

ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Fascicule de cours

**Elaboré par: SOYED Abdessami
Agrégé en Génie Electrique
Maître Technologue à l'ISET de Nabeul**

Session: 2013

Avant propos

Ce manuel de cours « **Electronique de Puissance** » est un outil qui permet aux étudiants du réseau des Instituts Supérieurs des Etudes Technologiques de suivre les cours cités avec un maximum de profit. Il s'adresse également aux étudiant de la section B.T.S et ingénieurs préparant des concours d'agrégation ou technologique, Il est recommandé aux étudiants préparant leurs mastère.

Par ailleurs, il est utile pour les enseignants qui désirent améliorer, progresser et posséder un fondement en cette matière.

Ce manuel de cours est complémenté par un fascicule des travaux dirigés, plus un CD ROM, propriétaire de l'auteur sur demande, comportant toutes les simulations existantes dans ce manuel en utilisant le logiciel Matlab.

[Liste de matières](#)

1. GENERALITES	2
2. APPLICATION ET CLASSIFICATION	2
3. RAPPELS SUR LES SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE	3
3.1. DIODES	3
3.2. THYRISTORS	8
3.3. PRINCIPALES CARACTERISTIQUES	11
3.4. TRANSISTORS BIPOLAIRES	11
3.5. THYRISTORS GTO	12
3.6. TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP	13
3.7. TRANSISTORS IGBT	15
4. RAPPELS SUR LES SIGNAUX PERIODIQUES NON SINUSOÏDAUX	17
4.1. SIGNAL PERIODIQUE	17
4.2. VALEURS CARACTERISTIQUES	17
4.3. DEVELOPPEMENT EN SERIE DE FOURIER	17
5. NOTIONS DES PUISSANCES ET FACTEUR DE PUISSANCE EN MONOPHASE	18
LES REDRESSEURS AC/DC NON COMMANDES:	19
LES REDRESSEURS A DIODES	19
1. INTRODUCTION	20
2. REDRESSEMENT SIMPLE ALTERNANCE EN MONOPHASE	20
2.1. DEBIT SUR UNE CHARGE RESISTIVE	20
2.2. DEBIT SUR UNE CHARGE (R, E)	21
2.3. DEBIT SUR UNE CHARGE INDUCTIVE (R, L)	23
2.4. DEBIT SUR UNE CHARGE INDUCTIVE MUNIE D'UNE DIODE DE ROUE LIBRE	25
3. REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE EN MONOPHASE	27
4. REDRESSEMENT TRIPHASE SIMPLE ALTERNANCE	29
4.1. RAPPEL SUR LE SYSTEME DE TENSIONS TRIPHASEES	29
4.2. ETUDE CINETIQUE	30
4.3. MONTAGE (P_{3KC}) A CATHODES COMMUNES	31
4.4. MONTAGE (P_{3AC}) A ANODES COMMUNES	34
5. REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE EN TRIPHASE PD_3	36
6. MONTAGE REDRESSEUR A COMMUTATION SERIE (S3)	39
7. REDRESSEMENT POLYPHASES	41
LES REDRESSEURS COMMANDES: AC/DC	45
1. INTRODUCTION	46
2. REDRESSEMENT SIMPLE ALTERNANCE	46
2.1. DEBIT SUR UNE CHARGE RESISTIVITE	46
2.2. DEBIT SUR UNE CHARGE INDUCTIVE (R, L)	47
3. REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE EN MONOPHASE (P_{2T})	49
3.1. DEBIT SUR UNE CHARGE RESISTIVITE	49
3.2. DEBIT SUR UNE CHARGE INDUCTIVE (RL)	50
4. REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE EN MONOPHASE (PD_{2T})	52

5. REDRESSEMENT SIMPLE ALTERNANCE EN TRIPHASE	53
5.1. MONTAGE REDRESSEUR A CATHODES COMMUNES P_{3TKC}	53
5.2. MONTAGE REDRESSEUR A ANODES COMMUNES P_{3TAC}	56
6. REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE EN TRIPHASE	57
6.1. MONTAGE REDRESSEUR PD_{3T}	57
7. LES PONTS REDRESSEURS MIXTES	60
7.1. MONTAGE PD_2 MIXTE SYMETRIQUE	60
7.2. MONTAGE PD_2 MIXTE ASYMETRIQUE (DISSYMETRIQUE)	61
7.3. MONTAGE PD_3 MIXTE	62
CACLCUL DE LA CHUTE DE TENSION D'UN REDRESSEUR: AC/DC	66
1. ETUDE DE LA CHUTE DE TENSION DE LA SOURCE ET DU COMMUTATEUR	67
1.1. INDUCTANCES DE FUITES ET EMPIETEMENT	67
1.2. ETUDE DE L'INFLUENCE DES RESISTANCES	70
1.3. CHUTE DE TENSION DUE AU COMMUTATEUR	71
1.4. EXEMPLES DE MONTAGES	71
2. MODELE DU CONVERTISSEUR	73
3. RENDEMENT D'UN MONTAGE REDRESSEUR	73
4. FONCTIONNEMENT EN COURT-CIRCUIT	73
5. COURANT DE COURT-CIRCUIT	74
LES REDRESSEURS DC/DC: LES HACHEURS	75
1. GENERALITES	76
1.1. DEFINITIONS	76
1.2. UTILISATIONS	76
2. STRUCTURES FONDAMENTALES	76
3. HACHEUR SERIE	77
3.1. MOTEUR A COURANT CONTINU COMMANDE PAR UN HACHEUR SERIE	78
3.2. ETUDE DE LA CONDUCTION DISCONTINUE	79
3.3. CARACTERISTIQUES DE CHARGES	81
4. HACHEUR PARALLELE	82
5. HACHEURS A ACCUMULATION D'ENERGIE	84
5.1. HACHEURS A STOCKAGE INDUCTIF	84
5.2. HACHEURS A STOCKAGE CAPACITIF	85
6. HACHEURS REVERSIBLE EN PUISSANCE	87
6.1. HACHEUR REVERSIBLE EN COURANT	88
6.2. HACHEUR REVERSIBLE EN TENSION	89
6.3. HACHEUR REVERSIBLE EN COURANT ET EN TENSION	90
LES CONVERTISSEURS DC/AC: LES ONDULEURS	93
1. DEFINITIONS ET STRUCTURES	94
2. ONDULEUR DE COURANT ET DE TENSION	95
2.1. DEFINITION	95
2.2. COMMANDE DE L'ONDULEUR MONOPHASE DE TENSION EN DEMI PONT	96
2.3. COMMANDE DE L'ONDULEUR MONOPHASE DE TENSION EN PONT	97

3. ONDULEUR DE TENSION MONOPHASE EN COMMANDE SIMPLE OU DECALE	98
3.1. COMMANDE SIMPLE (OU PLEINE ONDE)	98
3.2. COMMANDE DECALEE	99
4. ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE	100
5. ONDULEUR MLI INTERSECTIVE (SINUS/TRIANGLE)	107
5.1. MODELISATION ET COMMANDE DE L'ONDULEUR MONOPHASE	107
5.2. MODELISATION ET COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASE	110
LES CONVERTISSEURS AC/AC : LES GRADATEURS	113
1. GENERALITES	114
1.1. DEFINITION	114
1.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	114
1.3. CONSTITUTION	114
2. GRADATEUR MONOPHASE A ANGLE DE PHASE	115
2.1. CHARGE RESISTIVE	115
2.2. CHARGE A CARACTERE INDUCTIF	117
3. GRADATEUR MONOPHASE A TRAIN D'ONDES	119
3.1. DEFINITION	119
3.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	119
3.3. DOMAINE D'UTILISATION DE CE GENRE DE GRADATEUR	119
4. GRADATEUR TRIPHASE	120
4.1. CONSTITUTION	120
4.2. GRADATEUR TRIPHASE EN AMONT	120
4.3. GRADATEUR TRIPHASE EN AVAL	121
4.4. GRADATEUR TRIPHASE CAS D'UNE CHARGE RESISTIVE	122
4.5. GRADATEUR TRIPHASE CAS D'UNE CHARGE RL	123
5. GRADATEUR TRIPHASE MIXTE	124
6. DOMAINE D'UTILISATION DES GRADATEURS	126
BIBLIOGRAPHIE	127



LES COMPOSANTS D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Objectifs :

- ▶ Connaître les composants d'électronique de puissance,
- ▶ Choisir le composant qui convient pour un montage donné.

1. Généralités

L'électronique de puissance est l'électronique des courants forts. Avec la naissance des semi-conducteurs (diodes, transistors, thyristors et IGBT ...etc.).

Elle travaille presque toujours en commutation, c'est l'une de ses caractéristiques principales, et permet d'obtenir un bon rendement des convertisseurs suivants :

- Le redresseurs commandés et non contrôlés,
- Les hacheurs,
- Les onduleurs,
- Les gradateurs.

Les signaux de commande, générés moyennant des circuits intégrés ou des montages à base d'amplificateurs opérationnels, ou des circuits intégrés spéciaux.

Pour piloter les convertisseurs statiques, sont aujourd'hui remplacés par des signaux de commande de type numériques fournis par des systèmes programmés, à savoir :

Les microordinateurs, microcontrôleurs, D.S.P et les automates programmables.

2. Application et classification

Dans tous les domaines industriels, de l'électroménager à la traction électrique, on rencontre des applications de l'électronique de puissance ; c'est notamment le cas de la réalisation des :

- Variateurs de vitesse pour les moteurs à courant continu,
- Variateurs de vitesse pour les moteurs à courant alternatif,
- Alimentations sans arrêt.

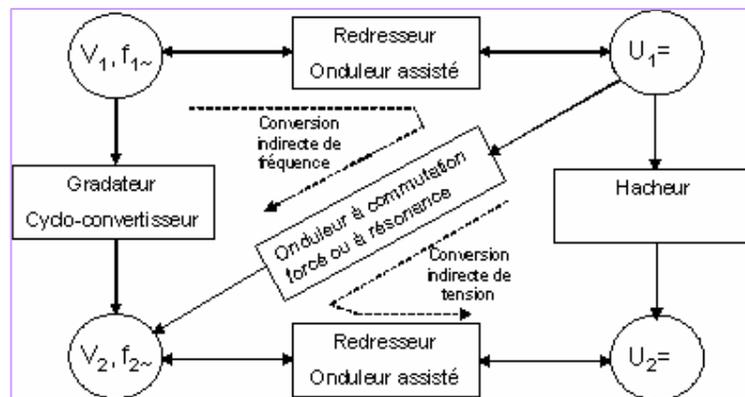


Fig.1.1: Classifications

3. Rappels sur les semi-conducteurs de puissance

3.1. Diodes

3.1.1. Rappels (propriétés des diodes PN)

Une diode est un semi-conducteur non commandé, qui permet la circulation du courant dans un seul sens. Il est constitué par une seule jonction. C'est un interrupteur de puissance à deux segments.

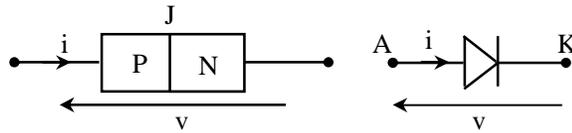


Fig.1.2: Diode

- **Sens direct (passant) :** La diode est conductrice, elle présente une faible chute de tension de l'ordre de quelques volts.
- **Sens inverse (bloqué) :** La diode est non passante, elle présente un très faible courant résiduel de l'ordre de quelques micro-ampères.

Le courant dans la diode est exprimé par: $i = I_s \cdot [e^{\frac{v}{v_T}} - 1]$; ou $(v_T = \frac{k \cdot \theta}{q})$.

Avec :

- i : Courant dans la diode,
- v : D.d.p aux bornes de la diode,
- I_s : Courant de saturation $\approx 1\text{pA}$ à 25°C ,
- q : Charge élémentaire (électron) $\approx 1,6 \cdot 10^{-23}\text{Cb}$,
- k : constante de Boltzmann $\approx 1,38 \cdot 10^{-23}\text{ J/}^\circ\text{K}$,
- θ : Température en Kelvin

Valeurs maximales admissibles:

- $I_{F \text{ max}}$: courant direct (Forward) maximal admissible
- $V_{R \text{ max}}$: tension inverse (Reverse) maximale admissible

Il existe plusieurs types de diodes parmi lesquelles, on cite

3.1.2. La diode de redressement

Une diode de redressement est caractérisée par :

- Le courant direct moyen (I_0 ou I_{FAV}),
- Le courant direct continu (I_F),
- Le courant de pointe répétitif continu (I_{FRM}),
- Le courant de pointe non répétitif de surcharge accidentelle (I_{FSM}),
- La tension continue directe à l'état passant (V_F),
- La tension de seuil (V_d ou V_s),
- La tension inverse de pointe répétitive (V_{RRM}),
- La tension de pointe non répétitive (V_{RSM}),
- La résistance dynamique (R_d),
- La contrainte thermique ($I^2 \cdot t$),
- Le type de boîtier,
- Les températures des jonctions,
- Les résistances thermiques.

3.1.3. La diode de redressement rapide

Il faut ajouter aux caractéristiques des diodes de redressement, les données spécifiques de rapidité dans la phase de blocage :

- Le temps de recouvrement inverse (t_{rr}),
- La charge recouvrée (Q_{rr}),
- Le courant direct continu (I_F),
- Le courant inverse de pointe (I_{RM}),
- Le courant de recouvrement inverse (I_{rr}).

3.1.4. Caractéristiques statiques

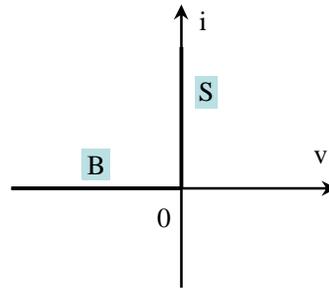


Fig.1.3: Caractéristiques statiques

La diode est conductrice quand le courant passe de l'anode vers la cathode et lorsque la tension v_{AK} est positive ($i > 0$ et $v_{AK} > 0$). La diode est bloquée lorsque la tension v_{AK} est négative ($i = 0$ et $v_{AK} < 0$).

3.1.5. Caractéristiques dynamiques

Elles concernent le passage de l'état bloqué (blocage) à l'état passant (amorçage) et inversement.

❖ Blocage

Le blocage d'une diode est caractérisé par l'annulation du courant direct qui la traverse, puis l'apparition d'une tension inverse à ses bornes.

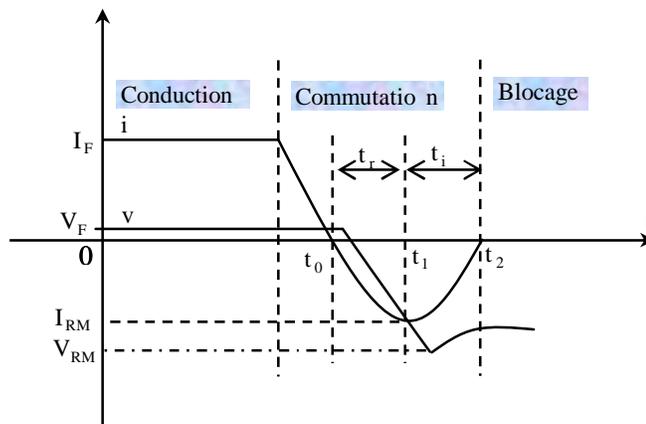


Fig.1.4: Caractéristique dynamique

La décroissance du courant direct « $\frac{di}{dt}$ » dépend du circuit extérieur. A l'instant « t_0 » le

courant passe par zéro puis apparaît un courant inverse de même pente jusqu'à l'instant « t_1 ».

La pente change de signe et le circuit extérieur étant généralement inductif, il apparaît une surtension inverse aux bornes de la diode. A l'instant « t_2 », le courant s'annule, il ne reste aux bornes de la diode que la tension inverse, donc elle sera bloquée.

Le paramètre important est le temps de recouvrement ou temps totale de décroissance « turn-over », il est exprimé par $t_q = t_{off} = t_r + t_{ri}$

❖ Amorçage

Généralement le phénomène transitoire à l'amorçage se présente d'une manière plus faible.

❖ Pertes en conduction

Les pertes peuvent être calculées en utilisant la formule : $P = V_d \cdot I_0 + r_d \cdot I_{eff}^2$

3.1.6. Choix d'une diode

Il dépend principalement :

- De la conduction du montage incluant la diode,
- Du courant moyen dans le semi-conducteur,
- Du courant de pointe répétitif,
- De la tension inverse répétitive.

3.1.7.Principales caractéristiques

I_0 (A)	V_{RRM} (V)	I_{FSM} (mA)	Référence	V_F à I_F	I_R à V_{RRM}	t_{rr} (ns)	θ_j (°C)	$I^2t(A^2s)$	Boîtier
1	100 600 1000	50	1N4002 1N4005 1N4007	1.1 1	0.005	-	150		F126
3	400 600 800	100	BY252 BY253 BY254	1.1 3	0.005	-	150		D027A
10	200 400 600 800	140	BY239200A BY239400A BY397600A BY397800A	1.45 30	0.5	-	125		D0220
20	400 600 800 1000	400	1N1196A 1N1198A RN820 RN1120	1.5 70	5	-	150		D05
20	400 600	225	1N3903 BYX62-600	1.4 20	6	200	150	250	D05
40	400 600 800 1000	700	1N1188 1N1190 1N3766 1N3768	1.5 110	5	-	150		D05

3.2. Thyristors

Un thyristor est un semi-conducteur commandé par un circuit d'amorçage pour la mise en conduction, le blocage s'effectue lors de la disparition du courant direct. Il permet la circulation du courant dans un seul sens. Il est appelé en anglais par « Semi-conductor Controlled Rectifier (S.C.R) ».

Il est constitué par trois jonctions, outre l'anode et la cathode, il est muni d'une électrode de commande appelée gâchette.

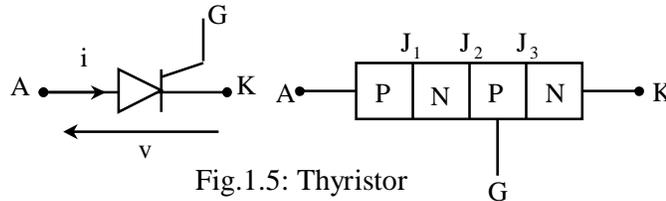


Fig.1.5: Thyristor

3.2.1. Thyristor standard

Un thyristor standard est caractérisé par les mêmes données techniques que pour une diode de redressement, complétés par les données ci-dessous :

- Courant de maintien (I_H), Courant d'accrochage (I_L),
- Courant et tension de la gâchette (V_{GT} , I_{GT}),

3.2.2. Thyristor rapide

Un thyristor rapide est caractérisé par les données des thyristors standards, auxquelles s'ajoutent les caractéristiques suivantes :

- Le temps de retard à la croissance commandé par la gâchette (t_{gd}),
- Le temps de croissance commandé par la gâchette (t_{gr}).
- Le temps de désamorçage (t_q).

3.2.3. Choix d'un thyristor

Il dépend principalement :

- Du courant moyen dans le thyristor, du courant de pointe répétitif,
- De la tension inverse répétitive, des temps d'amorçage et de désamorçage.

3.2.4. Caractéristiques statiques

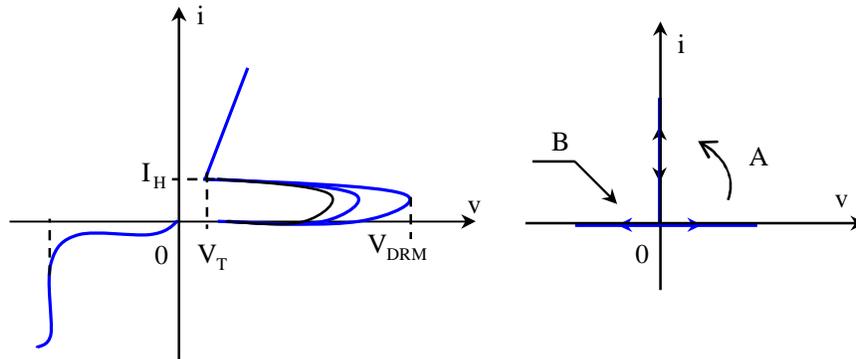


Fig.1.6: Caractéristiques statiques

• En absence du courant de gâchette ($i_G = 0$) :

Dans le sens direct, le thyristor est non-conducteur tant que la tension appliquée est inférieure à V_{RM} (tension de retournement).

