



UNIVERSITE D'ANTANANARIVO
ECOLE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE



Filière Génie Industriel

Département de Génie Electrique et Département de Génie Mécanique Productique



Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur en Génie Industriel

***Influence des circuits d'aide à la commutation (CALC)
dans les hacheurs à transistor et à thyristor***

N° d'ordre : 02-08

Soutenu par:

ANDRIANARIVO Hery Mamy

Directeur de mémoire :

Monsieur RAJAONARIVELO Jean André

Date de soutenance : 20 Décembre 2008

Promotion 2008



UNIVERSITE D'ANTANANARIVO
ECOLE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE



Filière Génie Industriel

Département de Génie Electrique et Département de Génie Mécanique Productique



Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur en Génie Industriel

***Influence des circuits d'aide à la commutation (CALC)
dans les hacheurs à transistor et à thyristor***

N° d'ordre : 02 -08

Soutenu par : ANDRIANARIVO Hery Mamy

Directeur de mémoire : Monsieur RAJAONARIVELO Jean André

Président du jury : Monsieur SOLOFOMBOAHANGY Andriamitanjo

Les membres du jury :

- Monsieur ANDRIANAHARISON Yvon
- Monsieur RAVALOMANANA Olivier
- Monsieur RAKOTONIAINA Solofo Hery

Date de soutenance : 20 Décembre 2008

Promotion 2008

REMERCIEMENTS

Au terme de mes cinq années d'études à l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo, je tiens à adresser ma profonde gratitude envers les personnes suivantes :

- Monsieur RAMANANTSIZEHENA Pascal, Directeur de l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo
- Monsieur ANDRIANAHARISON Yvon, Chef du Département Génie Electrique, et Monsieur JOELIHARITAHAKA Rabeatoandro, Chef du Département Génie Mécanique et Productique, de leur grande responsabilité envers la filière Génie Industriel
- Monsieur RAJAONARIVELO Jean André, qui a bien voulu me partager ses connaissances et m'encadrer lors de la préparation de ce mémoire, malgré ses multiples obligations.
- Monsieur SOLOFOMBOAHANGY Andriamitanjo, qui a accepté de présider la séance de soutenance.
- Monsieur ANDRIANAHARISON Yvon, Monsieur RAKOTONIAINA Solofo Hery ainsi que Monsieur RAVALOMANANA Olivier qui ont accepté de juger ce travail.
- Toute ma famille, pour son soutien moral et financier, sans qui ce mémoire n'aurait pu se faire

Table des matières

| | |
|---|-------------|
| REMERCIEMENTS..... | i |
| Table des matières..... | ii |
| Liste des figures..... | viii |
| Liste des abréviations et symboles..... | i |
| Introduction | 1 |
| | |
| PARTIE IV. LES HACHEURS ET LES COMPOSANTS DE PUISSANCE..... | 2 |
| CHAPITRE I. LES DIFFERENTS MONTAGES HACHEURS..... | 2 |
| I. NOTIONS GENERALES SUR LES HACHEURS..... | 2 |
| I.1. définitions..... | 2 |
| I.1.1. Convertisseur statique | 2 |
| I.1.2. Hacheur | 2 |
| I.2. Règles de connexion des sources | 3 |
| I.2.1. Source de courant et source de tension | 3 |
| I.2.2. Règles de connexion des sources | 3 |
| II. ETUDE DES STRUCTURES FONDAMENTALES..... | 4 |
| II.1. Hacheur série ou Buck..... | 4 |
| II.1.1. Schéma de principe Fonctionnement | 4 |
| II.1.2. Forme d'ondes | 4 |
| II.1.3. Principales relations | 6 |
| II.2. hacheur parallèle ou boost..... | 6 |
| II.2.1. Schéma de principe et fonctionnement | 6 |
| II.2.2. Formes d'ondes | 6 |
| II.2.3. Principales relations | 7 |
| II.3. hacheurs à stockage intermédiaire..... | 8 |
| II.3.1. Les hacheurs à stockage inductif ou BUCK-BOOST | 8 |
| II.3.2. Les hacheurs à stockage capacitif ou hacheur de CUK..... | 10 |
| III. CONTRAINTES SUR LES COMPOSANTS DANS LES HACHEURS..... | 12 |
| | |
| CHAPITRE II. LES INTERRUPTEURS OU COMMUTATEURS DE PUISSANCE..... | 13 |
| I. LE TRANSISTOR BIPOLAIRE DE PUISSANCE..... | 13 |
| I.1. Constitution et caractéristiques | 13 |
| I.2. Le transistor bipolaire en régime de commutation | 14 |
| I.3. Avantages et inconvénients du transistor bipolaire..... | 15 |
| II.3.1. Avantages | 15 |
| II.3.2. Inconvénients | 15 |
| II. LE THYRISTOR..... | 15 |

| | | |
|----------------------|--|-----------|
| II.1. | Constitution et caractéristiques | 15 |
| II.2. | Le thyristor en commutation | 16 |
| II.2.1. | Amorçage | 16 |
| II.2.2. | Blocage..... | 16 |
| II.3. | Avantages et inconvénients..... | 17 |
| II.3.1. | Avantages | 17 |
| II.3.2. | Inconvénients | 17 |
| III. | AUTRES COMMUTATEURS DE PUISSANCE | 18 |
| III.1. | Le transistor MOSFET | 18 |
| III.2. | L'IGBT ou Insulated Gate Bipolar Transistor | 19 |
| III.3. | Le GTO: Gate Turn Off Thyristor | 19 |
| III.4. | Technologies émergentes | 20 |
| CHAPITRE III. | LES COMMUTATIONS | 21 |
| I. | CONDITIONS DE COMMUTATION REELLE | 21 |
| II.1. | Aire de sécurité des semi-conducteurs..... | 21 |
| II.2. | Influence des réactances parasites | 22 |
| II.2.1. | Inductances | 22 |
| II.2.2. | Capacités | 22 |
| II.2.3. | Oscillations dues aux réactances parasites | 22 |
| II. | TRANSISTOR REEL EN COMMUTATION..... | 23 |
| II.1. | Enclenchement..... | 23 |
| II.1.1. | Temps de réponse ou delay time t_d | 23 |
| II.1.2. | Temps de montée ou rise-time t_r | 23 |
| II.2. | Blocage du transistor bipolaire | 24 |
| II.2.1. | Temps de stockage ou storage-time t_s | 24 |
| II.2.2. | Temps de descente ou fall-time t_f | 24 |
| II.3. | Comportement dynamique du hacheur a transistor | 25 |
| II.3.1. | Expression des pertes | 25 |
| II.3.2. | Comportement dynamique du hacheur à transistor | 25 |
| III. | THYRISTOR REEL EN COMMUTATION..... | 26 |
| III.1. | Amorçage du thyristor..... | 26 |
| III.1.1. | Le delay-time t_d | 26 |
| III.1.2. | Le temps de montée t_r | 26 |
| III.1.3. | di/dt critique : | 27 |
| III.2. | Désamorçage | 27 |
| III.2.1. | Temps de désamorçage t_q :..... | 27 |
| III.2.2. | dv/dt critique, amorçage intempestif | 27 |
| III.3. | Comportement dynamique du hacheur a thyristor..... | 28 |
| II.3.1. | Expression des pertes : | 28 |
| II.3.2. | Position du problème : | 28 |
| PARTIE II. | LES CIRCUITS D'AIDE A LA COMMUTATION..... | 29 |
| CHAPITRE I. | PRINCIPES GENERAUX DES CIRCUITS D'AIDE A LA COMMUTATION... 29 | |
| I. | CONTROLE DE LA VARIATION DU COURANT ET DE LA TENSION..... | 29 |
| I.1. | Capacité placée en parallèle avec un commutateur..... | 29 |

| | | |
|----------------------|---|-----------|
| I.2. | Inductance en série avec un commutateur | 30 |
| II. | CIRCUIT OSCILLANT EN REGIME LIBRE OU AUTO-OSCILLANT | 31 |
| II.1. | Définition..... | 31 |
| II.2. | Mise en équation..... | 31 |
| II.2.1. | Condition initiale | 31 |
| II.2.2. | Pulsation propre du circuit oscillant..... | 31 |
| II.3. | Application des circuits oscillants | 32 |
| II.3.1. | Amortissement | 32 |
| II.3.2. | Amortir des oscillations..... | 32 |
| II.3.3. | Circuit oscillant polarisé | 32 |
| III. | LES RESEAUX D'AIDE A LA COMMUTATION..... | 33 |
| III.1. | Principe des circuits d'aide à la commutation | 33 |
| III.1.1. | Contrôler dv/dt et di/dt | 33 |
| III.1.2. | Diminution des dissipations | 34 |
| III.1.3. | Association de circuits d'aide à la commutation..... | 34 |
| III.2. | Classification des circuits d'aide à la commutation..... | 34 |
| II.2.1. | CALC polarisé | 34 |
| II.2.2. | CALC dissipatif | 34 |
| II.2.3. | CALC actif | 34 |
| CHAPITRE II. | LES DIFFERENTS TYPES DE CIRCUITS D'AIDE A LA COMMUTATION ... | 35 |
| I. | CIRCUITS D'AIDE A L'OUVERTURE | 35 |
| I.1. | Réseau d'aide R-C..... | 35 |
| I.1.1. | Montage | 35 |
| I.1.2. | Fonctionnement..... | 35 |
| I.2. | Réseau polarisé R-C-D..... | 36 |
| I.2.1. | Montage | 36 |
| I.2.2. | Fonctionnement..... | 37 |
| II. | CIRCUITS D'AIDE A LA FERMETURE | 37 |
| II.1. | Réseau R-L simple..... | 37 |
| II.1.1. | Montage..... | 37 |
| II.1.2. | Fonctionnement | 37 |
| II.2. | Réseau polarisé R-L-D | 38 |
| II.2.1. | Montage..... | 38 |
| II.2.2. | Fonctionnement | 38 |
| II.3. | Circuit d'aide à l'ouverture R-L-C..... | 38 |
| II.3.1. | Montage..... | 38 |
| II.3.2. | Fonctionnement | 39 |
| III. | CALC NON DISSIPATIFS | 39 |
| III.1. | CALC non- dissipatif d'aide à l'ouverture..... | 39 |
| III.1.1. | Réseau 3D-2C -1L à deux bornes | 39 |
| III.1.2. | Réseau 3D-2C-1L à trois bornes..... | 40 |
| III.1.3. | Circuit d'aide à l'ouverture à tension intermédiaire..... | 41 |
| III.2. | CALC non dissipatif d'aide à la fermeture :..... | 42 |
| III.2.1. | Circuit d'aide à la fermeture à résonance. | 42 |
| III.2.2. | Circuit d'aide à l'ouverture type FLYBACK | 43 |
| CHAPITRE III. | DIMENSIONNEMENT DES CIRCUITS D'AIDE CLASSIQUES..... | 44 |

| | |
|---|---------------|
| I. HYPOTHESES COMMUNES POUR LE DIMENSIONNEMENT..... | 44 |
| I.1. Evolution des grandeurs électriques durant les commutations..... | 44 |
| I.2. La constante de temps..... | 45 |
| I.3. Facteurs K_L et K_C | 45 |
| I.4. Nature des commutateurs..... | 45 |
| II. RESEAU D'AIDE A L'OUVERTURE R-C-D..... | 46 |
| II.1. Choix du condensateur | 46 |
| II.2. Choix de la résistance..... | 46 |
| II.2.1. Puissance | 46 |
| II.2.2. Valeur de la résistance | 46 |
| II.3. Discussion..... | 47 |
| III. CALC R-L-D..... | 48 |
| III.1. Sélection de l'inductance..... | 48 |
| III.2. Choix de la résistance du CALC | 48 |
| III.2.1. Puissance | 48 |
| III.2.2. Valeur de la résistance | 48 |
| IV. SELECTION DES COMPOSANTS..... | 49 |
| IV.1. Les résistances | 49 |
| IV.2. Les condensateurs | 50 |
| IV.3. Les diodes | 50 |
| PARTIE III. SIMULATIONS SOUS SIMPLORER SV 6.0..... | 51 |
| CHAPITRE I. CREATION DU MODELE SOUS SIMPLORER | 51 |
| I. SIMPLORER..... | 51 |
| I.1. Présentation | 51 |
| I.1.1. Exigences matérielles (hardware)..... | 51 |
| I.1.2. Affinité avec d'autres logiciels | 51 |
| I.2. Vue d'ensemble d'une simulation sous SIMPLORER..... | 52 |
| I.3. LANCER UNE SIMULATION | 53 |
| 1.3.1. Paramètres de la simulation | 53 |
| 1.3.2. Définir les paramètres de sortie et simuler..... | 54 |
| II. LE MODELE ETUDIE..... | 54 |
| II.1. Présentation du modèle dans SIMPLORER Schematic | 54 |
| II.2. Le modèle du transistor | 55 |
| II.3. Validation du modèle | 55 |
| II. CALCULS PRELIMINAIRES..... | 54 |
| CHAPITRE II. ANALYSE DE L'AIDE A L'OUVERTURE..... | 57 |
| I. LE MODELE SANS CIRCUIT D'AIDE A LA COMMUTATION..... | 57 |
| II. LE MODELE AVEC UN CIRCUIT D'AIDE A L'OUVERTURE RCD..... | 57 |
| III. INFLUENCE DE LA VALEUR DE LA RESISTANCE..... | 59 |
| IV. VARIATIONS DE LA CAPACITE..... | 60 |

| | |
|--|-----------|
| CHAPITRE III. SIMULATION DE L'AIDE A LA FERMETURE | 62 |
| I. UTILISATION DU CALC RLD | 62 |
| I.1. Forme d'ondes sans le circuit d'aide | 62 |
| I.2. Modèle avec CALC RLD | 62 |
| I.2.1. Détermination des éléments du CALC..... | 62 |
| I.2.2. Modèle avec circuit d'aide à la fermeture..... | 63 |
| II. INFLUENCE DU CHOIX DE LA RESISTANCE..... | 64 |
| III. ASSOCIATION DE CIRCUITS D'AIDE | 65 |
| III.1. Schéma et formes d'ondes | 65 |
| III.2. Comparaison des pertes..... | 66 |
| III.2.1. Expression de la dissipation dans le transistor | 66 |
| III.2.2. Etude comparative des pertes..... | 66 |
| PARTIE IV. IMPACTS ENVIRONNEMENTAUX..... | 67 |
| I. DEFINITIONS | 67 |
| I.1. Notion d'environnement | 67 |
| I.2. Circuits d'aide à la commutation..... | 67 |
| II. CONTEXTE GLOBAL..... | 68 |
| II.1. Loi régissant les pollutions industrielles..... | 68 |
| II.2. Développement durable | 68 |
| I.2.1. Définition | 68 |
| I.2.2. Stratégie énergétique | 68 |
| II.3. Les énergies renouvelables | 69 |
| II.3.1. Le changement climatique | 69 |
| II.3.2. Crises pétrolières | 69 |
| II.3.3. La diversification des sources d'énergie | 69 |
| III. CONSEQUENCES DE L UTILISATION DES CONVERTISSEURS STATIQUES..... | 70 |
| III.1. Conséquences positives | 70 |
| III.1.1. Avantages pour l'industriel | 70 |
| III.1.2. Automatisation..... | 70 |
| III.2. Conséquences négatives | 70 |
| III.2.1. Problèmes des harmoniques | 70 |
| III.2.2. Perturbation électromagnétiques..... | 71 |
| IV. REGARD ENVIRONNEMENTAL SUR L'EMPLOI DES CIRCUITS D'AIDE A LA COMMUTATION..... | 71 |
| IV.1. Contribution à la protection et à la préservation du réseau électrique | 71 |
| IV.2. Contribution au développement énergétique durable..... | 71 |
| V. MESURES D'ATTENUATION..... | 72 |
| V.1. Utilisation des filtres..... | 72 |
| V.2. Réduction des effets des perturbations électromagnétiques | 72 |
| CONCLUSION GENERALE | 74 |

| | |
|--|-------------|
| ANNEXES..... | I |
| <i>ANNEXE I LA CELLULE DE COMMUTATION</i> | <i>II</i> |
| <i>ANNEXE II RESISTANCES A FILM METALLIQUE</i> | <i>III</i> |
| <i>ANNEXE III CAPACITES POUR APPLICATIONS EN COMMUTATION</i> | <i>IV</i> |
| <i>ANNEXE IV DETERMINATION DE L'INDUCTANCE DE MAILLE L_p.....</i> | <i>V</i> |
| <i>ANNEXE V DIMENSIONNEMENT D'UN RESEAU D'ECRETAGE RCD [11]</i> | <i>VI</i> |
| <i>ANNEXE VI RESEAUX CALC ET DE RESEAU D'ECRETAGE.....</i> | <i>VII</i> |
| <i>ANNEXE VII PRINCIPAUX MODES DE BLOCAGE DE THYRISTOR.....</i> | <i>VIII</i> |
| <i>ANNEXE VIII EXTRAIT DU DATASHEET DU TIP 31 A</i> | <i>X</i> |
| <i>Bibliographie.....</i> | <i>XII</i> |

Liste des figures

| | |
|--|----|
| Figure 1:symboles du hacheur..... | 2 |
| Figure 2:schéma de principe du hacheur série | 4 |
| Figure 3:principales formes d'ondes dans un hacheur série en conduction continue | 5 |
| Figure 4: hacheur parallèle..... | 6 |
| Figure 5:formes d'ondes hacheur parallèle..... | 7 |
| Figure 6:hacheur à stockage inductif..... | 8 |
| Figure 7: formes d'ondes d'un hacheur à stockage inductif..... | 9 |
| Figure 8:hacheur à stockage capacitif..... | 10 |
| Figure 9: principales formes d'ondes du hacheur de CUK..... | 11 |
| Figure 10:schéma de principe simplifié et symbole du transistor bipolaire (NPN) | 13 |
| Figure 11: transistors bipolaires de puissance (Semikron semiconductors) | 13 |
| Figure 12: montage de transistor pour commutation..... | 14 |
| Figure 13:principe du thyristor et symbole normalisé..... | 15 |
| Figure 14: formes commerciales du thyristor (Thomson Semiconductors) | 16 |
| Figure 15: blocage par condensateur en parallèle | 17 |
| Figure 16: transistor MOSFET | 18 |
| Figure 17: principe et symbole de l'IGBT | 19 |
| Figure 18: symbole du GTO..... | 19 |
| Figure 19: aire de sécurité d'un composant à semi-conducteur..... | 21 |
| Figure 20: formes d'ondes à l'enclenchement d'un transistor..... | 24 |
| Figure 21: formes d'ondes au blocage d'un transistor | 25 |
| Figure 22: pertes dissipées dans un transistor de puissance en commutation | 26 |
| Figure 23: désamorçage d'un thyristor | 27 |
| Figure 24: thyristor réel en commutation forcé..... | 28 |
| Figure 25: condensateur en parallèle avec un interrupteur..... | 29 |

| | |
|--|----|
| Figure 26:évolution de la tension à l'ouverture avec un condensateur | 30 |
| Figure 27: inductance en série avec un interrupteur | 30 |
| Figure 28:allure de la tension et du courant avec une inductance en série | 31 |
| Figure 29: circuits oscillants en régime libre..... | 31 |
| Figure 30: transfert de l'énergie dans un circuit oscillant polarisé..... | 33 |
| Figure 31:principe de l'aide à l'ouverture - Figure 32:principe de l'aide à la fermeture ... | 33 |
| Figure 33: réseau d'aide à l'ouverture RC..... | 35 |
| Figure 34: réseau d'aide à l'ouverture RCD | 36 |
| Figure 35:CALC RL non polarisé..... | 37 |
| Figure 36:réseau d'aide à la fermeture RCD..... | 38 |
| Figure 37: réseau d'aide à la fermeture RLC | 38 |
| Figure 38:réseau 3D-2C-1L à deux bornes | 39 |
| Figure 39:réseau 3D-2C-1L à trois bornes (variantes et montage) | 40 |
| Figure 40:réseau d'aide non dissipatif à tension intermédiaire..... | 41 |
| Figure 41:CALC de courant à résonance..... | 42 |
| Figure 42:CALC de courant "flyback " | 43 |
| Figure 43: allures théoriques de la tension et du courant avec aide à l'ouverture..... | 44 |
| Figure 44:influence de la décharge du CALC RCD sur la diode de roue libre..... | 47 |
| Figure 45: résistances bobinées à monter avec dissipateur utilisable dans les CALC.... | 49 |
| Figure 46: résistance à film métallique de puissance | 49 |
| Figure 47: condensateurs de commutation | 50 |
| Figure 48: définir le type de simulation..... | 53 |
| Figure 49:paramètres de simulations | 53 |
| Figure 50: le hacheur série étudié..... | 54 |
| Figure 51: établissement du courant dans la charge | 56 |
| Figure 52: formes d'ondes sans circuit d'aide | 57 |
| Figure 53:hacheur série avec circuit d'aide RCD..... | 58 |

| | |
|--|----|
| Figure 54: formes d'ondes avec le circuit d'aide RCD | 58 |
| Figure 55: allure du courant dans l'interrupteur avec $R=127\ \Omega$ | 59 |
| Figure 56: allure du courant dans l'interrupteur avec $R=330\ \Omega$ | 59 |
| Figure 57: formes d'ondes à l'ouverture avec un CALC de capacité 33nF | 60 |
| Figure 58: formes d'ondes avec $C=10\text{nF}$ | 60 |
| Figure 59: ouverture sans circuit d'aide | 62 |
| Figure 60: le modèle avec un circuit d'aide à l'ouverture RLD | 63 |
| Figure 61: formes d'ondes avec un CALC RLD | 63 |
| Figure 62: surtension à l'ouverture avec $R=6\ \Omega$ | 64 |
| Figure 63: surtension à l'ouverture avec $R=12\ \Omega$ | 64 |
| Figure 64: le modèle avec CALC RLD et RCD | 65 |
| Figure 65: influence de la décharge des CALC sur les formes d'ondes | 65 |
| Figure 66: mise en équipotentialité des masses métalliques | 72 |

Liste des abréviations et symboles

| | |
|--------------|--|
| α | : rapport cyclique |
| Δi_L | : Facteur d'ondulation de courant |
| τ | : constante de temps |
| ω | : pulsation propre |
| C | : capacité du CALC |
| C_p | : capacité parasite |
| CALC | : circuit d'aide à la commutation |
| di/dt | : taux de croissance du courant |
| DRL | : diode de roue libre ou de délestage |
| dv/dt | : taux de croissance de la tension |
| f | : fréquence de découpage |
| GTO | : Gate Turn Off Thyristor |
| I | : courant, courant nominal de la charge |
| I_{AK} | : courant du thyristor |
| I_{rrm} | : courant inverse maximal de recouvrement |
| IEEE | : Institute for Electrical and Electronics Engineers |
| IGBT | : Insulated Gate Bipolar Transistor |
| JFET | : Junction Field Effect Transistor (Transistor à effet de champ) |
| L | : Inductance du CALC |
| L_p | : inductance parasite |
| MOSFET | : Metal Oxyd Semiconductor Field Effect Transistor (ou MOS) |
| p | : puissance, puissance dissipée dans le CALC |
| p_d | : puissance dissipée dans le commutateur |
| Q_{rr} | : charge recouvrée du thyristor |

| | |
|-------------------|---|
| R | : résistance |
| SPICE | : Simulator Program with Integrated Circuit Emphasis (Logiciel de simulation) |
| SSC | : Simplorer Simulation Center |
| SSH | : Simplorer Schematic |
| t_d | : delay time ou temps de retard à l'amorçage |
| t_f | : fall time ou temps de descente du courant |
| t_q | : temps de désamorçage d'un thyristor |
| t_r | : rise time ou temps de montée du courant |
| t_s | : storage time ou temps de stockage |
| T | : période du hacheur |
| V_{AK} | : tension aux bornes du thyristor |
| V_e ou V_{cc} | : tension, tension d'entrée ou tension d'alimentation |
| V_{CE} | : tension collecteur émetteur du transistor |
| V_{rm} | : tension inverse maximale |
| V_s | : valeur moyenne de la tension de sortie |

Introduction

Les dispositifs d'électronique de puissance ont pris de plus en plus d'importance dans la gestion des processus et applications industrielles. Depuis une vingtaine d'années, les convertisseurs d'énergies comme les alimentations à découpage et onduleurs se sont également intégrés dans les appareils à usage domestique. L'exploitation des phénomènes de commutation des composants à semi-conducteurs constitue le principe de base de tout convertisseur d'énergie d'électronique de puissance. Dans le présent mémoire on se propose d'étudier l'« *Influence des circuits d'aide à la commutation (CALC) dans les hacheurs à transistor et à thyristor* ». L'augmentation de la puissance mise en jeu ainsi que de la fréquence des commutations témoignent de l'importance de cette étude.

Ce travail se subdivise en quatre parties. La première partie traitera des montages hacheurs et de la commutation des différents types de semi-conducteurs de puissance. La deuxième partie sera axée sur l'étude des circuits d'aide à la commutation. La simulation et la comparaison du fonctionnement d'un hacheur muni ou non de circuits d'aide à la commutation constitueront la troisième partie. Finalement, nous porterons un regard environnemental sur le sujet dans la quatrième et dernière partie.

PARTIE I : MONTAGES HACHEURS ET LES COMPOSANTS DE PUISSANCE

CHAPITRE I. LES DIFFERENTS MONTAGES HACHEURS

I. NOTIONS GENERALES SUR LES HACHEURS

I.1. définitions

I.1.1. Convertisseur statique

Un convertisseur statique est un convertisseur d'énergie électrique utilisant des interrupteurs à semi-conducteurs permettant par une commande convenable de ces derniers de régler un transfert d'énergie entre une source d'entrée et une source de sortie

I.1.2. Hacheur

On désigne par hacheur un convertisseur statique continu-continu (DC-DC) délivrant une tension variable à sa sortie. On représente un hacheur par l'un des symboles de la figure

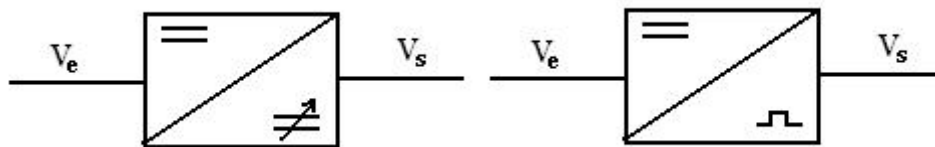


Figure 1:symboles du hacheur

Comme tous les convertisseurs statiques le hacheur comprend deux parties :

- un circuit de puissance constitué d'interrupteurs commandés et non commandés, de filtres ainsi que de la charge. Pour les applications industrielles la puissance mise en jeu est très importante (de quelques 100 W au MW) ;

- un circuit de commande, partie généralement de courant de faible. Son rôle principal est de piloter l'ouverture et si possible la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance.

I.2. Règles de connexion des sources

I.2.1. Source de courant et source de tension

i. Principe de la dualité

Deux éléments sont duaux s'il suffit dans l'équation de l'un de changer le courant en tension ou inversement pour avoir l'équation de l'autre. Exemple : l'inductance et la capacité sont duaux, une source de tension et une source de courant.

ii. Définitions

Une source de tension est un dispositif qui délivre une tension continue de valeur fixe quelque soit l'intensité du courant débité. Exemples : batterie d'accumulateur, la capacité.

Du principe de dualité, on définit qu'une source de courant est un dispositif débitant un courant constant quelque soit la valeur de la tension à ses bornes. Exemples : piles solaires, la self. Une machine à courant continu (MCC) peut être considérée comme une source de courant de par la nature fortement inductive de ces enroulements.

I.2.2. Règles de connexion des sources

Les règles suivantes sont à respecter pour la connexion de sources de tensions et/ou de courants dans un convertisseur :

- Ne pas relier directement deux sources de même nature et de valeurs différentes
- Ne pas mettre en parallèle deux sources de tension sinon il y a surintensité
- Ne pas mettre en série deux sources de courant sinon il y a surtension

En particulier :

- Une source de tension ne peut pas être court-circuitée mais peut être ouverte
- Une source de courant ne peut pas être ouverte mais peut être court-circuitée

II. ETUDE DES STRUCTURES FONDAMENTALES

On distingue plusieurs types de hacheurs et d'alimentations à découpage. L'étude des structures fondamentales feront l'objet de la suite de ce chapitre.

