1 ET 3.1."
- [6] "A survey of generator buck up protection practices IEEE committee report" IEEE transaction on power delivery, vol.5, No2, April 1990, pp 575-584.
- [7] Yves MORTUREUX « AMDE (C) », Technique de l'ingénieur, traité CD-ROM Sécurité et gestion des risques, SE 4 040.
- [8] Yves MORTUREUX « Arbres de défaillance, des causes et d'événement », Technique de l'ingénieur, traité CD-ROM Sécurité et gestion des risques, SE 4 050.
- [9] Serge pittet «Modélisation physique d'un transistor de puissance igbt - traînée en tension à l'enclenchement », , thèse de EPLF ,2005.
- [10] Philippe Baudesson "*Sûreté de fonctionnement, reconfiguration et marches dégradées des onduleurs multiniveaux à IGBT*", , thèse de l'INPT, Toulouse, 2000.
- [11] Ph. Leturcq « Physique des semi-conducteurs de puissance », Techniques de l'Ingénieur, traité de Génie électrique, D3102
- [12] Daniel CLENET "Démarreurs et variateurs de vitesse électroniques", , Schneider electric, CT 208 éditions novembre 2003.
- [13] B.J. Baligna « Modern power devices », New York, John Wiley & Sons, 1987
- [14] J. Arnould, P. Merle « Dipositifs de l'électronique de puissance », collection Hermès, 1992.
- [15] Foch, F. Forest, T. Meynard « Onduleur de tension », H, Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, D 3 177.
- [16] F. Forest, J-P Ferrieux « Alimentations à découpage – Convertisseurs à résonance», avril 1999, 3eme édition, Dunod.
- [17] F. Sarrus « Etude de l'influence des éléments de la cellule de commutation sur le comportement dynamique de l'IGBT », Thèse à l'INSA de Lyon.

- [18] S. Azzopardi, C. Jamet, J.M. Vinassa, C. Zardini, « Switching performances comparison of 1200V Punch-Through and Non Punch-Through IGBTs under hard switching at high temperature », PESC, 1998.
- [19] V.S. Duong « Etude de l'intégration d'une protection par fusible dans les convertisseurs à IGBT », Thèse à l'INPG, 1997.
- [20] Sven Konrad « Thermal behavior of power modules in PWM-inverter », EPE, 1995, Sevilla.
- [21] Ph. Leturcq « Composants semi-conducteurs de puissance : caractères propres », Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie électrique, D3100.
- [22] J.M. LI, D. Lafore « Caractérisation des IGBTs en régimes extrêmes GIRCEP-GESIM – Rapport final », Groupe ESIM, 1999.
- [23] F. Calmon « Participation à l'étude du comportement électrothermique des IGBT (Transistors Bipolaires à Grille Isolée) », Thèse à l'INSA de Lyon, 1995.
- [24] D.L. Blackburn « Power mosfet failure revisited », PESC record, 1998.
- [25] S. Lefebvre, F. Miserey « Etude du comportement d'IGBTs à CIQ au blocage à fort niveau de coupe », EPF, 1998, Belford.
- [26] J.M. Li, M. Alnahar, D. Lafore « Etude des IGBTs en régime de surcharge transitoire forte puissance – courte durée », EPF 1996, Grenoble.
- [27] M. Alnahar « Comportement de l'IGBT en régime extrême », M. Alnahar, thèse de l'INPG, 1999.
- [28] G. Coquery, R. Lallemand, A. Hamidi, D. Wagner, « Fiabilité des modules IGBT de forte puissance – Influence de la fatigue thermique due aux cycles de traction – Essais accélérés de cyclage thermique en puissance », EPF'96, Grenoble.
- [29] K.K. Ng, G.W. Taylor « Effects of hot-carrier trapping in n- and p- channel Mosfet's », IEEE Trans. Electron. Devices, vol. ED-30, p971, Jan 1983.
- [30] A. Bouzourene, L. Humbert, G. Rojat, P.J. Viverge « Vieillesse des transistors Bipolaires à Grille Isolée (IGBT) », EPF'98, Belford.
- [31] C. Batard « Interactions Composants – Circuits dans les onduleurs de tension, Caractérisation – Modélisation – Simulation », thèse à l'INPT, 1992.
- [32] H. Foch « *Les convertisseurs statiques : du composant à la commande* », Journées du Club EEA, Electrotechnique, Toulouse, mars 1991.