Si la tension appliquée dépasse V_{RM} , il y a amorçage du thyristor par effet d'avalanche, le thyristor ne peut revenir à l'état bloqué que par diminution du courant « i » au-dessous de la valeur du courant « I_M » (courant de maintien). Dans le sens inverse, le thyristor est bloqué tant que la tension inverse ne dépasse pas V_{DM} .

• Amorçage par la gâchette :

Le thyristor étant généralement placé dans un circuit avec une tension directe appliquée inférieure à la tension de retournement « V_{RM} », il apparaît donc la possibilité d'amorcer le thyristor en envoyant dans sa gâchette une impulsion de courant.

3.2.5. Caractéristiques dynamiques

❖ Temps d'amorçage par la gâchette

Le passage de l'état bloqué à l'état conducteur d'un thyristor qui reçoit un signal de commande, n'est pas instantané, il dure un instant « t_{on} » qui est lié au temps d'établissement du courant de gâchette « Delay-time : t_d » et au temps d'amorçage de la jonction « Rise time: t_r ».

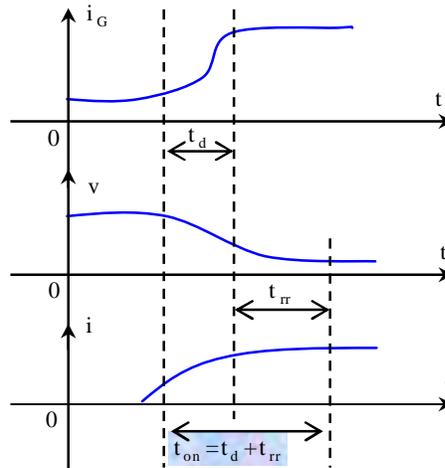


Fig.1.7: Caractéristique dynamique (amorçage)

❖ Temps de blocage

Le temps de désamorçage est donné par : $t_q = t_{off} = t_{rr} + t_i$ d'un thyristor est le moment qui s'écoule entre l'instant de l'annulation du courant principal et l'instant d'application d'une tension directe. Il est défini par les constructeurs, comme étant le temps ou le courant d'anode passe par zéro. L'évolution du courant dans le thyristor dépend essentiellement de la structure du convertisseur et du circuit de charge. Lors du blocage, on définit deux temps:

- Temps de recouvrement inverse « t_{rr} »,
- Temps de polarisation inverse du thyristor « t_i ».

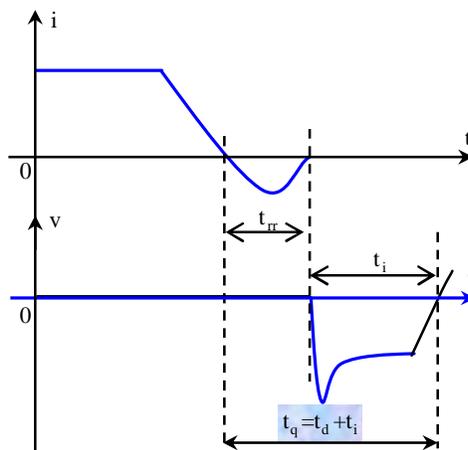


Fig.1.8: Caractéristique dynamique (blocage)

3.3.Principales caractéristiques

V_{RRM} (V)	V_{RRM} (V)	I_{TSM} (A)	Référence	V_{GT} (V)	I_{GT} (mA)	I_H (mA)	t_q (μs)	$I^2.t$ ($A^2.s$)	Boîtier
3/2	100 à 800	70	TL1006 à TL8006	1.5	15	20	-	25	TI
12/8	50 à 1000	100	TYN510 à TYN692	1.5	15	30	-	72	T22AB
20/13	50 à 800	250	TYN682 à TYN1010	1.5	25	40	-	310	T220AB
25/16	200 à 1000	250	TYN225 à 1025 BTW39200 à 1200	1.5	40 80	50	-	310 200	T220AB To48
25/16	200 à 1200	250	BTW 30600 à 1200	1.5	200	70	12 à20	200	To48

3.4.Transistors bipolaires

Les transistors de puissance sont des transistors adoptés au fonctionnement « tout ou rien ». Les transistors les plus utilisés sont du type NPN, ils sont plus rapides et ont une meilleure tenue en tension que le PNP. C'est un interrupteur à deux segments. La commande du courant de charge (courant collecteur) s'obtient par le courant de base.

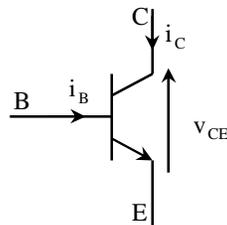


Fig.1.9: Transistor bipolaire

•Caractéristiques statiques

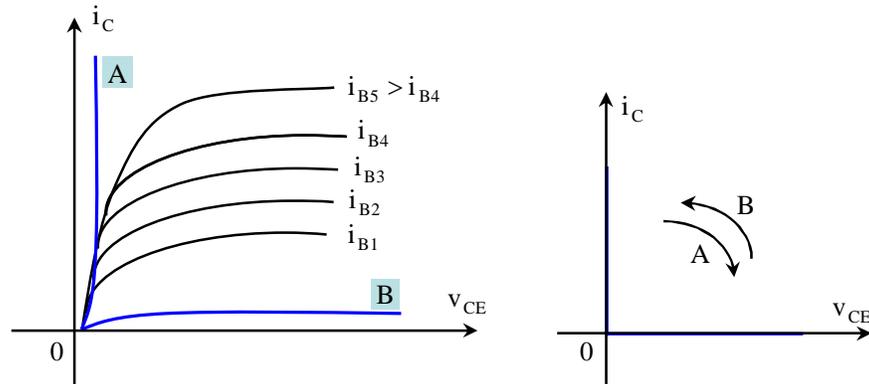


Fig.1.10 : Caractéristiques statiques

La gâchette provoque la conduction du thyristor, puis perd le contrôle de celle-ci. Alors que le courant de base du transistor contrôle sa conduction pendant toute sa durée de fonctionnement. .

3.5.Thyristors GTO

Le thyristor GTO « Gâte Turn Off », c'est un thyristor spécial dont la gâchette permet de commander l'amorçage et le blocage de celle-ci.

Pour l'amorçage:

Il suffit que la tension « v » devienne positive, on envoie à la gâchette une impulsion de courant positive permettant de démarrer le thyristor.

Pour le blocage:

Il suffit que la tension « v » devienne négative, on envoie à la gâchette une impulsion de courant négative permettant de désamorcer le thyristor.

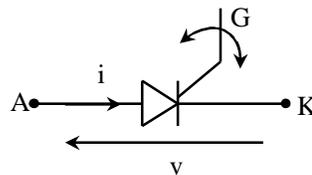


Fig.1.11: Thyristor GTO

•Caractéristiques statiques

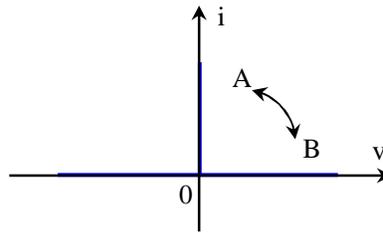


Fig.1.12: Caractéristique statiques du GTO

3.6.Transistors à effet de champ

3.6.1.Jonction (JFET)

C'est un transistor à effet de champ, il possède deux segments et commandé en tension.

L'électrode de commande est appelé grille «G» , alors que le courant de charge passe du drain « D » vers la source « S ».

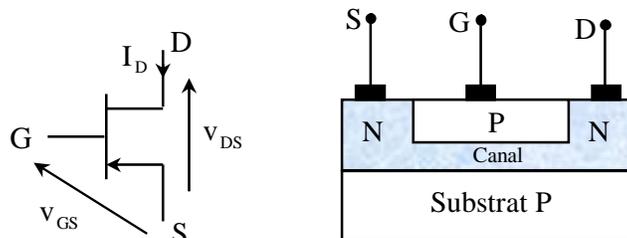


Fig.1.13: Transistors FET à canal N

- **Pour $V_{GS} = 0V$** : Tant que la tension V_{DS} n'est pas trop élevée, le canal se comporte comme une résistance R_{DS} . Lorsque la tension V_{DS} devient importante, le canal rétrécit et doit être pincé pour une tension $V_{DS} = V_P$ (tension de pincement), le courant ne peut pas augmenter et $I_D = I_{DSS}$.
- **Pour $V_{GS} < 0V$** : la zone de transition (isolante), le canal se comporte comme une résistance R_{DS} élevée.

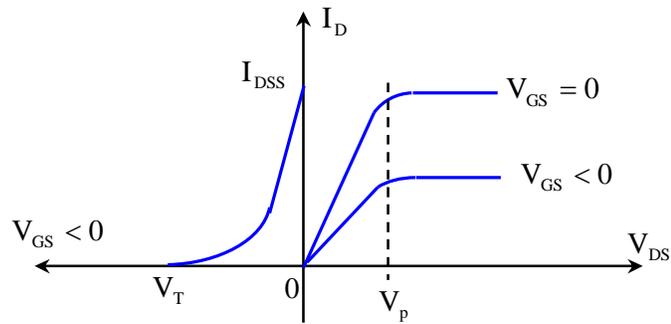


Fig.1.14: Caractéristiques statiques du FET

3.6.2. Transistors MOSFET

La grille métallique est isolée du substrat semi-conducteur par une couche d'oxyde d'où le nom de MOS (métal oxyde semi-conducteur). Par action sur la tension de commande v_{GS} , on varie le passage de courant « I_D » du drain vers la source.

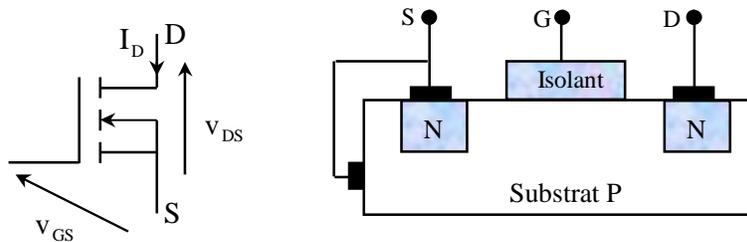


Fig.1.15: Transistor MOSFET à canal N

•Caractéristiques statiques

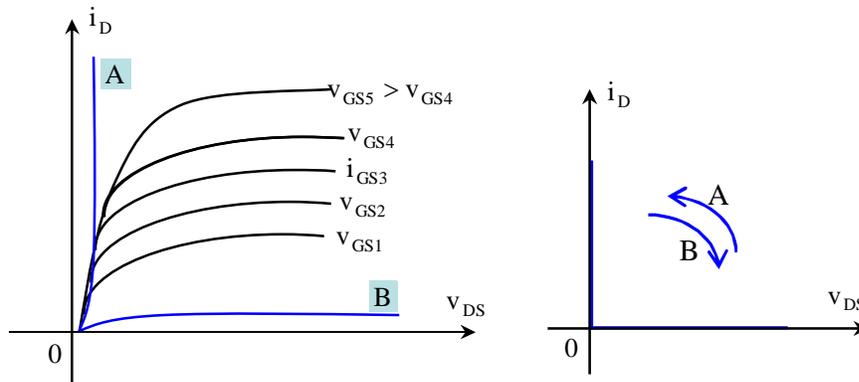


Fig.1.16: Caractéristique statiques du MOSFET

3.7. Transistors IGBT

Le transistor IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) désigne un transistor bipolaire à grille isolée. Il est formé par l'association d'un transistor MOSEFT en commande et d'un transistor bipolaire en étage puissance. Le passage de l'état bloqué à l'état passant de l'IGBT est réalisé par polarisation de la grille. Ce transistor associe les avantages du transistor bipolaire pour le V_{CEsat} et les avantages du MOSFET pour la commande.

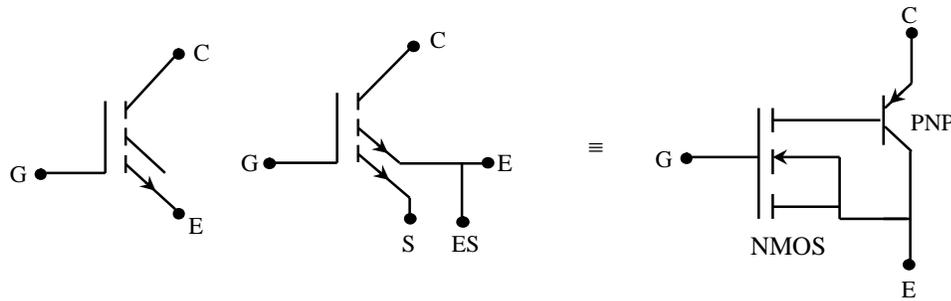


Fig.1.17: Transistor IGBT

•Caractéristiques statiques

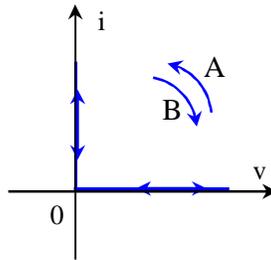


Fig.1.18: Caractéristique statiques de l'IGBT

•Principaux caractéristique

Transistor IGBT $V_{CE(max)}= 600V$ à $t_J=150^\circ$								
P_{Dmax} (W)	type	$V_{CEonmax}$ (V)	V_{GEmin} (V)	t_{on} (ns)	t_r (ns)	t_f (ns)	$R_{th(j-c)max}$ ($^\circ C/W$)	Boîtier
60	IRGBC20S	2	3	26	30	180 0	2.1	T0-220AB
100	IRGBC30S	1.9	3	26	25	150 0	2.1	T0-220AB
200	IRGBC50S	1.6	3	25	58	110 0	2.1	T0-P3
60	IRGBC20F	2.8	3	25	18	600	1.2	T0-220AB
100	IRGBC30F	2.1	3	25	21	590	1.2	T0-220AB
200	IRGPC50F	1.7	3	25	49	410	1.2	T0-P3

4. Rappels sur les signaux périodiques non sinusoïdaux

4.1. Signal périodique

Un signal $v(t)$ est dit périodique, s'il se répète identiquement à lui-même dans un intervalle du temps régulier T . Il est caractérisé, par sa fréquence ou pulsation (f, ω), par ses valeurs maximale (V_m), moyenne et efficace. Il s'écrit $v(t) = v(t + nT)$, avec $n \in \mathbb{Z}$: entier relatif.

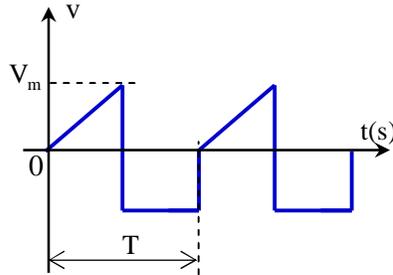


Fig.1.19: Signal périodique

4.2. Valeurs caractéristiques

- **Valeur moyenne** : $(v)_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_0}^{t_0+T} v(t) dt$

- **Valeur efficace** : $(v)_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_0}^{t_0+T} v(t)^2 \cdot dt}$

4.3. Développement en série de FOURIER

Un signal $v(t)$ est périodique, il peut être développé en série de Fourier, de la façon suivante :

$$v(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} a_n \cos(n\omega t) + \sum_{n=1}^{+\infty} b_n \sin(n\omega t) = \langle v(t) \rangle + v_f(t) + v_n(t)$$

Avec : $a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v(t) \cos(n\omega t) \cdot dt$; $b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v(t) \sin(n\omega t) \cdot dt$

$\langle v(t) \rangle = \frac{a_0}{2}$: Valeur moyenne du signal $v(t)$

$v_f(t)$: Fondamental du signal $v(t)$, elle est obtenue par la troncature de $v(t)$ à l'ordre ($n=1$).

$v_n(t)$: Cette quantité représente les harmoniques d'ordres supérieures à 1 du signal $v(t)$.

5. Notions des puissances et facteur de puissance en monophasé

On considère le circuit électrique décrit par la figure 1.20. Il est alimenté par une tension variable notée $v(t)$, sous l'effet de cette tension, la charge réclame un courant noté: $i(t)$

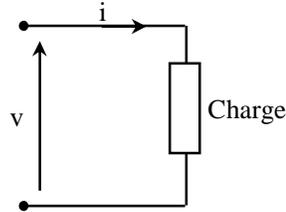


Fig.1.20: Charge quelconque

- La puissance instantanée, absorbée par ce circuit électrique est donnée par: $p=v(t).i(t)$

- La puissance active (moyenne) est défini par: $P=\frac{1}{T} \int_{t_0}^{T+t_0} v(t).i(t).dt$

- La puissance réactive est défini par : $Q=\frac{1}{T} \int_{t_0}^{T+t_0} v(t-\frac{T}{4}).i(t).dt$

- La puissance déformante est dénoté par : D

- La puissance apparente est défini par : $S^2 = P^2 + Q^2 + D^2$

- Le facteur de puissance apparente est défini par : $f = \frac{P}{S}$

- Le taux de distorsion harmonique est défini par:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n V_k}}{V_1}$$

2

LES REDRESSEURS AC/DC NON COMMANDES: LES REDRESSEURS A DIODES

Objectifs:

- ▶ Savoir le fonctionnement d'un montage redresseur en régime de commutation,
- ▶ Calculer et dimensionner un montage redresseur pour une application donnée.

1. Introduction

La structure d'un convertisseur statique non commandé, généralement doit comporter, une source de tension alternative monophasée ou triphasée, suivie d'un transformateur pour adapter l'énergie nécessaire, ensuite on trouve les redresseurs plus les éléments de stockage d'énergie pour lisser le courant ou la tension. Pour alimenter finalement une charge (actionneur).

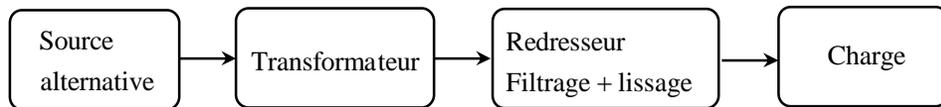


Fig.2.1: Structure d'un convertisseur statique

2. Redressement simple alternance en monophasé

2.1. Débit sur une charge résistive

Le montage redresseur monophasé P_{1R} , donné par la figure 2.2. Il est caractérisé par :

- Un transformateur monophasé possédant n_1 spires au primaire et n_2 spires au secondaire.
- Une diode de redressement : D.
- Une charge purement résistive.

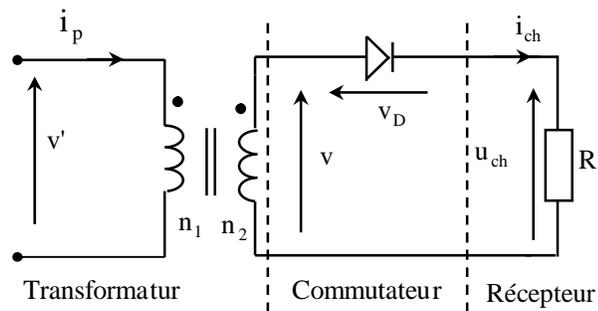


Fig.2.2: Montage redresseur non commandé P_{1R}

La tension au niveau du secondaire du transformateur est $v(t) = V_m \sin(\omega t)$

❖ Diagramme de tensions et courant:

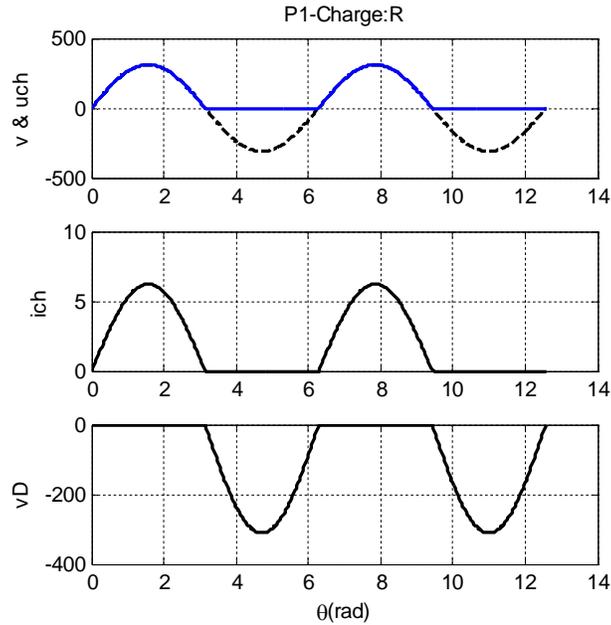


Fig.2.3: Allures de u_{ch} et v_D

❖ Explication:

La diode « D » est passante quand l'alternance positive, c'est-à-dire $v(t) \geq v_{AK}(t)$, il en résulte que $u_{ch} = v(t)$ et $v_D = 0$.