II.1. Hacheur série ou Buck

II.1.1. Schéma de principe Fonctionnement

La figure (2) montre le montage de base d'un hacheur série

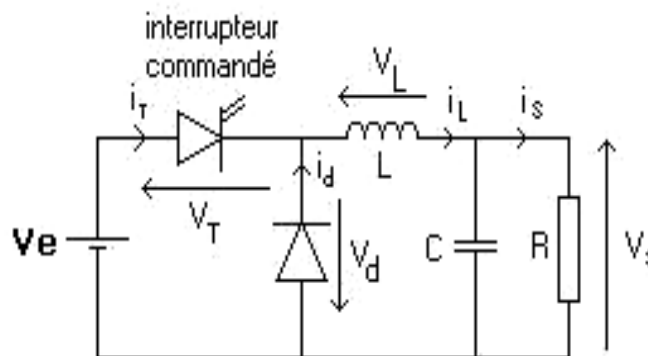


Figure 2:schéma de principe du hacheur série

L'interrupteur T et la diode D sont complémentaires : sur une période de fonctionnement, avec un rapport cyclique α , le système présente deux états :

- Pendant l'intervalle de temps $[0, \alpha T]$: l'interrupteur commandé T est passante tandis que la diode D est bloquée
- Sur $[\alpha T, T]$: l'interrupteur T est bloqué, la diode assure la conduction du courant dans la charge. Cette phase est connue sous le nom de phase de « roue libre »

II.1.2. Forme d'ondes

- Sur $[0, \alpha T]$: la tension aux bornes de l'inductance s'écrit :

$$V_L = V_e - V_s = L \frac{di_L}{dt}$$

Soit

$$i_L(t) = \frac{V_e - V_s}{L} t + i_L(0) \quad (1.1)$$

On en déduit que la self L se charge pendant cette période

- Sur $[\alpha T, T]$: l'interrupteur principal T étant ouvert l'équation (1.1) devient

$$V_L = -V_s = L \frac{di_L}{dt}$$

Soit

$$i_L(t) = -\frac{V_s}{L}(t - \alpha T) + i_L(\alpha T) \quad (1.1')$$

La représentation graphique de ces relations donne les formes d'ondes dans le hacheur pour un mode de conduction continue. La conduction est dite continue si le courant dans la charge n'a pas le temps de s'annuler lors de la phase de roue libre.

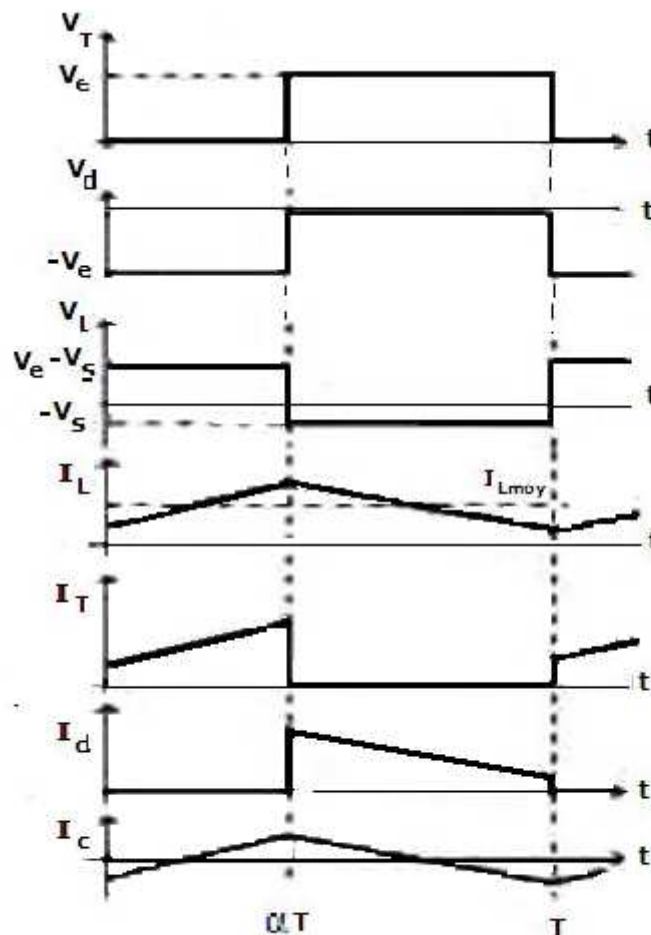


Figure 3: principales formes d'ondes dans un hacheur série en conduction continue

II.1.3. Principales relations

L'expression de la tension moyenne délivrée à la sortie est donnée par la relation

$$V_s = \alpha V_e \quad (1.3)$$

Puisque $\alpha \leq 1$ alors $V_e \leq V_s$, le hacheur série est dévolteur ou abaisseur de tension

Le terme Δi_L représentant l'ondulation du courant dans la self s'exprime par

$$\Delta i_L = \frac{V_e}{L f} \alpha (1 - \alpha) \quad (1.4)$$

II.2. hacheur parallèle ou boost

II.2.1. Schéma de principe et fonctionnement

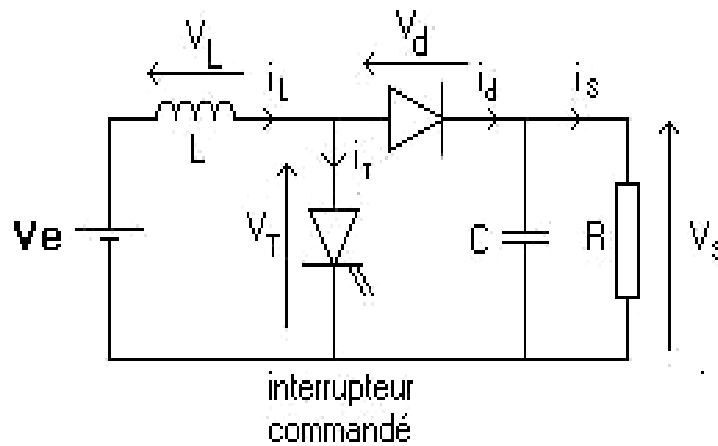


Figure 4: hacheur parallèle

Le principe de fonctionnement des interrupteurs est identique à celui du hacheur série

II.2.2. Formes d'ondes

- De $[0, \alpha T]$ l'inductance L se charge à travers l'interrupteur commandé T qui est passant.

$$V_L = V_e = L \frac{di_L}{dt}$$

Soit

$$i_L(t) = \frac{V_e}{L} t + i_L(0) \quad (1.5)$$

- De $[\alpha T, T]$ due à l'ouverture de T, la self se décharge dans la charge via la diode D

La tension V_L devient $V_L = V_e - V_s = L \frac{di_L}{dt}$

Soit
$$i_L(t) = \frac{V_e - V_s}{L} (t - \alpha T) + i_L(\alpha T) \quad (1.6)$$

D'où les forme d'ondes

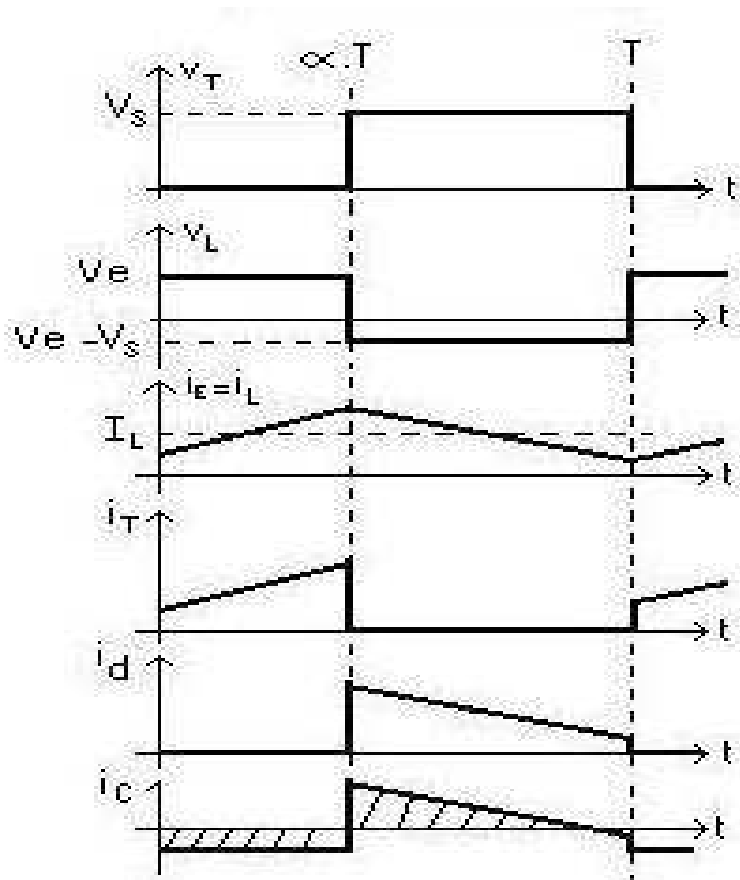


Figure 5: formes d'ondes hacheur parallèle

II.2.3. Principales relations

La valeur de la tension moyenne entre les bornes de la charge est

$$V_s = \frac{V_e}{1 - \alpha} \quad (1.7)$$

Puisque $\alpha \leq 1$ alors $V_e \geq V_s$ le hacheur parallèle est survolteur ou élévateur de tension

L'ondulation du courant dans la self est reflétée par le facteur d'ondulation Δi_L tel que :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha V_e}{L f} \quad (1.7')$$

II.3. hacheurs à stockage intermédiaire

Les hacheurs série et parallèle sont dits hacheurs directs car ils réalisent la connexion entre deux sources de nature différentes. Par contre, les hacheurs à stockage intermédiaire sont dits indirects puisqu'ils mettent en connexion deux sources de même nature. L'énergie issue de la source est stockée dans un composant (source) intermédiaire avant d'être restituée à la charge. La tension de sortie est en général inversée par rapport à la tension d'entrée, d'où le nom de hacheurs inverseurs.

II.3.1. Les hacheurs à stockage inductif ou BUCK-BOOST

i. Schéma de principe et fonctionnement

Ce type de hacheur relie indirectement deux sources de tensions par l'intermédiaire de la self (source courant)

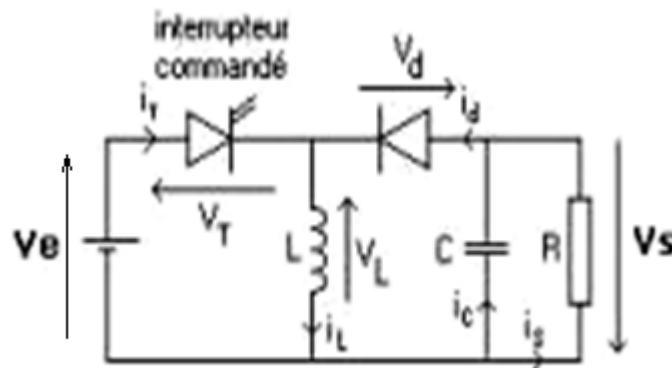


Figure 6:hacheur à stockage inductif

Les interrupteurs T et D sont toujours complémentaires

- $[0, \alpha T]$: la diode D est bloquée, T conduit : $V_L = V_e = L \frac{di_L}{dt}$

$$\text{Soit} \quad i_L(t) = \frac{V_e}{L} t + i_L(0) \quad (1.8)$$

On assiste donc à la charge de l'inductance **L**

- $[\alpha T, T]$: l'interrupteur principal T est bloqué, la diode D est donc en conduction. L'équation différentielle du circuit s'écrit :

$$V_L = -V_s = L \frac{di_L}{dt}$$

Soit
$$i_L(t) = -\frac{V_s}{L}(t - \alpha T) + i_L(\alpha T) \quad (1.9)$$

L'inductance L se décharge dans (R, C) à travers la diode D

ii. Formes d'ondes

Partant des équations (1.8) et (1.9) on a les formes d'ondes dans le convertisseur.

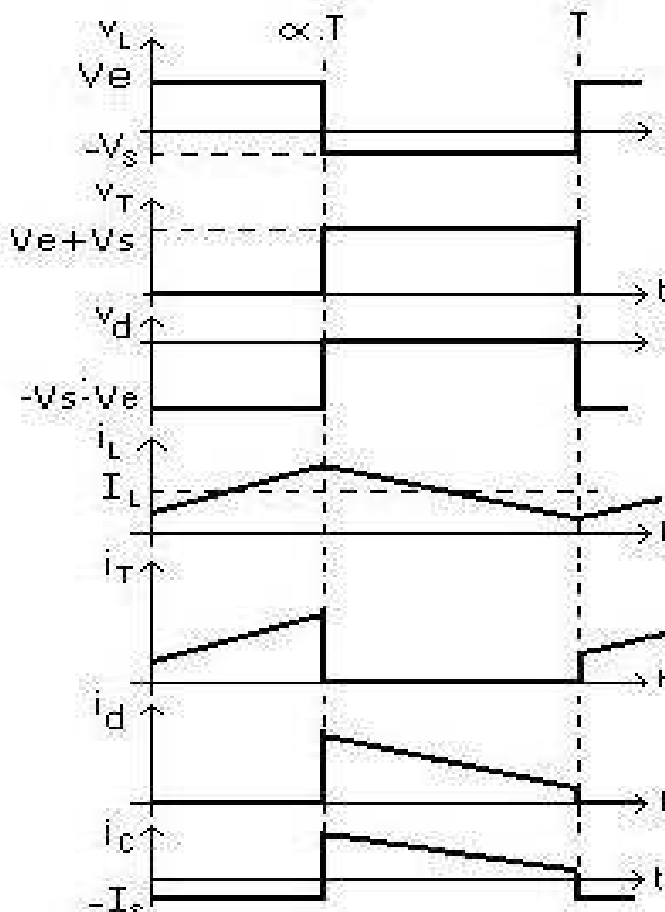


Figure 7: formes d'ondes d'un hacheur à stockage inductif

iii. Principales relations

L'expression de la valeur moyenne de la tension de sortie est donnée par la relation

$$V_s = \frac{\alpha}{1-\alpha} V_e \quad (1.10)$$

Ce montage est survolteur ou dévolteur selon que $\alpha > 0.5$ ou $\alpha < 0.5$

L'ondulation du courant dans la charge est reflétée par le facteur d'ondulation Δi_L tel que :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha V_e}{L f} \quad (1.10')$$

II.3.2. Les hacheurs à stockage capacitif ou hacheur de CUK

i. Schémas de principe et fonctionnement

La connexion entre les deux sources de courant que constituent les inductances L_1 et L_2 est effectuée par l'intermédiaire du condensateur C qui joue le rôle de source de tension. Le condensateur C devra donc être chargé au préalable à V_c .

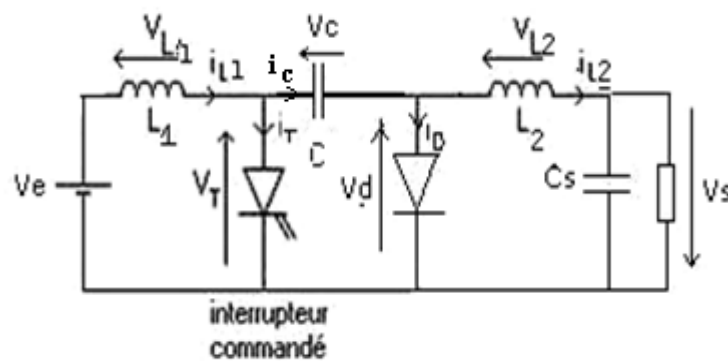


Figure 8:hacheur à stockage capacitif

- $[0, \alpha T]$: La source de tension V_e charge l'inductance L_1 via l'interrupteur T qui est passant. L'énergie de la capacité C est transférée dans l'inductance L_2 , D étant bloquée

$$i_c(t) = C \frac{dv_c}{dt} = -\frac{I_2}{C} t + v_c(0) \quad (1.11)$$

- $[\alpha T, T]$: la diode D est passante. L'énergie emmagasinée dans L_1 recharge le condensateur C par la diode D ; L_2 se décharge à travers la charge

$$i_c(t) = \frac{I_1}{C}(t - \alpha T) + v_c(\alpha T) \quad (1.12)$$

ii. Formes d'ondes

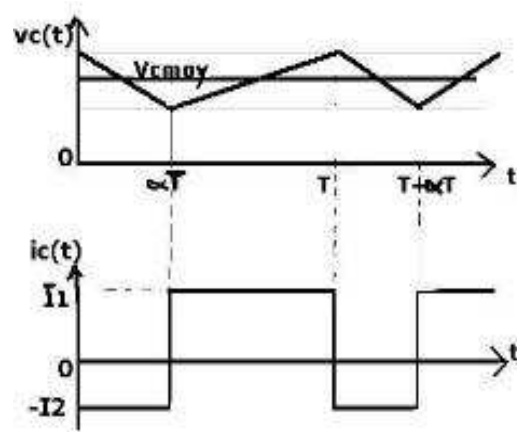


Figure 9: principales formes d'ondes du hacheur de CUK

iii. Principales relations

L'expression de la valeur moyenne de la tension appliquée à la charge est identique à un hacheur à stockage inductif.

$$V_s = \frac{\alpha}{1-\alpha} V_e \quad (1.13)$$

On distingue deux facteurs d'ondulation de courant dans les selfs :

- Courant d'entrée inductif

$$\Delta i_{L1} = \frac{\alpha V_e}{L_1 f} \quad (1.14)$$

- Courant de sortie inductif

$$\Delta i_{L2} = \frac{\alpha V_e}{L_2 f} \quad (1.14')$$

III. CONTRAINTES SUR LES COMPOSANTS DANS LES HACHEURS

Les contraintes les plus prépondérantes lors du choix (dimensionnement) d'un interrupteur sont :

- le courant maximal $I_{T\max}$,
- le courant moyen $I_{T\text{moy}}$
- la tension inverse maximale $V_{T\max}$

Le tableau résume les expressions de ces contraintes de choix pour le commutateur principal T et la diode de roue libre DRL.

| Type de hacheur | Interrupteur commandé T | Diode de roue libre DRL |
|---|---|---|
| Hacheur série (BUCK) | $V_{T\max} = V_e$ $I_{T\max} = I_s + \alpha(1-\alpha)\frac{V_e}{2Lf}$ | $V_{D\max} = V_{T\max}$ $I_{D\max} = I_{T\max}$ $I_{D\text{moy}} = (1-\alpha)I_s$ |
| Hacheur parallèle (BOOST) | $V_{T\max} = V_s$ $I_{T\max} = \frac{I_s}{1-\alpha} + \alpha\frac{V_e}{2Lf}$ | $V_{D\max} = V_{T\max}$ $I_{D\max} = I_{T\max}$ $I_{D\text{moy}} = I_s$ |
| Hacheur à stockage inductif (BUCK-BOOST) | $V_{T\max} = V_e + V_s$ $I_{T\max} = \frac{I_s}{1-\alpha} + \alpha\frac{V_e}{2Lf}$ | $V_{D\max} = V_{T\max}$ $I_{D\max} = I_{T\max}$ $I_{D\text{moy}} = I_s$ |
| Hacheur à stockage capacitif (hacheur de CUK) | $V_{T\max} = \frac{V_e}{1-\alpha} + \alpha\frac{I_s}{2Cf}$ $I_{T\max} = \frac{I_s}{1-\alpha} + \alpha\frac{V_e}{2L_1f}$ | $V_{D\max} = V_{T\max}$ $I_{D\max} = I_{T\max}$ $I_{D\text{moy}} = I_s$ |

Tableau : contraintes pour le choix des commutateurs de puissances

CHAPITRE II. LES INTERRUPTEURS OU COMMUTATEURS DE PUISSANCE

Selon les utilités, les fréquences de commutation, on dispose de différents types composants à semi-conducteur. Dans ce chapitre, nous ferons une brève description des composants les plus utilisés ainsi que de leur principe de commande.

I. LE TRANSISTOR BIPOLAIRE DE PUISSANCE

I.1. Constitution et caractéristiques

Le transistor bipolaire est un composant à semi-conducteur constitué de deux jonctions PN (figure 10). La partie centrale forme la base du composant et sert à le commander à la fermeture ainsi qu'à l'ouverture. Les deux parties extrêmes sont désignées par collecteur et émetteur. La commande du transistor se fait par injection d'un courant à la base.

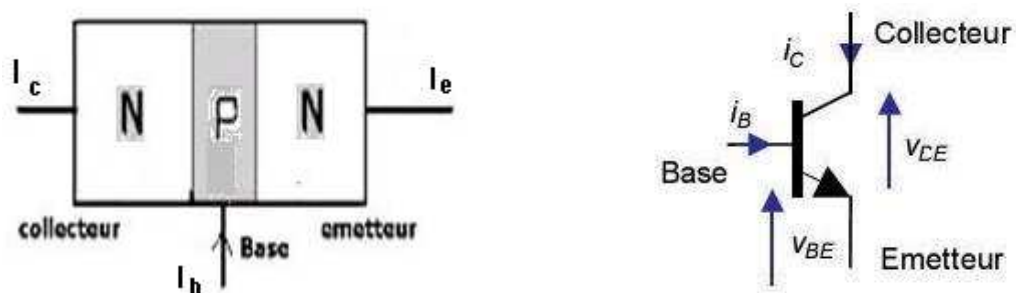


Figure 10: schéma de principe simplifié et symbole du transistor bipolaire (NPN)

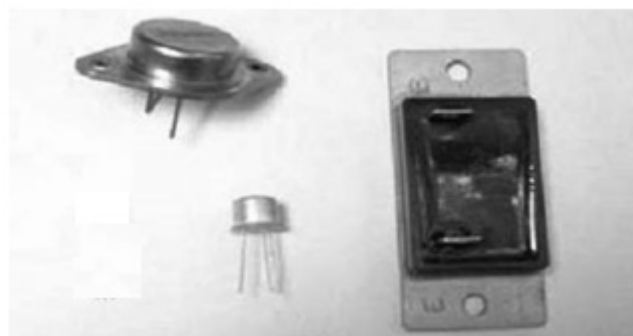


Figure 11: transistors bipolaires de puissance (Semikron semiconductors)

Remarque : pour des raisons technologiques et pratiques les transistors de puissance sont de type NPN sauf pour certaines applications en basse puissance.

I.2. Le transistor bipolaire en régime de commutation

Soit le transistor du montage suivant

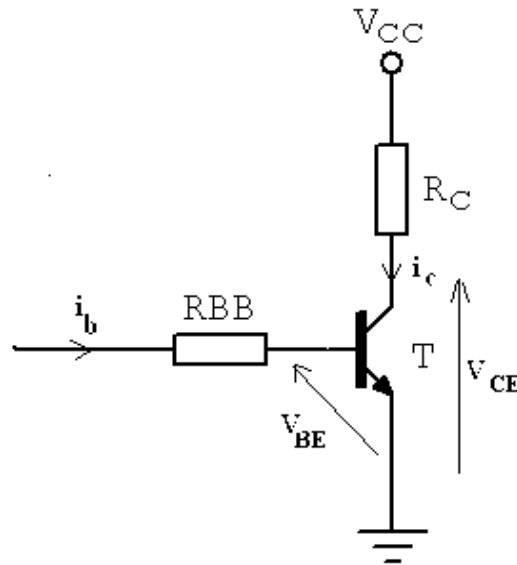


Figure 12: montage de transistor pour commutation

Lorsque le courant de base i_b est nul, le courant de collecteur I_C sera également nul. La différence de potentiel collecteur-émetteur prend la valeur $V_{CE}=V_{CC}$. Dans ce cas le transistor est dit bloqué. Il est équivalent à un interrupteur ouvert.

Lorsqu'on donne à i_b une valeur supérieure à un courant i_{bsat} (i_{bsat} donné constructeur) V_{CE} devient très faible devant V_{CC} , soit $V_{CE} \approx 0[V]$

En utilisant la loi des mailles on a l'expression du courant dans la charge R_C

$$I_C = I_{Csat} = \frac{V_{cc}}{R_C} \quad (2.1)$$

Dans ces conditions le transistor est dit saturé et est équivalent à un interrupteur fermé

I.3. Avantages et inconvénients du transistor bipolaire

II.3.1. Avantages

- ✓ Fréquence de commutation élevée permettant d'avoir une forme d'onde du courant plus lisse
- ✓ Faible chute de tension à l'état passant

II.3.2. Inconvénients

- ✓ La commande est relativement difficile : nécessité de circuits préamplificateurs pour une commande convenable dans la plupart des cas. Le transistor ne doit pas se saturer trop profondément : l'usage de réseau de diodes d'anti-saturation est souvent nécessaire
- ✓ Ne convient qu'aux faibles et moyennes puissances, mais possibilité de mise en parallèle pour usage en puissance plus importante.

II. LE THYRISTOR

II.1. Constitution et caractéristiques

Le terme thyristor est la contraction des mots THYRatron (un ancien tube à gaz) et de transISTOR. Le principe du thyristor est assez simple puisqu'il consiste à insérer dans une structure de diode une tranche de substrat P qui interdirait la conduction tant que la jonction PN locale qui en résulte ne serait pas passante. La figure (13) donne une représentation simplifiée de la structure d'un thyristor. L'électrode reliée au substrat P forme la gâchette de commande du composant.

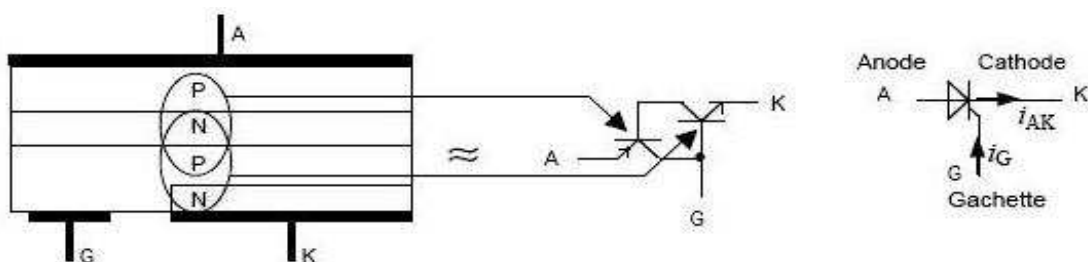


Figure 13: principe du thyristor et symbole normalisé

Le thyristor se commercialise sous forme de boîtier full-pack TO plastique en basse et moyenne puissance et de boîtiers métalliques pour les puissances élevées.

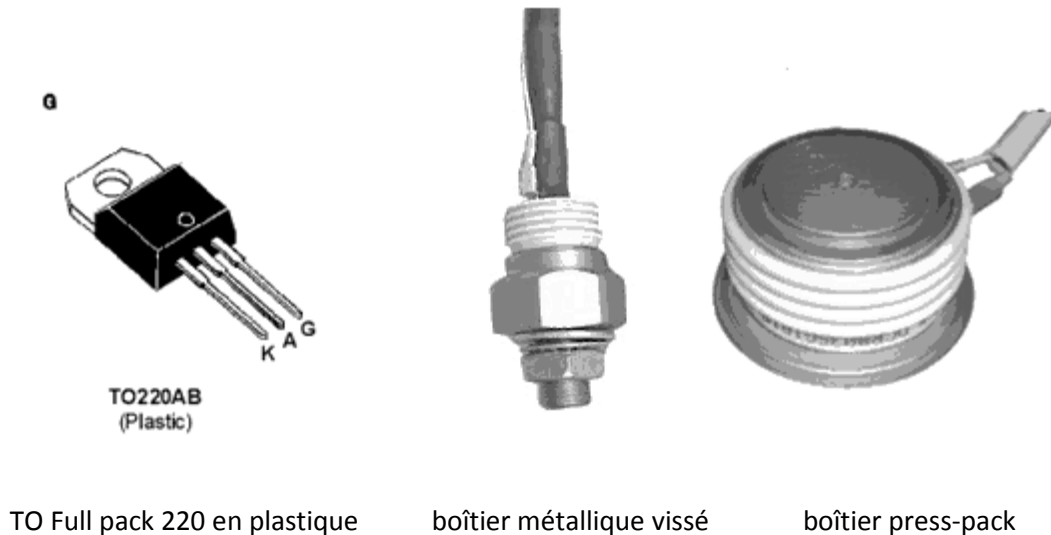


Figure 14: formes commerciales du thyristor (Thomson Semiconductors)

II.2. Le thyristor en commutation

II.2.1. Amorçage

Le thyristor s'amorce quand le signal (une impulsion) de gâchette est donnée et que tension entre ces bornes est positive. Pour assurer un bon amorçage l'impulsion doit avoir une durée au moins égale à au temps mis par le courant pour atteindre le courant de maintien (I_h). Après amorçage le thyristor se comporte comme une diode passante, donc il est équivalent à un interrupteur fermé.