- [33] M. Trivedi, K. Shenai « Turn-off failure of IGBTs under clamped inductive load », PESC, 1998.
- [34] M. Trivedi, K. Shenai « Failure mechanisms of IGBT's Under short-circuit and clamped inductive switching stress », IEEE transactions on power electronics, vol. 14, n° 1, January 1999.
- [35] S. Azzopardi, J.M. Vinassa « Behaviour of fast and ultra fast 600V Punch through IGBT under unclamped inductive switching stress », C. Zardini, EPE, Lausanne, 1999.
- [36] M.T. Rahimo, N.Y.A Shamma « Freewheeling diode failure modes in IGBT Applications », EPE, 1999, Lausanne.
- [37] M.T. Rahimo, N.Y.A Shamma « Effects of temperature, forward current and commutating di/dt on the reverse recovery behavior of fast power diodes », EPE'95, Spain, pp1.577-1.582, Sept 1995.
- [38] H.Hiroyasu, J. Yamshita, A. Uenishi, H. Haruguchi, « *An experimental and numerical study on the forward biased SOA of IGBT's* », IEEE Transactions Electronics Devices, vol.43, n°3, pp490-500, 1996.
- [39] A. Ammous, B. Allard, H. Morel « Transient temperature measurements and modeling of IGBT's under short circuit », IEEE transactions on power electronics, vol. 13, n°1, January 1998.
- [40] F. Calmon, J.P. Chante, B. Reymond, A. « Analysis of IGBT dV/dt in hard switching mode », Senes, EPE, 1995, Sevilla.
- [41] S. Duong, C. Schaeffer, F. Sarrus, C. Mulertt « Investigation on the IGBT case explosion in short circuit operation », EPE, 1997, Trondheim.
- [42] A. Camera, C. Crovetto, F. Fasce, M. Pasqualetti, M. Portesine, R. Scicolone, « Electrical and thermal characterization of high power press-packed IGBT », P.E. Zani, EPE, 1999, Lausanne.
- [43] K. Heumann, M. Queum « Second breakdown and latch-up behavior of IGBTs », the European Power Electronics Association, 1993.
- [44] P. Blanquart « *Fiabilité* », J.C. Roncin, Techniques de l'ingénieur, Facicule E1420 et E1421, 1981.
- [45] A. Hallen, H. Bleichner, « *Cosmics ray-induced DC-stability failure in Si-diodes* », SPSD'97, p 121-124.
- [46] F. Lecoq, E. Thal « 2nd génération de module HVIGBT 1200A – 3300V », EPF'98, Belford.

- [47] Charreton « *Circuit de commande et de protection pour IGBT* », EPF'88, Bordeaux.
- [48] », J.M Peter « Protection des IGBT contre les courts-circuits RGEN °2/94, Février 1994.
- [49] R. Chokhawala, S. Sobhani, « *Switching voltage transient protection schemes for high-current IGBT modules* », IEEE transactions on industry applications, Vol. 33, n°6, Nov./Dec. 1997.
- [50] Shen « Current sensing characteristics of IGBTs under short circuit conditions » EPE'95; 1995.
- [51] R. Pasterczyk « Etude et mise en œuvre des composant IGBT dans les convertisseurs de forte puissance », Thèse de l'Université de Clermont ferrand, 1993.
- [52] S. Konrad, I. Zverev « Protection concepts for rugged IGBT modules », EPE Journal, Vol. 6, n°3-4, Dec.1996.
- français 78324428, U.S. Patent 093106, 1978.
- [53] S. Gediga, R. Marquardt, R. Sommer « High power IGBT converters with new gate drive and protection circuit », EPE'95, Sevilla.
- [54] », Martin AIMÉ «Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques Application aux nouvelles structures multicellulaires, thèse de l'INPT, 2000
- [55] Clerc, Grellet, « Actionneurs électriques », Ed Eyrolles, 2000
- [56] T.Elch-Heb, J.P.Hautier, "Remedial strategy for inverter - induction machine system faults using two-phase operation", EPE, Brighton, 1993.
- [57] Robert A. Hanna, Shiva Prabhu « Medium-voltage ajustable speed drives – Users' an manufacturers' expériences », IEEE IAS, Vol. 33, N°6, Nov./Dec. 1997.
- [58] », M. Corazza « Techniques mathématiques de la fiabilité prévisionnelle, Collection Sup'Aéro, Cépaduès-Edition, 1975.
- [59] CNET « Recueil de données de fiabilité des composants électroniques (RDF)», Centre National d'Etudes des Télécommunications, 1993.
- [60] HDBK217E « Military Handbook 217 version F»
- [61] O.V. Thorsen, M. Dalva « A survey of the reliability with an analysis of faults on variable frequency drives in industry », EPE'95
- [62] R. Guidini, D. Chatroux, Y. Guyon, D. « Semiconductor power mosfet's devices in series », Labore, Brighton EPE'93.

[63] M. Itturiz « Convertisseurs de forte puissance en commutation douce – Association de structures tout silicium à mécanismes de commutation duaux », thèse à l'INPT, 1998.

[64] T.A. Meynard, H. Foch « Multi-level Choppers For High Voltage Applications », EPE Journal Vol n°1, 1992