Pendant l'alternance négative, la diode « D » est bloquée, il en résulte que $u_{ch} = 0$ et $v_D = -v(t)$.

❖ Valeurs caractéristiques:

- Tension moyenne aux bornes de la charge : $(u_{ch})_{moy} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin(\theta) d\theta = \frac{V_m}{\pi}$
- Tension efficace aux bornes de la charge : $(u_{ch})_{eff} = \frac{V_m}{2}$
- Tension inverse aux bornes de la diode : $(v_D)_{inv_max} = -V_m$

2.2. Débit sur une charge (R, E)

Le montage redresseur monophasé P_{IRE} , donné par la figure 2.4. Il est caractérisé par :

- Une diode de redressement : D.
- Une charge constituée par une résistance: R et une f.é.m.: E.

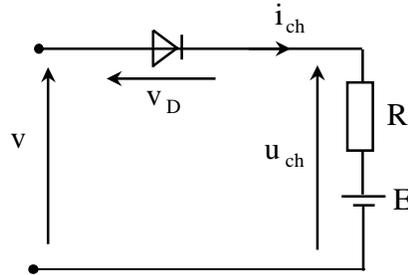


Fig.2.4 : Montage redresseur non commandé P_{1RE}

La tension d'alimentation est $v(t) = V_m \sin(\omega t)$

❖ **Diagramme de tensions et courant :**

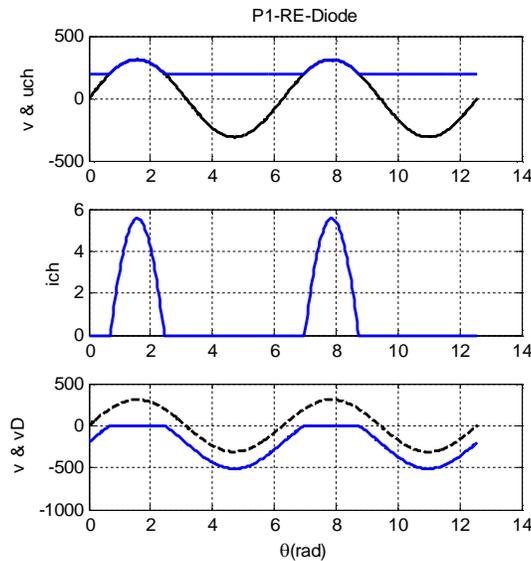


Fig.2.5: Allures de u_{ch} , i_{ch} et v_{D1}

❖ **Explication:**

La diode est passante lorsque $v_D \geq 0$, c'est à dire si on a $v \geq E$, l'équation donnant les angles (instants) de commutation est donnée par $v_1 = V_m \sin(\theta) = E$.

La résolution de cette équation donne deux angles :

- Un angle d'ouverture: $\theta_1 = \arcsin\left(\frac{E}{V_m}\right)$,
- Un angle d'extinction: $\theta_2 = \pi - \arcsin\left(\frac{E}{V_m}\right)$

❖ **Valeurs caractéristiques:**

• **Tension moyenne aux bornes de la charge**

$$(u_{ch})_{moy} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{ch}(\theta) d\theta = \frac{V_m}{2\pi} (2\cos(\theta_1) + (\pi + 2\theta_1)\sin(\theta_1))$$

• Tension inverse maximale aux bornes de la diode : $(v_D)_{inv_max} = -(E + V_m)$.

• Courant maximum dans la diode : $I_{Dm} = \frac{V_m - E}{R}$

2.3. Débit sur une charge inductive (R, L)

Le montage redresseur monophasé P_{1RL}, donné par la figure 2.6. Il est caractérisé par :

- Une diode de redressement : D.
- Une charge constituée par une résistance et une inductance.

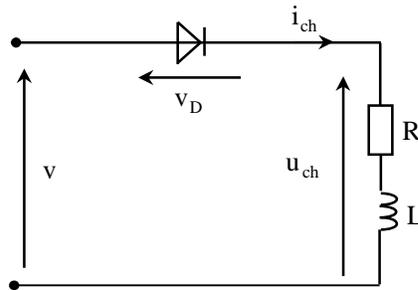


Fig.2.6 : Montage redresseur non commandé P_{1RL}

La tension d'alimentation est $v(t) = V_m \sin(\omega t)$

❖ **Diagramme de tensions et courant:**

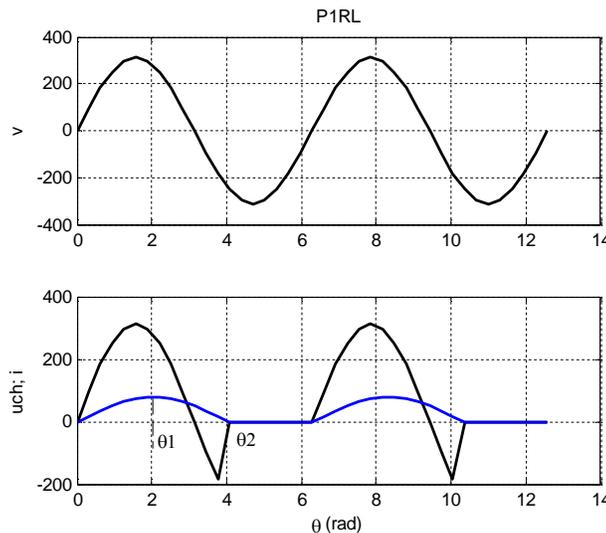


Fig.2.7: Allures de v , u_{ch} et i_{ch}

❖ **Explication:**

L'inductance est un élément de stockage de l'énergie sous forme de courant, en effet l'énergie emmagasinée est .Elle évite la variation brusque dans un circuit électrique, donc c'est aussi un

élément lisseur du courant $w = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2$.

Elle stocke et restitue de l'énergie, la conduction de la diode sera donc prolongée.

- De 0 à θ_1 , l'effet de self $L \frac{di_{ch}}{dt}$ emmagasine de l'énergie.
- A la valeur de θ_1 , $u_{ch} = R \cdot i_{ch}$ $u_{ch} = R \cdot i_{ch}$ et $L \frac{di_{ch}}{dt} = 0$.
- De θ_1 à θ_2 , la self restitue l'énergie: $L \frac{di_{ch}}{dt}$.
- A θ_2 le courant de charge s'annule et la diode se bloque.

2.3.1. Expression du courant de charge

Quand la diode (D) est bloquée, le courant de charge est nul et la tension v_D aux bornes de la diode est égale à v , cet état se maintient tant que la tension v reste négative.

Pour $t=0$, la tension (v) devient positive et la diode sera conductrice,

On peut écrire: $u_{ch} = v = L \frac{di_{ch}}{dt} + R i_{ch} = V_m \sin(\omega t)$.

❖ **Méthodes de résolution de cette équation différentielle :**

1^{ère} méthode : en utilisant la Transformée de Laplace.

2^{ème} méthode : en utilisant la méthode de la variation de la constante.

❶ **Solution de l'équation sans second membre:**

$L \frac{di_{ch}}{dt} + R i_{ch} = 0$, donne $i_{ch1}(t) = k \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$, avec $\tau = \frac{L}{R}$ (constante de temps du circuit de charge).

❷ **Solution particulière :**

$\frac{di_{ch}}{dt} = k'(t) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{k(t)}{\tau} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$, par suite on remplace $L \frac{di_{ch}}{dt}$ par son expression dans l'équation

précédente. On obtient : $k'(t) = \frac{V_m}{L} e^{\frac{t}{\tau}} \cdot \sin(\omega t)$, soit alors $k(t) = \int \frac{V_m}{L} e^{\frac{t}{\tau}} \cdot \sin(\omega t) \cdot dt$.

On trouve $k(t) = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} e^{\frac{t}{\tau}} \cdot \left[\frac{R}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \sin(\omega t) - \frac{L\omega}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \cos(\omega t) \right]$.

De plus on pose $\cos(\varphi) = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}}$ et $\sin(\varphi) = \frac{L\omega}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}}$.

On obtient $i_{ch2}(t) = k(t) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi)$, avec $Z = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2}$ et $\tan(\varphi) = \frac{L\omega}{R}$.

La solution générale est la somme de deux courants :

$$i_{ch}(t) = i_f + i_L = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi) + \frac{V_m}{Z} \sin(\varphi) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}. \text{ Avec la condition initiale } i_{ch}(0) = 0$$

La conduction de la diode cesse de conduire à l'instant $t = t_2$ ($\theta_2 = \omega \cdot t_2$), ou le courant de charge s'annule ($i_{ch} = 0$). On remarque que $\theta_2 > \pi$. De t_2 à T la diode est bloquée, $i_{ch} = 0$ et $v_D = v$.

❖ **Valeurs caractéristiques:**

- Tension moyenne aux bornes de la charge $(u_{ch})_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta_2} V_m \sin(\theta) d\theta = \frac{V_m}{2\pi} (1 - \cos(\theta_2))$

Remarque :

La présence de l'inductance prolonge la conduction de la diode, et diminue la valeur moyenne de la tension de charge.

2.4. Débit sur une charge inductive munie d'une diode de roue libre

Le montage redresseur monophasé P_{IDRL} , donné par la figure 2.8. Il est caractérisé par :

- Une diode de redressement : D.
- Une diode de roue libre (récupération d'énergie): D_{RL} .
- Une résistance et une inductance.

La charge est constituée par l'ensemble (R, L et D_{RL}).

On ajoute à la charge (R, L) une diode de roue libre D_{RL} , pour remédier à l'inconvénient présenté par l'inductance (pas d'ouverture sur un circuit inductif).

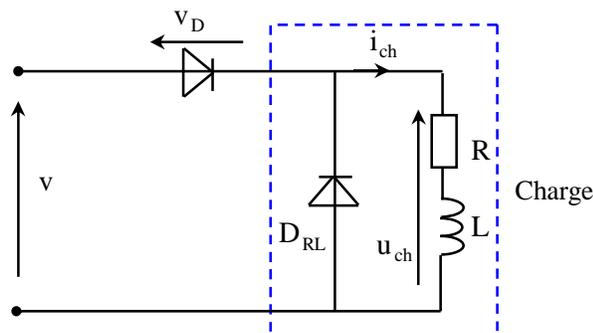


Fig.2.8: Montage redresseur non commandé P_{IDRL}

❖ Diagrammes de tensions et courant :

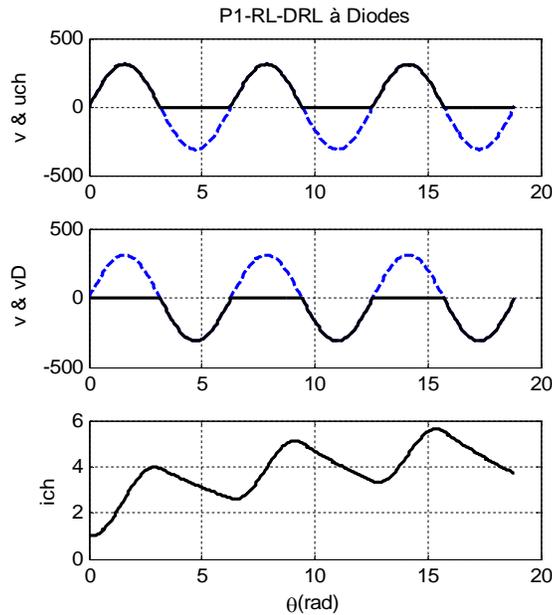


Fig.2.9: Allures de u_{ch} , i_{ch} e t_{VD1}

❖ Explication:

Lorsque la charge comporte une résistance et une inductance, le montage d'une diode montée en inverse permet lorsque la diode D ne conduit pas, à l'énergie emmagasinée par cette diode de circuler dans le circuit (R, L, D_{RL}) et d'y provoquer un lissage du courant .

La tension du charge ne peut plus devenir négative, car la diode de roue libre (récupération d'énergie) assure la condition du courant.

❖ Courant de charge:

- Pour $0 < \theta < \pi$, D₁ conduit, D_{RL} bloquée : $u_{ch} = L \frac{di_{ch}}{dt} + Ri_{ch} = V_m \sin(\theta)$

Dont la solution générale vaut $i_{ch}(\theta) = [I_0 + \frac{V_m}{Z} \sin(\varphi)] e^{-\frac{\theta}{Q}} + \frac{V_m}{Z} \sin(\theta - \varphi)$.

- A l'instant $t = T/2$ ($\theta = \pi$), on a $i_{ch}(\pi) = \frac{V_m}{Z} \sin(\varphi) (1 + e^{-\frac{\theta}{Q}}) + I_0 e^{-\frac{\theta}{Q}}$

- Pour $\pi < \theta < 2\pi$, D_{RL} conduit, D₁ bloquée et la tension $v < 0$:

Le récepteur est court-circuité par la diode de roue libre, on a donc $u_{ch} = L \frac{di_{ch}}{dt} + Ri_{ch} = 0$.

Dont la solution générale vaut $i_{ch} = i_{ch}(\pi) \cdot e^{-\frac{\theta-\pi}{Q}}$.

❖ **Expression du courant I_0 :**

A la fin de la période, le courant de charge doit retrouver sa valeur : $I_0 = \frac{V_m}{Z} \sin(\varphi) \frac{1 + e^{\frac{\pi}{Q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{Q}}} e^{-\frac{\pi}{Q}}$

❖ **Valeurs caractéristiques:**

• **Tension moyenne aux bornes de la charge :** $(u_{ch})_{moy} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_m \sin(\theta) d\theta = \frac{V_m}{\pi}$

3. Redressement double alternance en monophasé

Ce redressement permet de réaliser des alimentations présentant une ondulation plus faible que le redressement mono alternance. Pour ce type de redressement, il existe deux montages possibles :

- Montage à point milieu de transformateur (P_2) ou (à commutation parallèle simple),
- Montage à pont (PD_2) ou (à commutation parallèle double).

❖ **Débit sur une charge fortement inductive:**

Considérons le montage redresseur de la figure 2.10.

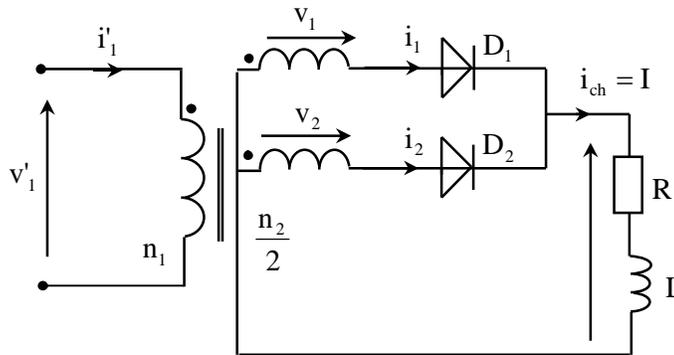


Fig.2.10: Montage redresseur P_{2RL} non commandé

Nous disposons de deux tensions sinusoïdales secondaires : $v_1 = -v_2 = V_m \sin(\omega t)$.

❖ **Explication:**

Si $v_1 > v_2$, alors D_1 conduit et D_2 bloqué, $u_{ch} = v_1$ et $v_{D1} = 0$,

Si $v_1 < v_2$, alors D_2 conduit et D_1 bloqué, $u_{ch} = v_2$ et $v_{D1} = v_1$.

❖ **Diagrammes des tensions et courant:**

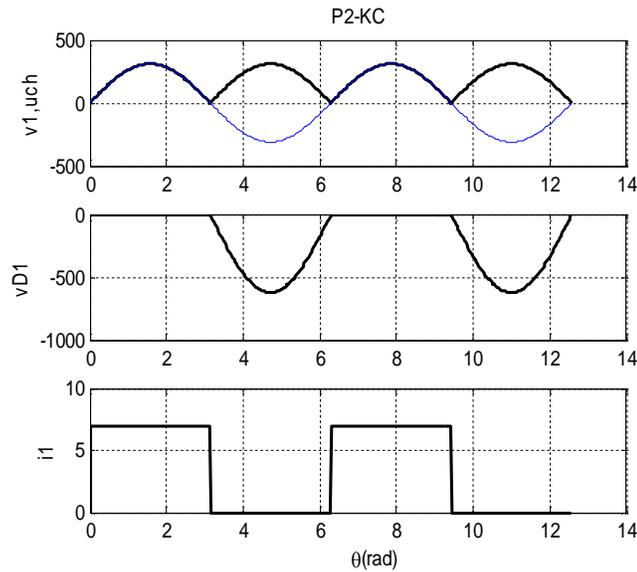


Fig.2.11: Chronogrammes des courants et tensions

❖ **Expression du courant dans la charge**

- Pour $0 < \theta < \pi$ on a D_1 passant et D_2 bloqué, $u_{ch} = v_1$, l'équation différentielle régie par ce

Système est donné par: $Ri_{ch} + L \frac{di_{ch}}{dt} = V_m \sin(\omega t)$.

Dont la solution est $i_{ch}(\theta) = \frac{V_m}{Z} \sin(\theta - \varphi) + [I_0 + \frac{V_m}{Z} \sin(\varphi)] \cdot e^{-\frac{\theta}{Q}}$, avec $i_{ch}(0) = I_0$.

- Pour $\theta = \pi$, le courant de charge doit retrouver sa valeur I_0 c'est à dire que $i_{ch}(\pi) = I_0$,

d'où on trouve l'expression de: $I_0 = \frac{V_m}{Z} \sin(\varphi) \frac{1 + e^{-\frac{\pi}{Q}}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}}}$ Et il vient

$$\text{que } i_{ch}(\theta) = \frac{V_m}{Z} \sin(\theta - \varphi) + \frac{2V_m}{Z} \sin(\varphi) \frac{e^{-\frac{\theta}{Q}}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}}}.$$

- Pour $\pi < \theta < 2\pi$, on a D_2 passant et D_1 bloqué, $u_{ch} = v$, l'expression du courant de charge ne change pas, mais elle sera décalée de $\theta = \pi$.

❖ **Valeurs caractéristiques :**

- Valeurs moyennes du courant et de la tension de charge

$$(u_{ch})_{moy} = \frac{2V_m}{\pi} \text{ et } (i_{ch})_{moy} = \frac{(u_{ch})_{moy}}{R}$$

4. Redressement triphasé simple alternance

4.1. Rappel sur le système de tensions triphasées

Un système des tensions triphasées directes est défini par trois ondes v_1 , v_2 et v_3 passent par leur maximum, successivement dans cet ordre.

❖ Expressions instantanées des tensions simples:

On a pris comme origine de phase la première tension, et on obtient :

$$\begin{cases} v_1 = V_m \sin(\omega t) \\ v_2 = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_3 = V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

❖ Représentation vectorielle:

Les vecteurs de Fresnel associés aux tensions, joignant le centre d'un triangle équilatéral, à chacune de ses tensions.

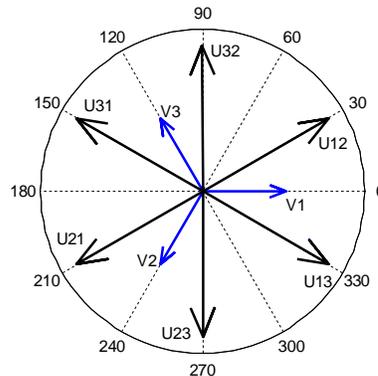


Fig.2.12: Diagramme de Fresnel d'un système triphasé à successions directe ou inverse

❖ Expressions complexes :

Il est commode d'introduire le nombre complexe $\bar{a} = e^{-\frac{2\pi}{3}}$, qui est l'une des racines cubiques de l'unité (celle dont l'argument vaut 120° soit $(\frac{2\pi}{3})$), avec cette notation, les tensions du système triphasé s'écrivent : $\bar{V}_1 = V$, $\bar{V}_2 = \bar{a}^2 \bar{V}_1$ et $\bar{V}_3 = \bar{a} \bar{V}_1$.

Dans un système à succession inverse les rôles de v_2 et v_3 sont échangés.

❖ **Représentation temporelle des tensions simples et des tensions composées:**

Cette représentation est connue sous le nom : abaque de sinus.