II.2.2. Blocage

Le problème du blocage du thyristor se pose surtout lorsque la tension à commuter est continue. En effet, lorsque le thyristor conduit il n'est plus possible de le bloquer par un signal de gâchette, il est nécessaire de trouver une méthode pour le bloquer. Une tension négative sera appliquée par un circuit auxiliaire aux bornes du thyristor ou on force le courant du thyristor à s'annuler en faisant circuler un courant en sens inverse.

Le montage de la figure est un modèle simplifié du circuit de blocage à condensateur parallèle. Le condensateur C est initialement chargé à V_{C0} . A l'enclenchement de l'interrupteur auxiliaire K le thyristor passe à l'état bloqué.

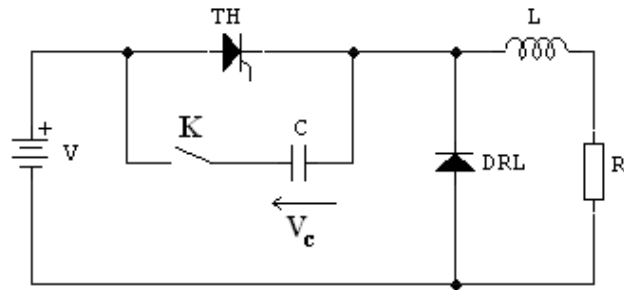


Figure 15: blocage par condensateur en parallèle

Plusieurs modes de blocage sont proposés mais le principe sera le même.

Le circuit de commande est le plus souvent isolé du circuit de puissance .commande par transformateur d'impulsions, dispositifs d'optoélectronique...

II.3. Avantages et inconvénients

II.3.1. Avantages

- ✓ Le principal avantage du thyristor est sa robustesse
- ✓ Usage en haute tension (jusqu'à plus de 20kV)
- ✓ Puissance commutée élevée, dans la gamme des très grandes puissances le thyristor est irremplaçable
- ✓ Possibilité de mettre en série ou en parallèle deux ou plusieurs thyristors pour améliorer les performances.

II.3.2. Inconvénients

- ✓ Fréquence de commutation relativement faible
- ✓ Fiabilité limitée au déclenchement (défauts d'allumage)
- ✓ Complexité et nécessité du circuit de blocage

III. AUTRES COMMUTATEURS DE PUISSANCE

III.1. Le transistor MOSFET

Le transistor MOS ou MOSFET (Metal Oxyd Semiconductor Field Effect transistor) est un transistor à effet de champ (donc unipolaire) à enrichissement N ou P, à grille isolée. Le MOSFET est le plus souvent utilisé en régime de commutation.

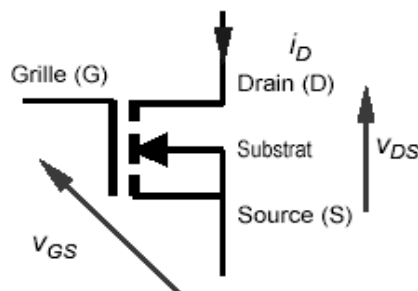


Figure 16: transistor MOSFET

Le transistor MOS est un composant totalement commandé à la fermeture et à l'ouverture. C'est un composant relativement facile à commander. En appliquant une tension V_{GS} positive (de l'ordre de 7 V à 10V). L'interrupteur se ferme, quand ce dernier est annulé le commutateur passe à l'état ouvert. La grille est isolée du reste du transistor, ce qui procure une impédance grille-source très élevée. La grille n'absorbe donc aucun courant en régime permanent

C'est le composant le plus rapide à se fermer et à s'ouvrir. Il peut être utilisé à des fréquences de 300 kHz à 1 MHz.

Les transistors MOSFET sont malheureusement des commutateurs très fragiles et coûtent relativement chers. La tension V_{DS} à l'état passant est aussi relativement importante : d'où leur utilisation pour des tensions supérieures à 1000[V] à faibles courants ou des courants supérieurs à 100[A] pour des basses tensions

III.2. L'IGBT ou Insulated Gate Bipolar Transistor

L'IGBT est né de la combinaison d'un transistor bipolaire en régime de commutation et d'un transistor MOS.

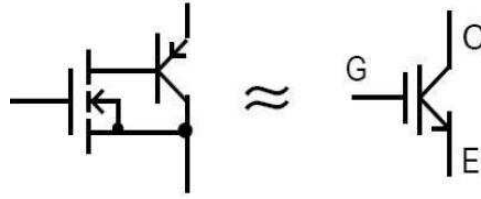


Figure 17: principe et symbole de l'IGBT

L'IGBT associe donc les performances en courant entre collecteur et émetteur (la faible chute de tension collecteur émetteur 0,1 V) et la commande en tension par sa grille qui nécessite un courant permanent quasiment nul. Ses caractéristiques sont reprises de celles du transistor bipolaire : V_{CEsat} et i_{Csat} .

III.3. Le GTO: Gate Turn Off Thyristor

Le GTO est un thyristor que l'on peut commander au désamorçage. Le GTO est donc un commutateur entièrement commandé à l'ouverture et à la fermeture.

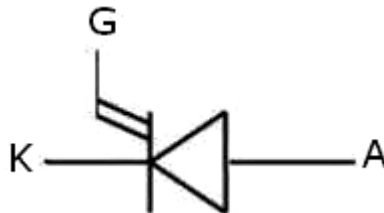


Figure 18: symbole du GTO

Le blocage du GTO s'obtient en envoyant un courant inverse dans la gâchette, ce phénomène peut être traduit comme une extraction du courant de gâchette du thyristor. L'amplitude de courant inverse est fonction du courant à commuter. Les fabricants précisent une valeur limite pour le courant que le GTO peut commuter. Cette valeur est actuellement de l'ordre de 1[kA].

Le GTO nécessite un courant de commande important. En valeur, ce courant peut atteindre 10% de la valeur du courant commuté ; cela constitue encore le principal inconvénient quant à l'usage des GTO.

III.4. Technologies émergentes

Actuellement la technologie des semi-conducteurs s'oriente vers deux chemins. D'une part, il y a amélioration des performances des composants existants : augmentation des capacités de blocage en tension, diminution des pertes à l'état passant, augmentation de la fréquence de fonctionnement.

D'autre part, on remarque l'apparition de nouveaux composants et circuits intégrés de puissance (encore peu commercialisés puisqu'en cours de recherche) :

- MCT (MOS Controlled Thyristor) : sorte de GTO commandé en tension
- GCT (Gate Commutated Thyristor) et IGCT (Integrated GCT) : technologie améliorée proche du GTO mais plus rapide, robuste et plus facile à commander (jusqu'à 6kV et $\frac{di_g}{dt} > 4[kA/s]$)
- JFET de puissance
- HVIC (High Voltage Integrated Circuit): circuits intégrés incluant les composants de puissance et la logique de commande, couramment désignés par « puissance intelligente ». [20]
- Les technologies SI ou Static Induction (diode SID, transistor SIT, Thyristor SITH, SIMOS...), composants dans lesquels le phénomène de recouvrement est inexistant

CHAPITRE III. LES COMMUTATIONS

La commutation est le passage d'un commutateur ou interrupteur d'un état initial (passant ou bloqué) à un autre. Pour plus de discernement sur la commutation des interrupteurs commandés, considérons un hacheur série à diode roue libre idéale en mode de conduction continu. On négligera la résistance à l'état passant (R_{on}) des commutateurs. Il n'y aura donc pas de pertes en conduction.

I. CONDITIONS DE COMMUTATION REELLE

II.1. Aire de sécurité des semi-conducteurs

Un transistor, un thyristor ou tout autre composant de puissance ne peut pas faire passer un courant infini, ni supporter une tension infinie. Cela justifie ainsi le calcul des contraintes de dimensionnement des commutateurs (chapitre 1.IV)

On définit l'aire de sécurité en direct ou Safe Operating Area (SOA) qui correspond aux performances maximum du composant. Elle se découpe en 3 parties :

1. limitation du courant maximum I_{max} ;
2. limitation par la puissance maximum que peut dissiper le composant
3. limitation par l'avalanche (tension inverse maximale).

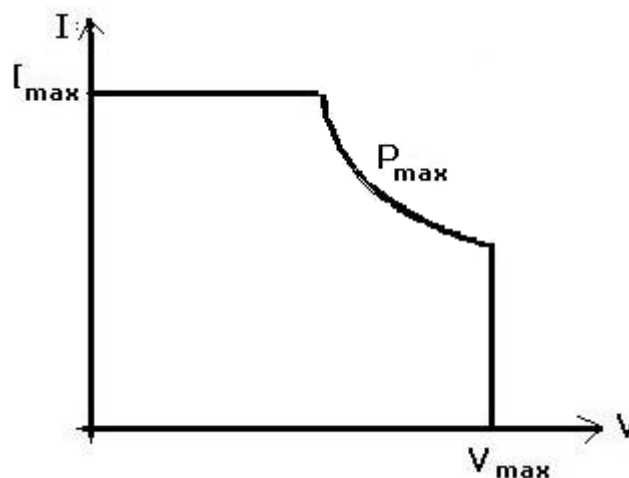


Figure 19: aire de sécurité d'un composant à semi-conducteur

II.2. Influence des réactances parasites

II.2.1. Inductances

Ce sont surtout les inductances de câblage. L'inductance parasite la plus prépondérante est l'inductance de la maille de commutation λ . Elle engendre une surtension aux bornes du commutateur à l'ouverture, une chute de tension à la fermeture de celui-ci.

$$\delta V = \pm \lambda \frac{di}{dt} \quad (3.1)$$

L'énergie $E_\lambda = \frac{1}{2} \lambda I^2$ stockée par cette inductance sera en grande partie dissipée par effet joule dans l'interrupteur.

II.2.2. Capacités

Les capacités de diffusion C_d , de transition C_t des commutateurs de puissance constituent les capacités parasites qui peuvent influencer sur le fonctionnement du hacheur. Les capacités parasites produisent une surintensité à la fermeture de l'interrupteur et une chute de courant à l'ouverture

$$\delta I = \pm C_p \frac{dv}{dt} \quad (3.2)$$

L'énergie $E_c = \frac{1}{2} C_p V^2$ emmagasinée par ces capacités sera également dissipée dans l'interrupteur.

II.2.3. Oscillations dues aux réactances parasites

La présence simultanée d'inductance et de capacité parasites entraîne obligatoirement des oscillations parasites. Ces oscillations perturbent le fonctionnement normal de la charge et du réseau d'alimentation. Le plus gênant est que les oscillations parasites créent des pics de courants dans le commutateur.

II. TRANSISTOR REEL EN COMMUTATION

II.1. Enclenchement

II.1.1. Temps de réponse ou delay time t_d

De la constitution et le principe du transistor il s'avère que les porteurs de charges (surtout minoritaires) doivent se déplacer à travers différentes régions aux changements d'état (commutations).

Dans un transistor réel la jonction base est considéré comme ayant une capacité. A l'application d'un courant de base i_b ($t=0$) le processus commence par la redistribution des charges dans cette jonction. Le courant de base évolue de façon identique à la charge d'un condensateur. A $t=t_d$, i_b aura atteint sa valeur nominale

Une définition simplifiée (par les constructeurs) consiste à dire que t_d est le temps mis par le transistor pour que le courant du collecteur I_c atteigne 10% de sa valeur nominale. Le courant de collecteur étant encore à une faible valeur.

Note : La plupart des ouvrages considèrent t_d comme un retard pur à l'amorçage, d'où les formes d'ondes à l'enclenchement du transistor (figure 20). [2][3][5]

II.1.2. Temps de montée ou rise-time t_r

Le temps de montée est alors la durée que met le courant collecteur I_c pour passer de 10% à sa valeur nominale.

Du fait de la présence inévitable de capacités parasites la tension ne peut décroître instantanément après établissement du courant, il lui faut également un certain temps (léger traînage en tension).

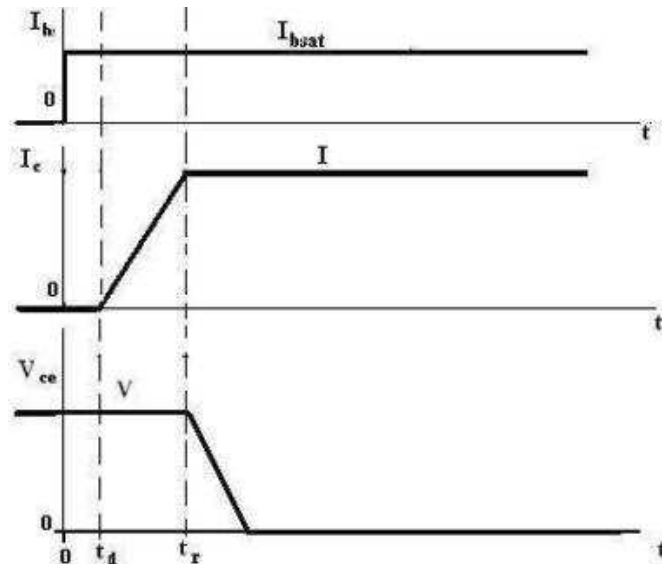


Figure 20: formes d'ondes à l'enclenchement d'un transistor

La plupart du temps les fabricants n'indiquent parfois que $t_{on} = t_d + t_r$.

II.2. Blocage du transistor bipolaire

II.2.1. Temps de stockage ou storage-time t_s

Il correspond au temps mis par la jonction collecteur-émetteurs pour évacuer les charges stockées lors de la conduction. Le courant I_c ne commence à diminuer qu'après t_s .

II.2.2. Temps de descente ou fall-time t_f

Après évacuation de charges stockées, le transistor sort de l'état saturé. Le courant met un temps t_f pour s'annuler.

Dans les catalogues, les constructeurs ne mentionnent en général qu'un temps t_{off} tel que $t_{off} = t_s + t_f$.

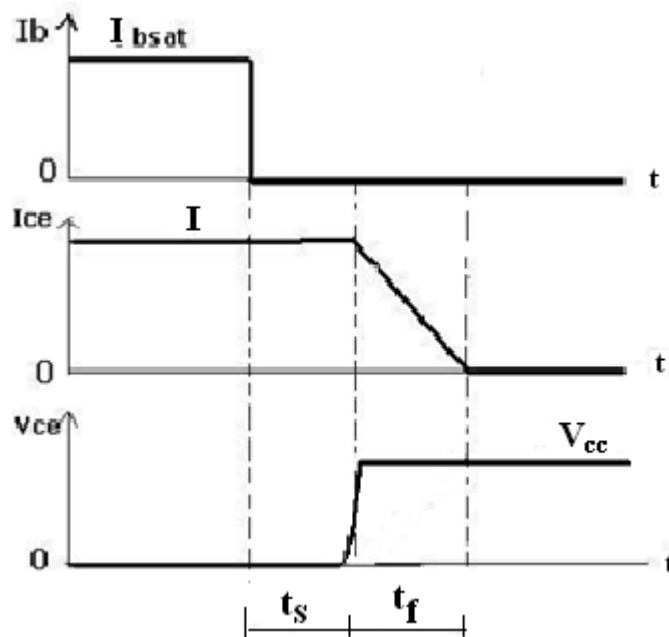


Figure 21: formes d'ondes au blocage d'un transistor

II.3. Comportement dynamique du hacheur a transistor

II.3.1. Expression des pertes

En sommant les pertes à la fermeture et à l'ouverture on obtient une estimation des pertes par commutation :

$$p = p_{on} + p_{off}$$

Soit
$$p = V_{cc} I \frac{t_r + t_f}{2T} = \frac{1}{2} f V_{cc} I (t_r + t_f) \quad (3.3)$$

Les pertes sont donc proportionnelles avec les valeurs des temps de montées et descentes du courant et la fréquence (f ou 1/T) du hacheur.

II.3.2. Comportement dynamique du hacheur à transistor

- Les pertes par commutations sont élevées, il peut y avoir un échauffement excessif du transistor et une baisse du rendement du convertisseur.
- Il y a risque de sortir de l'aire de sécurité du transistor (second claquage), puisque autant à l'ouverture qu'à la fermeture un courant fort et une tension élevée coexistent.

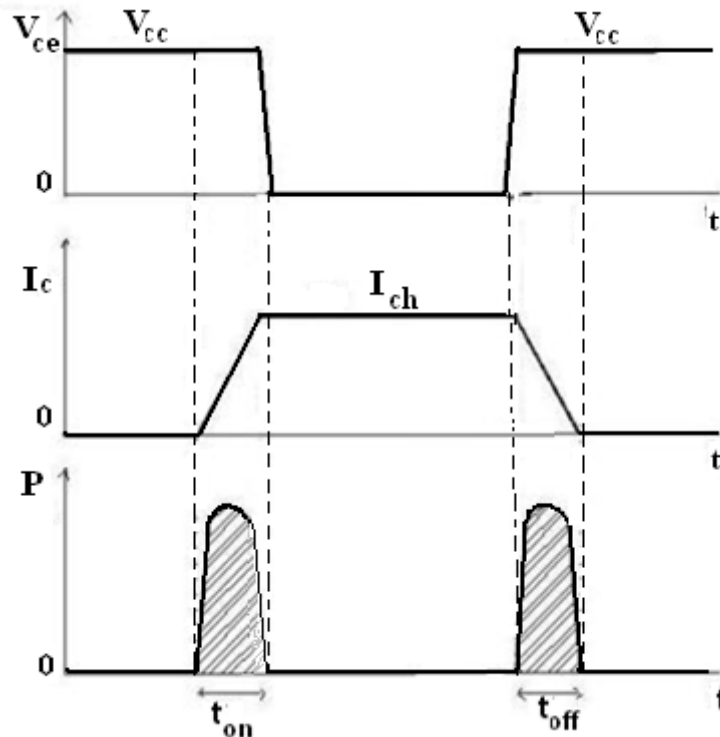


Figure 22: pertes dissipées dans un transistor de puissance en commutation

III. THYRISTOR REEL EN COMMUTATION

III.1. Amorçage du thyristor

Les propriétés à l'amorçage d'un thyristor sont presque identiques à celui d'un transistor bipolaire de puissance. On définit également le delay time t_d et le temps de montée t_r .

III.1.1. Le delay-time t_d

A l'injection d'un courant de gâchette seule la région la plus proche de celle-ci devient conductrice. Cette zone s'étend progressivement jusqu'à ce que toute sa totalité devient conductrice. Le temps pris par ce processus définit le « delay-time » t_d .

Pratiquement, on convient que t_d est la durée prise pour que le courant I_{AK} atteigne 10% de sa valeur nominale.

III.1.2. Le temps de montée t_r

Le temps de montée définit le temps mis par le courant pour passer de 10 à 90% de sa valeur nominale. Les formes d'ondes à l'enclenchement sont similaires à celui du transistor.

III.1.3. di/dt critique :

Avec une croissance trop rapide du courant (di/dt élevé), la zone conductrice tend à se confiner à un petit secteur de l'anode. Il y a création d'un « point chaud » local à très forte densité de courant qui pourrait détruire le composant. Pour les composants actuels dv/dt critique varie de 20 à 200[A/μs]. [2][3]

III.2. Désamorçage

III.2.1. Temps de désamorçage t_q :

A l'enclenchement du circuit de blocage la tension inverse de blocage V_{rm} doit au minimum être appliquée pendant une durée t_q pour que le blocage soit effectif. Les fabricants ne précisent que t_q mais en réalité $t_q = t_{qr} + t_{rr}$ où t_{rr} temps de recouvrement inverse et t_{qr} temps de recouvrement de gâchette. La charge stockée pendant la conduction est évacuée pendant le blocage. On définit la charge recouvrée Q_{rr} qui n'est fonction que du di/dt du thyristor au blocage.

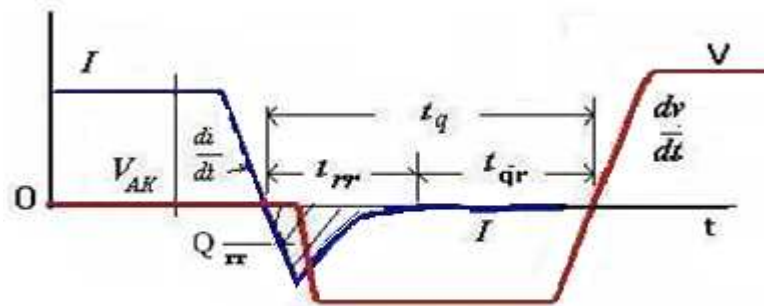


Figure 23: désamorçage d'un thyristor

III.2.2. dv/dt critique, amorçage intempestif

L'amorçage d'un thyristor est d'habitude obtenu en injectant un courant de commande à la gâchette. Un thyristor peut également s'amorcer quand au durant la phase de blocage un dv/dt trop élevé apparaît entre ces bornes. On parle d'amorçage intempestif du thyristor. Un courant $i_g = C \cdot dv/dt$ est réinjecté à la gâchette où C est la capacité de la jonction. Les valeurs admissibles de dv/dt sont de l'ordre 30 à 100V/μs. [2] [3]

III.3. Comportement dynamique du hacheur a thyristor

II.3.1. Expression des pertes :

Soit p les pertes par commutation,

$$p = p_{on} + p_{off}$$

$$p = \frac{1}{2} V_{cc} I_{t_{on}} f + Q_{rr} V_{rrm} f \quad (3.4)$$

En général, on néglige les pertes à la fermeture ($p_{on} \ll p_{off}$), soit :

$$p = Q_{rr} V_{rrm} f \quad (3.5)$$

Où V_{rrm} : tension inverse maximale

II.3.2. Position du problème :

Il est évident que le thyristor doit dissiper la puissance due à la charge recouvrée. Or, la charge recouvrée est inséparable du thyristor, seule une remise en question du circuit de blocage pourrait la modifier.

Le réel problème à l'utilisation des thyristors dans les hacheurs reste sa protection en dv/dt (amorçage intempestif) et/ou en di/dt .

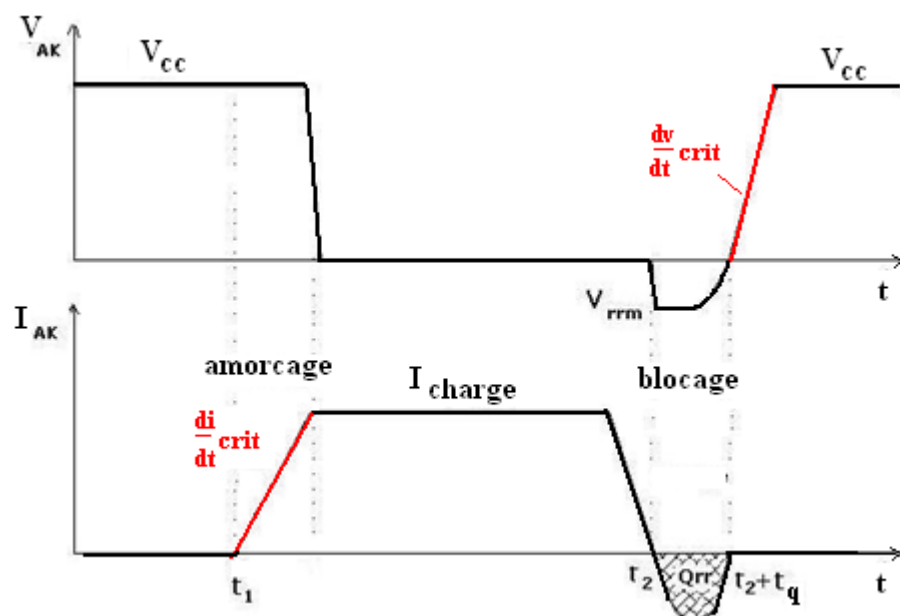


Figure 24: thyristor réel en commutation forcé

PARTIE II : LES CIRCUITS D'AIDE A LA COMMUTATION

CHAPITRE I. PRINCIPES GENERAUX DES CIRCUITS D'AIDE A LA COMMUTATION

I. CONTROLE DE LA VARIATION DU COURANT ET DE LA TENSION

I.1. Capacité placée en parallèle avec un commutateur

L'expression de la tension $u(t)$ aux bornes d'un condensateur de capacité C permet de déduire la relation (4.1).

$$du = \frac{1}{C} dt \quad (4.1)$$

Soit le montage suivant

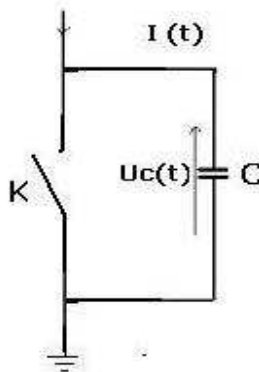


Figure 25: condensateur en parallèle avec un interrupteur

A l'ouverture du commutateur si le courant $i(t)$ décroît linéairement selon la relation :

$$i_c(t) = I \left[1 - \frac{t}{t_f} \right] \quad (4.2)$$

Alors la tension aux bornes de l'interrupteur et du commutateur

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int i_c(t) dt = \frac{It^2}{2Ct_f} \quad (4.3)$$

On a donc une évolution de la tension comme le montre la figure (26) suivante

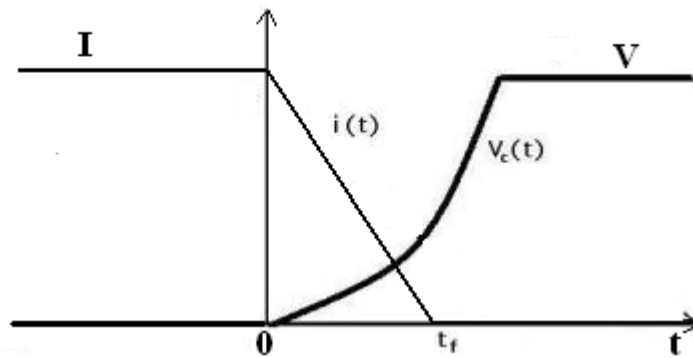


Figure 26: évolution de la tension à l'ouverture avec un condensateur

La valeur de la capacité contrôle (impose) donc la variation de la tension aux bornes du circuit, en le retardant par rapport à la consigne.

Il est important de rappeler que lors de sa décharge, les ses pôles du condensateur s'inversent.

I.2. Inductance en série avec un commutateur

La tension $u(t)$ aux bornes d'une self d'inductance L parcourue par un courant $i(t)$ est donnée par

$$u = L \frac{di}{dt} \quad (4.4)$$

Dans le montage de la figure suivante, on ferme l'interrupteur K . Or, Théoriquement, cela équivaut à appliquer un échelon de courant à l'interrupteur.

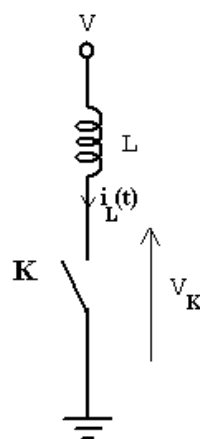


Figure 27: inductance en série avec un interrupteur

De manière analogue au condensateur, la présence de l'inductance contrôle la variation du courant dans le commutateur, en imposant un retard à sa croissance (Figure 28).

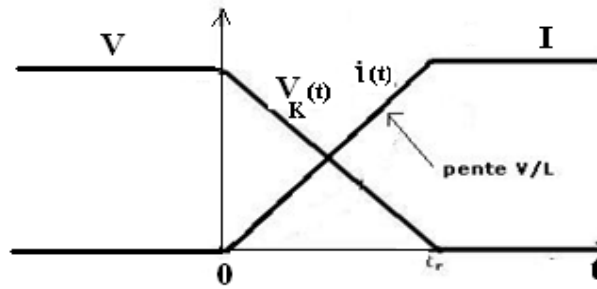


Figure 28: allure de la tension et du courant avec une inductance en série

II. CIRCUIT OSCILLANT EN REGIME LIBRE OU AUTO-OSCILLANT

II.1. Définition

Soit les circuits constitués de l'inductance L et de la capacité C figure (29). Le circuit est dit auto-oscillant ou résonnant en régime libre si C ou L est initialement chargé et il n'y a pas de source de tension extérieure au circuit (extrémités au même potentiel).