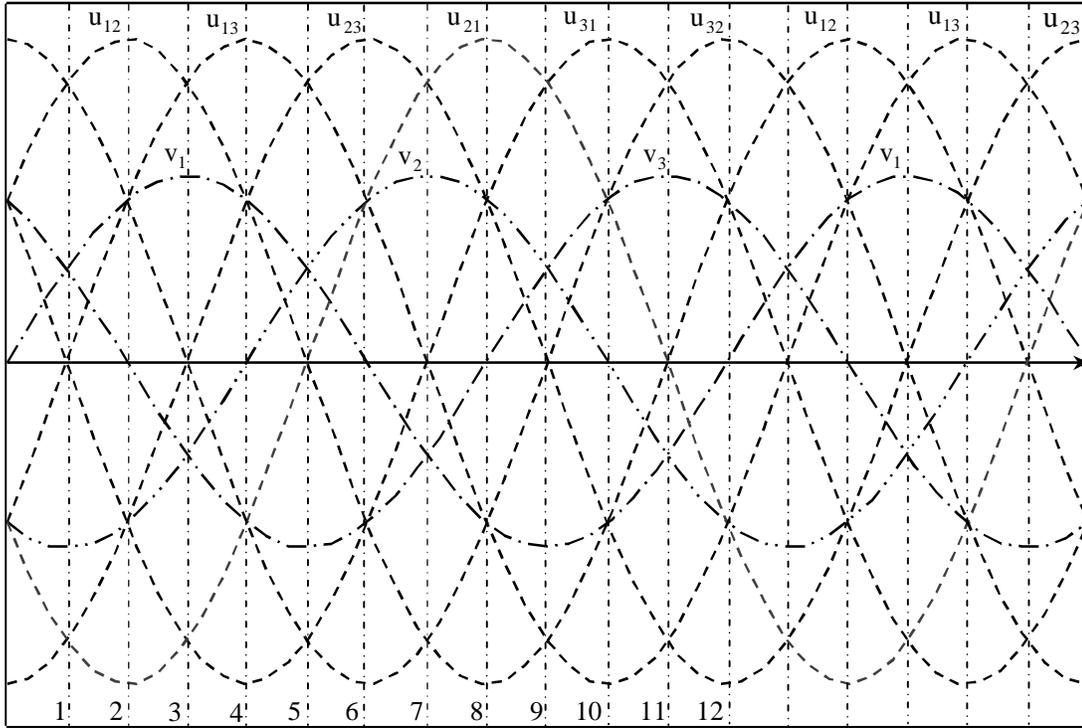


Fig.2.13: Allures des tensions triphasées simples et composées

4.2. Etude cinétique

4.2.1. Notations et conventions

Les notations et les conventions sont indiquées sur la figure suivante

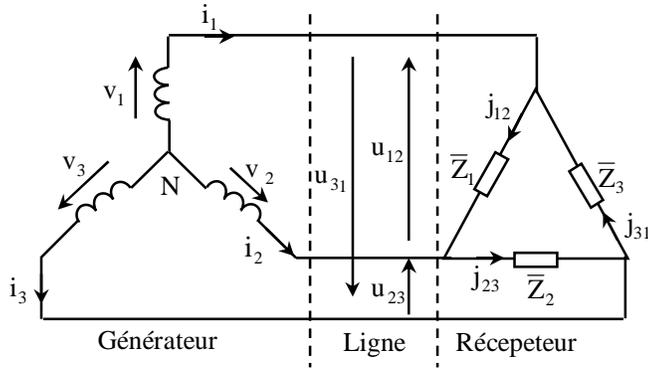


Fig.2.14: Montage d'un système triphasé

Les grandeurs de ligne (valeurs efficaces composées) sont appelées U et I ,

Les grandeurs des phases (valeurs efficaces simples) sont notées par V et J .

4.2.2. Montage en étoile

La relation des intensités est immédiate : $I=J$

La relation entre valeurs efficaces, des tensions composées et simples, est $U = \sqrt{3} V$.

4.2.3. Montage en triangle

La relation des intensités est immédiate : $I=J\sqrt{3}$.

La relation entre valeurs efficaces, des tensions composées et simples, est $U = V$.

4.3. Montage (P_{3KC}) à cathodes communes

Considérons le montage de la figure suivante

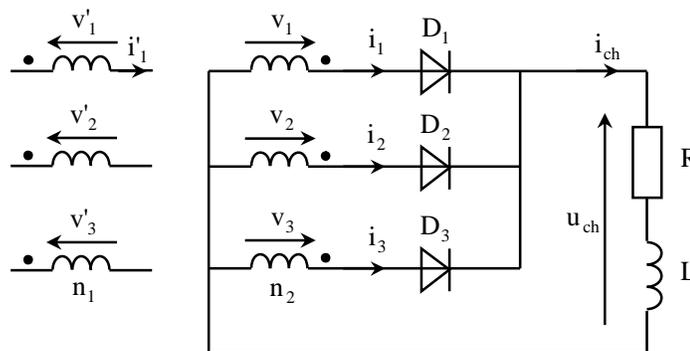


Fig.2.15: Montage redresseur non commandé P_{3KC}

• Hypothèses :

On suppose que la charge est fortement inductive ($\frac{L}{R} \gg T$), pour considérer le courant de charge instantané comme étant égale à sa valeur moyenne ($i_{ch}=I=\text{constant}$), on néglige les imperfections du réseau amont, du transformateur et celle des redresseurs (diodes).

• Analyse de fonctionnement

On se place en **régime permanent** :

La diode conductrice est celle dont le potentiel d'anode le plus positif, les autres diodes seront automatiquement bloquée.

Il est possible de dresser le diagramme de conduction et de donner les allures, de la tension de charge, de la tension aux bornes de la diode D_1 , ainsi que le courant dans le redresseur D_1 , en fonction du temps (θ).

La tension de charge est donnée par: $u_{ch}(\theta) = \sup. (v_1, v_2, v_3)$, alors que la tension de la diode D_1 est donnée par $v_{D1} = v_1 - u_{ch}(\theta)$.

❖ **Intervalles de conduction des diodes:**

Intervalle de conduction	Diodes en conduction	Diodes bloquées	Tension de charge	Tension de v_{D1}
$\left[\frac{\pi}{6}, \frac{5\pi}{6} \right]$	D_1	D_2 et D_3	$u_{ch} = v_1$	$v_{D1} = 0$
$\left[\frac{5\pi}{6}, \frac{3\pi}{2} \right]$	D_2	D_3 et D_1	$u_{ch} = v_2$	$v_{D1} = u_{12}$
$\left[\frac{3\pi}{2}, \frac{13\pi}{6} \right]$	D_3	D_1 et D_2	$u_{ch} = v_3$	$v_{D1} = u_{13}$

❖ **Diagramme des tensions et courant :**

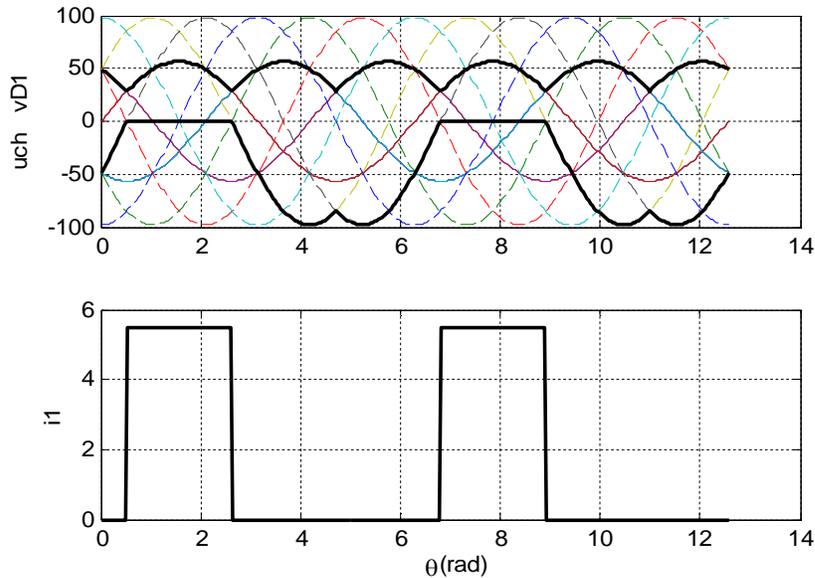


Fig.2.16: Allures de u_{ch} , i_1 et v_{D1}

Remarque:

On remarque que la tension de charge est périodique de période $(\frac{2\pi}{3})$. La tension de charge

peut s'écrire $u_{ch}(\theta) = u_{ch}(\theta + k \cdot \frac{2\pi}{3}) ; k \in \mathbb{Z}$.

❖ **Valeurs caractéristiques :**

- Valeur moyenne de la tension de charge redressée :

$$(u_{ch})_{moy} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V_m \sin(\theta) \cdot d\theta = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m$$

- Valeur efficace de la tension de charge redressée : $(u_{ch})_{eff} = V_m \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{4\pi} \sin(\frac{2\pi}{3})}$
- Tension inverse aux bornes de la diode D_1

La tension maximale inverse aux bornes de la diode D_1 est donnée par : $(V_{D1})_{max} = -V_m \sqrt{3}$

- Contraintes en courant sur les semi-conducteurs: $(i_1)_{moy} = \frac{I}{3}$ et $(i_1)_{eff} = \frac{I}{\sqrt{3}}$
- Développement en série de Fourier du courant : $i_1(\theta) = \frac{I}{3} + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{2.I}{n\pi} \sin(\frac{n\pi}{3}) \cos(n\theta - \frac{n\pi}{2})$

❖ **Relations d'ampère tours et courants primaires :**

Pour chaque type de montage, on établira la relation entre les courants du secondaire et du primaire pour une colonne considérée, à partir de l'équation aux ampères tours en grandeurs alternatives. $n_1 \tilde{i}_{p1} = \pm n_2 \tilde{i}_{p1}$

❖ **Caractéristiques énergétiques :**

La puissance instantanée transmise au niveau de la charge est donnée par: $P = u_{ch} i_{ch}$, dont la valeur moyenne est $(P_{ch})_{moy} = (u_{ch} \cdot i_{ch})_{moy} = (u_{ch})_{moy} \cdot I$.

- Puissance apparente au niveau secondaire du transformateur : $S_s = 3 \cdot V_{eff} \cdot (i_1)_{eff} = \sqrt{3} VI$.
- Facteur de puissance secondaire : $f_s = \frac{(P_{ch})_{moy}}{S_s} = \frac{3}{\pi\sqrt{2}} = 0.675$
- Courant primaire efficace dans un enroulement (\forall le couplage)
 $(i_p)_{eff} = I_p = m \frac{\sqrt{2}}{3} I$; (m : Étant le rapport de transformation par colonne).
- Facteur de puissance primaire : $f_p = \frac{P_{moy}}{S_p} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} = 0.827$.
- Si le primaire est couplé en triangle, le courant efficace dans la ligne est $(i_L)_{eff} = I_L = \sqrt{\frac{2}{3}} m.I$.
- Facteur de puissance en ligne : $f_L = f_p = 0.827$.

4.4.Montage (P_{3AC}) à anodes communes

Considérons le montage de la figure suivante

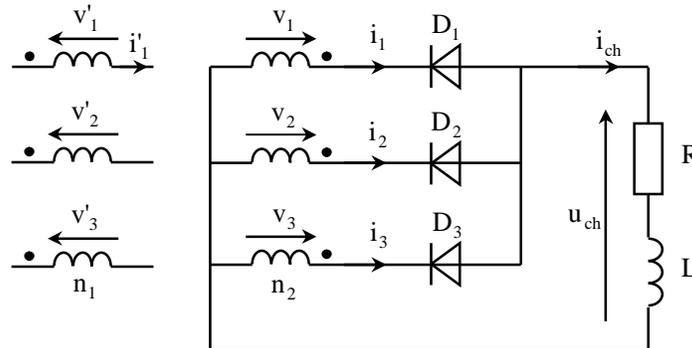


Fig.2.17 : Montage redresseur non commandé P_{3AC}

• **Hypothèses:**

On suppose que la charge est fortement inductive ($\frac{L}{R} \gg T$) pour qu'on puisse considéré le courant de charge instantané comme étant égale à sa valeur moyenne ($i_{ch} = I = C^{ste}$), On néglige les imperfections du réseau amont, du transformateur et celle des redresseurs (diodes).

❖ **Analyse de fonctionnement**

On se place en **régime permanent**

La diode conductrice est celle dont le potentiel de la cathode est le plus négatif, les autres diodes sont automatiquement bloquées.

Il est possible de dresser le diagramme de conduction et de donner l'allure de la tension de charge en fonction du temps (θ), la tension aux bornes de la diode D_1 et son courant.

On sait que la tension de charge est donnée par $u_{ch}(\theta) = \inf(v_1, v_2, v_3)$, alors que la tension aux bornes de la diode D_1 est $v_{D1} = u_{ch} - v_1$.

❖ Intervalles de conduction:

Intervalle de conduction	Diode en conduction	Diodes bloquées	Tension de charge	Tension de la diode D ₁
$\left[0; \frac{\pi}{2}\right]$	D ₂	D ₁ , D ₃	$u_{ch} = v_2$	$v_{D1} = u_{21}$
$\left[\frac{\pi}{2}; \frac{7\pi}{6}\right]$	D ₃	D ₁ , D ₂	$u_{ch} = v_3$	$v_{D1} = u_{31}$
$\left[\frac{7\pi}{6}; \frac{11\pi}{6}\right]$	D ₁	D ₂ , D ₃	$u_{ch} = v_1$	$v_{D1} = 0$
$\left[\frac{11\pi}{6}; 2\pi\right]$	D ₂	D ₁ , D ₃	$u_{ch} = v_2$	$v_{D1} = u_{21}$

❖ Diagramme des tensions et courant:

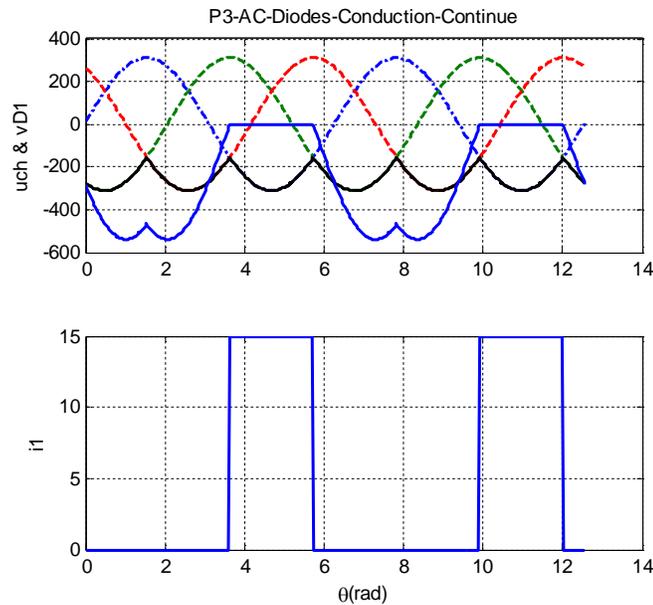


Fig.2.18: Allures de u_{ch} , i_1 , et v_{D1}

Remarque :

On remarque que la tension de charge est périodique de période $\left(\frac{2\pi}{3}\right)$. La tension de charge

peut s'écrire : $u_{ch}(\theta) = u_{ch}\left(\theta + \frac{n2\pi}{3}\right)$; $n \in \mathbb{Z}$.

❖ Valeurs caractéristiques :

- Valeur moyenne de la tension de charge redressée : $(u_{ch})_{moy} = -\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m$
- Valeur efficace de la tension de charge redressée : $(u_{ch})_{eff} = V_m \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{4\pi} \sin(\frac{2\pi}{3})}$
- Tension directe aux bornes de la diode D_1 : $(V_{D1})_{max} = -V_m \sqrt{3}$
- Développement en série de Fourier courant: $i_1(\theta) = \frac{I}{3} + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{2.I}{n.\pi} \sin(\frac{n\pi}{3}).\cos(n\theta + \frac{n\pi}{2})$
- Contraintes en courant sur les semi- conducteurs :
Elles sont identiques au motage P_3 à cathodes communes.

5. Rdersement double alternance en triphasé PD_3

Ce montage peut être considéré comme résultant de l'association d'un montage redresseur à anodes communes et d'un montage redresseur à cathodes communes.

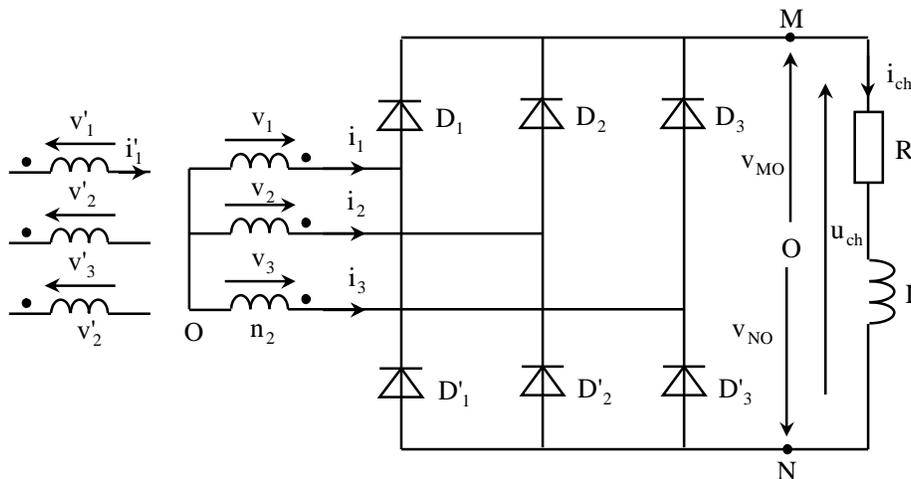


Fig.2.19 : Montage redresseur non commandé PD_3

On gardera les mêmes hypothèses que précédemment, on suppose le transformateur et les redresseurs sont parfaits, plus une charge fortement inductive.

❖ Analyse élémentaire de fonctionnement :

Intervalle de conduction	Diode en conduction	Tension v_{MO}	Diode en conduction	Tension v_{NO}	Tension u_{ch}
$\left[0; \frac{\pi}{6}\right]$	D_3	v_3	D'_2	v_2	u_{32}
$\left[\frac{\pi}{6}; \frac{\pi}{2}\right]$	D_1	v_1	D'_2	v_2	u_{12}
$\left[\frac{\pi}{2}; \frac{5\pi}{6}\right]$	D_1	v_1	D'_3	v_3	u_{13}
$\left[\frac{5\pi}{6}; \frac{7\pi}{6}\right]$	D_2	v_2	D'_3	v_3	u_{23}
$\left[\frac{7\pi}{6}; \frac{3\pi}{2}\right]$	D_2	v_2	D'_1	v_1	u_{21}
$\left[\frac{3\pi}{2}; \frac{11\pi}{6}\right]$	D_3	v_3	D'_1	v_1	u_{31}
$\left[\frac{3\pi}{2}; \frac{11\pi}{6}\right]$	D_3	v_3	D'_2	v_2	u_{32}

❖ Diagramme des tensions et courants :

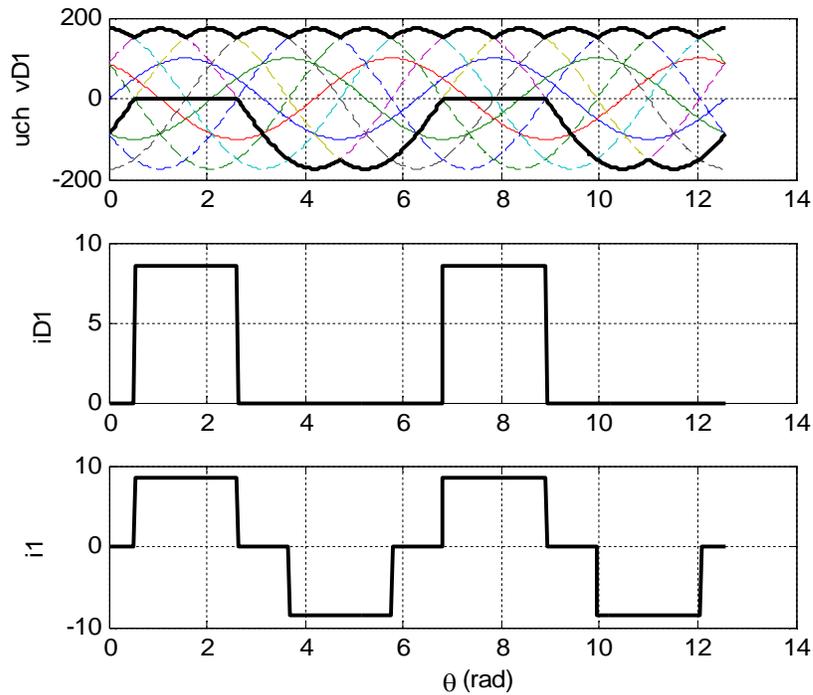


Fig.2.20: Allures de u_{ch} , i_1 et v_{D1}

Remarque :

La tension de charge est formée par des portions de sinusoides et periodiques de periode ($\frac{\pi}{3}$).

Elle peut s'ecrire: $u_{ch}(\theta) = u_{ch}(\theta + k\frac{\pi}{3})$; $k \in \mathbb{Z}$.

❖ **Valeurs caractéristiques**

- Tensions moyenne et efficace de charge :

$$(u_{ch})_{moy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (u_{ch})_{eff} = \sqrt{3} V_m \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{2\pi} \sin(\frac{\pi}{3})}$$

- Tension inverse aux bornes d'un redresseur : $(V_{D1})_{max} = -V_m \cdot \sqrt{3}$
- Contraintes en courant sur les redresseurs : Elles sont identiques au montage P_3 .
- Courants dans un enroulement secondaire :

Durant chaque période (2π) chacune des diodes (D_1, D_2, D_3) débite le courant de charge

$(i_{ch})_{moy} = I$, à tour de rôle. Chacune des courants i_{D1}, i_{D2}, i_{D3} est donc égale à (I) pendant ($\frac{2\pi}{3}$),

nul pendant le reste de (2π).

De même le retour du courant de charge nécessite la conduction de l'une des trois diodes

(D'_1, D'_2, D'_3). Chacune des courants $i_{D'1}, i_{D'2}, i_{D'3}$ est égale à (I) pendant ($\frac{2\pi}{3}$), puis nul

jusqu'à la période suivante.

- Courants moyen et efficace : $(i_1)_{moy} = 0$, $(i_1)_{eff} = I \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}$

- Développement en série de Fourier du courant : $i_1(\theta) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{4I}{n\pi} \sin(\frac{n\pi}{2}) \sin(\frac{n\pi}{3}) \cdot \sin(n\theta)$

❖ **Relations d'ampère tours, courants primaires et facteurs de puissance:**

Comme la somme des courants secondaires, est nulle (pas de composantes homopolaires), on

aura donc $(n_1 i'_1 = n_2 i_1)$. D'ou $(i'_1)_{eff} = I_p = m \cdot I \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}$, et facteurs de puissance de puissance

primaire $f_p = f_s = \frac{3}{\pi} = 0.955$.

6. Montage redresseur à commutation série (S3)

Ces montages gardent d'excellentes performances, quel que soit le nombre (q) de phases, mais leur étude générale est compliquée que celle des montages PDq.

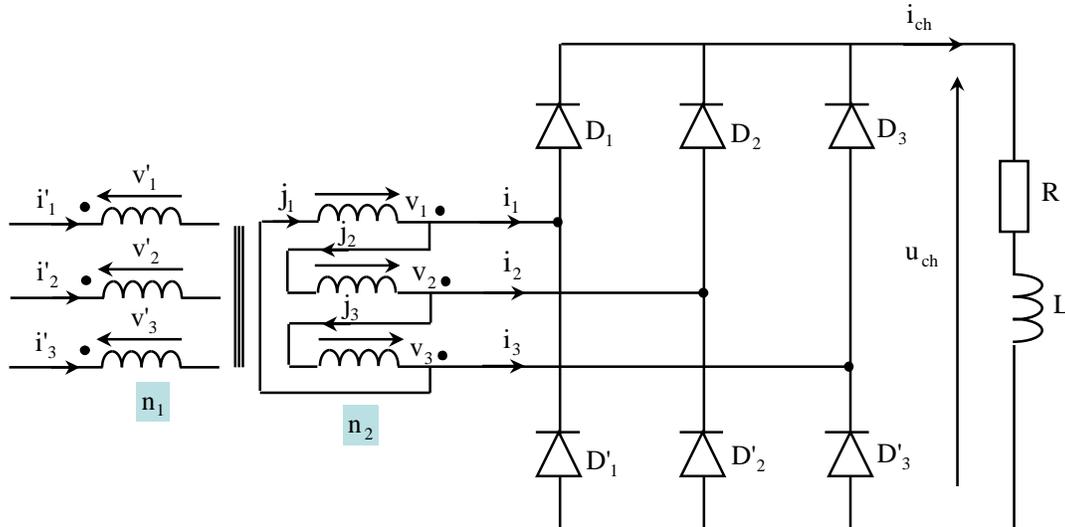


Fig.2.21 : Montage redresseur non commandé S₃

❖ **Principe de fonctionnement :**

Les redresseurs (D₁, D₂ et D₃) conduisent dès que les tensions (v₁, v₂ et v₃) deviennent positives, et (D'₁, D'₂ et D'₃) dès que les tensions deviennent négatives.

Intervalle de conduction	Diode en conduction	Tension de charge	Tension de v _{D1}	Tension de v _{D'1}
$\left[0; \frac{\pi}{3}\right]$	D ₁ et D' ₂	- v ₂	0	v ₂
$\left[\frac{\pi}{3}; \frac{2\pi}{3}\right]$	D ₁ et D' ₃	v ₁	0	-v ₁
$\left[\frac{2\pi}{3}; \pi\right]$	D ₂ et D' ₃	-v ₃	-v ₂	-v ₁
$\left[\pi; \frac{4\pi}{3}\right]$	D ₂ et D' ₁	v ₂	-v ₂	0
$\left[\frac{4\pi}{3}; \frac{5\pi}{3}\right]$	D ₃ et D' ₁	-v ₁	v ₁	0
$\left[\frac{5\pi}{3}; 2\pi\right]$	D ₃ et D' ₂	v ₃	v ₁	v ₂

❖ Diagrammes de tensions et courant :

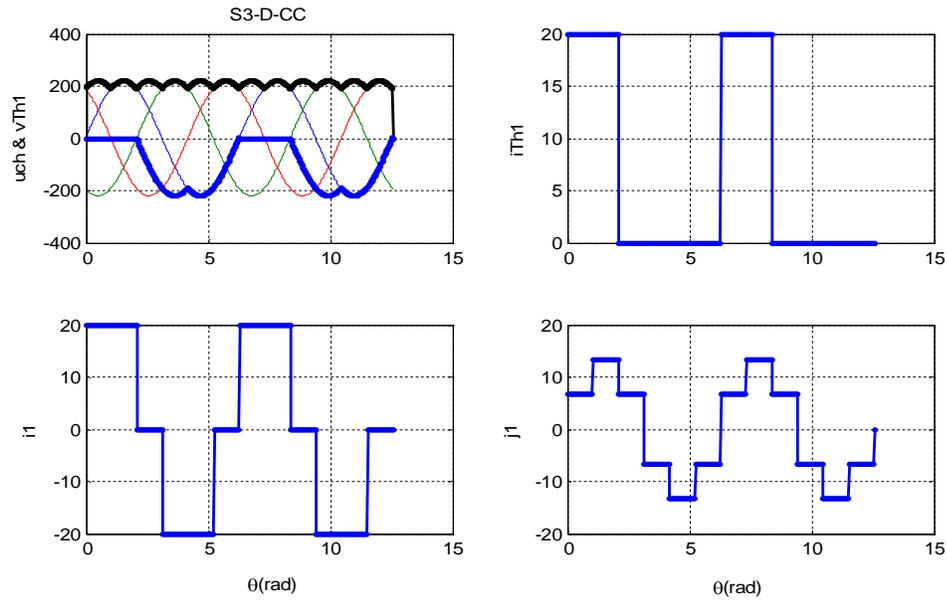


Fig.2.22: Allure de u_{ch} ; v_{D1} , j_1 et i_1

Remarque:

La tension de charge est formée par des portions de sinusoides et periodiques de periode $(\frac{\pi}{3})$.

❖ Expressions des courants dans les phases :

$$J_1 = \frac{1}{3}(i_1 - i_3)$$

$$J_2 = \frac{1}{3}(i_2 - i_1)$$

$$J_3 = \frac{1}{3}(i_3 - i_2)$$

❖ Valeurs caractéristiques:

• Tension moyenne aux bornes de la charge : $(u_{ch})_{moy} = \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} v_1(\theta) d\theta = \frac{3}{\pi} V_m$

• Tension inverse aux bornes d'un redresseur : $(V_{D1})_{max} = -V_m$

• Contraintes en courant sur les diodes : $(i_{D1})_{moy} = \frac{I}{3}$; $(i_{D1})_{eff} = \frac{I}{\sqrt{3}}$; $(i_{D1})_{max} = I$

• Courant efficace dans une ligne : $(i_1)_{eff} = I \sqrt{\frac{2}{3}}$

- Courant efficace dans une phase : $(J_1)_{\text{eff}} = I \frac{\sqrt{2}}{3}$
- Facteur de puissance secondaire : $f_s = \frac{(P_{\text{ch}})_{\text{moy}}}{3 \cdot (v_1)_{\text{eff}} \cdot (J_1)_{\text{eff}}} = \frac{3}{\pi} = 0.955$
- Développement en série de Fourier du courant i_1

$$i_1(\theta) = \frac{8I}{3\pi} \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{\sin^2[(2k+1)\frac{\pi}{3}]}{2k+1} \sin[(2k+1)\theta]$$

7. Redressement polyphasés

Pour obtenir une tension continue, on redresse un ensemble de q tensions alternatives sinusoïdales, formant un système polyphasé équilibré. Ces tensions sont fournies par le réseau triphasé par l'intermédiaire d'un transformateur.

On distingue deux montages possibles :

- Les montages redresseurs simple alternance ou à commutation parallèle (P).
- Les montages ponts redresseurs : on distingue deux montages possibles, suivant le couplage secondaire du transformateur.
 - Montages à commutation parallèle double (PD).
 - Montages série (S).

Hypothèses :

On suppose que, les tensions (v_1, \dots, v_q) formant un système équilibré, les redresseurs ainsi que le transformateur sont parfaits, et la charge est fortement inductive.

7.1. Les montages redresseurs à commutation parallèle simple (P_q)

Soit un montage redresseur à diodes d'ordre (n) , alimenté par un système q phases.

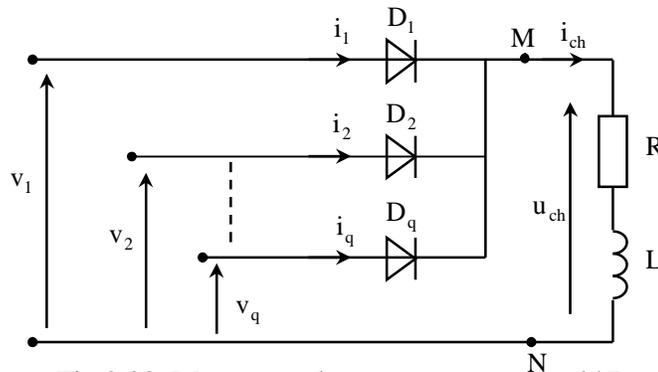


Fig.2.23: Montage redresseur non commandé P_q

Les q tensions (v_1, v_2, \dots, v_q) s'écrivent d'une façon générale : $v_p(\theta) = V_m \sin[\theta - \frac{(n-1)2\pi}{q}]$.

Avec $n \in [1 ; q]$. La tension de charge est donnée par : $u_{ch} = \sup(v_1, v_2, \dots, v_q)$.

❖ **Diagramme de tensions :**

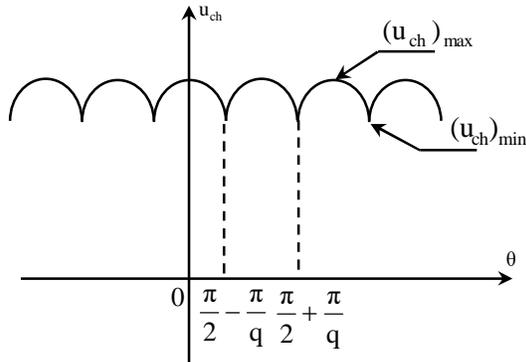


Fig.2.24: Allure de u_{ch}

❖ **Valeurs caractéristiques :**

- Valeur moyenne de la tension de charge : $(u_{ch})_{moy} = \frac{q}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{q}$. Avec $q \geq 2$.
- Valeur efficace de la tension de charge : $(u_{ch})_{eff} = V_m \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{q}{4\pi} \sin(\frac{2\pi}{q})}$
- Tension aux bornes des diodes

Si le nombre de phases (q) est pair, la tension inverse maximale aux bornes d'une diode est $2V_m$; mais si le nombre de phases (q) est impair, la tension inverse maximale aux bornes d'une diode est $\frac{2qV_m}{\pi} \cos(\frac{\pi}{2q})$.

- Courants moyen et efficace dans une diode : $(i_q)_{moy} = \frac{I}{q}$, $(i_q)_{eff} = \frac{I}{\sqrt{q}}$
- Développement en série de Fourier du courant i_1 : $i_1(\theta) = \frac{I}{q} + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{2I}{n\pi} \sin(\frac{n\pi}{q}) \sin(n\theta - \frac{n\pi}{2})$
- Facteur de puissance secondaire : $f_s = \frac{\sqrt{2} \cdot q}{\pi} \sin(\frac{\pi}{q})$

7.2. Les montages redresseurs à commutation parallèle double (PD_q)

Ces montages sont conçus pour redresser q tensions étoilées à l'aide de 2.q redresseurs.

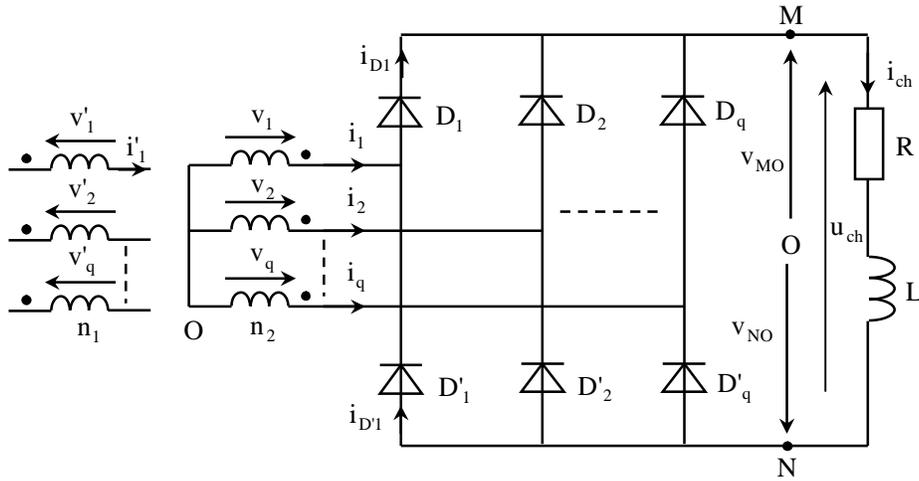


Fig.2.25: Montage redresseur non commandé PD_q

La tension de charge est donnée par : $u_{ch} = v_{MO} - v_{NO}$.

❖ **Allure de la tension de charge:**

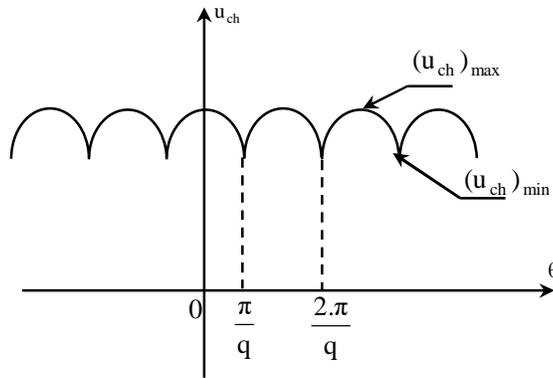


Fig.2.26: Allure de u_{ch}

❖ Valeurs caractéristiques :

• Valeur moyenne de la tension de charge redressée : $(u_{ch})_{moy} = \frac{2q}{\pi} V_m \sin\left(\frac{\pi}{q}\right)$

• Courants moyen et efficace dans une phase secondaire : $(i_q)_{moy} = 0$, $(i_q)_{eff} = I \sqrt{\frac{2}{q}}$.

• Développement en série de Fourier du courant i_1

$$i_1(\theta) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{4I}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{q}\right) \sin(n\theta)$$

• Tension inverse aux bornes d'un redresseur

Les tensions aux bornes des redresseurs, elles ont même forme d'ondes et même valeur maximale que lors du fonctionnement en commutation parallèle (P).

• Courant dans les redresseurs

Les courants dans les redresseurs ont mêmes formes d'ondes et mêmes valeurs que lors du fonctionnement en commutation parallèle (P).

• Facteurs de puissance primaire et secondaire : $f_s = f_p = \frac{2}{\pi} \sqrt{q} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{q}\right)$

Conclusion :

Avec les mêmes tensions à redresser, en passant du montage P_q au montage PD_q , on double la valeur moyenne de la tension de charge.

Pour un montage PD_q , le facteur de puissance il est plus fort qu'un montage P_q



LES REDRESSEURS COMMANDES: AC/DC

Objectifs :

- ▶ Savoir le fonctionnement d'un montage redresseur commandé,
- ▶ Calculer et dimensionner un montage redresseur dans une installation électrique.

1. Introduction

On effectue une modification importante dans le commutateur : le remplacement des diodes par des thyristors (remplacement d'interrupteurs 2 segments par des interrupteurs 3 segments à fermeture commandée) permet de moduler le transfert d'énergie de la source alternative vers le récepteur continu. Cette modification de commande du système apporte non seulement une souplesse complémentaire, mais elle permet aussi, sous certaines conditions, un transfert d'énergie en sens inverse.

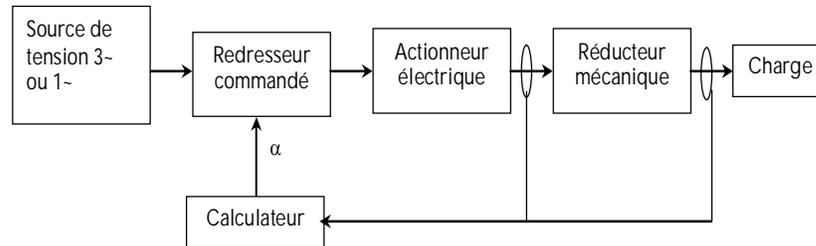


Fig.3.1: Schéma synoptique d'une commande d'une MCC

2.Redressement simple alternance

2.1. Débit sur une charge résistivité

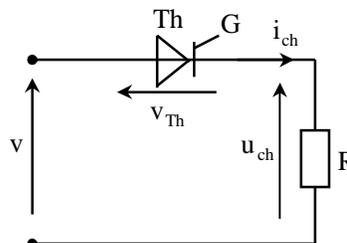


Fig.3.2: Montage redresseur commandé P_{1R}

❖ Analyse de fonctionnement :

- Pour $0 < \theta < \alpha$, on a $v > 0$, pas d'impulsion sur la gâchette, donc Th est bloqué, alors $i_{ch} = 0$, $u_{ch} = 0$ et $v_{th} = v$.
- Pour $\alpha < \theta < \pi$, on a $v > 0$, on envoie une impulsion de commande (courant d'amorçage), donc Th devient conducteur, alors $u_{ch} = v = Ri_{ch}$ et $v_{th} = 0$.

❖ Diagrammes de tensions:

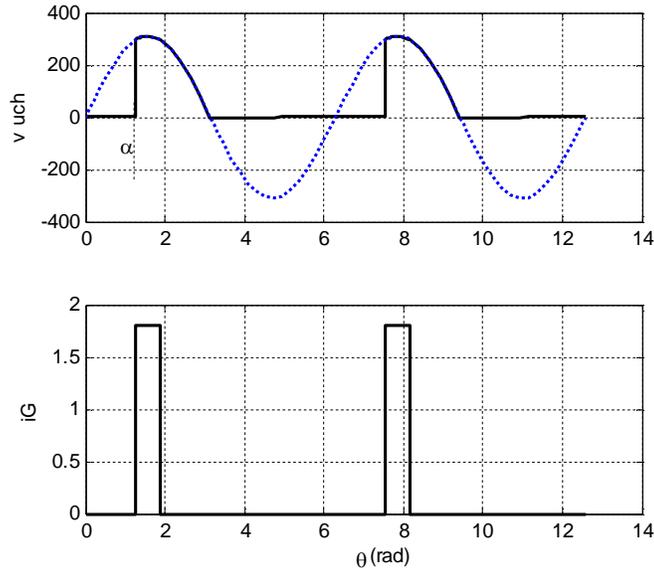


Fig.3.3: Allures de v , u_{ch} et i_G

❖ Valeurs caractéristiques :

• **Tensions moyenne et efficace :** $(u_{ch})_{moy} = \frac{V_m}{\pi} [1 + \cos(\alpha)]$;

$$(u_{ch})_{eff} = \frac{V_m}{2} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}}$$

Conclusion :

L'intérêt d'un tel dispositif, c'est d'obtenir une tension et un courant de charge et par conséquent une puissance réglable.