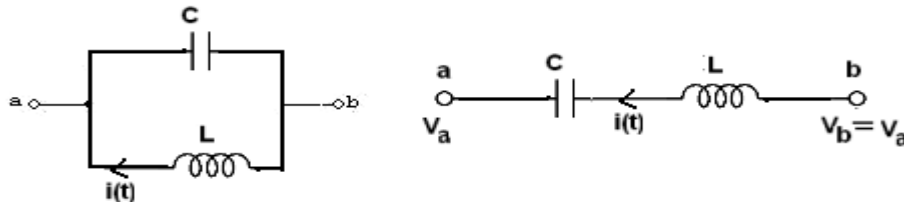


Figure 29: circuits oscillants en régime libre

II.2. Mise en équation

II.2.1. Condition initiale

Par définition pour qu'il y ait libre oscillation il faut que l'un des deux composants soit initialement chargé. En admettant que les composants sont idéaux, le transfert d'énergie entre les deux composants se fera sans pertes : $W_L = \frac{1}{2} L I^2 = W_C = \frac{1}{2} C V^2$

D'où l'expression de l'amplitude du courant d'oscillation

$$I = \frac{V}{\sqrt{L/C}} \quad (4.5)$$

II.2.2. Pulsation propre du circuit oscillant

Le circuit forme une maille, vu qu'il est fermé sur lui-même. La loi de Kirchhoff sur les mailles donne

$$U = L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int i(t) dt = 0 \quad (4.6)$$

La résolution de l'équation revient à résoudre l'équation du second ordre (4.6')

$$\frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} + \frac{1}{LC} i_L(t) = 0 \quad (4.6')$$

On obtient la pulsation propre ω des oscillations du circuit correspondant à une fréquence f

$$\begin{aligned}\omega &= \frac{1}{\sqrt{LC}} & [\text{rad/s}] \\ f &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} & [\text{Hz}]\end{aligned}\quad (4.7)$$

II.3. Application des circuits oscillants

II.3.1. Amortissement

L'oscillation présente un amortissement si une résistance ohmique est insérée dans le réseau L-C. Comme exemple, considérons un circuit R-L-C série. L'équation du système est :

$$LC \frac{d^2 i(t)}{dt^2} + RC \frac{di(t)}{dt} + i(t) = 0 \quad (4.8)$$

La valeur de l'amortissement m s'obtient en identifiant cette équation avec la représentation normalisée du système d'équation du second ordre (second membre de l'équation considéré comme nul [6])

$$m = \frac{RC}{2\omega} = \frac{R}{\sqrt{4\frac{L}{C}}} \quad (4.9)$$

II.3.2. Amortir des oscillations

La fréquence propre d'un circuit oscillant est inversement proportionnelle à la racine carrée de la capacité et de l'inductance. Ainsi, si on désire diminuer la fréquence des oscillations dans un système il existe deux possibilités :

- Augmenter la valeur de l'inductance en insérant une self en série avec L
- Augmenter la valeur de la capacité en mettant un autre condensateur en parallèle avec C

Pour étouffer les oscillations on rajoute une résistance dans le circuit. On convient qu'un système est amorti si son amortissement m prend une valeur très faible, soit

$$\frac{4L}{C} \ll R^2 \quad (4.10)$$

II.3.3. Circuit oscillant polarisé

En insérant une diode dans un circuit résonnant en régime libre LC, le transfert d'énergie ne peut se faire que dans le sens passant de la diode. L'énergie emmagasinée dans le premier est transférée dans le second en une demi-période. Dès que le courant d'oscillation tend à passer vers les valeurs négatives, l'oscillation est forcée de s'arrêter. La diode peut être placée indifféremment dans le circuit.

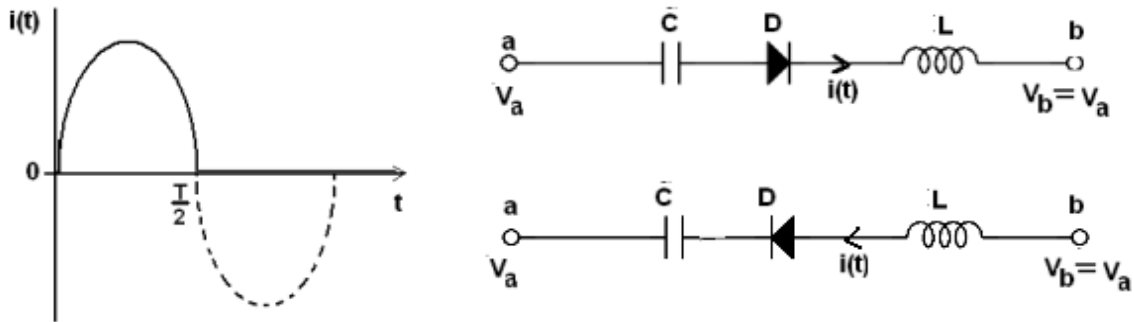


Figure 30: transfert de l'énergie dans un circuit oscillant polarisé

III. LES RESEAUX D'AIDE A LA COMMUTATION

III.1. Principe des circuits d'aide à la commutation

III.1.1. Contrôler dv/dt et di/dt

Les circuits ou réseaux d'aide à l'ouverture sont l'application de la faculté du condensateur à contrôler les variations de tensions. Cependant, la capacité C ne pourra être placée seule dans le montage, il se comporterait comme une capacité parasite. Ainsi on lui adjoint un circuit que nous désignerons par R pour le contrôler. Le circuit R fera office de « roue libre du CALC » et déterminera le type son type.

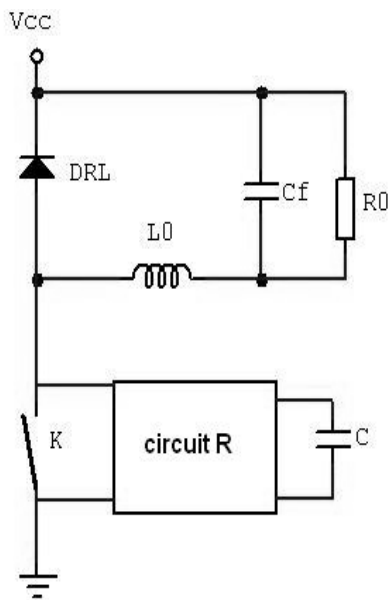


Figure 31: principe de l'aide à l'ouverture

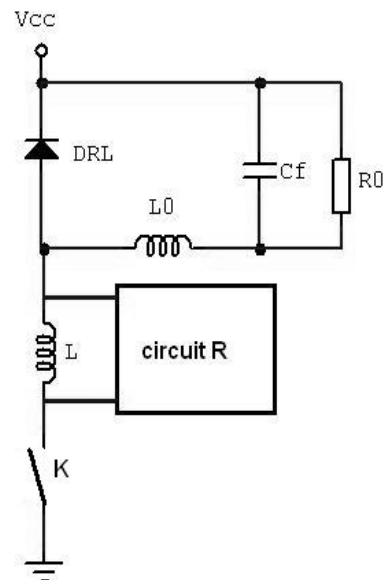


Figure 32: principe de l'aide à la fermeture

Partant du même principe, un circuit d'aide à la fermeture se compose d'une self associée à un circuit annexe (circuit R de la figure 32) qui assurera et contrôlera son bon fonctionnement. Une importante remarque est que les CALC n'interfèrent pas sur le principe de fonctionnement du convertisseur.

III.1.2. Diminution des dissipations

On a recours aux circuits d'aide à la commutation pour diminuer les dissipations dans les commutateurs de puissance. Cependant, bien dimensionné un CALC peut également réduire la dissipation totale du convertisseur c'est-à-dire la dissipation dans commutateur et dans le CALC. (Cas des transistors).

III.1.3. Association de circuits d'aide à la commutation

Dans la plupart des applications le besoin à la fois d'un réseau d'aide à l'ouverture et d'un réseau d'aide à la fermeture s'avère nécessaire. Il est aussi possible de monter sur un même circuit deux circuits d'aide à l'ouverture : l'un polarisé pour contrôler en général la tension et l'autre non polarisé pour étouffer les oscillations dues aux réactances parasites. L'usage simultané de CALC et de circuits d'écrtage est aussi une application courante dans les alimentations à découpage.

III.2. Classification des circuits d'aide à la commutation

II.2.1. CALC polarisé

Le courant ne circule dans le circuit que dans un sens bien défini. Cette propriété est en général due à la présence d'une ou plusieurs diodes dans le circuit. Il est évidemment souhaitable d'avoir des CALC polarisés du fait qu'ils sont plus faciles à contrôler et à dimensionner.

Les CALC non polarisés présentent l'avantage de contrôler le di/dt ou le dv/dt et de pouvoir atténuer les oscillations dues aux réactances parasites. Mais ces dernières sont plus dissipatifs que les circuits polarisés.

II.2.2. CALC dissipatif

Dans le cas où le CALC est non dissipatif l'énergie mise en jeu lors des commutations transite seulement dans le circuit avant d'être restituée intégralement au circuit de puissance. Les CALC non dissipatifs sont en général plus complexes que les CALC dissipatifs.

II.2.3. CALC actif

Un CALC est actif lorsqu'il comporte d'autres interrupteurs commandés. Les circuits d'aides actifs ne sont plus tellement des circuits d'aides à la commutation mais font partie des techniques pour une commutation à tension nulle ZVS et/ou commutation à courant nul ZCS. En effet, le circuit d'aide devient une partie intégrante du convertisseur dont il agit sur le fonctionnement même.

CHAPITRE II. LES DIFFERENTS TYPES DE CIRCUITS D'AIDE A LA COMMUTATION

Dans ce chapitre nous allons essayer de citer et d'expliquer les différents types de circuits d'aide à la commutation. Pour faciliter l'explication du principe de fonctionnement des CALC, ils seront montés sur un hacheur série. Le commutateur principal désigné par K peut représenter n'importe quel commutateur de puissance : transistor bipolaire, thyristor, IGBT,.....

I. CIRCUITS D'AIDE A L'OUVERTURE

I.1. Réseau d'aide R-C

I.1.1. Montage

Le circuit d'aide de type RC reste la plus simple des circuits d'aide à l'ouverture. C'est un CALC dissipatif

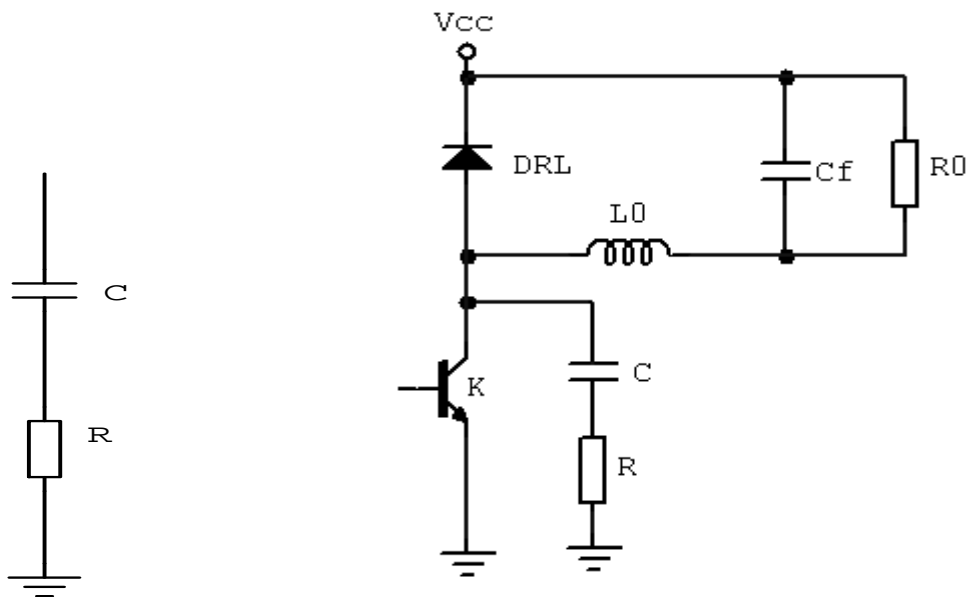


Figure 33: réseau d'aide à l'ouverture RC

I.1.2. Fonctionnement

Pour des formes d'ondes idéales, le CALC contrôle la croissance de la tension à l'ouverture du commutateur. Une grande partie du courant est transférée dans le condensateur C qui par suite se charge. L'énergie qu'il a stockée sera ensuite déchargée dans la résistance R qui dissipe cette énergie par effet Joule. De ce fait la dissipation de l'interrupteur

diminue considérablement. Le problème majeur à l'utilisation du CALC RC en contrôle de croissance de tension (dv/dt) seule reste qu'il dissipe de l'énergie tant à l'ouverture qu'à la fermeture.

La formule (5.1) est une approximation de la puissance dissipée par ce CALC

$$P = 2 \left(\frac{1}{2} f C V^2 \right) = f C V^2 \quad (5.1)$$

Dans la plupart des cas, le réseau RC est utilisé et dimensionné pour amortir le courant d'oscillations produit par les réactances parasites. Ce mode de fonctionnement combine le principe de circuit d'aide à la commutation et de circuit d'écrêtage [11] [13].

$$R \approx \frac{L_p}{C_p} \quad (5.2)$$

Où : - C_p est la capacité parasite, en pratique capacité de sortie du commutateur

- L_p est la valeur de l'inductance de fuite, souvent l'inductance de maille

On attribue habituellement une valeur de C de trois à quatre fois la capacité parasite C_p

I.2. Réseau polarisé R-C-D

I.2.1. Montage

Les figures montrent le circuit d'aide polarisé RCD et son montage sur un hacheur série.

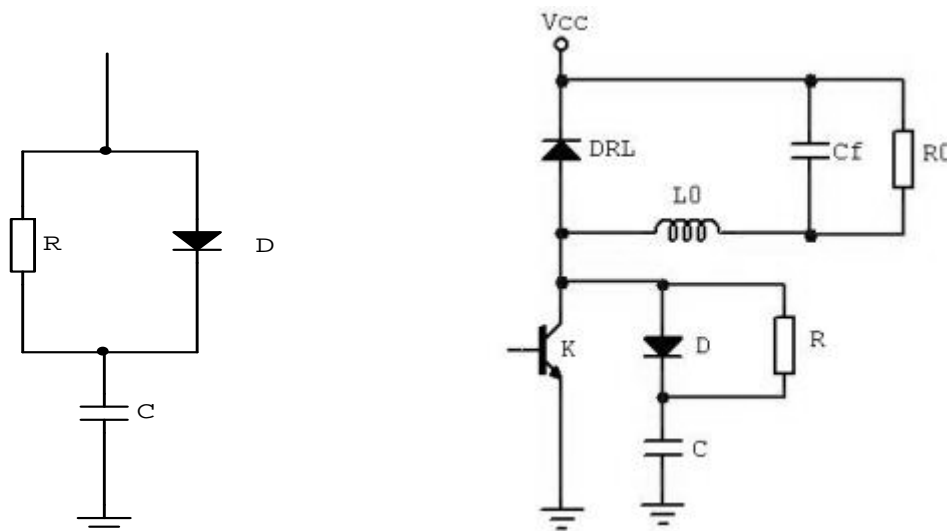


Figure 34: réseau d'aide à l'ouverture RCD

I.2.2. Fonctionnement

Lors de l'ouverture du commutateur le courant de charge est dévié vers le condensateur C via la diode D qui court-circuite la résistance. Le condensateur se met donc directement en parallèle avec le commutateur en phase d'ouverture et se charge. Il contrôle de ce fait la croissance de la tension dans le commutateur.

La dissipation de l'énergie dans ce CALC polarisé ne peut intervenir que lorsqu'il y a de nouveau mise en conduction de l'interrupteur.

II. CIRCUITS D'AIDE A LA FERMETURE

II.1. Réseau R-L simple

II.1.1. Montage

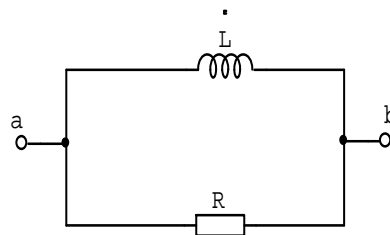


Figure 35: CALC RL non polarisé

II.1.2. Fonctionnement

Lors de la mise en conduction de l'interrupteur l'inductance ralentit la croissance du courant. L'inductance dissipera l'énergie qu'il a emmagasinée dans la résistance. La puissance dissipée dans la résistance est généralement importante (même cas que le CALC RC). Ce montage n'est pratiquement pas utilisé dans les convertisseurs électroniques.

Le mode de fonctionnement en amortissement (dual de RC), bien que théoriquement possible, est aussi très peu utilisé. Pratiquement, pour une bonne atténuation des oscillations la valeur de la résistance tend à être trop faible et la dissipation trop importante.

II.2. Réseau polarisé R-L-D

II.2.1. Montage

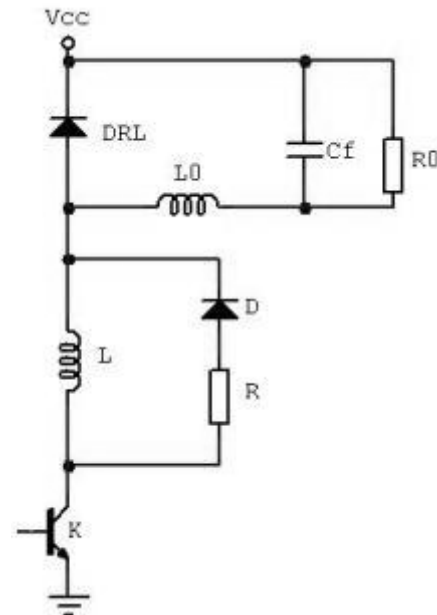
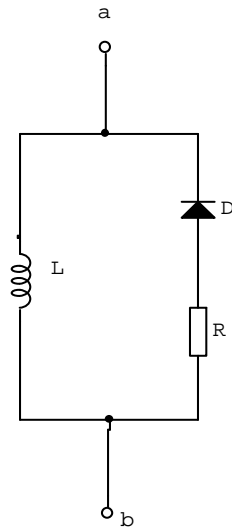


Figure 36: réseau d'aide à la fermeture RLD

II.2.2. Fonctionnement

Le type R-L-D est le plus employé des circuits d'aide à la fermeture. Lors de la fermeture, l'inductance L remplit sa fonction qui est de ralentir la croissance du courant. Lors de l'ouverture du circuit principal la diode autorise la dissipation de l'énergie emmagasinée par l'inductance vers la résistance.

II.3. Circuit d'aide à l'ouverture R-L-C

II.3.1. Montage

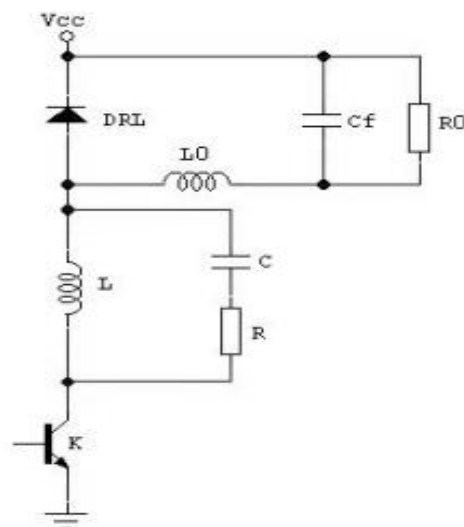
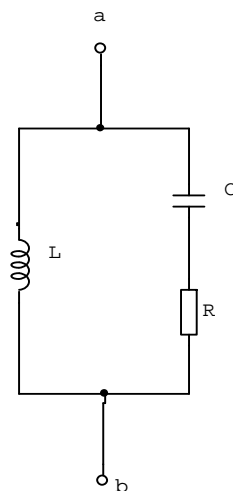


Figure 37: réseau d'aide à la fermeture RLC

II.3.2. Fonctionnement

Le CALC RLC est très peu dissipatif. La self ralentit la vitesse de croissance du courant à la fermeture. Durant la phase de décharge de la self, la résistance ne dissipera pas intégralement l'énergie emmagasinée, une grande partie de cette énergie sera récupérée par la capacité C.

Le CALC R-L-C peut être considéré comme une forme simplifiée de CALC non-dissipatif.

III. CALC NON DISSIPATIFS

Les réseaux non dissipatifs concernent surtout les commutateurs entièrement commandés : transistor bipolaire, MOSFET et IGBT. Les CALC non dissipatifs utilisent les propriétés des circuits oscillants. La restitution de l'énergie se fait donc par des oscillations contrôlées.

III.1. CALC non- dissipatif d'aide à l'ouverture

III.1.1. Réseau 3D-2C -1L à deux bornes

i. Montage

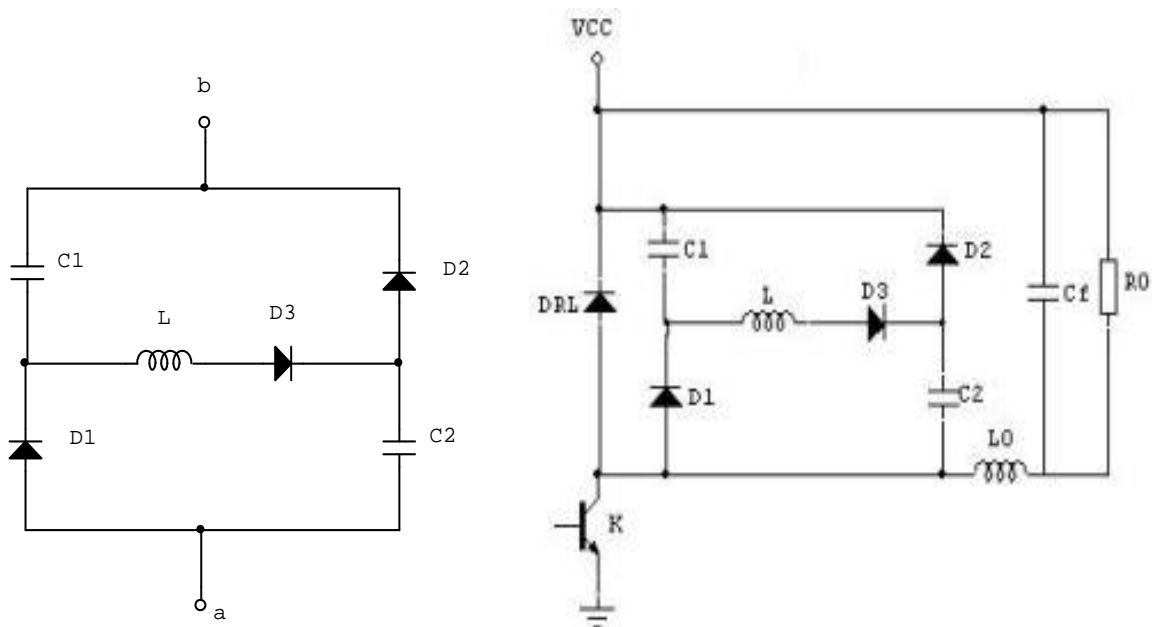


Figure 38: réseau 3D-2C-1L à deux bornes

La portion de circuit C1-L-C2 constitue un circuit oscillant polarisé par la diode D3.

ii. Fonctionnement

Initialement : dans la phase de roue libre C1 est déchargé et C2 chargé à $+V_{cc}$.

A la fermeture :

La diode de roue libre et la diode D1 cessent de conduire. Une tension $+V_{cc}$ est alors appliquée à l'inductance L (du CALC). L1 et C2 entre en oscillation jusqu'à charger C1 à $+V_{cc}$. Mais dès que le courant d'oscillation passe par zéro, D3 met fin à l'oscillation.

A l'ouverture:

En cette phase le courant est dévié vers les condensateurs CALC via D1 et D2. De ce fait C1 se décharge alors que C2 se charge via D2.

Les deux condensateurs opèrent donc en parallèles au commutateur. Il y a par conséquent contrôle de la croissance du dv/dt par la capacité équivalente $C1+C2$.

III.1.2. Réseau 3D-2C-1L à trois bornes

i. Montage

Des variantes de montages sont possibles pour ce circuit d'aide. On présente ici deux variantes, la première (monté après sur le hacheur) restera la plus utilisée.

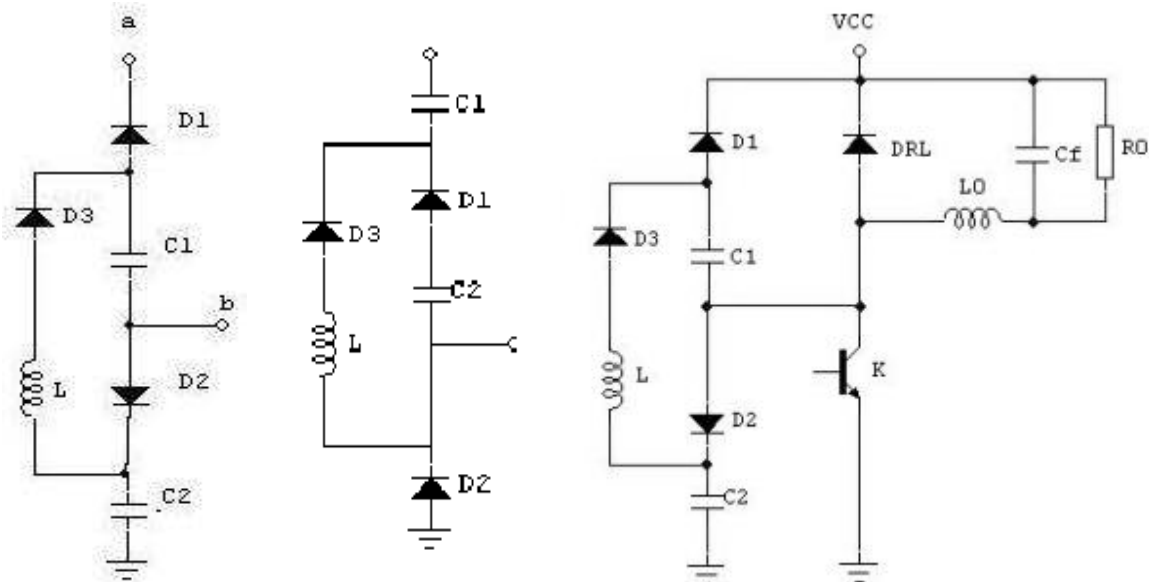


Figure 39:réseau 3D-2C-1L à trois bornes (variantes et montage)

ii. Fonctionnement

Condition initiale : le condensateur C est chargé à $V_1 - V_2$.

A la fermeture :

L-C restitue l'énergie au circuit de puissance : C applique une tension $V_2 - V_1$ négative à l'inductance L du CALC, l'obligeant à entrer en oscillation jusqu'au passage du courant (de l'inductance) par zéro. A ce moment, les polarités du condensateur s'inversent et la tension à ses bornes sera voisine de V_2 .

A l'ouverture:

Le courant est dévié vers C qui se chargera alors jusqu'à V_2 . Le condensateur contrôle ainsi la variation de la tension lors de l'ouverture.

Quand la tension aux bornes de l'interrupteur aura presque atteint la valeur nominale, le condensateur est rechargé à $V_1 - V_2$. Le circuit a donc retrouvé son état initial.

III.2. CALC non dissipatif d'aide à la fermeture :

III.2.1. Circuit d'aide à la fermeture à résonance.

i. Montage

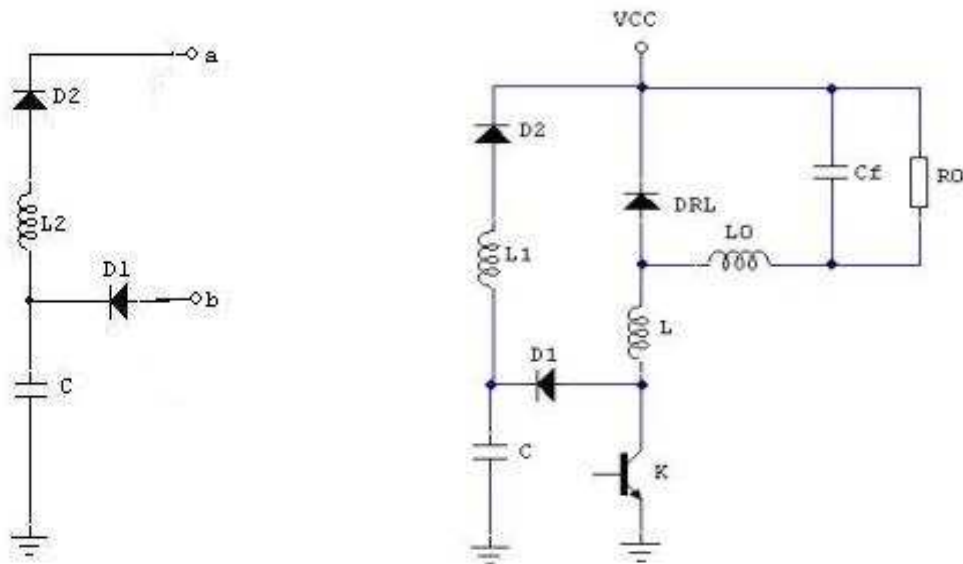


Figure 41: CALC de courant à résonance

ii. Fonctionnement

L'inductance L1 est l'inductance principale du CALC, il contrôle la croissance du courant à la fermeture du commutateur de puissance.