2.2. Débit sur une charge inductive (R, L)

Considérons le montage de la figure suivante

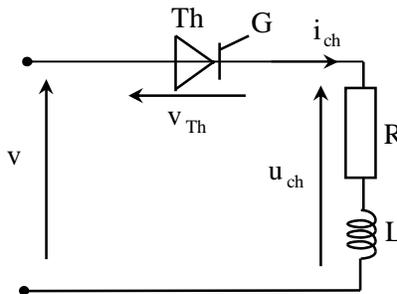


Fig.3.4: Montage redresseur commandé P_{1RL}

❖ **Analyse de fonctionnement :**

- Pour $0 < \theta < \alpha$, on a $i_{ch} = 0$, $u_{ch} = 0$ et $v_{th} = v$.
- Pour $\alpha < \theta < \pi$, amorçage de Th, on a $v_{th} = 0$ et $u_{ch} = v = Ri_{ch} + L \frac{di_{ch}}{dt}$, dont la solution

$$\text{est } i_{ch}(\theta) = \frac{V_m}{Z} \left(\sin(\theta - \varphi) + \sin(\varphi - \alpha) e^{-\frac{\theta - \alpha}{Q}} \right). \text{ Avec } Q = \frac{L\omega}{R} \text{ et } Z = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2}.$$

On vérifie bien que $i_{ch}(\pi) > 0$, donc le courant de charge continue à circuler à travers le thyristor (th) mal grés que le potentiel de l'anode devient négatif (pas de discontinuité de courant dans une charge inductive).

- Pour $\theta'_c < \theta < 2\pi$, le thyristor Th se bloque à ($\theta = \theta'_c$), on aura lors $i_{ch} = 0$, $u_{ch} = 0$ et $v_{th} = v$.

❖ **Diagrammes de tensions :**

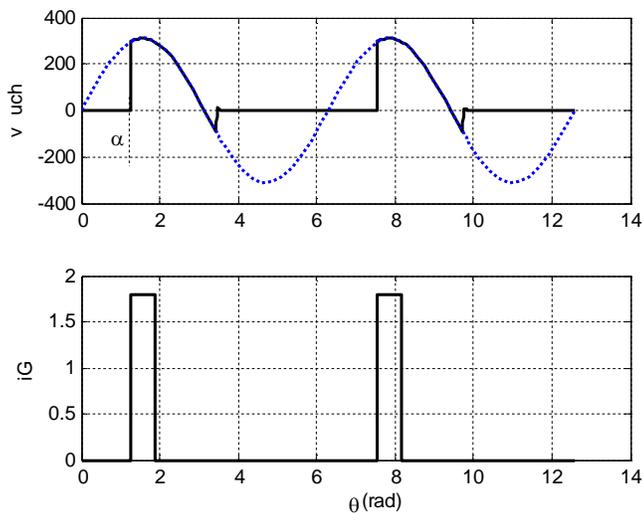


Fig.3.5: Allures de v , u_{ch} et i_G

❖ **Valeurs caractéristiques:**

- Tension moyenne : $(u_{ch})_{moy} = \frac{V_m}{2\pi} [\cos(\alpha) - \cos(\theta_c)]$
- Courant moyen : $(i_{ch})_{moy} = \frac{V_m}{2\pi R} [\cos(\alpha) - \cos(\theta_c)]$

3.Redressement double alternance en monophasé (P_{2T})

3.1. Débit sur une charge résistivité

Le montage redresseur P₂ à thyristors est constitué de deux thyristors connectés en sorties d'un transformateur à point milieu :

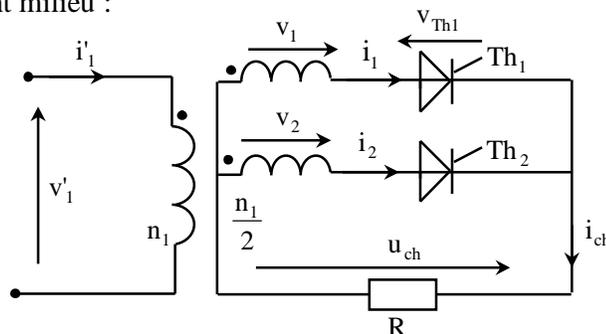


Fig.3.6: Montage redresseur commandé P_{2R}

Hypothèses :

On suppose que, les éléments (transformateurs, redresseurs) sont parfaits, le courant de charge est parfaitement lissé. Les thyristors sont débloqués avec un retard d'angle (α), c'est à dire que les impulsions de déblocage sont envoyées sur les gâchettes des thyristors respectivement aux angles : Pour Th₁, on a $\theta_1 = \alpha + 2k\pi$ et pour Th₂, on a $\theta_2 = \alpha + \pi + 2k\pi$

❖ Etude du fonctionnement :

A partir du réseau monophasé (v'_1) on obtient par l'intermédiaire du transformateur à point milieu deux tensions sinusoïdales v_1 et v_2 de même amplitude et déphasées entre elles de π :

$$\begin{cases} v_1 = V_m \cdot \sin(\theta) \\ v_2 = V_m \cdot \sin(\theta + \pi) \end{cases}$$

Les différentes phases de fonctionnement :

Intervalle de conduction	Thyristor passant	Tension redressée	Tension aux bornes du thyristor bloqué
$\alpha < \theta < \alpha + \pi$	Th ₁	$u_{ch} = v_1$	$V_{Th2} = v_2 - v_1$
$\alpha + \pi < \theta < \alpha + 2\pi$	Th ₂	$u_{ch} = v_2$	$V_{Th1} = v_1 - v_2$

❖ Diagrammes de tensions et courants:

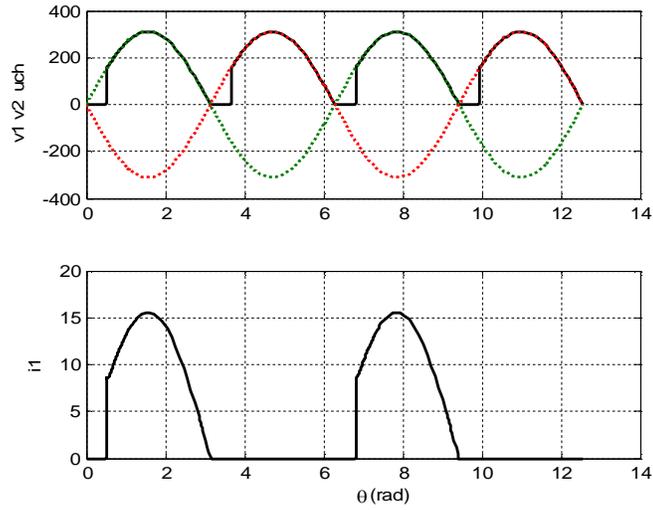


Fig.3.7: Chronogrammes des tensions et courant

- Valeur moyenne de la tension redressée : $(u_{ch})_{moy} = \frac{2V_m}{\pi} [1 + \cos(\alpha)]$.

3.2. Débit sur une charge inductive (RL)

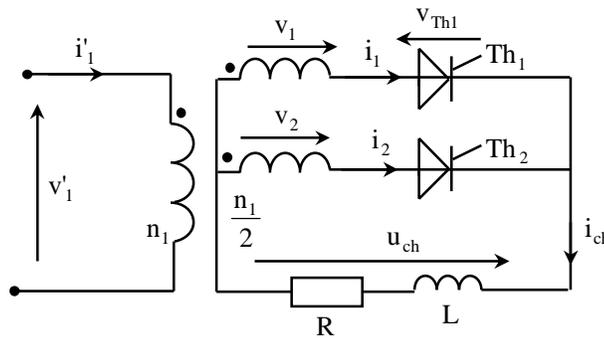


Fig.3.8: Montage redresseur commandé P_{2RL}

❖ Principe de fonctionnement :

Le thyristor Th_1 est conducteur pour $\alpha < \theta < \alpha + \pi$, lorsque la tension $v_1 > 0$,

Le thyristor Th_2 est conducteur pour $\alpha + \pi < \theta < 2\pi + \alpha$, lorsque la tension $v_2 > 0$.

❖ Diagrammes de tensions et courants :

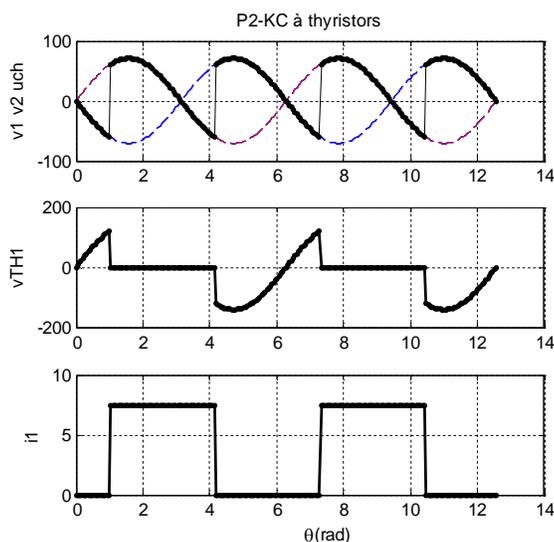


Fig.3.9: Chronogrammes des tensions et courant

❖ Valeurs caractéristiques :

- Valeur moyenne de la tension redressée : $(u_{ch})_{moy} = \frac{2V_m}{\pi} \cos(\alpha)$

Remarques:

- Pour $\alpha < \frac{\pi}{2}$, la valeur moyenne de la tension redressée est positive, il en est donc de même pour la puissance active fournie par le réseau au récepteur $P = (u_{ch})_{moy} \cdot I$, le transfert de puissance se fait du côté alternatif vers le côté continu, le système fonctionne en redresseur.
- Pour $\alpha > \frac{\pi}{2}$, la valeur moyenne de la tension redressée est négative ainsi donc que la puissance active; le transfert de puissance se fait du côté continu vers le côté alternatif, le système fonctionne en onduleur ou redresseur inversé. Le réseau continu néanmoins à imposer la fréquence et à fournir de la puissance réactive.

4.Redressement double alternance en monophasé (PD_{2T})

Le montage redresseur PD_{2T} à thyristors est constitué de quatre thyristors connectés en sorties d'un transformateur à point milieu :

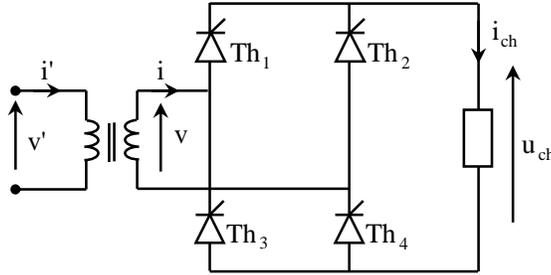


Fig.3.10: Montage redresseur commandé PD₂

❖ **Valeurs caractéristiques :**

- Tension moyenne : $(u_{ch})_{moy} = \frac{2V_m}{\pi} \cos(\alpha)$

On en déduit alors les valeurs caractéristiques $(i_{ch})_{max}$, $(i_{ch})_{moy}$ et $(i_{ch})_{eff}$, respectivement les valeurs maximale, moyenne et efficace de ces courants:

$$(i_{ch})_{moy} = \frac{I}{2}, \quad (i_{ch})_{eff} = \frac{I}{\sqrt{2}} \quad \text{et} \quad (i_{ch})_{max} = I$$

- Courants et facteur de puissance au secondaire du transformateur :

Dans les secondaires du transformateur deux valeurs relatives aux courants nous intéressent, la valeur efficace qui sert à dimensionner les enroulements et la valeur moyenne qui sera utile pour la détermination du courant au primaire.

Le facteur de puissance est par définition le rapport de la puissance active sur la puissance apparente. Les thyristors étant supposés parfaits ils ne dissipent pas de la puissance, par conséquent la puissance fournie par le secondaire du transformateur est aussi la puissance reçue par la charge est donnée par : $(P_{ch})_{moy} = (u_{ch})_{moy} \cdot I$

La puissance apparente au secondaire est donnée par : $S_s = 2(v_1)_{eff} \cdot (i_1)_{eff} = V_m I$

Les calculs de la puissance apparente et du facteur de puissance au secondaire sont importants dans la conception des montages redresseurs.

La puissance apparente détermine le dimensionnement du transformateur car « V_m » fixe le nombre de spires par phase et « i_{eff} » la section des conducteurs.

A puissance active égale la réalisation du secondaire est d'autant plus coûteuse que le facteur de puissance est plus faible ce qui constitue une limitation d'emploi des montages redresseurs à commutation parallèle simple.

• **Facteur de puissance secondaire :** $f_s = \frac{(P_{ch})_{moy}}{S_s} = \frac{2}{\pi} \cos(\alpha).$

5.Redressement simple alternance en triphasé

5.1.Montage redresseur à cathodes communes P_{3TKC}

Afin de simplifier l'étude, on se place dans les mêmes conditions que celles rencontrées pour les redresseurs non commandés. Le courant débité est continu et parfaitement lissé, quel que soit le régime de fonctionnement, les éléments (transformateur et thyristors) sont supposés idéaux. Considérons le montage de la figure 3.11.

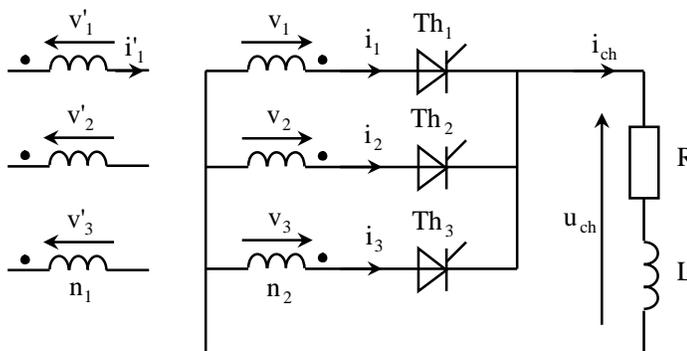


Fig.3.11: Montage redresseur commandé P_{3TKC}

❖ **Analyse élémentaire de fonctionnement :**

On commande les thyristors à la fermeture de façon séquentielle, et avec une période du réseau (2π). Les intervalles de temps (respectivement angulaires) qui séparent deux commandes successives sont donc de $(\frac{2\pi}{3})$.

Pour analyser le fonctionnement on suppose que l'impulsion envoyée sur le thyristor (Th_1) avec un retard de « α » par rapport à l'amorçage naturel ($\theta_0 = 30^\circ$ pour le cas des diodes), l'impulsion de commande du thyristor Th_2 sera décalée de 120° par rapport à Th_1 .

❖ Diagrammes de tensions:

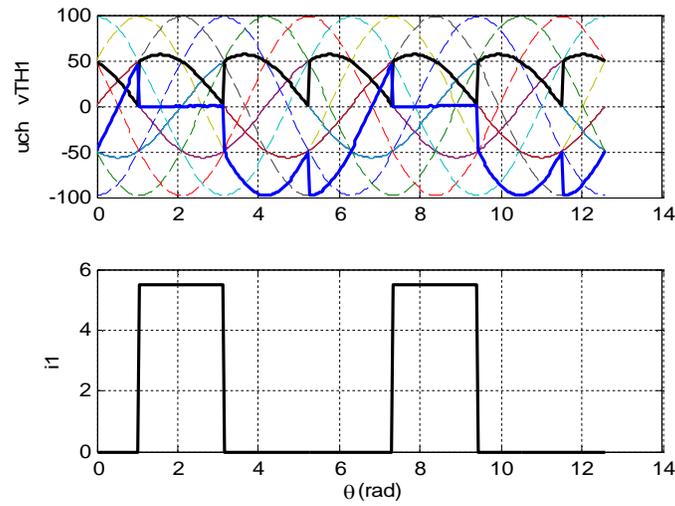


Fig.3.12: Allures de u_{ch} et v_{Th1} et i_1 pour un angle d'amorçage ($\alpha= 30^\circ$)

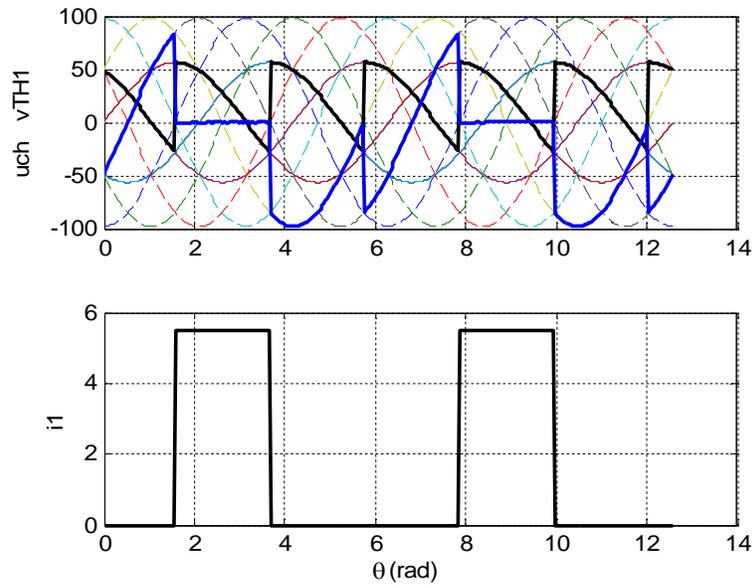


Fig.3.13: Allures de u_{ch} et v_{Th1} et i_1 pour un angle d'amorçage ($\alpha= 60^\circ$)

❖ Diagrammes de tensions:

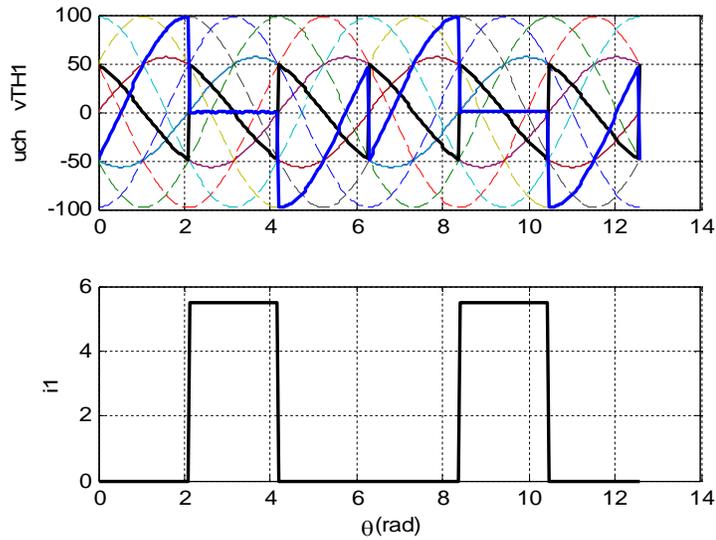


Fig.3.14: Allures de u_{ch} et v_{Th1} et i_1 pour un angle d'amorçage ($\alpha=90^\circ$)

Conclusion :

On remarque que la tension est formée par des portions de sinusoïde et périodique de période de $(\frac{2\pi}{3})$.

❖ Valeurs caractéristiques :

- Valeurs moyenne et efficace de la tension de charge:

$$(u_{ch})_{moy} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos(\alpha) \quad \text{et} \quad (u_{ch})_{eff} = V_m \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{4\pi} \sin(\frac{2\pi}{3}) \cos(\alpha)}$$

- Contraintes en courant et en tension sur les thyristors:

$$(i_1)_{moy} = \frac{I}{3}, \quad (i_1)_{eff} = \frac{I}{\sqrt{3}} \quad \text{et} \quad (i_1)_{max} = I$$

- Développement en série de Fourier du courant i_1 :

$$i_1(\theta) = \frac{I}{3} + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{2.I}{n\pi} \sin(n\frac{\pi}{3}) \cos[n(\theta - \frac{\pi}{2} - \alpha)]$$

5.2. Montage redresseur à anodes communes P_{3TAC}

On garde les mêmes hypothèses que le montage P_3 , l'étude est presque identique que précédemment.

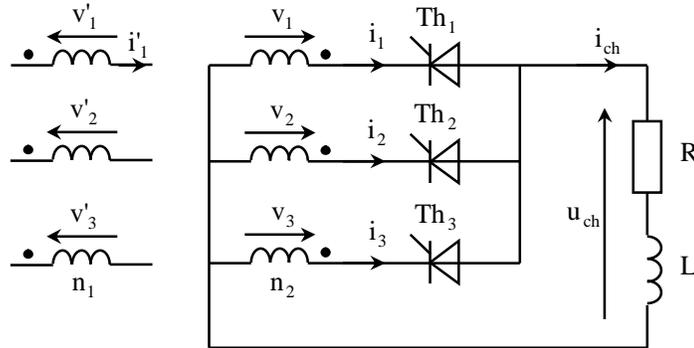


Fig.3.15: Montage redresseur commandé P_{3TAC}

❖ Diagrammes de tensions :

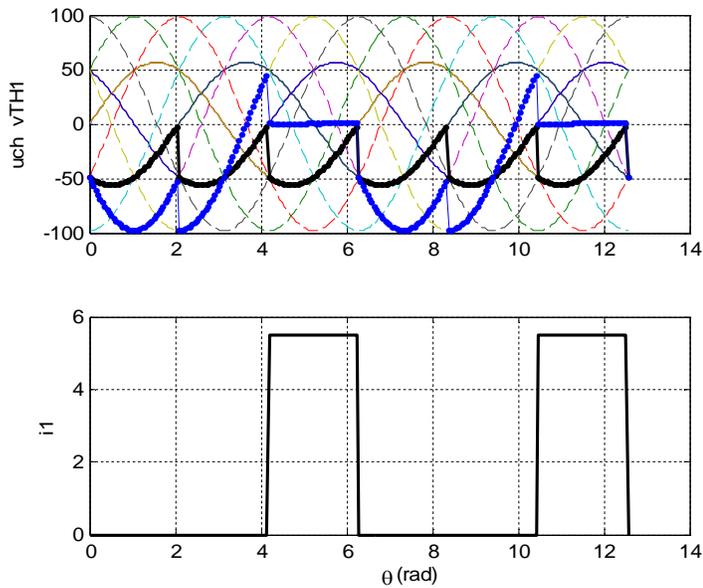


Fig.3.16: Allures de u_{ch} et v_{Th1} , pour un angle d'amorçage ($\alpha=30^\circ$)

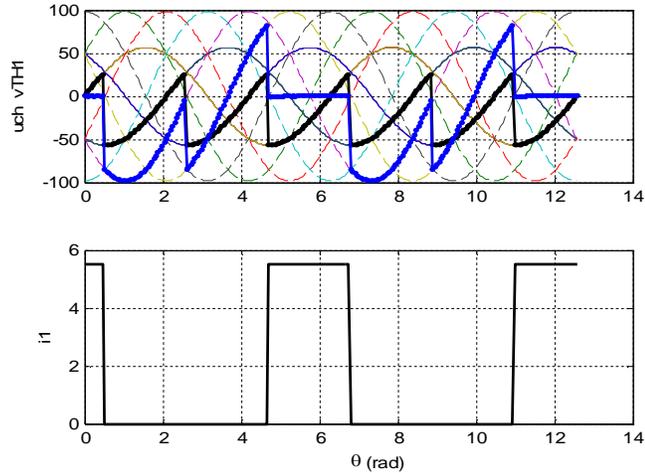


Fig.3.17: Allures de u_{ch} et v_{Th1} , pour un angle d'amorçage ($\alpha=60^\circ$)

6.Redressement double alternance en triphasé

6.1. Montage redresseur PD_{3T}

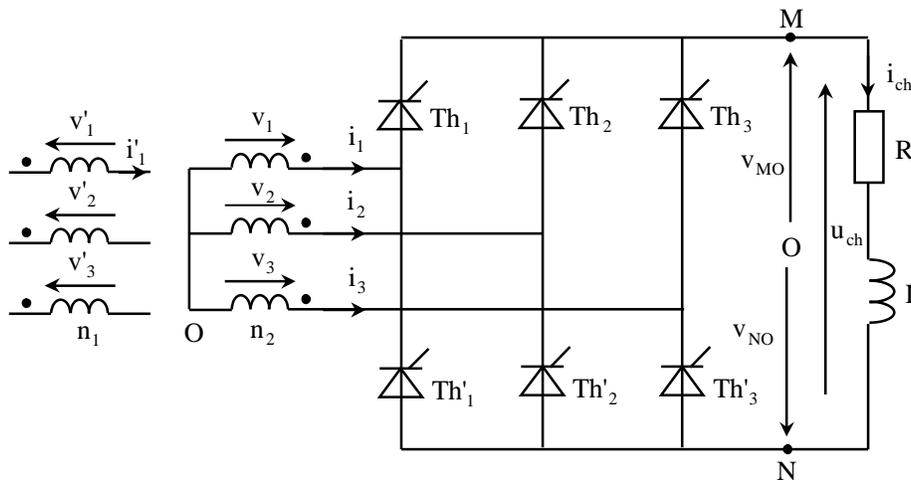


Fig.3.18: Montage redresseur commandé PD_3

❖ Analyse de fonctionnement:

Le retard à l'amorçage est « α », on détermine la tension v_{MO} pour cet angle d'amorçage en suivant la même démarche qu'au montage P_3 , ensuite on détermine la tension v_{NO} pour le même angle d'amorçage (mais quand la tension devient négative).

Il est possible de construire graphiquement la tension de charge par intervalle, d'après l'expression suivante ($u_{ch}=v_{MO}-v_{NO}$).

❖ Diagrammes de tensions et courants :

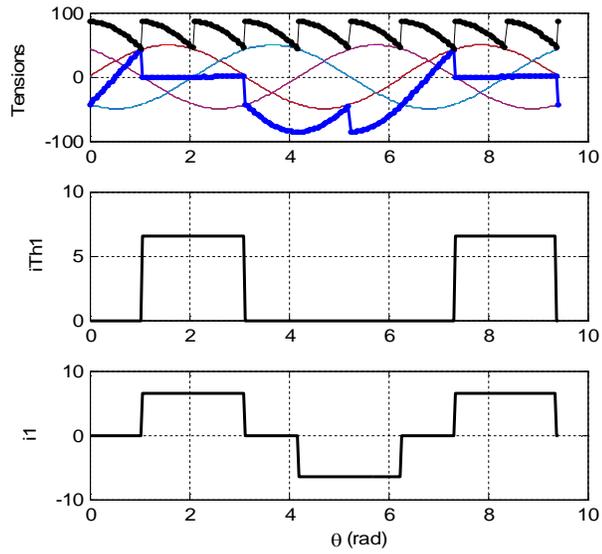


Fig.3.19: Allures des tensions et courants pour un angle d'amorçage ($\alpha= 30^\circ$)

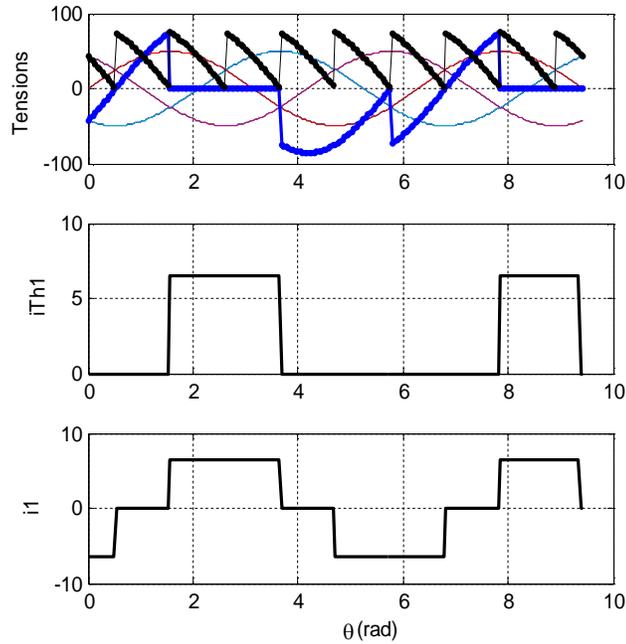


Fig.3.20: Allures des tensions et courants pour un angle d'amorçage ($\alpha= 60^\circ$)

Conclusion : On remarque que la tension est formée des portions de sinusoïde et périodique de période $(\frac{\pi}{3})$.

❖ **Valeurs caractéristiques :**

- Valeurs moyennes et efficaces de la tension de charge :

$$(u_{ch})_{moy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos(\alpha), \quad (u_{ch})_{eff} = \sqrt{3} \cdot V_m \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{2\pi} \sin(\frac{\pi}{3}) \cos(\alpha)}$$

- Contraintes sur les thyristors en tension et en courant:

$$(i_{th})_{moy} = \frac{I}{3}; (i_{th})_{eff} = \frac{I}{\sqrt{3}}; (i_{th})_{max} = I; (v_{th})_{max} = \pm V_m \sqrt{3}$$

- Courants efficaces du secondaire et du primaire pour une phase du transformateur :

$$(i_1)_{eff} = \sqrt{\frac{2}{3}} I, \quad (i'_1)_{eff} = m \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I$$

- Développement en série de Fourier du courant i_1 :

$$i_1(\theta) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{4I}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \sin[n(\theta-\alpha)]$$

Remarques:

L'allure de la tension aux bornes de l'un des thyristors, permet la détermination expérimentale de l'angle d'amorçage (α) :

- Si l'angle d'amorçage est compris entre 0 et $\frac{\pi}{2}$, sa valeur est mesurable après le passage à zéro de la tension; et le transfert d'énergie se fait lieu du coté alternatif vers le coté continu ; voir figure ci-dessous :
- Si l'angle d'amorçage est compris entre $\frac{\pi}{2}$ et $(\pi-\gamma)$, avec (γ): angle de garde, la partie correspondante à la polarisation inverse est égale à $(\pi-\alpha)$, voir figure ci-dessous :

❖ **Facteurs de puissance du primaire et du secondaire**

L'observation de la figure suivante, montre que le courant i_{s1} est tel que son fondamental est déphasé de (α) par rapport à la tension secondaire correspondante.

La puissance mise en jeu du coté alternatif est donnée par : $P = 3VI_1 \cos(\varphi_1) = 3VI_1 \cos(\alpha_1)$

Puisqu'il n'y a aucune perte d'énergie dans le commutateur, on a $P = (u_{ch} i_{ch})_{moy}$.

Si on tient compte de la relation précédente ceci montre que $I_1 = I \frac{\sqrt{6}}{\pi}$ (que l'on peut établir directement par décomposition en série de Fourier du courant du courant i_{s1}) et que les

facteurs de puissance primaires et secondaires sont donnés par: $f_s = f_p = \frac{3}{\pi} \cos(\alpha)$.

7. Les ponts redresseurs mixtes

7.1. Montage PD₂ mixte symétrique

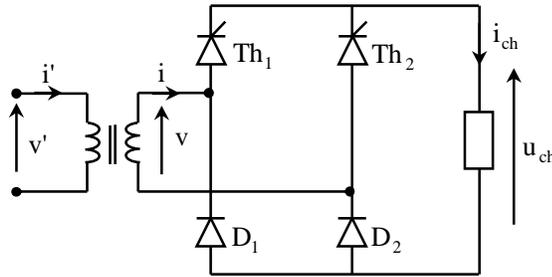


Fig.3.21: Montage redresseur mixte PD_{2MS}

❖ Diagrammes de tensions:

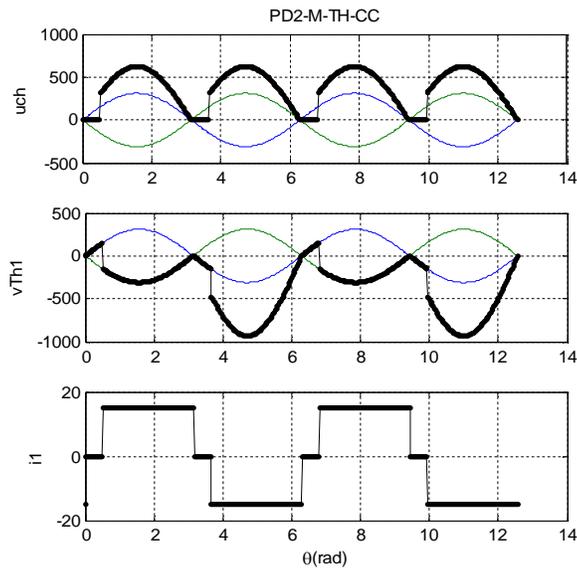


Fig.3.22: Allures de u_{ch} e v_{Th1} pour ($\alpha= 30^\circ$)

On remarque que la tension est formée des portions de sinusoïde et périodique de période (π).

❖ Valeurs caractéristiques :

- Valeur moyenne de la tension de charge : $(u_{ch})_{moy} = \frac{2V_m}{\pi} \left(\frac{1 + \cos(\alpha)}{2} \right)$

- Valeur efficace du courant secondaire (i): $(i)_{eff} = I \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}$

- Valeur efficace de fondamental du courant de (i) : $(i_r)_{eff} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I \cos(\varphi)$.

- Facteur de puissance secondaire: $f_s = \frac{(i_r)_{\text{eff}}}{(i)_{\text{eff}}} \cos(\varphi) = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{2\pi}{\pi-\alpha}} \cdot \left(\frac{1+\cos(\alpha)}{2} \right)$.

7.2. Montage PD₂ mixte asymétrique (dissymétrique)

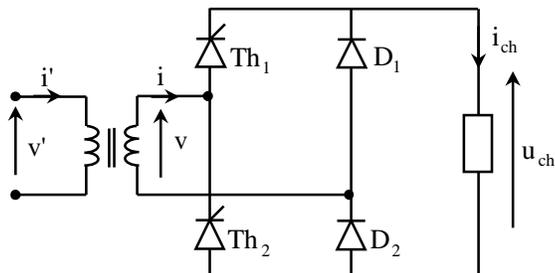


Fig.3.23: Montage redresseur mixte PD_{2d}

❖ **Diagrammes de tensions:**

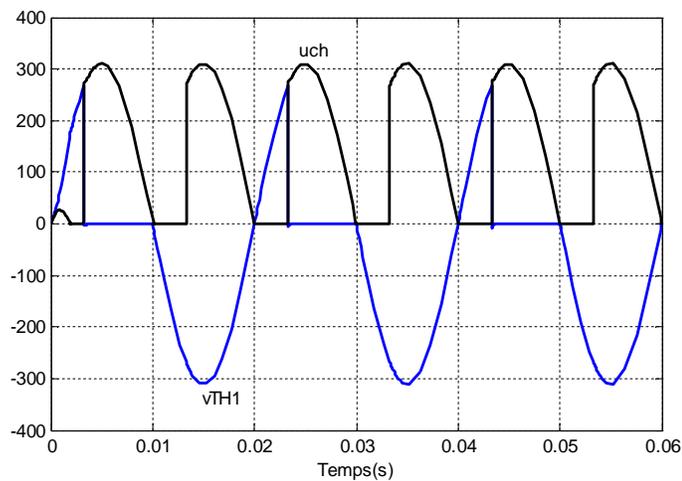


Fig.3.24: Allures de u_{ch} et v_{Th1} pour un angle d'amorçage ($\alpha = 30^\circ$)

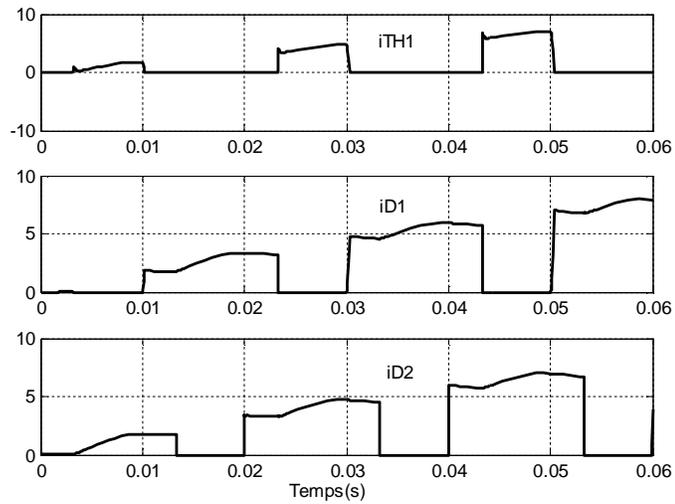


Fig.3.25: Allures de i_{Th1} , i_{D1} et i_{D2} pour ($\alpha = 30^\circ$)

7.3. Montage PD_3 mixte

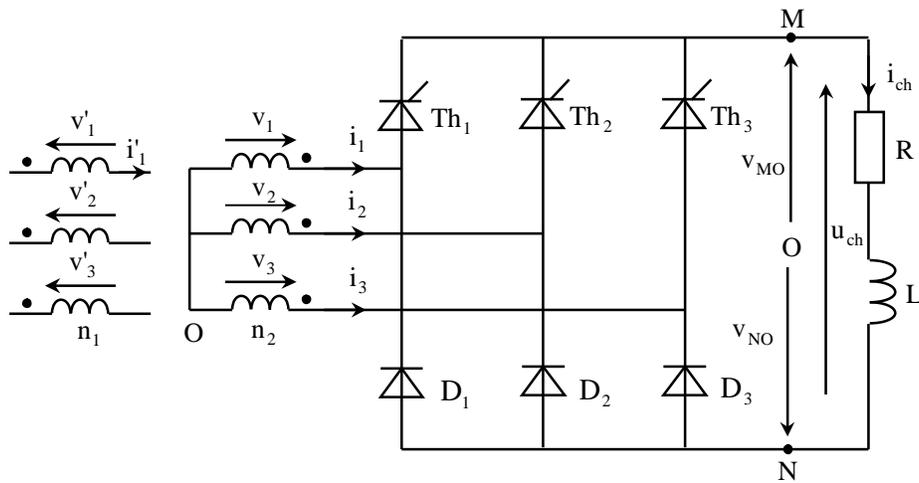


Fig.3.26: Montage redresseur mixte PD_3

Cette structure est celle du pont complet, seulement on a remplacé les thyristors (Th'_1, Th'_2, Th'_3) par les diodes (D_1, D_2, D_3). La détermination de la forme d'onde et de la tension de charge se fait comme pour le montage en pont complet.

❖ Diagrammes de tensions:

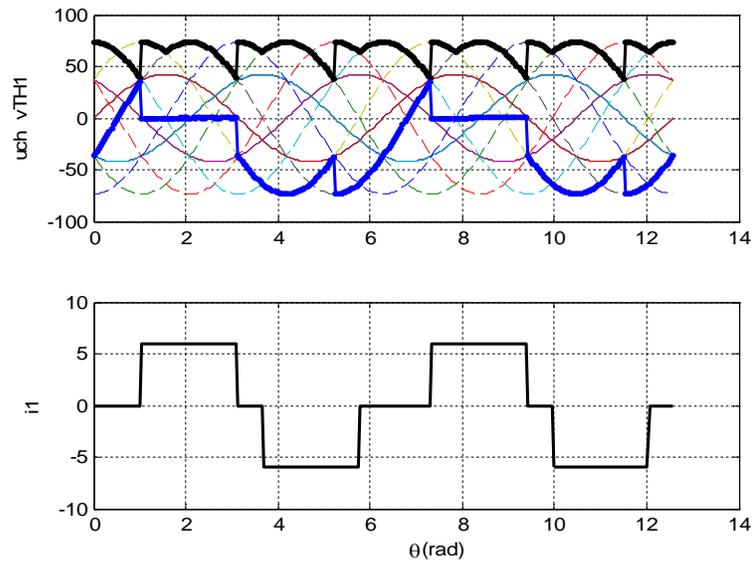


Fig.3.27: Allures de u_{ch} , v_{Th1} et i_{D1} pour un angle d'amorçage ($\alpha = 30^\circ$)

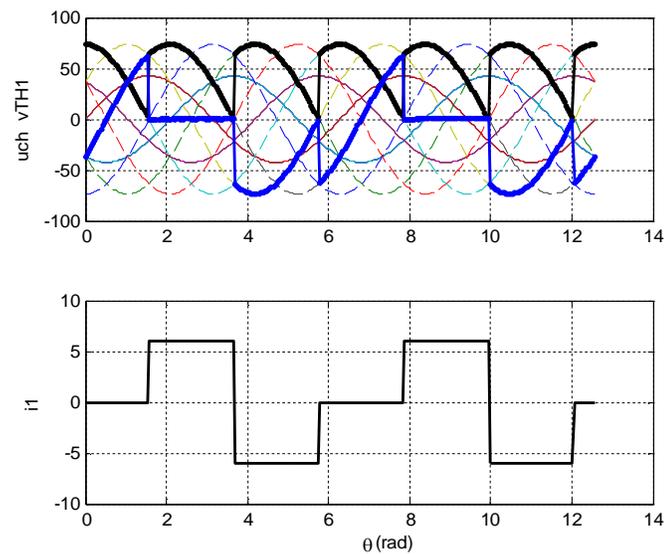


Fig.3.28: Allures de u_{ch} , v_{Th1} et i_{D1} pour un angle d'amorçage ($\alpha = 60^\circ$)

Conclusion :

On remarque que la tension est formée par des portions de sinusoïde et périodique de période $(2\pi/3)$.