La restitution de l'énergie accumulée se fait à chaque ouverture. La capacité C est généralement de faible valeur.

A l'ouverture, l'énergie de L1 charge le condensateur C. Le circuit L1-C restitue ensuite l'énergie sous forme de courant en entrant en oscillation. La self L1 tient donc un rôle clé lors de la restitution de l'énergie au circuit de puissance.

III.2.2. Circuit d'aide à l'ouverture type FLYBACK

i. Montage

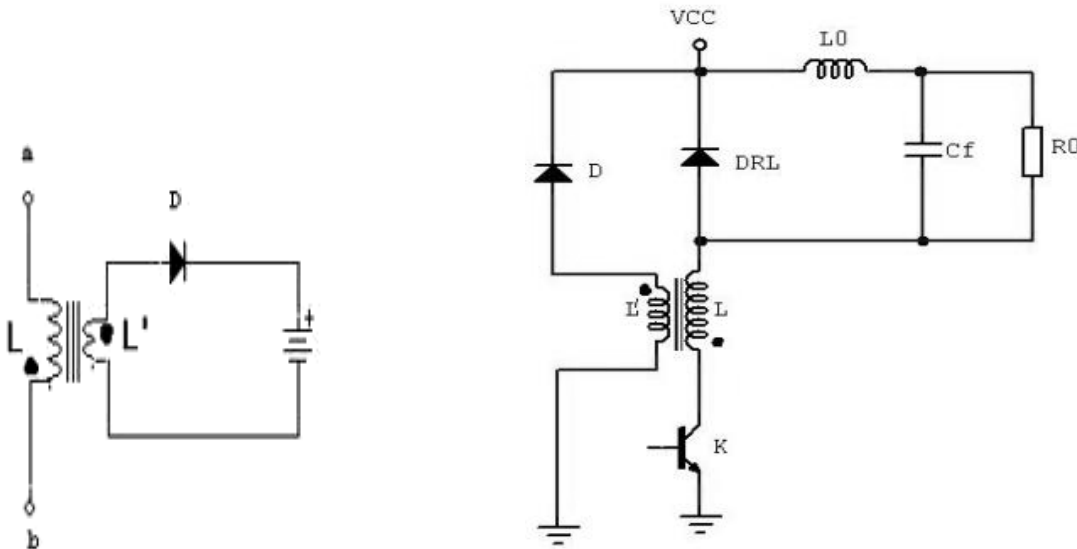


Figure 42: CALC de courant "flyback "

ii. Fonctionnement

Le principe de fonctionnement de ce CALC est similaire au fonctionnement d'un convertisseur flyback. On remplace l'inductance du CALC par deux inductances couplées L et L'. La présence de la diode D interdit que les inductances L et L' conduisent en même temps (indiqué par le point noir de la figure).

Lors de la mise en conduction du commutateur principal K, la self primaire L limite di/dt tel un CALC dissipatif. A l'ouverture, la diode D se met à conduire, libérant ainsi l'énergie emmagasinée dans les inductances L et L'. Cette phase de restitution de l'énergie s'accompagne obligatoirement d'une surtension aux bornes du commutateur, surtension intensifiée par l'inductance de fuite entre L et L'. Cette surtension doit pourtant être contrôlée, ce qui limite l'utilisation de ce type de CALC aux applications de grande puissance où les variations de la tension et du courant sont relativement lentes. Dans ces conditions un réseau RC en amortissement est d'ordinaire placé de chaque coté de l'inductance couplée.

CHAPITRE III. DIMENSIONNEMENT DES CIRCUITS D'AIDE CLASSIQUES

Le dimensionnement des circuits d'aide à la commutation est un exercice difficile. En effet, il est très difficile de connaître le comportement réel des commutateurs et les formes d'ondes réelles du hacheur. On propose ici le mode de calcul conventionnel simplifié. On dispose d'un hacheur avec une charge R_O . Le commutateur principal K peut être indifféremment un transistor ou un thyristor ou tout autre commutateur de puissance. Pour les réalisations on prendra la valeur normalisée la plus proche de celle calculée.

I. HYPOTHESES COMMUNES POUR LE DIMENSIONNEMENT

I.1. Evolution des grandeurs électriques durant les commutations

Certaines hypothèses sont admises et fortement recommandées par les constructeurs pour faciliter le dimensionnement des éléments constitutifs CALC. On supposera qu'à l'ouverture du commutateur, le courant décroît linéairement. Lorsque le circuit d'aide est inséré dans le montage, la tension croît selon la relation (4.3). [11][17][25]

Aussi, si la tension atteint sa valeur nominale quand le courant s'annule ($t=t_f$), elle sera liée au courant et au temps d'ouverture par la relation

$$\Delta t = t_f = \frac{CV}{2I} \quad (6.1)$$

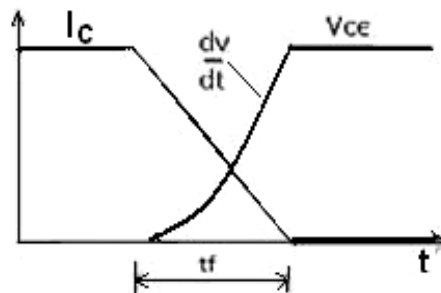


Figure 43: allures théoriques de la tension et du courant avec aide à l'ouverture

A la fermeture, on suppose également que la tension et le courant évoluent linéairement à l'introduction d'un circuit d'aide à l'ouverture dans le montage.

De même, on aura la relation donnant l'expression du temps de montée du courant dans l'interrupteur.

$$\Delta t = t_r = \frac{LI}{V} \quad (6.2)$$

I.2. La constante de temps

Le fonctionnement en circuit d'aide à la commutation RCD ou RLD stipule que pour être effectif la capacité ou l'inductance doit être complètement déchargée avant chaque commutation.

La constante de temps τ du CALC doit par conséquent vérifier les conditions suivantes

Condition 1 : τ est faible par rapport à la période T du hacheur

En théorie, pour que le système soit stable, il faut que le commutateur reste ouvert ou fermé durant T_{on} ou $T_{off} \geq 3\tau$. En effet pour se décharger complètement un CALC (RC ou RL) a besoin d'un temps au moins égal à 3τ

Condition 2 : τ soit supérieure au temps de montée de la tension t_r

I.3. Facteurs K_L et K_C

La surtension et la surintensité produites lors de la décharge des CALC introduisent la notion de facteur K_C et K_L .

$$K_C = \frac{t_{dc} I_{max}}{CV} \quad (6.3)$$

Où t_{dc} temps de décharge de C et I_{max} le courant maximal (de pic à la décharge de C)

$$K_L = \frac{t_{dL} V_{max}}{LI} \quad (6.4)$$

Où t_{dL} temps de décharge de L et V_{max} la tension maximale (de pic à la décharge de L)

Les valeurs K_C et K_L sont normalisés. On cherchera à avoir des valeurs faibles de ces deux valeurs pour un meilleur circuit d'aide. Ils servent le plus souvent à comparer l'efficacité de deux ou plusieurs CALC.

Pour un CALC RLD ou RCD au cas limite de la condition (1) on a la valeur de K_C et K_L égale à 3. [5]

I.4. Nature des commutateurs

Il est important de remarquer que pour tous les commutateurs entièrement commandés (transistors bipolaires, MOS, IGBT...), on ne modifie pas les valeurs du temps de montée du courant (t_r) à la fermeture et le temps de montée de la tension à l'ouverture (t_f). Ils sont en général gardés pour le dimensionnement des circuits d'aide. On peut ainsi éviter de porter atteinte à la rapidité du composant.

II. RESEAU D'AIDE A L'OUVERTURE R-C-D

II.1. Choix du condensateur

Le dimensionnement de ce type de circuit d'aide commence par le choix d'un temps de montée de la tension pour les transistors ou de dv/dt pour les thyristors. On notera $t_r = \Delta t$

L'étape suivante est la détermination de la capacité à insérer dans le circuit. Moyennant I , le courant nominal de la charge, V la tension nominale à commuter (cf. formes d'ondes), on a :

$$C = \frac{I\Delta t}{2V} \quad (6.5)$$

II.2. Choix de la résistance

II.2.1. Puissance

Pendant une période, le condensateur ne se charge qu'une seule fois et ne se décharge qu'une fois. La puissance de la résistance sera donc :

$$P = \frac{1}{2} f C V^2 \quad (6.6)$$

II.2.2. Valeur de la résistance

i. En mode classique

La valeur de la résistance sera déterminée à partir de la constante de temps $\tau = RC$. Pour un circuit RCD, τ sera choisie proche du dixième de la période de découpage du hacheur (soit $\tau = \frac{T}{10}$).

$$R = \frac{\tau}{C} \quad (6.7)$$

ii. Prise en compte du recouvrement de la diode de roue libre

On choisit la valeur de la résistance par rapport à la surintensité maximale que le CALC entraîne à la fermeture. Cette surintensité correspond également au courant inverse de recouvrement de la diode.

Sachant que $I_{\max} = I + I_{rr}$ et $V_{rrm} = RI$ où I_{\max} est la valeur du courant maximal

Le courant maximal I_{rrm} de recouvrement de la diode doit vérifier la condition :

$$\frac{V}{R} < I_{rrm} \quad (6.8)$$

I_{rrm} : courant inverse maximal de recouvrement de la diode

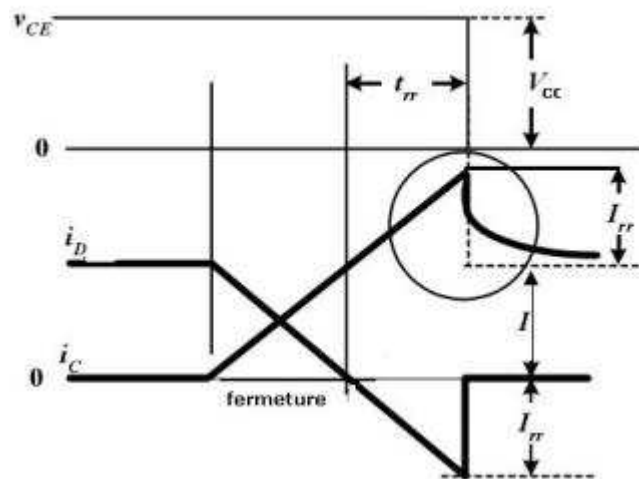


Figure 44: influence de la décharge du CALC RCD sur la diode de roue libre

Il est très souvent préconisé de prendre $I_{rr}=20\% I$. [6] [13]

$$\frac{V}{R} = 0.2I$$

Soit

$$R = \frac{V}{0.2I} \quad (6.8')$$

II.3. Discussion

Soit C' la capacité du CALC et C la capacité calculée en mode normal. Soit P_{do} la puissance totale dissipée sans circuit d'aide : $P=fCV^2$ et P_d la puissance dissipée dans l'interrupteur : $P_d = f \int_0^{t_f} i(t)v(t)dt$ où $i(t)$ et $v(t)$ dépendent directement de la capacité C' et du commutateur.

Selon les exigences du montage et du composant, on peut optimiser l'efficacité globale du convertisseur en termes de rendement. Pour cela, on peut comparer la puissance P_{do} dissipée par le transistor sans circuit d'aide et la somme des dissipations dans le CALC et dans le transistor avec circuit d'aide $P + P_d$.

- Pour $C' < C$ la dissipation dans le CALC est moindre mais pas le stress thermique dans le transistor qui reste élevé
- Pour $C' > C$ on diminue considérablement la dissipation dans le commutateur mais on accroît la dissipation de la résistance du CALC.

L'optimisation n'intervient pas en général pour les hacheurs à thyristors, la priorité étant la question du dv/dt critique. En effet pour les thyristors, c'est le circuit d'aide qui introduit des pertes supplémentaires qui s'ajouteront aux pertes dues au recouvrement.

III. CALC R-L-D

III.1. Sélection de l'inductance

Le temps de montée du courant peut être interprété comme le temps d'extinction de la diode de roue libre (sans prise en compte du recouvrement). En premier lieu, on choisit selon le type du commutateur une valeur de t_r' pour trouver la valeur de l'inductance à insérer dans le CALC

$$L = \frac{V.t_r'}{I} \quad (6.9)$$

Où I est le courant nominal à commuter

Remarque : l'inductance parasite L_p intervient le plus souvent dans les calculs. L'inductance effective à installer ne sera plus que :

$$L' = L - L_p \quad (6.10)$$

III.2. Choix de la résistance du CALC

III.2.1. Puissance

Le circuit de dissipation, à savoir la résistance, doit avoir une puissance telle que :

$$P = \frac{1}{2} f L I^2 \quad (6.11)$$

III.2.2. Valeur de la résistance

i. Méthode classique

La valeur de la résistance est déduite de la constante de temps du circuit $\tau = \frac{L}{R}$. Cette valeur de τ doit vérifier les conditions (1) et (2) pour que le circuit puisse remplir sa fonction de CALC.

$$R = \frac{L}{\tau} \quad (6.12)$$

ii. Prise en compte de la surtension à la fermeture

La surtension apparaissant à l'ouverture du commutateur se répercute aussi à la diode de roue libre. La surtension à l'ouverture est donnée par la relation :

$$\Delta V_{\max} = RI \quad \text{Soit} \quad V_{\max} = V + RI \quad (6.13)$$

Cette surtension est donc directement proportionnelle à la valeur de la résistance

En pratique les constructeurs préconisent de la limiter cette surtension à 10% de V. [6] [13] [17] [16],

On en déduit la valeur de la résistance R du CALC :

$$R = \frac{0.1V}{I} \quad (6.14)$$

IV. SELECTION DES COMPOSANTS

IV.1. Les résistances

Les résistances à base de carbone (agglomérée ou à couche de carbone) pourraient convenir aux CALC vu qu'ils présentent une très faible inductance. Cependant ces résistances sont d'ordinaire de faible puissance (ne dépassant pas les 4[W]). Les résistances à film métallique peuvent aussi être employées lorsque la puissance à dissiper n'est pas trop importante. Dans le cas de circuit fonctionnant en régime circuit d'aide simple, on pourra toujours utiliser des résistances bobinées à très faible inductance (à enroulements croisés). La gamme de puissance des résistances bobinées s'étend de 25 à 1000 [W].



Figure 45: résistances bobinées à monter avec dissipateur utilisable dans les CALC



Figure 46: résistance à film métallique de puissance

IV.2. Les condensateurs

Les condensateurs employés dans les circuits d'aide (à l'ouverture) supportent de forts courants impulsionnels en relayant la conduction lors de la commutation d'ouverture. Ces condensateurs doivent donc présenter de très faibles inductance série équivalente (ESL) et résistance série équivalente (ESR). L'usage de condensateurs à film de polymère (polypropylène, polycarbonate,...) est par conséquent fortement recommandé. La mise en parallèle de deux ou plusieurs condensateurs peut aussi diminuer cette l'inductance. Les condensateurs peuvent être directement placés sur les bornes du commutateur pour minimiser les inductances de câblage.

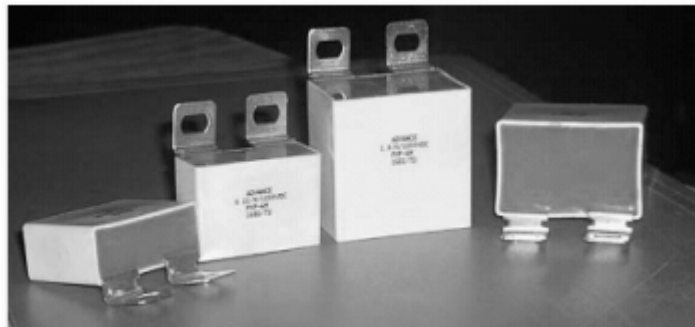


Figure 47: condensateurs de commutation

IV.3. Les diodes

Du principe de fonctionnement des circuits d'aide à la commutation, on peut déduire les caractéristiques des diodes à utiliser :

- Courant de pointe répétitif élevé
- dv/dt élevé
- Courant moyen assez bas (donc à faible dissipation)
- Charge recouvrée très faible

PARTIE III : SIMULATIONS SOUS SIMPLORER SV6.0

CHAPITRE I. CREATION DU MODELE SOUS SIMPLORER

I. SIMPLORER

I.1. Présentation

Dans de nombreux domaines, notamment celle du génie électrique, SIMPLORER figure parmi les logiciels les plus employés. Le logiciel a été conçu et distribué par Ansoft Corporation. La version étudiante 6.0 (Student Version SV 6.0) peut être téléchargée gratuitement sur Internet

SIMPLORER est un outil performant pour l'étude de systèmes complexes moyennant leurs fonctions de transfert et/ou des composants le constituant. Les manipulations sous SIMPLORER ressemblent en général à ceux sous MATLAB/SIMULINK. Les composants, stimuli, modèles se présentent sous formes de blocs. La différence réside dans le fait qu'avec SIMPLORER toute simulation doit se faire dans un projet (extension *.SSC).

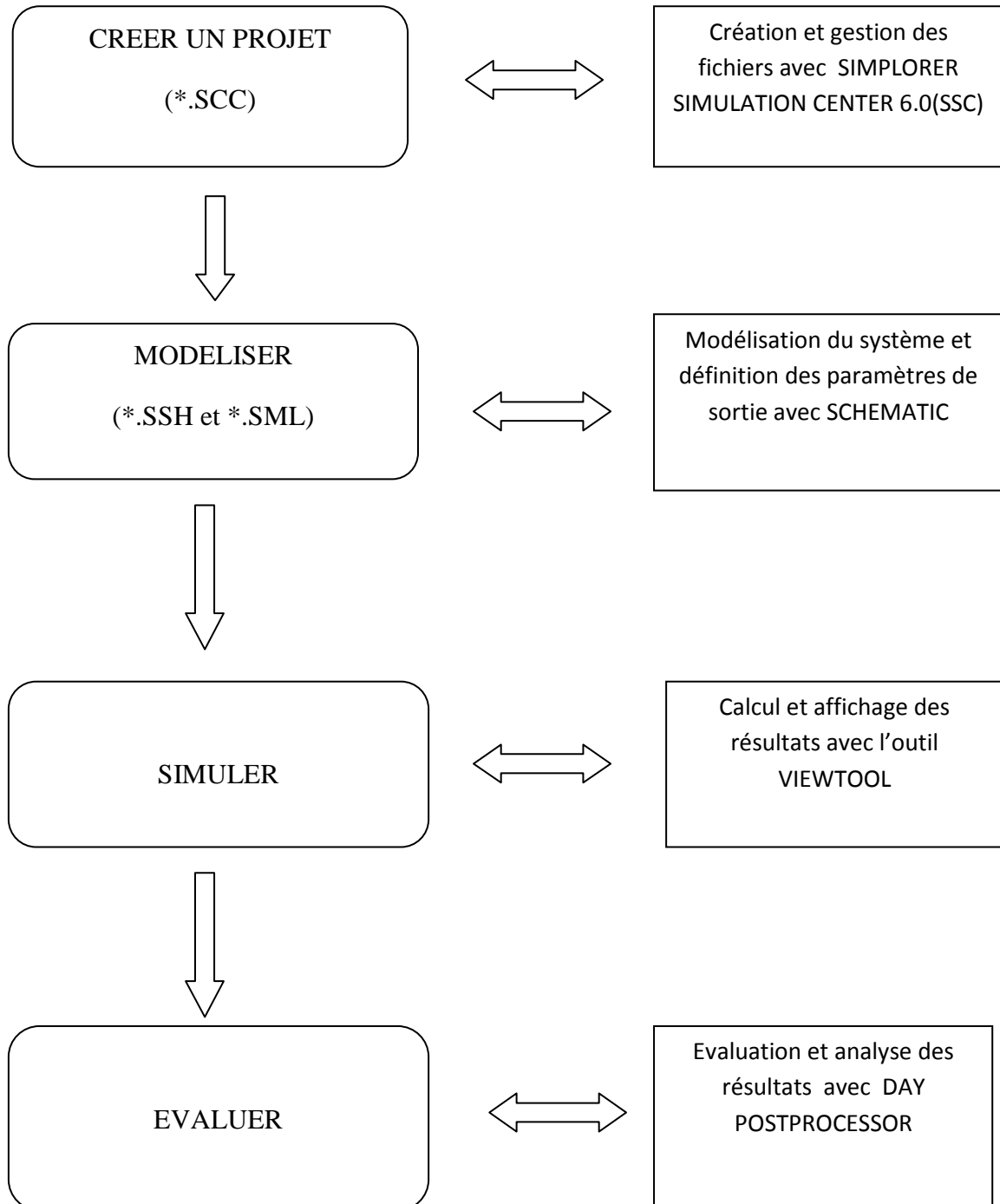
I.1.1. Exigences matérielles (hardware)

La configuration minimale de l'ordinateur requise est :

- CPU Pentium 400Mhz
- Mémoire vive 256 Mo (300Mo recommandé)
- Espace libre de 2Go sur le disque dur
- Carte graphique VGA 800x600 (1024x768)
- Système d'exploitation Windows NT 4.0, Windows 2000 ou XP

I.1.2. Affinité avec d'autres logiciels

De nombreux logiciels sont compatibles avec SIMPLORER notamment la possibilité de développer des interfaces C/C++, VHDL-AMS. Mais la compatibilité avec SPICE constitue son plus grand atout. En effet pour simuler le comportement de composants réels, il est nécessaire de définir le maximum paramètres (paramètres du modèle SPICE d'un semi-conducteur). En effet sous SIMULINK, par exemple, un transistor est simplement modélisé par un interrupteur avec une résistance de fuite et une capacité parasite montée en parallèle.

I.2. Vue d'ensemble d'une simulation sous SIMPLORER

1.3. LANCER UNE SIMULATION

1.3.1. Paramètres de la simulation

On définit d'abord le type de simulation sur le « pop up menu » de la barre d'outils du SSC ou du SCHEMATIC :

- Analyse en régime transitoire : option simulator kernel TR
- Analyse en régime continu : option simulator kernel DC
- Analyse en régime alternatif : option simulator kernel AC

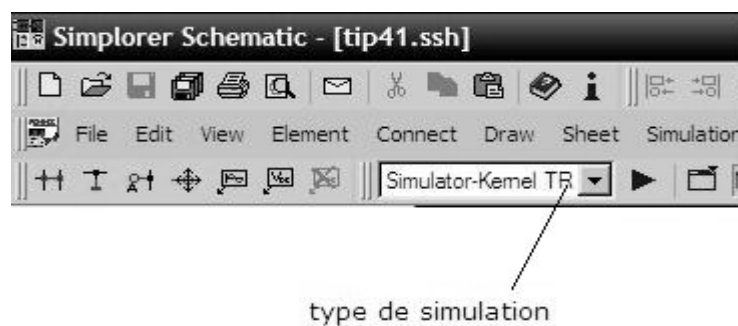


Figure 48: définir le type de simulation

Les paramètres de la simulation se définissent dans l'éditeur Simplorer Schematic:

Menu : Simulation\ parameters ou Alt+F11, la boîte de dialogue suivante apparaît

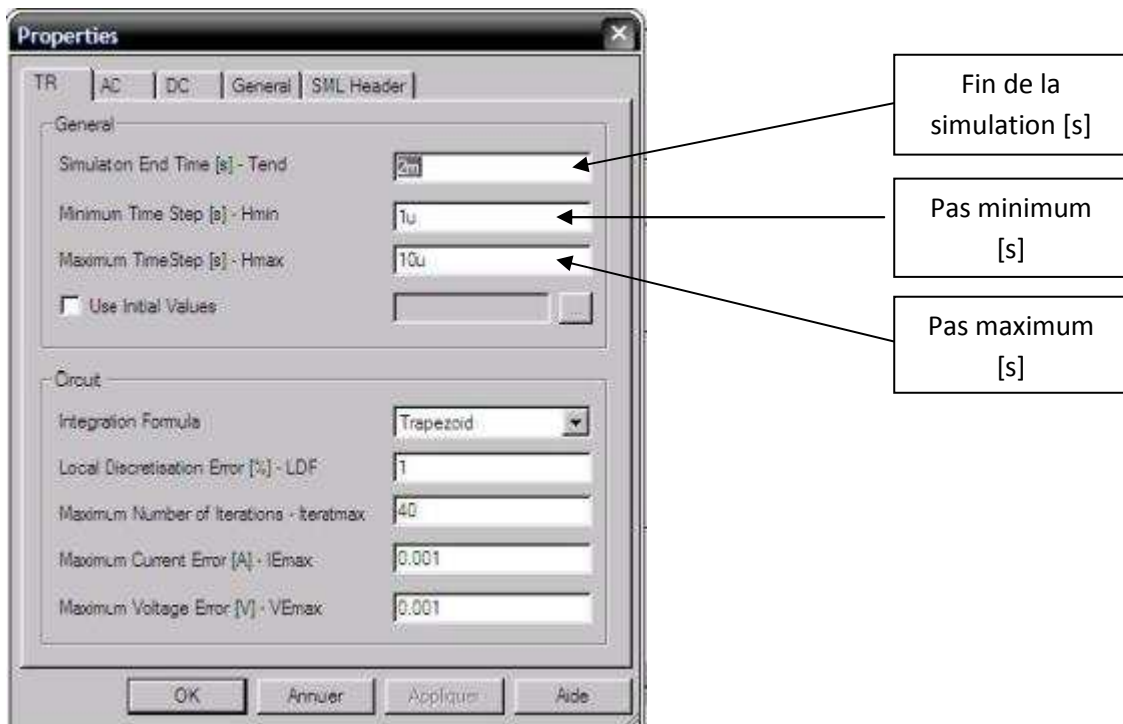


Figure 49: paramètres de simulations

1.3.2. Définir les paramètres de sortie et simuler

En ouvrant le menu Simulation \Outputs ou Alt+F11 une boîte de dialogue apparaît. L'utilisateur n'a qu'à cocher les identificateurs (noms) des paramètres qu'il désire étudier.

Pour lancer la simulation, dans le SSC, lancer la simulation par le menu : simulation/simulate model. On choisit ensuite le nom du modèle à simuler (nom du fichier avec une extension *.sml). La simulation peut aussi être lancée directement dans le menu simulation/ Start de l'éditeur SCHEMATIC ou la touche F12.

Par défaut, les courbes de l'évolution des grandeurs de sortie sont visualisées avec l'outil VIEWTOOL. Pour plus d'aisance dans les manipulations, on a l'habitude d'utiliser les « quickgraph ». Les quickgraphs sont des outils de visualisation qu'on place directement sur la même feuille de simulation que le système à étudier.

II. LE MODELE ETUDIE

II.1. Présentation du modèle dans SIMPLORER Schematic

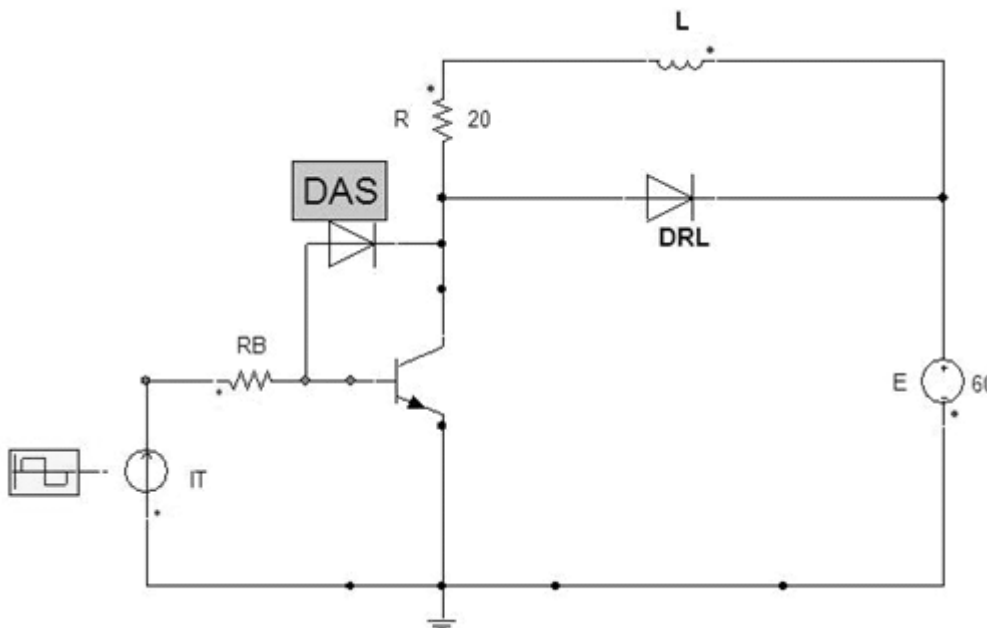


Figure 50: le hacheur série étudié

On réalise un hacheur série à transistor bipolaire. La charge est formée par une résistance $R = 20[\Omega]$ et d'une inductance de lissage de $20[\text{mH}]$. La source E fournit une tension continue de $60 [\text{V}]$.

La fréquence de découpage est fixée à 20 [kHz] soit une période $T = 50$ [μ s] et le rapport cyclique à $\alpha = 0.5$

La diode DAS est une diode d'anti-saturation. Pour simplifier, on prendra un modèle idéalisé à seuil de 0.7 [V] sans charge recouvrée. Il en sera de même pour la diode de roue libre.

II.2. Le modèle du transistor

Les caractéristiques du transistor peuvent être définies en double cliquant sur son symbole. On choisit le modèle dynamique (BJT DYN=1). On remplit d'abord les paramètres du modèle statique comme : la température de référence (27[°C]), les courant et tension de claquage des jonctions (5[A]-200[V]), courant inverse de saturation de référence des jonctions (6[μ A]), la tension V_{GAP} (barrière de potentiel des jonctions (0.75[V])). Les paramètres suivants sont ensuite à définir :

- Tension nominale V_{nom} (60[V])
- Courant nominal I_{nom} (3[A])
- Capacité de la jonction Base-émetteur CO_BE (160[pF])
- Coefficient de capacité de la jonction Base-émetteur CO_BE
- Capacité de la jonction base collecteur CO_BC (60[pF])
- Coefficient de capacité de la jonction Base- collecteur CO_BC

Les paramètres sont déterminés de telle manière qu'ils soient les plus proches possible de ceux du TIP 31A. On ne prendra pas compte des inductances parasites internes du transistor. Les valeurs de certains paramètres seront les valeurs du modèle par défaut de l'éditeur schématique.

II.3. Validation du modèle

Il découle des études précédentes que les problèmes des commutateurs de puissance ne sont pas les mêmes. Cependant, leur résolution passe par la mise en œuvre de circuits d'aide à la commutation dont le principe de fonctionnement est identique, indépendant de la nature du commutateur. Un circuit d'aide à la fermeture ralentit la croissance du courant, soulagera ainsi le transistor ou protégera le thyristor. Un circuit d'aide à l'ouverture retardera la croissance de la tension, permettant alors d'éviter un amorçage par avalanche du thyristor ou le claquage du transistor du hacheur. Le modèle proposé, même si à transistor, est donc assez démonstratif pour comprendre l'effet du CALC dans le montage même si le commutateur est un thyristor classique.

III. CALCULS PRELIMINAIRES

Connaissant la tension d'entrée et le rapport cyclique, il est possible de déterminer la valeur moyenne de la tension de sortie

$$V_s = \alpha V_e = 0.5 * 60 = 30[V]$$

Le courant moyen dans la charge, qui est également la valeur du courant que le transistor doit commuter sera :

$$I = \frac{V_s}{R} = 1.5[A]$$

On pourra observer les évolutions en régime permanent des grandeurs électriques après environ :

$$t_0 = 3 * \tau_{ch} = 3 * \frac{L_{charge}}{R_{charge}} = 3[ms]$$

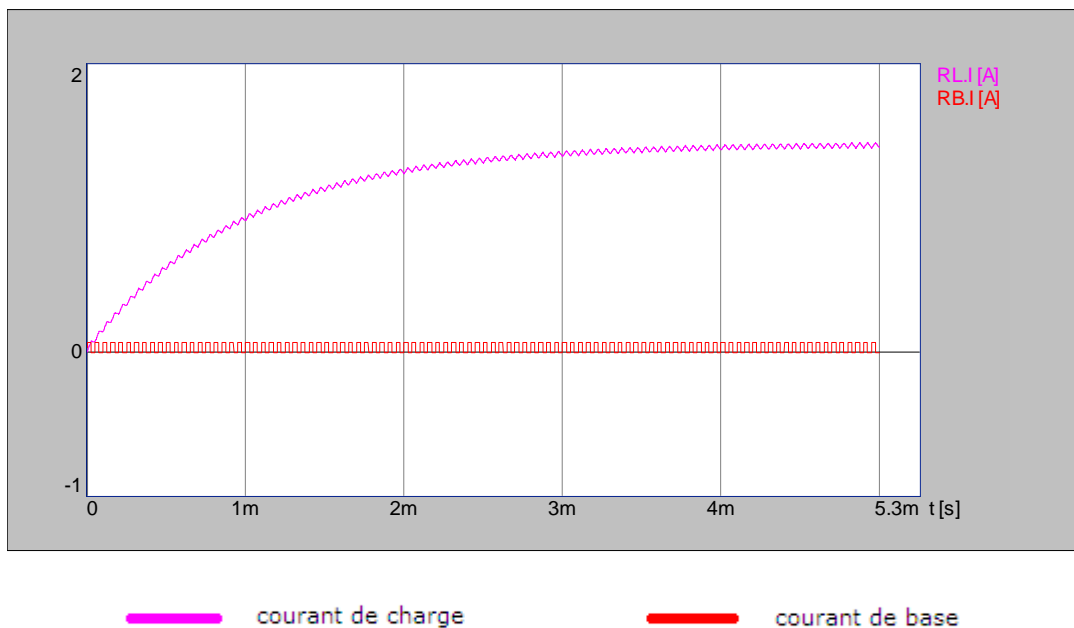


Figure 51: établissement du courant dans la charge

CHAPITRE II. ANALYSE DE L'AIDE A L'OUVERTURE

On se propose d'étudier l'ouverture du transistor. La démarche restera même pour un aide à la fermeture. On analysera le fonctionnement du système dans le temps (option simulator kernel TR). Notons que dans tous les graphes relevés, la tension et le courant ne sont pas à la même échelle (tension à l'échelle **1/1** et le courant à **40/1**)

I. LE MODELE SANS CIRCUIT D'AIDE A LA COMMUTATION

Après simulation du modèle, on relève les formes d'ondes suivantes pour l'ouverture :



Figure 52: formes d'ondes sans circuit d'aide

Effectivement, on constate qu'il y coexistence d'un courant fort et d'une tension élevée égale à la tension d'alimentation qui se traduira par une importante dissipation dans le transistor. Il est important de remarquer qu'avant cela, la montée de la tension jusqu'à V_{cc} s'effectue en un temps non nul, on pourra négliger cette phase pour le calcul des pertes (la dissipation durant cette période est en général beaucoup moins importante). La diode de roue libre entre immédiatement en conduction alors que le courant dans le transistor n'est pas encore nul.

II. LE MODELE AVEC UN CIRCUIT D'AIDE A L'OUVERTURE RCD

On monte un circuit d'aide à l'ouverture RCD en parallèle avec le transistor.

Dans les conditions du modèle sans circuit d'aide, on a relevé un temps d'ouverture $t_f = 1.5\mu s$

Ainsi la valeur normale de la capacité, selon la formule (6.7) est $C = 18 \text{ [nF]}$. Connaissant $T=50[\mu\text{s}]$, la valeur spécifique de $\tau=5[\mu\text{s}]$, d'où la valeur conseillée pour la résistance est d'environ $R=220[\Omega]$ selon la formule (6.7).

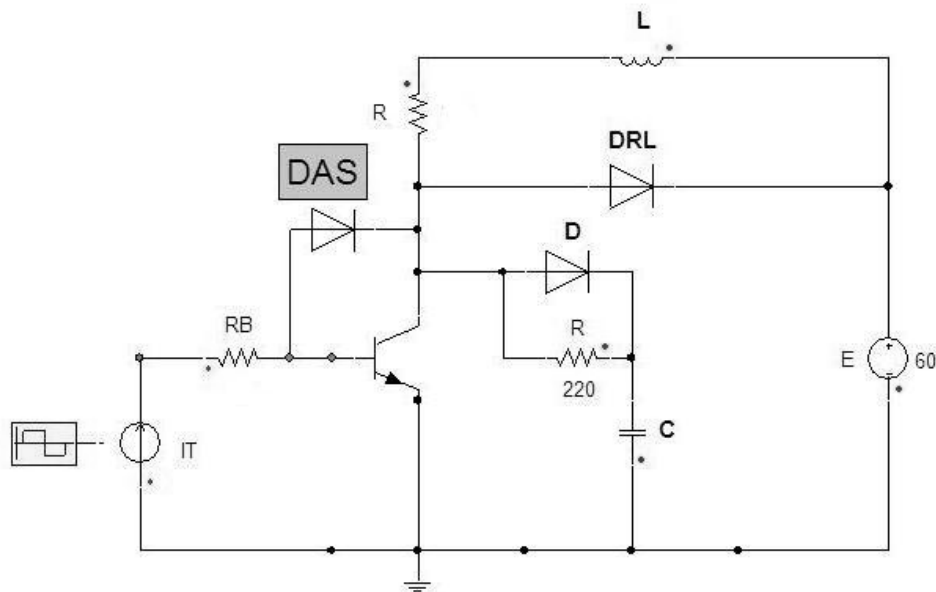


Figure 53:hacheur série avec circuit d'aide RCD

On relève la forme d'onde à l'ouverture suivante :

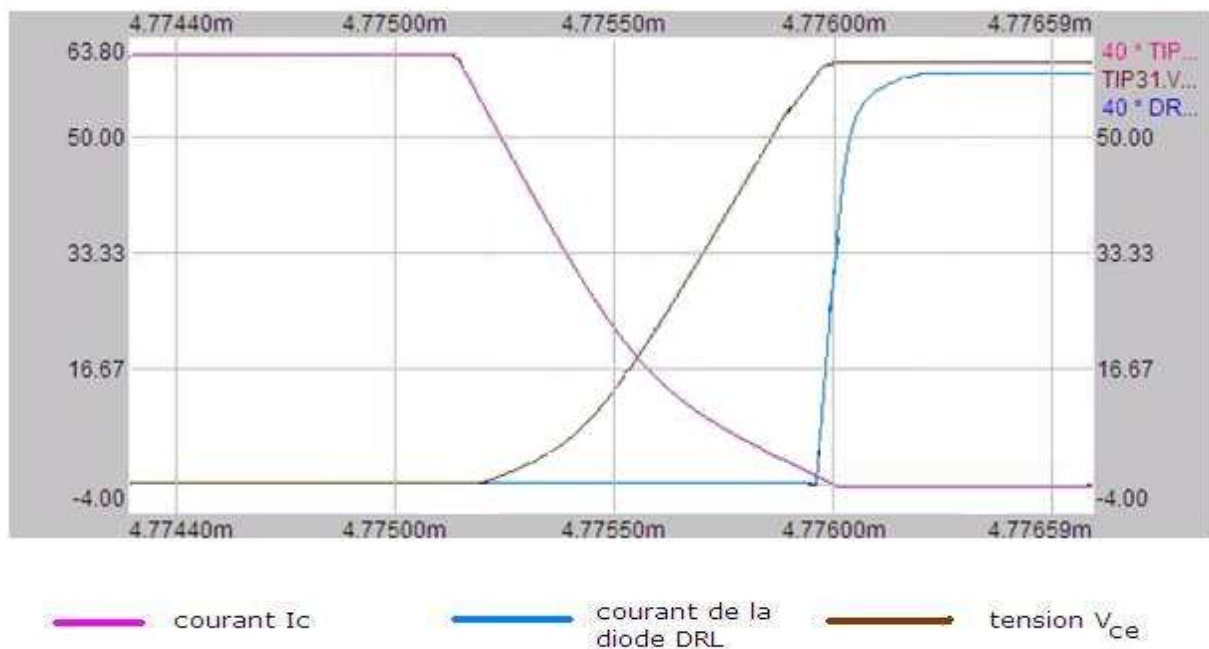


Figure 54:formes d'ondes avec le circuit d'aide RCD

La courbe illustrant l'évolution de la tension montre que celle-ci évolue d'une manière croissante un peu arrondie presque parabolique alors que le courant dans le transistor décroît. La dissipation lors de cette phase diminue donc considérablement grâce à la faculté du CALC de retarder la croissance de la tension à l'ouverture.

III. INFLUENCE DE LA VALEUR DE LA RESISTANCE

On fixe la capacité à la valeur normale $C=30$ [nF] .Pour les différentes valeurs possibles de R on a relevé le courant l'évolution du courant à la fermeture.

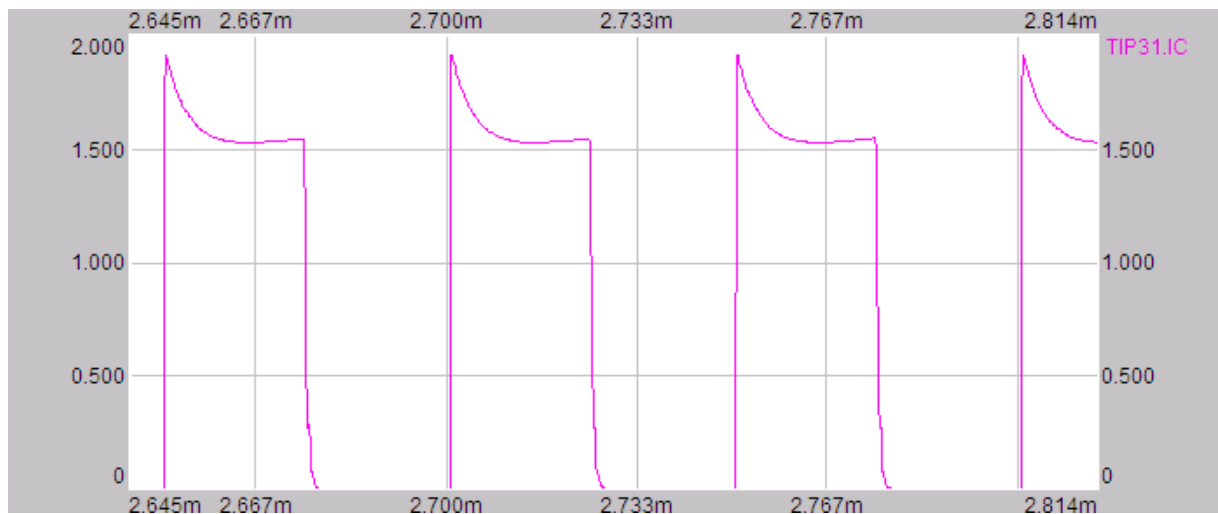


Figure 55: allure du courant dans l'interrupteur avec $R=127$ Ohms

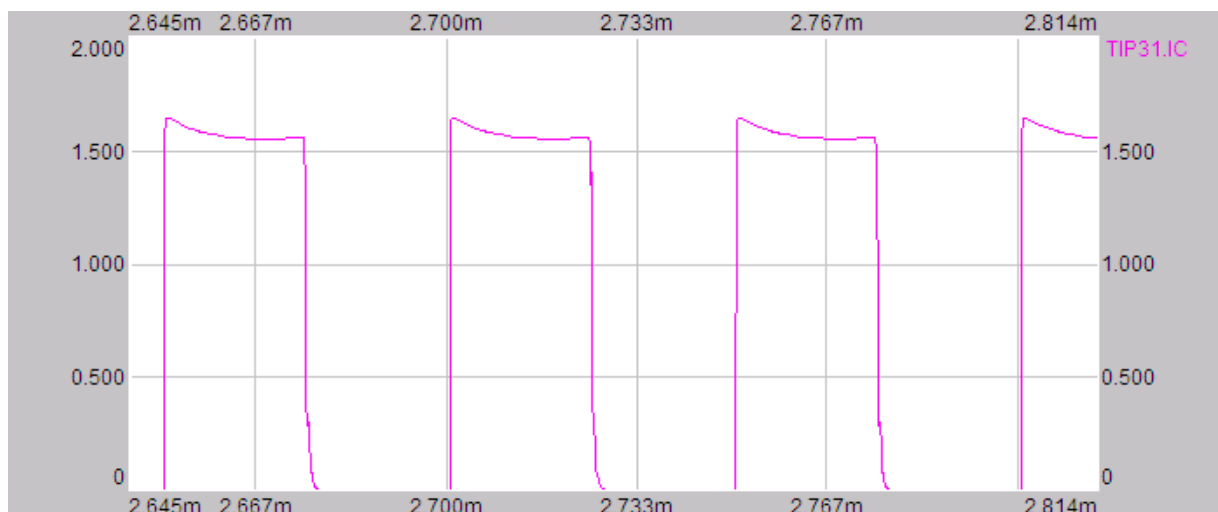


Figure 56: allure du courant dans l'interrupteur avec $R=330$ Ohms

Il paraît donc évident que la surintensité est limitée par la valeur de la résistance. Plus cette résistance est grande, plus l'excès de courant est faible mais plus le CALC mettra de temps pour se réinitialiser.

IV. VARIATIONS DE LA CAPACITE

On relève les allures du courant et de la tension lors de l'ouverture pour différentes valeurs de C. On portera une attention particulière à l'entrée en conduction de la diode de roue libre.

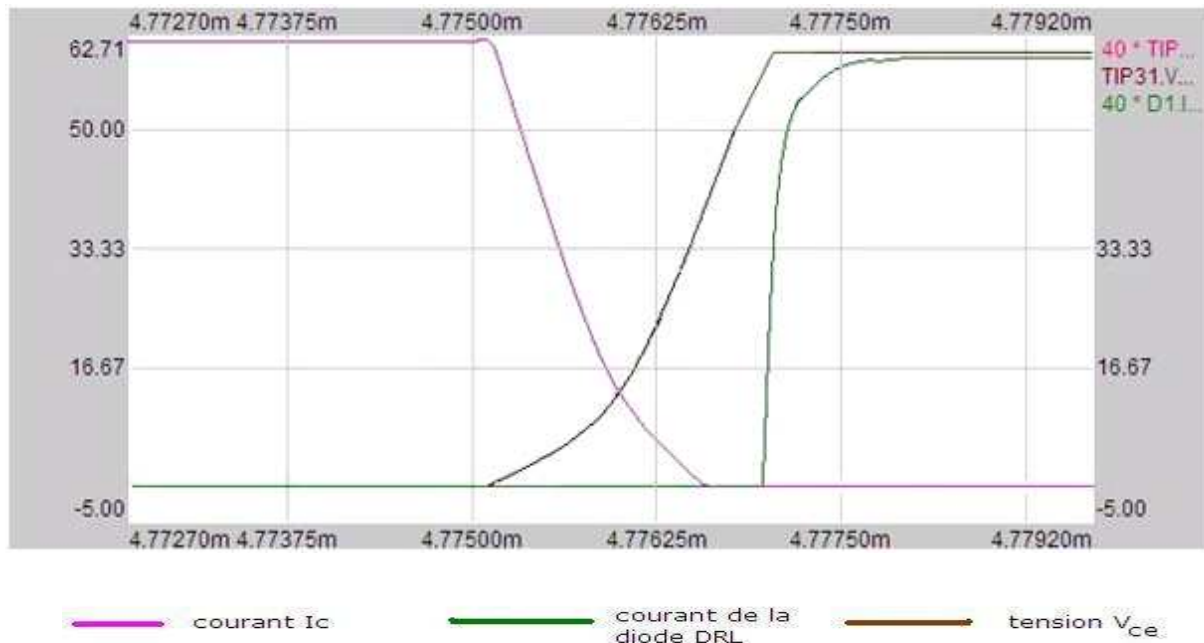


Figure 57: formes d'ondes à l'ouverture avec un CALC de capacité 33nF

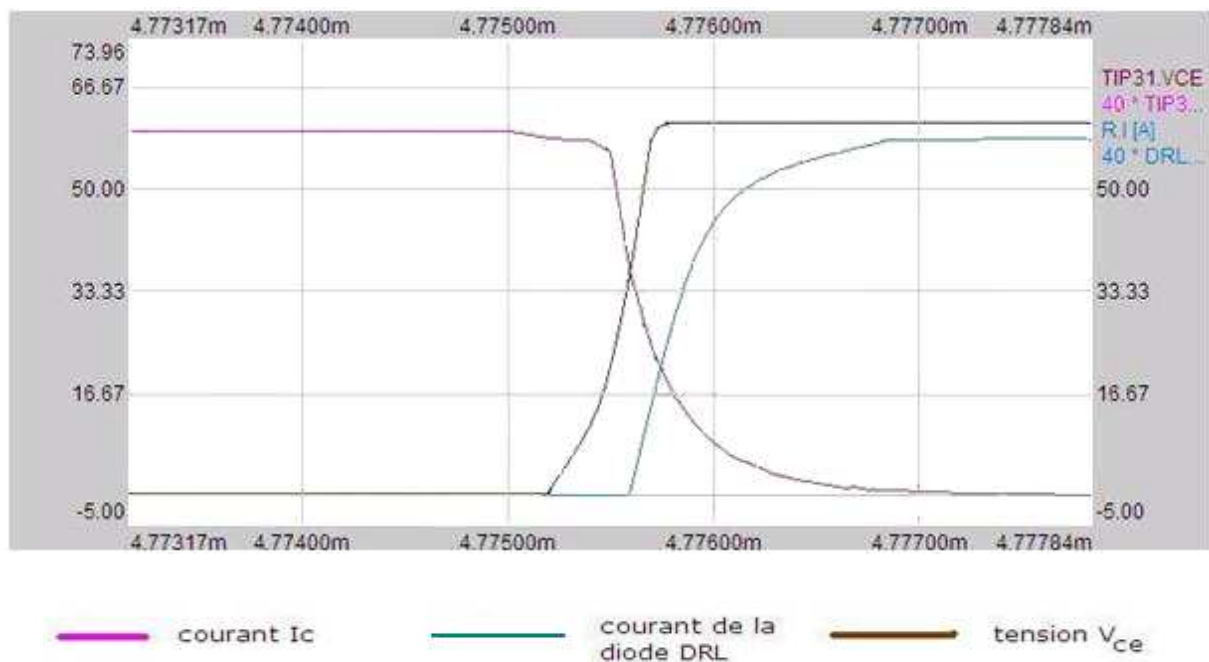


Figure 58: formes d'ondes avec C=10nF

- ❖ Pour $C' > C$: lorsque le courant est quasi-nul dans le transistor, tension évolue linéairement jusqu'à V_{cc} . Ce n'est qu'à cet instant que la diode de roue libre peut entrer en conduction. La dissipation dans le transistor est d'évidence inférieure à celle avec une capacité normale. Par contre, pour le CALC la dissipation se voit accrue. Cette dernière étant directement proportionnelle à la valeur de la capacité.
- ❖ Pour $C' < C$: la diode de roue libre commence à conduire avant que le courant dans le transistor ne s'annule. Dans ce cas on se trouve dans des conditions presque similaires aux conditions initiales (sans CALC). La dissipation de l'interrupteur est encore trop élevée.

La valeur la plus adéquate reste donc la capacité calculée en mode normal

CHAPITRE III. SIMULATION DE L'AIDE A LA FERMETURE

Les conditions de simulations seront les mêmes que précédemment. Dans ce chapitre nous allons essayer d'observer le comportement du hacheur avec un réseau d'aide à l'ouverture. Il sera aussi question de l'association de deux circuits d'aide d'aux c'est-à-dire RLD et RCD.

I. UTILISATION DU CALC RLD

I.1. Forme d'ondes sans le circuit d'aide



Figure 59: ouverture sans circuit d'aide

La tension aux bornes du transistor reste égale à $V_{cc}=60$ [V] tant que le courant le traversant n'a pas atteint sa valeur nominale. On est dans le même cas de figure que pour l'ouverture c'est-à-dire une coexistence entre courant et tension élevés engendrant des pertes par commutation importante, pertes dissipées dans le transistor.

I.2. **Modèle avec CALC RLD**

I.2.1. Détermination des éléments du CALC

De la figure (57) précédent, le temps de montée du courant de l'ordre de 1.4 [μs]. Moyennant cette valeur on peut déterminer la valeur de l'inductance L du circuit d'aide à l'ouverture.

$$L = \frac{V_{cc}t}{I} = 56[\mu H]$$

Prenons une constante de temps τ égale au cinquième de la durée de conduction du transistor :

$$\tau = \frac{T_{on}}{5} = \frac{\alpha T}{5} = 5[\mu s]$$

Moyennant cette valeur de τ on peut déterminer la résistance du CALC :

$$R = \frac{L}{\tau} = 6[\Omega]$$

I.2.2. Modèle avec circuit d'aide à la fermeture

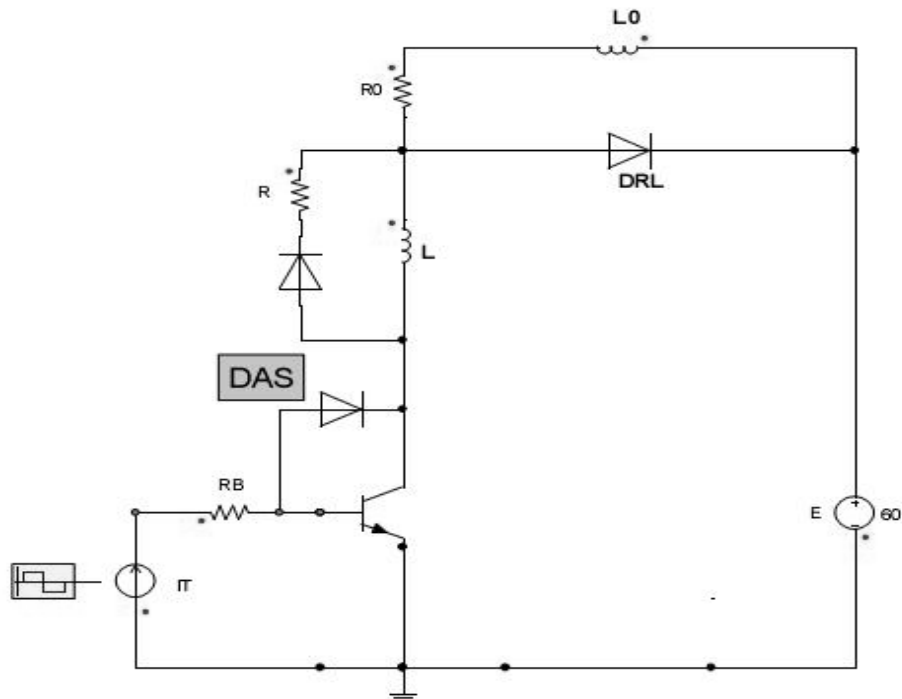


Figure 60: le modèle avec un circuit d'aide à l'ouverture RLD

La présence du CALC provoque une chute de tension dans le transistor selon la figure (59). Cela se traduit par une diminution considérable de la dissipation dans le transistor.



Figure 61: formes d'ondes avec un CALC RLD

II. INFLUENCE DU CHOIX DE LA RESISTANCE

Pour la valeur normale de l'inductance, les courbes suivantes représentent l'évolution de la tension V_{CE} pour les valeurs de la résistance égale à celle calculée (6 $[\Omega]$) et une autre à 12 $[\Omega]$. On portera une attention particulière à la surtension à l'ouverture.



Figure 62: surtension à l'ouverture avec $R=6$ ohms



Figure 63: surtension à l'ouverture avec $R=12$ ohms

Le CALC met moins de temps pour se réinitialiser avec une résistance de grande valeur. Par contre ces évolutions confirment que plus la résistance est grande plus cette la surtension prend de l'importance. Contrôler cette surtension revient donc à choisir une valeur adéquate de la résistance.

III. ASSOCIATION DE CIRCUITS D'AIDE

III.1. Schéma et formes d'ondes

Les deux circuits d'aides précédentes seront utilisés simultanément

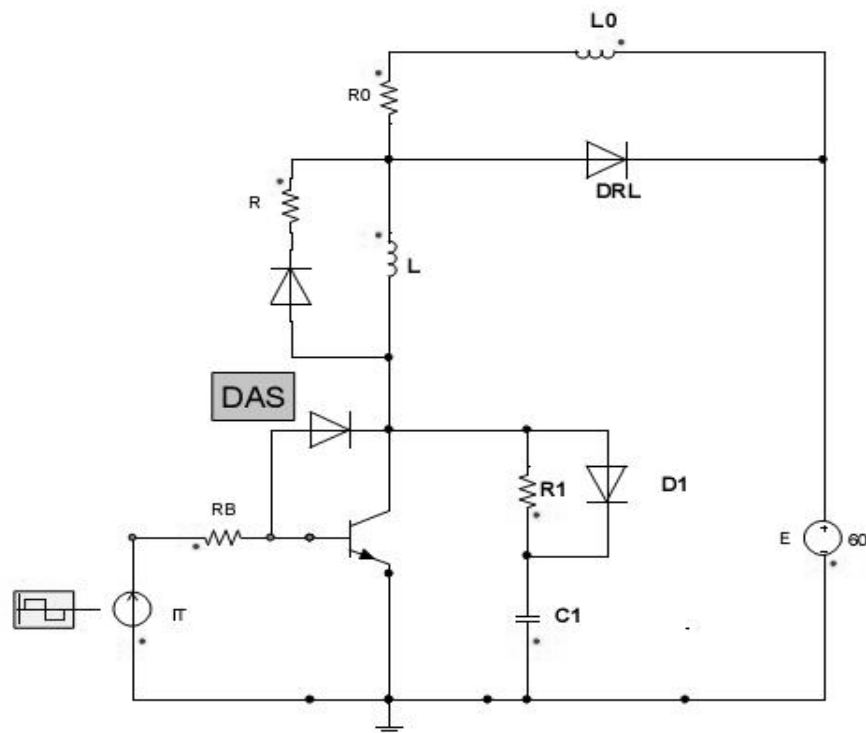


Figure 64: le modèle avec CALC RLD et RCD

Les formes d'ondes correspondant au montage sont représentées sur le graphe de la figure suivante.

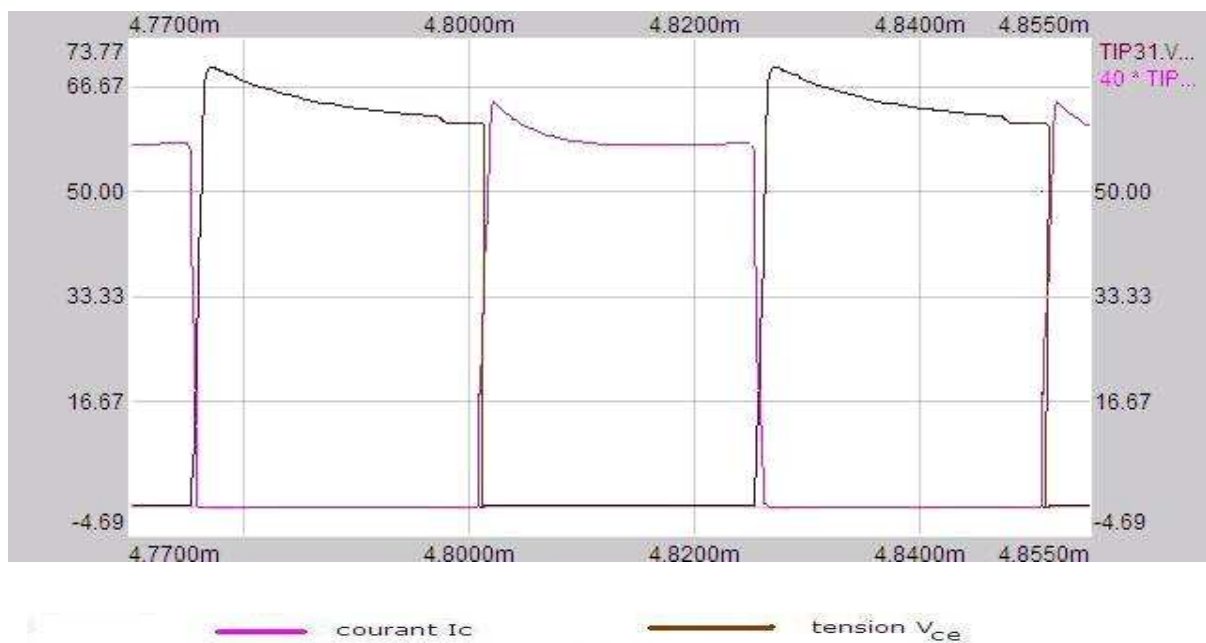


Figure 65: influence de la décharge des CALC sur les formes d'ondes

III.2. Comparaison des pertes

Les CALC ne faisant pas parties intégrantes du hacheur, les effets de la présence deux circuits d'aide se superposent, selon la figure (65), à savoir :

- La surtension à chaque ouverture
- Une surintensité à chaque fermeture du transistor
- Diminution des pertes par commutation dans le transistor
- Les dissipations dans les circuits d'aide s'ajoutent

III.2.1. Expression de la dissipation dans le transistor

Lors des commutations avec circuits d'aide, le courant et la tension évoluent en même temps. L'expression des pertes dans le transistor lors d'une commutation peut alors être approchée par la relation [2] [3] :

$$P_d = \frac{1}{12} f V_{cc} \Delta t$$

Où Δt est le temps d'ouverture ou de fermeture du transistor lors d'une commutation

III.2.2. Etude comparative des pertes

On obtient la dissipation du transistor sans CALC, en prenant les données relevées lors des simulations

$$p_d = \frac{1}{2} V_{cc} I (t_r + t_f) f = 4.32W$$

Cette valeur est largement supérieure à la puissance maximale de 2[W] que peut dissiper le transistor (selon extrait de catalogue)

Evaluons les pertes dans le transistor lors de l'association d'un circuit RLD et RCD

$$p_d' = \frac{1}{12} V_{cc} I (t_r + t_f) f = 0.72W$$

Pour leur part, les deux circuits d'aide auront à dissiper :

$$p = \frac{1}{2} f (LI^2 + CV_{cc}^2) = 1.9W$$

Si l'on suppose donc que la diode roue libre est idéale, les pertes par commutation ont pour expression $p + p_d' = 2.62 W$

Les pertes avec des circuits d'aide à la commutation sont beaucoup moins importantes par rapport à la dissipation dans le transistor sans les circuits d'aide. A part la protection des composants, l'usage de circuits d'aide à la commutation améliore donc le rendement global du hacheur. Dans notre cas, les pertes ont été réduites à plus de 40%.

PARTIE IV : *IMPACTS ENVIRONNEMENTAUX*

I. DEFINITIONS

I.1. Notion d'environnement

La Charte de l'environnement malagasy définit l'environnement comme : « *l'ensemble des milieux naturels et artificiels y compris les milieux humains et les facteurs sociaux et culturels qui intéressent le développement national.* » (Loi 90.033 du 21 Décembre 1990 et Loi 97.012 du 06 Juin 1997).

De même, en se référant au décret du Ministère de l'Environnement 2003/464 du 15 juin 2006, l'environnement est « *l'ensemble des composantes, tant naturelles qu'artificielles déterminantes de la vie humaine, végétales et animales qui fait intervenir des facteurs biologiques, écologiques, socio-économiques, culturels et **technologiques**. Tous les facteurs étant à la base des interactions spatio-temporelles entre l'homme et la Nature.* »

Ces définitions rendent compte que la notion d'environnement n'est pas limitée à la faune, à la flore ou à l'atmosphère. Tout ce qui concerne l'Homme y compris les différents aspects de la technologie fait partie intégrante de l'Environnement.

I.2. Circuits d'aide à la commutation

Le présent mémoire est intitulé «influence des circuits d'aide à la commutation sur les hacheurs à thyristor et à transistor ».

Un circuit d'aide à la commutation (CALC) peut être défini comme étant un circuit auxiliaire montée sur un convertisseur statique (dans notre cas un hacheur). Son rôle principal est d'assister et de protéger les commutateurs de puissance durant les phases de commutations en limitant la croissance de la tension (dv/dt) ou du courant (di/dt), diminuant en même temps les contraintes électriques et thermiques des commutateurs.

Ce mémoire est une étude théorique appuyée par des simulations sur ordinateur. Aussi on aura à faire à un regard environnemental sur l'usage de convertisseurs statiques et des CALC. Une Etude d'Impact Environnementaux (EIE) est exigée par la loi (Charte de l'Environnement) s'il s'agit de projets. Cependant, les conclusions tirées pourront être prises en compte pour l'EIE de projets mettant en œuvre des convertisseurs statiques ou d'autres dispositifs d'électronique de puissance.

II. CONTEXTE GLOBAL

II.1. Loi régissant les pollutions industrielles

La loi 99-021 du 28 juillet 1999 définit « LA POLITIQUE DE GESTION ET DE CONTROLE DES POLLUTIONS INDUSTRIELLES » sur le territoire de la République de Madagascar.

Les articles 37 à 47 déterminent la responsabilité des industriels quant à la protection et à la préservation de l'environnement concernant les nuisances et troubles de voisinage. Il est exigé à tout exploitant de surveiller lui-même les impacts de ses installations sur l'environnement (pratique d'auto surveillance). Cette auto surveillance comporte notamment:

- Une gestion rationnelle des déchets et des actions visant à réduire, voire éliminer les nuisances en adoptant les technologies adéquates.
- Un réaménagement des procédés de transformation ou de fabrication lorsque des émissions polluantes sont les conséquences d'un dysfonctionnement des installations
- Une surveillance constante et une amélioration corrélative des dispositifs des contrôles des rejets, des modalités techniques de traitement

II.2. Développement durable

I.2.1. Définition

Depuis le sommet de Stockholm de 1972, le monde cherche un nouveau mode de développement. Ainsi est né le concept de développement durable. La Commission Mondiale de L'Environnement et le Développement (CMED) le définit comme «*un développement qui répond aux besoins des générations actuelles sans compromettre la capacité des générations futures à répondre aux leurs* ». La notion de développement durable est de ce fait inséparable de la protection de l'environnement. Le concept de développement durable a été réaffirmé au sommet de Johannesburg en 2002.

Madagascar a tracé ses engagements et défis pour le développement durable dans le Madagascar Action Plan ou MAP.

I.2.2. Stratégie énergétique

Le principe du développement durable a été repris dans plusieurs domaines notamment celle de l'énergie qui est inséparable du développement économique. Le développement énergétique durable est fonction principalement d'une stratégie énergétique.

Une stratégie énergétique efficace consiste à élaborer et à mettre en œuvre toutes les mesures permettant d'accroître l'*efficacité* de la consommation d'énergie au développement, tout en assurant un service rendu de qualité au consommateur.

Une stratégie énergétique repose sur trois principes de base :

- Assurer la satisfaction des besoins au consommateur final dans la continuité et à moindre coût (confort, baisse des factures énergétique,...).
- Garantir la sécurité des approvisionnements (préservation des ressources, réduction d'éventuelles pertes...)
- Préserver l'environnement (de risques d'atteintes, ...)

II.3. Les énergies renouvelables

II.3.1. Le changement climatique

Les émanations de gaz à effets de serre par les activités de l'Homme seraient le principal facteur de l'accélération du réchauffement de la Terre. Un des grands contributeurs de gaz à effets de serre sont les industriels. En effet jusqu'à présent la principale source d'énergie est les combustibles fossiles (à plus de 77%) tels le pétrole et la houille. Pourtant leur combustion s'accompagne obligatoirement d'émission de dioxyde de carbone et/ou dioxyde de soufre et d'autres gaz nocifs.

La prise en conscience de cela a contribué à l'adoption du protocole de Kyoto en 1997 qui prévoit une réduction des rejets de gaz à effet de serre dans l'atmosphère et une diversification des sources d'énergie.

II.3.2. Crises pétrolières

Les différentes crises successives (1973 - 1979- depuis 2001) démontrent une dépendance énergétique des pays autant développés que non comme Madagascar envers les producteurs de pétrole. Le plus souvent les producteurs utilisent ces ressources comme arme politique. Des crises économiques, sociales voire politico-militaires voient le jour, mais les principales victimes sont l'économie du pays et les industriels qui observent à chaque fois une augmentation de leur facture énergétique. Ces crises constituent un « frein » au développement.

II.3.3. La diversification des sources d'énergie

Le recours aux énergies renouvelables s'inscrit dans la politique de l'« *energy mix* » ou de la diversification des sources d'énergie. Ces sources constituent un moyen pour diminuer la dépendance aux combustibles fossiles : valorisation des potentiels hydroélectriques, plaques solaires photovoltaïques, éoliennes.... De plus, les énergies renouvelables constituent une des solutions les plus en vue pour résoudre les problèmes d'énergies des régions isolées.

Les sources d'énergies renouvelables, même si abondantes, sont en général fluctuantes c'est-à-dire dont la densité varie en fonction du temps, selon les heures de la journée ou selon les saisons. Or, le récepteur a besoin d'une puissance constante pour son fonctionnement, la régulation et le stockage sont donc des nécessités si on utilise des sources d'énergies renouvelables.

Le stockage (et la restitution) de l'énergie exigent alors une très bonne utilisation des convertisseurs statiques pour optimiser le rendement du système.

III. CONSEQUENCES DE L UTILISATION DES CONVERTISSEURS STATIQUES

III.1. Conséquences positives

III.1.1. Avantages pour l'industriel

L'emploi de convertisseurs statiques ne peut être que bénéfique pour l'industriel. Par rapport aux systèmes de conversion électromécanique la mise en œuvre de convertisseurs statiques entraîne :

- La réduction de l'occupation du sol
- L'augmentation du rendement
- La diminution des travaux de maintenances, réduits parfois au simple dépoussiérage.
- Silence de fonctionnement (inexistence de bruits et de vibrations)

III.1.2. Automatisation

L'automatisation d'un processus ou d'un système repose souvent sur les propriétés des convertisseurs. Suite à l'automatisation on améliore la qualité des produits, la rapidité et la précision du système, les conditions de sécurités et une réduction considérable de la main d'œuvre.

III.2. Conséquences négatives

III.2.1. Problèmes des harmoniques

Les commutations dans les convertisseurs statiques s'accompagnent obligatoirement de création d'harmoniques de courant et de tension. Communément la source d'énergie est le réseau, or les harmoniques se propagent dans le réseau.

Les harmoniques de courants prennent de l'importance avec un di/dt élevé. Ils provoquent des surcharges thermiques dans les transformateurs, câbles, les groupes électrogènes.

Par analogie les harmoniques de tension sont produites lors de la commutation de tension et leur densité augmente avec le dv/dt . Ils perturbent le fonctionnement des appareils fonctionnant sur le réseau.

III.2.2. Perturbation électromagnétiques

Les perturbations électromagnétiques sont la conséquence directe de la présence d'harmoniques. En effet les harmoniques de courant rayonnent des ondes électromagnétiques. Ces dernières peuvent perturber le fonctionnement des appareils fonctionnant avec des courants de faible intensité : les dispositifs de transmissions de signaux de commande, les dispositifs électroniques de sécurité. Les perturbations électromagnétiques peuvent parfois avoir des impacts sur la santé.

Ainsi, à titre d'exemple, dans l'Union Européenne (UE) une norme a été sortie le 12 juillet 1999. La norme 1999/519/CE fixe les valeurs maximales admissibles des champs électriques [en V/m] et magnétiques [en μT] en fonction de la gamme de fréquence. Tout appareil intégrant l'électronique doit s'y conformer selon la directive sur la compatibilité électromagnétique (CEM) 89/336/CEE pour obtenir le marquage CE. [29]

IV. REGARD ENVIRONNEMENTAL SUR L'EMPLOI DES CIRCUITS D'AIDE A LA COMMUTATION

IV.1. Contribution à la protection et à la préservation du réseau électrique

Les activités économiques et même la vie quotidienne de l'homme exigent un réseau dont la tension tend le plus possible au sinus parfait. Il en dépend la durée de vie des appareils ménagers et machines électriques industrielles.

Le principe même des circuits d'aide à la commutation consiste à limiter les di/dt et/ou les dv/dt lors des commutations. Par conséquent les CALC diminuent en même temps la densité d'harmoniques. La préservation du réseau est donc une conséquence plus ou moins directe de l'usage des CALC dans le hacheur ou tout autre convertisseur.

IV.2. Contribution au développement énergétique durable

Comme mentionné plus haut la maîtrise des performances des convertisseurs statiques est un des moyens pour augmenter la part des énergies renouvelables face aux besoins énergétiques du monde actuel. Le recours aux énergies renouvelables permet de diminuer la dépendance énergétique envers les sources fossiles.

Exemples :

- Régulation de la tension de sortie des alternateurs dans les centrales hydroélectriques
- Régulation de la charge de la batterie d'accumulateur et poursuite du point de puissance maximal (MPPT) dans les centrales photovoltaïques

Les circuits d'aide à la commutation peuvent réduire voire annuler les pertes dans les convertisseurs selon qu'ils soient dissipatifs ou non. Par conséquent l'efficacité de la consommation se voit accrue. Puisque pour une même consommation le service rendu est supérieur en valeur. On peut interpréter cela comme une baisse de la facture énergétique.

V. MESURES D'ATTENUATION**V.1. Utilisation des filtres**

Le filtrage est très souvent nécessaire, indépendamment des améliorations (réduction à la source) apportées par la présence de CALC. Le filtrage sera effectué sur les grandeurs d'entrée et de sortie du convertisseur.

Pour empêcher la propagation d'harmoniques dans le réseau on utilise des filtres anti-harmoniques. Pour protéger la charge du convertisseur on convient d'utiliser des filtres passe-bas.

V.2. Réduction des effets des perturbations électromagnétiques

De nombreuses techniques sont utilisées selon le cas pour minimiser les effets de perturbations électromagnétiques.

La mise en équipotentialité des masses par liaison à terre suggère le choix d'un régime du neutre IT ou TT et la continuité des masses métalliques en les raccordant par des tresses rectilignes ou par vis (si possible).

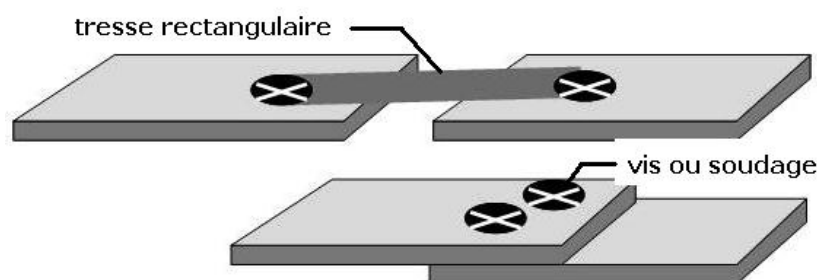


Figure 66: mise en équipotentialité des masses métalliques

On peut également citer le blindage des circuits de puissance et des câbles de transmission de signal, utilisation d'écrans magnétiques pour la protection de circuits intégrés sensibles etc....

Conclusion sur l'étude d'impacts environnementaux

Depuis l'adoption de la Charte de l'environnement Malagasy et la promulgation du décret relatif à la mise en compatibilité des investissements avec l'environnement (MECIE), tout industriel a le devoir d'évaluer les impacts de ses activités sur l'environnement. L'objectif étant d'identifier les mesures à prendre pour minimiser, supprimer, atténuer, à défaut pour compenser d'éventuelles atteintes à l'Environnement. Le présent mémoire a permis de tracer les grandes lignes sur les impacts positifs et négatifs de l'emploi de convertisseurs statiques avec ou sans circuits d'aide à la commutation, notamment sur la préservation et protection du réseau électrique et les apports dans le développement énergétique durable. Les idées principales de cette étude pourront être prises en considérations pour de futures études d'impacts environnementaux (EIE) de projets ayant comme procédé principal l'exploitation des convertisseurs statiques.

CONCLUSION GENERALE

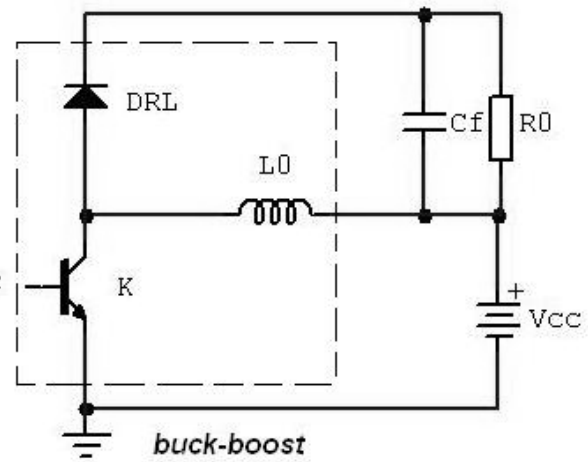
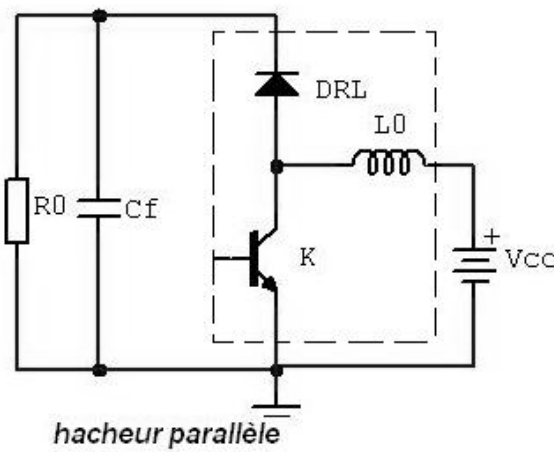
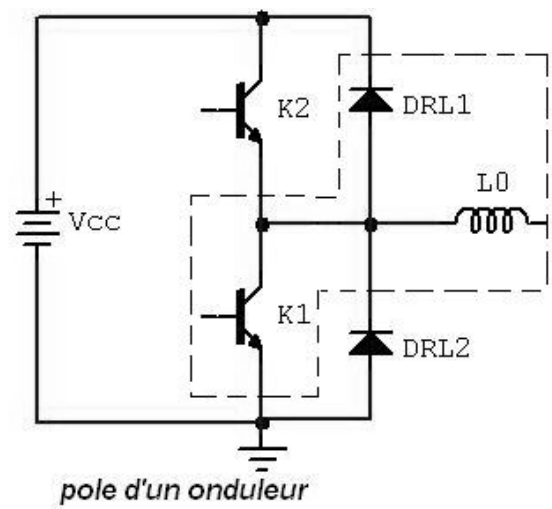
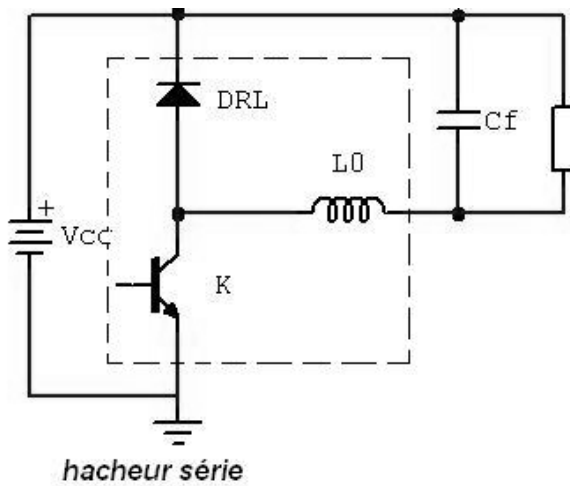
Pour diverses applications, divers montages sont possibles pour les convertisseurs statiques comme les hacheurs. On dispose également d'une large gamme de composants de puissance aux performances diverses: thyristor, transistor bipolaire, MOS.... Cependant, il s'avère que ces derniers constituent la partie la plus vulnérable du convertisseur. Quelque soit le montage, le principe et les problèmes liés aux commutations sont les mêmes. Dans le cas du hacheur à thyristor, les circuits d'aide servent à protéger le composant de trop fortes variations du courant et de la tension lors des commutations. Mettre en œuvre des circuits d'aide à la commutation dans les hacheurs à transistor permet de diminuer le stress thermique et électrique du transistor et améliore les performances globales du hacheur. Ces propositions ont pu être vérifiées lors des simulations.

L'électronique de puissance est cependant un domaine en constante évolution. Les applications requièrent des fréquences de fonctionnement toujours plus élevées. De ce fait les problèmes abordés de compatibilité électromagnétique deviennent de plus en plus difficiles à cerner. Actuellement, les recherches s'orientent également vers d'autres concepts de commutation : commutation automatique, amélioration des convertisseurs à commutation naturelle.

annexes

ANNEXE I LA CELLULE DE COMMUTATION

Cette structure est identifiée dans la plupart des convertisseurs d'énergie.



ANNEXE II

RESISTANCES A FILM METALLIQUE

| Référence de commande | Anciennes séries | Puissance nominale | Tolérance | Type |
|-----------------------|--------------------|--------------------|-----------|----------------------------|
| CW02BxxxxxJE12 | CW-2B-Valeur-10 % | 3,75 W | ±5 % | Silicone axiale |
| CW005xxxxxJE12 | CW-5-Valeur-5 % | 5 W | ±5 % | Silicone axiale |
| CW010xxxxxJE12 | CW-10-Valeur-5 % | 13 W | ±5 % | Silicone axiale |
| RS01AxxxxxFE12 | RS-1A-Valeur-1 % | 1 W | ±1 % | Précision axiale |
| RS02BxxxxxFE12 | RS-2B-Valeur-1 % | 3 W | ±1 % | Précision axiale |
| RS005xxxxxFE12 | RS-5-Valeur-1 % | 5 W | ±1 % | Précision axiale |
| RS010xxxxxFE12 | RS-10-Valeur-1 % | 10 W | ±1 % | Précision axiale |
| RH010xxxxxFE02 | RH-10-Valeur-1 % | 10 W | ±1 % | Boîtier aluminium |
| RH025xxxxxFE02 | RH-25-Valeur-1 % | 25 W | ±1 % | Boîtier aluminium |
| RH050xxxxxFE02 | RH-50-Valeur-1 % | 50 W | ±1 % | Boîtier aluminium |
| LVR001xxxxxFE12 | LVR-1-Valeur-1 % | 1 W | ±1 % | Détection de courant axial |
| LVR003xxxxxFE12 | LVR-3-Valeur-1 % | 3 W | ±1 % | Détection de courant axial |
| LVR005xxxxxFE12 | LVR-5-Valeur-1 % | 5 W | ±1 % | Détection de courant axial |
| LVR010xxxxxFE02 | LVR-10-Valeur-1 % | 10 W | ±1 % | Détection de courant axial |
| HL02506ZxxxxxJ01 | HL-25-Valeur-5 % | 25 W | ±5 % | Tubulaire – Fixe |
| HL05006ZxxxxxJ01 | HL-50-Valeur-5 % | 50 W | ±5 % | Tubulaire – Fixe |
| HL10006ZxxxxxJ01 | HL-100-Valeur-5 % | 100 W | ±5 % | Tubulaire – Fixe |
| HL22507ZxxxxxJ01 | HL-225-Valeur-5 % | 225 W | ±5 % | Tubulaire – Fixe |
| HLA02506ZxxxxxJ01 | HLA-25-Valeur-5 % | 25 W | ±5 % | Tubulaire – Réglable |
| HLA05006ZxxxxxJ01 | HLA-50-Valeur-5 % | 50 W | ±5 % | Tubulaire – Réglable |
| HLA10006ZxxxxxJ01 | HLA-100-Valeur-5 % | 100 W | ±5 % | Tubulaire – Réglable |
| HLA22507ZxxxxxJ01 | HLA-225-Valeur-5 % | 225 W | ±5 % | Tubulaire – Réglable |

Note : xxxxx = valeur de la résistance a 5 chiffres (10K00 = 10k)

Source : extrait de catalogue VICHAY DALE ®

ANNEXE III CAPACITES POUR APPLICATIONS EN COMMUTATION

| STYLE | PACKAGE | DIELECTRIC | ELECTRODE | VOLTS RANGE | CAP RANGE | dV/dt | I _{rms} |
|---|--------------------------------------|---------------|-----------------------------------|--------------|---------------|------------------|------------------|
| CD16 CDV16 CDV19 CD30 CDV30 | Dipped with radial leads | Mica | Foil | 500-1500 VDC | 100-10,000 pF | >10,000 V/μs | Up to 9 A |
| WPP | Wrap & Fill axial leads | Polypropylene | Foil | 250-1000 VDC | 0.001-2.0 μF | 300-10,000 V/μs | Up to 10 A |
| DPF DPP | Wrap & Fill axial leads | Polypropylene | Foil | 250-2000 VDC | 0.01-0.47 μF | 3000-10,000 V/μs | Up to 10 A |
| SCD | Box type, direct mount to IGBT | Polypropylene | Double Metallized | 600-2000 VDC | 0.1-10 μF | 100-2000 V/μs | Up to 50 A |
| 940 941 | Wrap & Fill axial leads | Polypropylene | Double Metallized | 600-3000 VDC | 0.1-4.7 μF | 100-2000 V/μs | Up to 25 A |
| 942 943 | Wrap & Fill axial leads | Polypropylene | Hybrid- metallized PP/ Foil | 600-2000 VDC | 0.1-4.7 μF | 500-5000 V/μs | Up to 25 A |

Source : Extrait du catalogue CORNELL DUBILLIER ®

ANNEXE IV DETERMINATION DE L'INDUCTANCE DE MAILLE L_p

La valeur de L_p dépend uniquement de la qualité de montage (routage du circuit imprimé). L_p est très difficile à déterminer sinon expérimentalement moyennant un matériel adéquat (oscilloscope). On ajoute une capacité C_{test} en dérivation avec le commutateur principal [12]. Alors,

$$L_p = (T_2^2 - T_1^2) \left[\frac{1}{4\pi^2 C_{test}} \right]$$

Avec :

- T_1 est la période des oscillations sans C_{test}
- T_2 période des oscillations après ajout de C_{test}

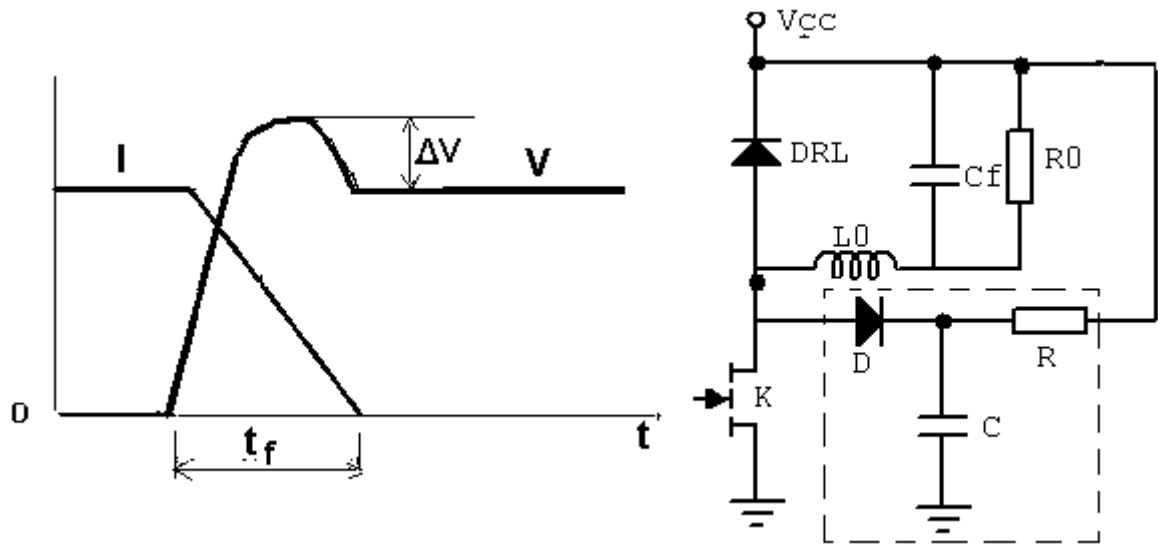
En général C_{test} est le double de la capacité de sortie du commutateur.

Une autre méthode, pour les applications en grande puissance, consiste à calculer L_p par la chute de tension V_{st} qu'il provoque à la fermeture. Avec un oscilloscope (à mémoire), on relève V_{st} et di/dt à la fermeture du commutateur.

$$L_p = \left[\frac{V_{st}}{di/dt} \right]$$

Rappelons que l'inductance de maille est en général ajoutée à la valeur de l'inductance d'un éventuel circuit d'aide à l'ouverture.

ANNEXE V DIMENSIONNEMENT D'UN RESEAU D'ECRETAGE RCD [11]



Si ΔV est la surtension maximale que le commutateur doit supporter c'est-à-dire la surtension que réseau autorisera dans le commutateur, la capacité C aura pour expression. [10]

$$C = \frac{L_p I^2}{\Delta V (\Delta V + 2V)}$$

La puissance de la résistance que la résistance doit dissiper est égale en valeur à la puissance que l'inductance parasite aurait déchargée dans le commutateur principal:

$$P = \frac{1}{2} L_p I^2$$

La valeur de la résistance R est obtenue par la constante de temps $\tau_{ec} = RC$ du réseau. Contrairement à celle des circuits d'aide, τ_{ec} doit être supérieure à la période T du convertisseur :

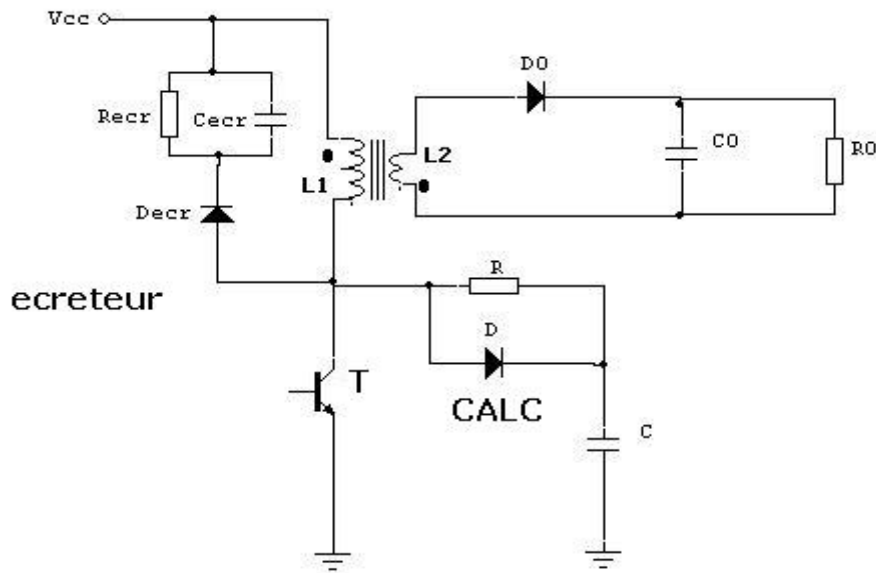
$$\tau_{ec} > T$$

Dans le cas où la fréquence du hacheur n'est pas trop élevée on peut remplacer la résistance et le condensateur par une diode zener supportant les conditions de variation de la tension et de dissipation. Cette variante est rarement utilisée vue les performances discutables de la zener en courant de haute fréquence. On peut cependant shunter la zener avec une capacité pour améliorer ses performances.

Note: un réseau d'écrêtage peut parfois être remplacé par un composant à avalanche (diode Transil)

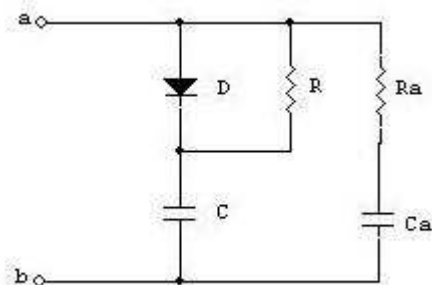
ANNEXE VI RESEAUX CALC ET DE RESEAU D'ECRETAGE CAS DU MONTAGE FLYBACK

Dans le flyback suivant sont montés un circuit d'aide à la commutation RCD et un circuit d'écrêtage ($R_{ecr} - C_{ecr} - D_{ecr}$). Souvent l'inductance de fuite du transformateur n'est pas négligeable, il est donc nécessaire de réduire la surtension occasionnée par cette dernière à la fermeture du commutateur principal

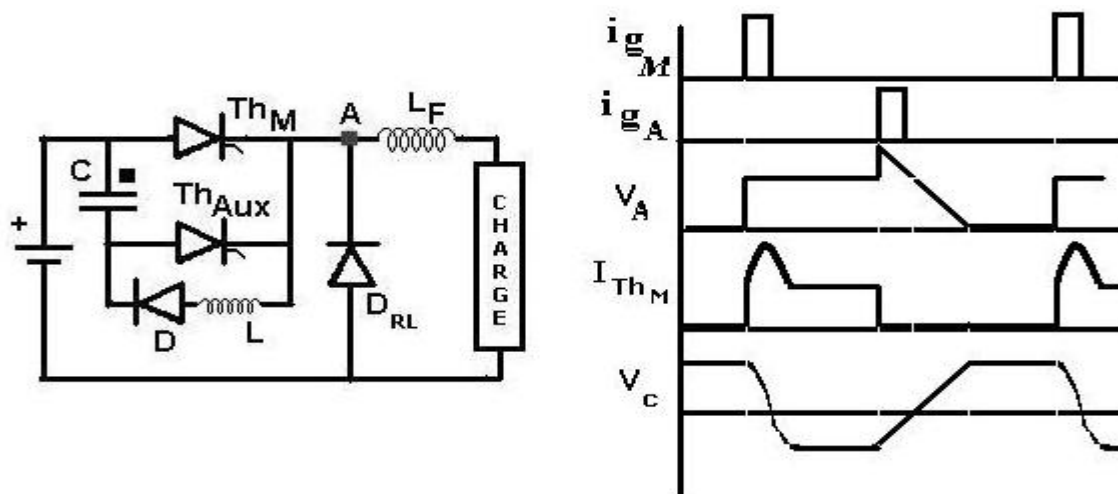
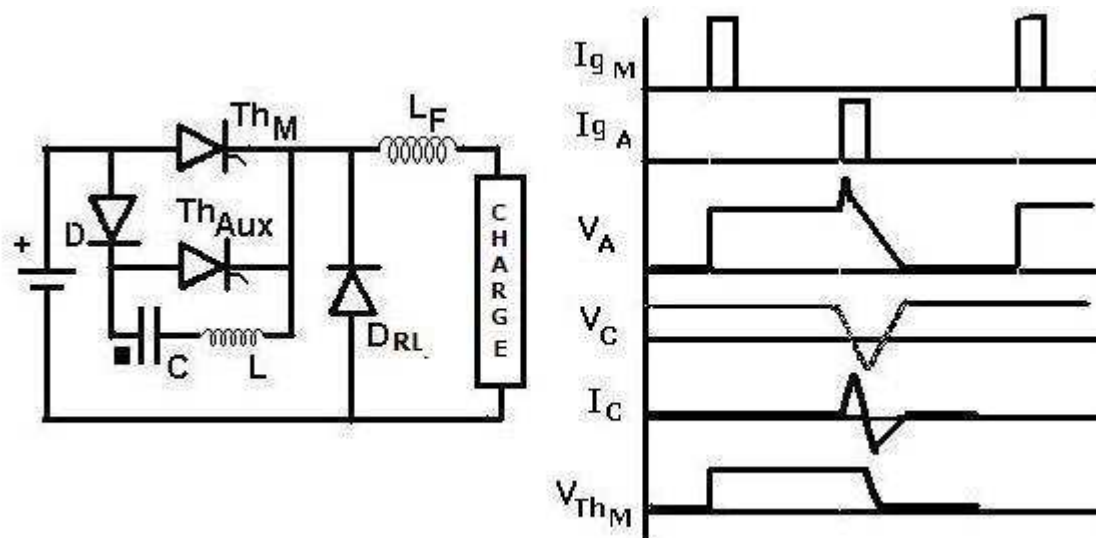


CALC MIXTE DE TENSION

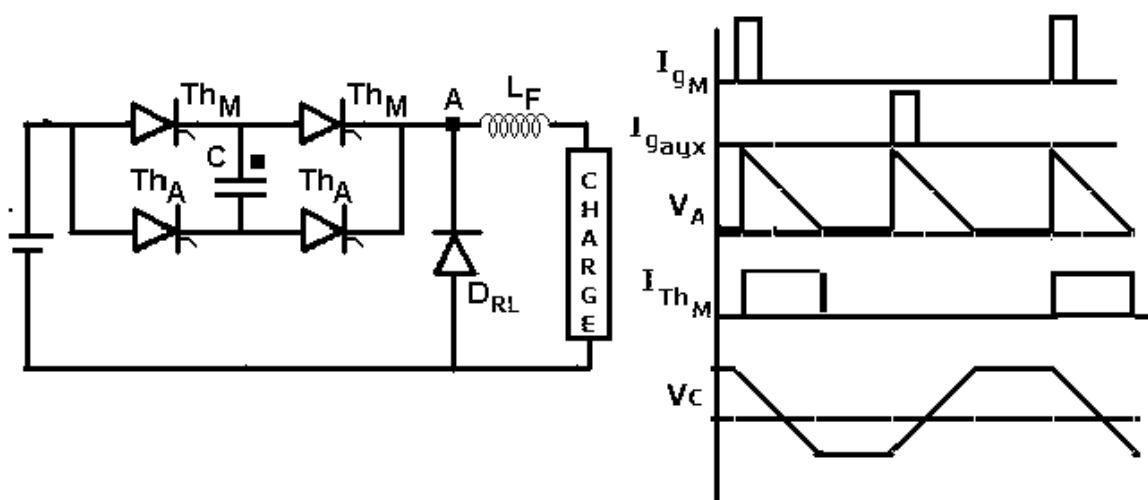
Le réseau RCD agit en circuit d'aide à l'ouverture, tandis que R_a - C_a amorti les oscillations dues aux réactances parasites. Le montage est fréquent avec les MOSFET



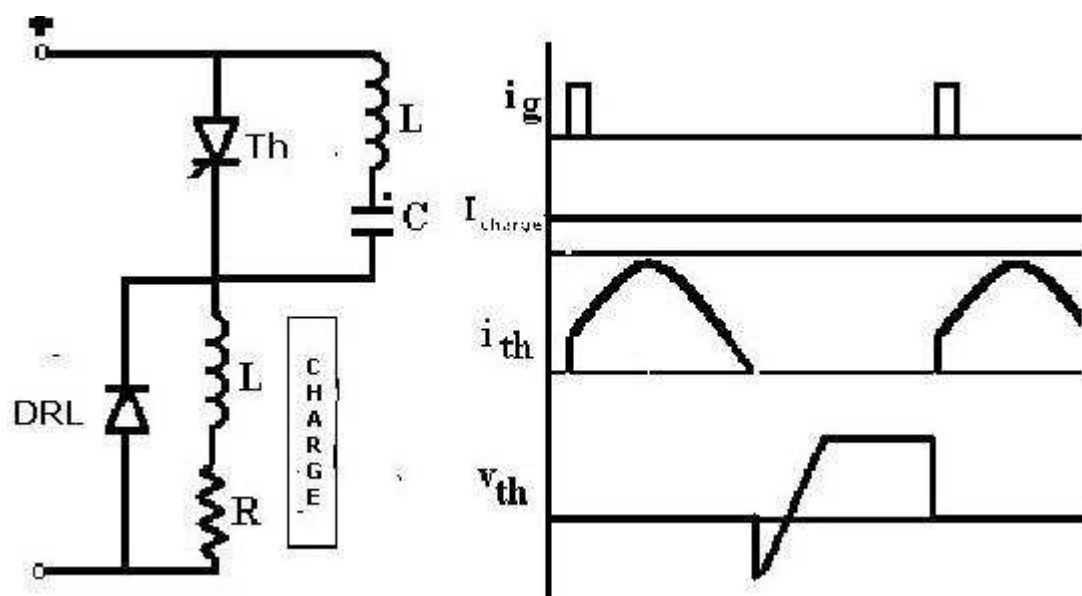
ANNEXE VII PRINCIPAUX MODES DE BLOCAGE DE THYRISTOR

Blocage par thyristor auxiliaire commuté par tension (commutation dure)Blocage par thyristor auxiliaire commuté par courant (commutation douce)

Commutation par la charge



Blocage résonnant



ANNEXE VIII EXTRAIT DU DATASHEET DU TIP 31 A



TIP31 Series(TIP31/31A/31B/31C)

Medium Power Linear Switching Applications

- Complementary to TIP32/32A/32B/32C



NPN Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Value | Units |
|-----------|--|------------|------------------|
| V_{CBO} | Collector-Base Voltage : TIP31 | 40 | V |
| | : TIP31A | 60 | V |
| | : TIP31B | 80 | V |
| | : TIP31C | 100 | V |
| V_{CEO} | Collector-Emitter Voltage : TIP31 | 40 | V |
| | : TIP31A | 60 | V |
| | : TIP31B | 80 | V |
| | : TIP31C | 100 | V |
| V_{EBO} | Emitter-Base Voltage | 5 | V |
| I_C | Collector Current (DC) | 3 | A |
| I_{CP} | Collector Current (Pulse) | 5 | A |
| I_B | Base Current | 1 | A |
| P_C | Collector Dissipation ($T_C=25^\circ\text{C}$) | 40 | W |
| P_C | Collector Dissipation ($T_B=25^\circ\text{C}$) | 2 | W |
| T_J | Junction Temperature | 150 | $^\circ\text{C}$ |
| T_{STG} | Storage Temperature | - 65 ~ 150 | $^\circ\text{C}$ |

Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Test Condition | Min. | Max. | Units |
|---------------|--|---|------|------|---------------|
| $V_{CE(sus)}$ | * Collector-Emitter Sustaining Voltage : TIP31 | $I_C = 30\text{mA}, I_B = 0$ | 40 | | V |
| | : TIP31A | | 60 | | V |
| | : TIP31B | | 80 | | V |
| | : TIP31C | | 100 | | V |
| I_{CEO} | Collector Cut-off Current : TIP31/31A | $V_{CE} = 30\text{V}, I_B = 0$ | | 0.3 | mA |
| | : TIP31B/31C | $V_{CE} = 60\text{V}, I_B = 0$ | | 0.3 | mA |
| I_{CES} | Collector Cut-off Current : TIP31 | $V_{CE} = 40\text{V}, V_{EB} = 0$ | | 200 | μA |
| | : TIP31A | $V_{CE} = 60\text{V}, V_{EB} = 0$ | | 200 | μA |
| | : TIP31B | $V_{CE} = 80\text{V}, V_{EB} = 0$ | | 200 | μA |
| | : TIP31C | $V_{CE} = 100\text{V}, V_{EB} = 0$ | | 200 | μA |
| I_{EBO} | Emitter Cut-off Current | $V_{EB} = 5\text{V}, I_C = 0$ | | 1 | mA |
| h_{FE} | * DC Current Gain | $V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 1\text{A}$ | 25 | | |
| | | $V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 3\text{A}$ | 10 | 50 | |
| $V_{CE(sat)}$ | * Collector-Emitter Saturation Voltage | $I_C = 3\text{A}, I_B = 375\text{mA}$ | | 1.2 | V |
| $V_{BE(sat)}$ | * Base-Emitter Saturation Voltage | $V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 3\text{A}$ | | 1.8 | V |
| f_T | Current Gain Bandwidth Product | $V_{CE} = 10\text{V}, I_C = 500\text{mA}$ | 3.0 | | MHz |

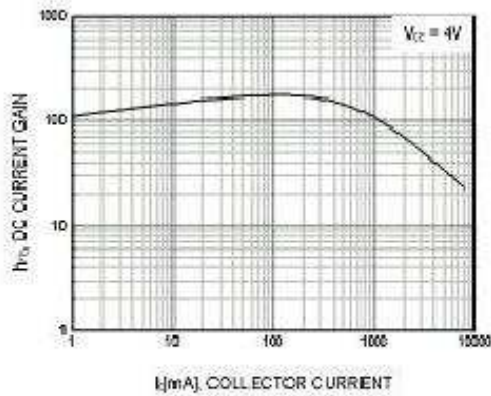


Figure 1. DC current Gain

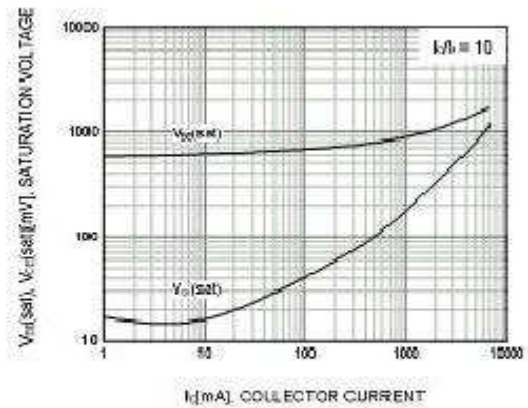
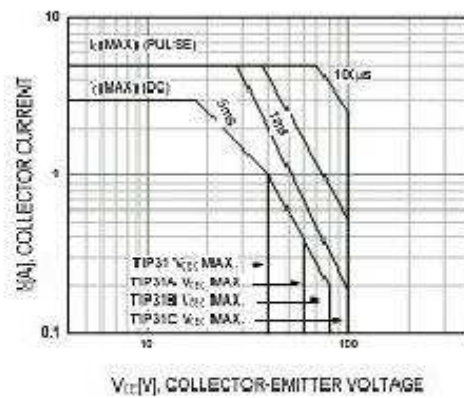
Figure 2. Base-Emitter Saturation Voltage
Collector-Emitter Saturation Voltage

Figure 3. Safe Operating Area

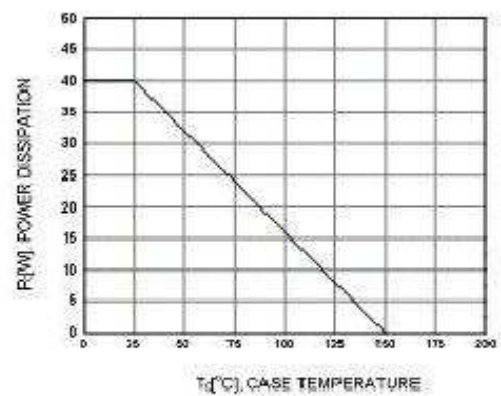
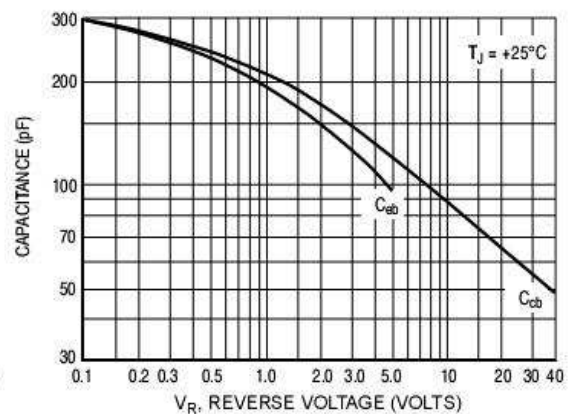
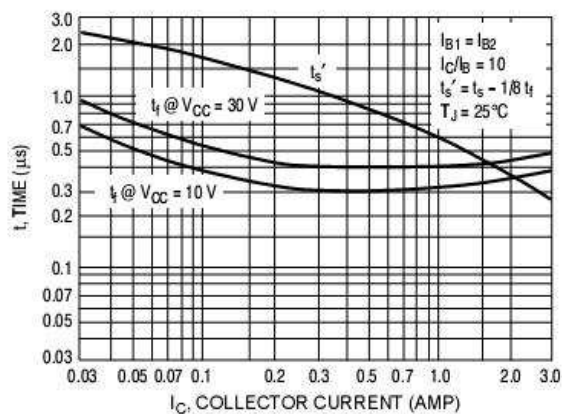


Figure 4. Power Derating



Source : www.datasheetcatalog.com

Bibliographie

- [1] J.ARNOULD &P.MERLE, Dispositifs d'Electronique de Puissance vol.2, Hermès, 1992, 360p
- [2] R.BOURGEOIS & C.CIMELI, Guide du technicien en Electronique, Hachette, 1996, 280p
- [3] R.BOURGEOIS & D.COIGNIEL., Mémotech Electrotechnique, EDUCALIVRE, 1985 ,548p
- [4] R.CHAUPRADE &F.MILSANT, Electronique de Puissance 2 - Commande des moteurs à courant alternatif, Eyrolles, 1989, 206 p
- [5]J.P. FERRIEUX & F.FOREST, Alimentation à découpage et Convertisseurs à Résonance, Masson, 1994, 280p
- [5]S.I FINNEY – T.C.GREEN & X.HE&B.W WILLIAMS, "An Improved Passive Lossless Turn-on and Turn-off Snubber," IEEE Applied Power Electronics Conference Proceedings, page 385-392., Mars 1993
- [6] JALNASSER, Theorical and experimental investigations on snubber circuits for high voltage valves of FACTS, University of Erlangen Nuremberg, 2007, 166p
- [7] C.W. LANDER, Electronique de Puissance, Mc GRAW-HILL, 1989, 441p
- [8]P.O. LURITZEN P. O. & SMITH H.A, "A Non dissipative Snubber Effective over a Wide Range of Operating Conditions," IEEE Power Electronics Specialists Conference Proceedings., pages 345-354., 1983
- [9] Les Techniques de L'Ingénieur, traités de Génie Electrique, série D : Electrotechnique
- [10]J.C MAUCLERC –Y.AUBERT- A.DOMENECH, Guide du technicien en Electrotechnique, Hachette technique, 2003, 290p
- [11] W. McMURRAY, Optimum Snubber for Power Semiconductors, IEEE Transactions on industry, vol. IA -8, no. 5, pages 593-600, Sept Oct.1970.
- [12] F.MILSANT., Electrotechnique : Electronique de puissance – cours et problèmes, Ellipses, 1993,256p.
- [13] W.P.ROBBINS, Function of snubber circuits, University of Minnesota- Department Of Electrical Engineering, MN 555455, Minneapolis - 2004
- [14] N.ROUX, Nouveau mécanisme de commutation exploitant les protections intégrées des semi-conducteurs de puissance : Application à la conception de convertisseurs statiques à commutation automatique, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004, 205p

- [15] G.SEGUIER, Electronique de Puissance, DUNOD, 1974, 320p
- [16] K.M .SMITH & K.M. SMEDLEY, A comparison of voltage mode soft switching method for PWM converters, IEEE APEC conf Rec., vol. 1 page 291-298,1998
- [17] Snubber circuits suppress voltage transient spikes in multiple output DC-DC flyback converter power supplies, MAXIM Integrated Products, Application Note AN848, 2004
- [18] TSU-HAI A., A Novel Integrated non dissipative snubber for flyback converter, IEEE International Conference on Signal and Systems (ICSS), 2005

Webographie

- [19] <http://www.clubeea.org>
- [20] <http://www.creea.u-bordeaux.fr>
- [21] <http://www.datasheetcatalog.com>
- [22] <http://www.dynexsemi.com>
- [23] <http://www.educapedia.be/electronics/powerelectronicsdiacs.htm>
- [24] <http://www.fairchildsemiconductors.com>
- [25] <http://www.IEEEExplore.org>
- [26] <http://membres.lycos.fr/cepls>
- [27] <http://www.powersemiconductors.com>
- [28] <http://www.st.com>
- [29] <http://www.syscope.net/elec>
- [30] <http://www.un.org/french/climatechange/background/reducing.shtml>

« Influence des circuits d'aide à la commutation (CALC) dans les hacheurs à transistor et à thyristor »

Directeur de mémoire : Monsieur RAJAONARIVELO Jean André

RESUME

Les circuits d'aide à la commutation sont présents dans presque tous les convertisseurs d'énergie dont les hacheurs. Ils garantissent la fiabilité du hacheur en assurant la protection des composants de puissance de la dérive en température et un fonctionnement maintenu dans l'aire de sécurité pour les transistors, de trop fortes variations du courant (di/dt) et de la tension (dv/dt) pour les thyristors en commutation forcée. Correctement dimensionnés, ces circuits améliorent le rendement global des convertisseurs. La simulation du comportement d'un hacheur muni de circuits d'aide a permis de confirmer et vérifier ces propositions.

Mots clés : commutation, transistor de puissance, thyristor de puissance

ABSTRACT

In almost converter such as DC-DC chopper, switching aid circuits are essential parts. They ensure reliability of converter by protecting the switching power devices against thermal drift and operating in the safe area for transistors, critical rate of rise of voltage (dv/dt) and current (di/dt) for forced commutating thyristor. Correctly designed, switching aid circuits improve converter overall efficiency. These purposes were confirmed and verified by simulating the behavior of an aided DC-DC chopper

Keywords : commutation, power transistor, power Thyristor

Nombre de pages : 100

Nombre de figures : 66

Nombre d'annexes : 8

Soutenu par: ANDRIANARIVO Hery Mamy

Lot 514 L 495 Tomboarivo Antsirabe 110 Madagascar - Tel: **034 01 861 84**
E-mail: hmgr15@yahoo.fr