❖ **Valeurs caractéristiques:**

• Valeurs moyenne et efficace de la tension de charge : $(u_{ch})_{moy} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m [1 + \cos(\alpha)]$

• Développement en série de Fourier du courant i_1

$$i_1 = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4 \cdot I}{n \cdot \pi} \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \alpha}{2}\right) \cdot \sin\left[n \cdot \theta - \frac{n \cdot \alpha}{2}\right]$$

❖ **Notions de puissances :**

Le montage en pont mixte est considéré comme une association en série de deux redresseurs.

Ce dispositif a des propriétés intéressantes sur le plan de la puissance active et réactive.

La puissance moyenne est $(P)_{moy} = (u_{ch} \cdot i_{ch})_{moy} = IU_{ch0} \cos(\alpha) + IU_{ch0}$; Avec $U_{ch0} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V$

Pour la puissance réactive, on peut décomposer soit le courant i_{s1} en série de Fourier et on raisonne sur le fondamental, soit on applique le théorème de Boucherot et on sépare les puissances actives et réactives pour chaque demi pont, et on aura donc : $P = P_1 + P_2$ et $Q = Q_1 + Q_2$.

Avec $P_1 = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} VI \cos(\alpha)$; $P_2 = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} VI$ et $Q_1 = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} VI \sin(\alpha)$ et $Q_2 = 0$.

Il vient que : $P = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} VI \left(\frac{1 + \cos(\alpha)}{2}\right)$ et $Q = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} VI \sin(\alpha)$.

Si on pose $S_0 = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} VI$, il vient que $x = \frac{P}{S_0} = \frac{1 + \cos(\alpha)}{2}$ et $y = \frac{Q}{S_0} = \frac{1}{2} \sin(\alpha)$.

L'élimination de α entre les relations précédentes conduit à : $(2x - 1)^2 + 4y^2 = 1$, qui est l'équation d'un cercle centré au point $(x_c = 0.5 ; y_c = 0)$ et de rayon $R = 0.5$, en outre le fondamental du courant dans une phase secondaire est de la forme : $i_{s1} = I_{s1} \cdot \sin(\omega t - \varphi_1)$ avec

$v_{s1} = V\sqrt{6} \cdot \sin(\omega t)$, pris comme origine de phase.

On déduit que $\tan(\varphi_1) = \frac{Q}{P} \Rightarrow \varphi_1 = \frac{\alpha}{2}$; d'où $I_{s1} = \frac{I\sqrt{6}}{\pi} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$.

❖ Diagramme de puissances :

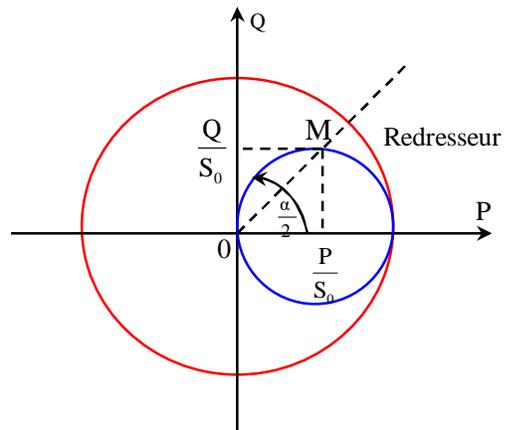


Fig.3.29: Diagramme de puissances

4

CALCUL DE LA CHUTE DE TENSION D'UN REDRESSEUR: AC/DC

Objectifs :

- ▶ Connaître les différentes chutes de tension moyennes,
- ▶ Calculer ces différentes chutes pour un montage redresseur quelconque,
- ▶ Modéliser un convertisseur et sa charge,
- ▶ Connaître le régime de fonctionnement en court-circuit d'un montage redresseur.

1. Etude de la chute de tension de la source et du commutateur

Dans ce qui précède, on a supposé que les éléments (redresseur et transformateur) sont parfaits. En réalité leurs impédances entraînent une diminution de la tension moyenne au fur et à mesure que le courant débité dans la charge augmente, donc on va tenir compte :

- Des imperfections du transformateur (résistances des enroulements et inductances des fuites),
- Des imperfections de redresseurs (tension de seuil et résistance dynamique).

❖ Hypothèses:

Pour l'étude des différentes chutes de tension, on suppose que la charge est infiniment inductive, et qu'on étudie l'influence de chaque chute toute seule, puis on applique le théorème de Superposition (vu que les chutes de tension sont faibles devant la tension de charge moyenne). On dénote par:

- Δu_{ch} : la chute moyenne de tension totale,
- $\Delta_{1u_{ch}}$: la chute moyenne de tension due à l'empiètement (des inductances de fuites),
- $\Delta_{2u_{ch}}$: la chute moyenne de tension résistive,
- $\Delta_{3u_{ch}}$: la chute moyenne de tension due aux commutateurs.

1.1. Inductances de fuites et empiètement

L'étude porte sur un montage redresseur triphasé, simple alternance, commandé (voir figure ci-dessous). Les fuites totales ramenées au secondaire sont modélisées par trois inductances série (λ) sur chaque phase. Ces dernières interviennent pendant la commutation des interrupteurs.

❖ Schéma de montage:

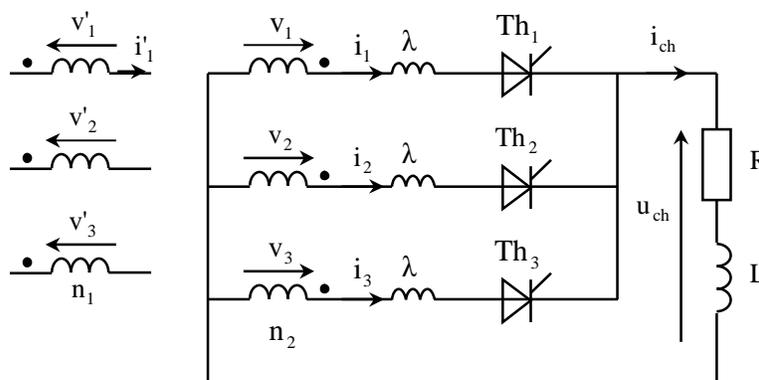


Fig.4.1: Montage redresseur P_{3KC} commandé

❖ **Analyse defonctionnement:**

Au moment où le courant i_1 varie en passant de la valeur du courant ($i_{ch}= I$) à la valeur ($i_{ch}=0$) à l'instant (angle $\theta_1=\frac{5\pi}{6}+\alpha$), la f.é.m. d'auto-induction ($\lambda \cdot \frac{di_1}{dt}$) va tendre à supposer à la cause qui lui donne naissance (la décroissance de courant i_1), il y aura donc un effet de retard sur la décroissance du courant, ce qui va se traduire par deux phénomènes : le premier c'est l'apparition d'un temps de commutation ($t_c = \frac{\mu}{w}$) et il est lié aussi à la croissance du courant i_2 , le second c'est la diminution de la tension de charge en valeur moyenne.

Dans l'intervalle $\left[\frac{5\pi}{6} + \alpha ; \frac{5\pi}{6} + \alpha + \mu \right]$, il va y avoir décroissance du courant i_1 et croissance du courant i_2 , alors on a les deux thyristors (Th_1 et Th_2) vont conduire en même temps: On parle de phénomène d'empiètement (voir figure ci-contre).

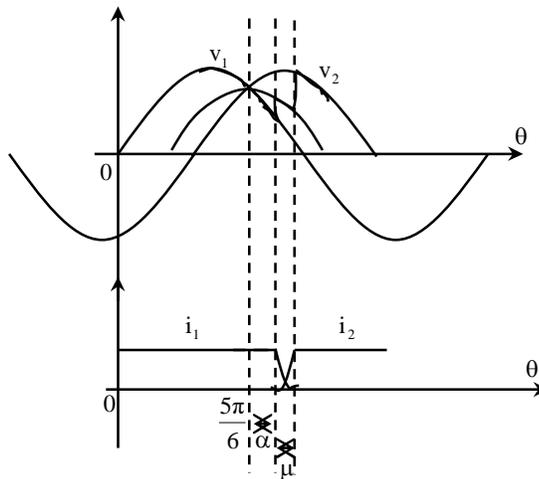


Fig.4.2: Phénomène d'empiètement

• **Calcul de l'angle d'empiètement (μ) et expression du courant i_1**

Pour $\theta \in \left[\frac{5\pi}{6} + \alpha ; \frac{5\pi}{6} + \alpha + \mu \right]$, on peut écrire :

$$\begin{cases} u_{ch} = v_1 \cdot \lambda \frac{di_1}{dt} \\ u_{ch} = v_2 \cdot \lambda \frac{di_2}{dt} \\ I = i_1 + i_2 \end{cases}$$

On additionne membre à membre les équations 1 et 2, on obtient : $u_{ch} = \frac{v_1 + v_2}{2} = -\frac{v_3}{2}$.

Pendant la commutation des thyristors (Th₁ et Th₂), on a $v_1 = u_{ch} + \lambda \frac{di_1}{dt} = \frac{v_1 + v_2}{2} = -\frac{v_3}{2}$.

L'expression du courant est donnée par :

$$i_1(\theta) = I - \frac{V\sqrt{6}}{2\lambda\omega} \left[\cos(\theta) + \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \right] = I - \frac{V}{\lambda\omega} \sqrt{3+3\sqrt{3}} \cdot \cos\left(\theta - \frac{\pi}{12}\right).$$

Avec la condition initiale: $i_1\left(\frac{5\pi}{6} + \alpha\right) = 0$.

Par ailleurs on sait que le courant i_1 s'annule à l'instant (angle = $\frac{5\pi}{6} + \alpha + \mu$), par conséquent

l'expression qui donne l'angle d'empiètement vaut alors : $\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu) = \frac{2\lambda\omega I}{V\sqrt{6}}$

• **Calcul de la chute moyenne de tension due à l'empiètement**

Comme le phénomène d'empiètement se produit trois fois pendant une période de réseau,

alors on peut écrire : $\Delta_{1u_{ch}} = \frac{3}{2\pi} \cdot \int_{\frac{5\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha + \mu} (v_2 - u_{ch}) \cdot d\theta = \frac{3\lambda\omega}{2\pi} I = X_s \cdot I$

❖ **La chute de tension moyenne due à l'empiètement pour:**

• Montage redresseur parallèle simple commandé ou non (Pq) : $\Delta_{1u_{ch}} = \frac{q}{2\pi} \lambda\omega I$

• Montage redresseur parallèle double commandé ou non (PDq) : $\Delta_{1u_{ch}} = \frac{q}{\pi} \lambda\omega I$

❖ **L'angle d'empiètement vaut pour:**

• Montage redresseur commandé (Pq ou PDq): $\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu) = \frac{\lambda\omega I}{V\sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{q}\right)}$

• Montage redresseur non commandé (Pq ou PDq): $1 - \cos(\mu) = \frac{\lambda\omega I}{V\sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{q}\right)}$

1.2. Etude de l'influence des résistances

Les résistances qui interviennent dans la chute de tension d'un redresseur sont essentiellement celle du transformateur d'alimentation.

On suppose maintenant que les autres chutes sont négligeables, et on traite les pertes joules totales pour un montage polyphasé d'ordre (q), quel que soit le type de redresseur considéré, les pertes joules sont égales à : $p_j = q_s r_s I_s^2 + q_p r_p I_p^2 + q_p r_L I_L^2$

Avec

- q_p : nombre de phase primaire,
- q_s : nombre de phase secondaire,
- r_p : résistance d'une phase primaire,
- r_L : résistance d'une phase du réseau d'alimentation (v_1),
- I_p : courant efficace primaire,
- I_s : courant efficace secondaire,
- I_L : courant efficace dans une ligne.

La valeur de la chute de tension moyenne est donnée par : $\Delta_2 u_{ch} = \frac{P_j}{I} = R_c I$

❖ **Exemples de montages :**

• **Montage P₂**

Pour un montage P₂, les courants efficace et moyen sont donnés par :

$$I_s = \frac{I}{\sqrt{2}}; I_p = I_L = mI, q_p = 1, q_s = 2 \text{ et les pertes joules sont : } p_j = [r_s + m^2(r_p + r_L)].I^2$$

Soit. $\Delta_2 u_{ch} = \frac{P_j}{I} = [r_s + m^2(r_p + r_L)].I.$

• **Montage P₃**

Pour un montage P₃, les nombres de phases primaires et secondaires sont : $q_p = q_s$.

➤ Si le primaire est couplé en étoile, la chute de tension moyenne résistive est :

$$\Delta_2 u_{ch} = \frac{P_j}{I} = [r_s + \frac{2}{3} m^2(r_p + r_L)].I$$

➤ Si le primaire est couplé en triangle: la chute de tension moyenne résistive est:

$$\Delta_2 u_{ch} = \frac{P_j}{I} = [r_s + m^2(\frac{2}{3} r_p + 2r_L)].I$$

• **Montage PD₃**

⇒ Si le primaire est couplé en étoile, la chute de tension moyenne résistive est :

$$\Delta_2 u_{ch} = \frac{P_j}{I} = 2[r_s + m^2(r_p + r_L)] \cdot I$$

⇒ Si le primaire est couplé en triangle, la chute de tension moyenne résistive est:

$$\Delta_2 u_{ch} = \frac{P_j}{I} = 2[r_s + m^2(r_p + 3r_L)] \cdot I$$

Constatation : Pour un montage à commutation parallèle double, la chute de tension moyenne inductive est deux fois celle pour un montage à commutation parallèle simple.

1.3. Chute de tension due au commutateur

On tient compte à présent des imperfections du redresseur ; on désigne par :

R_d : résistance dynamique d'un redresseur, V_s : sa tension de seuil, alors que v_T et i_T : tension et courant instantanés d'un redresseur.

Pour un semi-conducteur donné, la tension à ses bornes est : $v_T = R_d \cdot i_T + V_s$. La puissance moyenne perdue correspondante : $P_{moy} = R_d \cdot (i_T)_{eff}^2 + V_s \cdot (i_T)_{moy}$

• La chute de tension moyenne pour un q semi-conducteur: $\Delta_3 u_{ch} = q \cdot \frac{P_{moy}}{(i_{ch})_{moy}} = q \cdot \frac{P_{moy}}{I}$

1.4. Exemples de montages

❖ **Diagramme de tensions de (P_{3KC}) :**

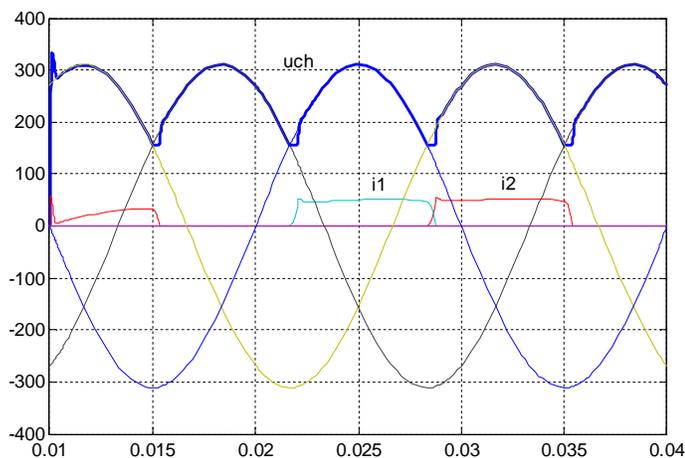


Fig.4.3: Allures de u_{ch} , i_1 et i_2

Les valeurs des courants moyen et efficace dans un redresseur sont : $(i_T)_{\text{eff}} = \frac{I}{\sqrt{3}}$; $(i_T)_{\text{moy}} = \frac{I}{3}$

Et la puissance moyenne sera donnée par: $P_{\text{moy}} = R_d \cdot \frac{I^2}{3} + V_s \cdot \frac{I}{3}$

Pour un montage P_3 , on a trois redresseurs, d'où la chute moyenne due aux commutateurs:

$$\Delta_3 u_{\text{ch}} = R_d \cdot I + V_s$$

❖ **Diagramme de tensions de (PD₃) :**

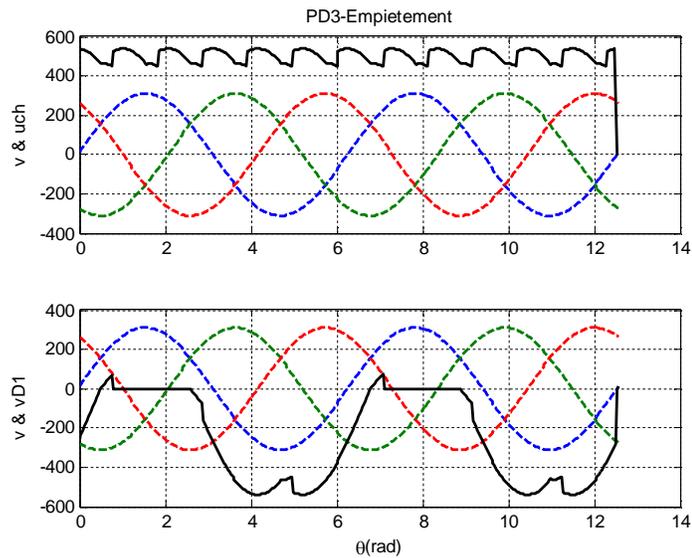


Fig.4.4: Allures de u_{ch} , v_{D1}

Les valeurs des courants moyen et efficace pour un thyristor, valent: $(i_T)_{\text{eff}} = \frac{I}{\sqrt{3}}$; $(i_T)_{\text{moy}} = \frac{I}{3}$

La puissance moyenne sera donnée par: $P_{\text{moy}} = R_d \frac{I^2}{3} + V_s \frac{I}{3}$.

Pour un montage PD₃, on a six redresseurs d'où la chute moyenne due aux commutateurs:

$$\Delta_3 u_{\text{ch}} = 2(R_d I + V_s).$$

Constataion:

Pour un montage à commutation parallèle double, la chute de tension moyenne due aux commutateurs est deux fois celle pour un montage à commutation parallèle simple.

2. Modèle du convertisseur

❖ Exemple d'un montage (P_{3KC}) commandé :

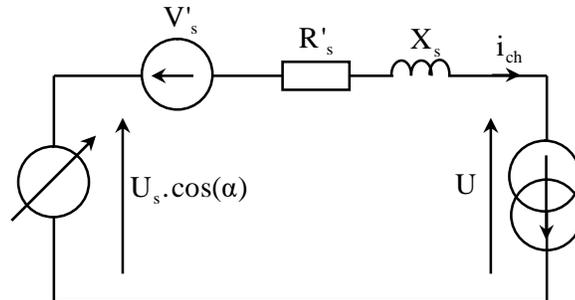


Fig.4.5: Schéma équivalent d'un convertisseur P_{3KC} commandé

❖ Eléments du modèle:

Avide, on a donc $U_s = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V$ et moyennant les expressions moyennes de chutes de

tension, on trouve : $X_s = \frac{3\lambda_w}{2\pi}$; $R'_s = R_d + r_s + \frac{2}{3} m^2 r_p$ et $V'_s = V_s$.

3. Rendement d'un montage redresseur

Si on tient compte en plus des pertes joules (p_j), pertes dans les redresseurs (p_D), et des pertes fer (p_F) du transformateur, le rendement est : $\eta = \frac{U_{i_{ch}}}{U_{i_{ch} + p_F + p_j + p_D}}$.

On démontre que ce rendement est meilleur que celle pour un convertisseur mécanique.

4. Fonctionnement en court-circuit

Les impédances des éléments du montage sont gênantes en fonctionnement normal car elles provoquent des chutes de tension. Mais en cas de surcharge et notamment en court-circuit elles limitent ces courants.

5. Courant de court-circuit

Considérons le montage suivant

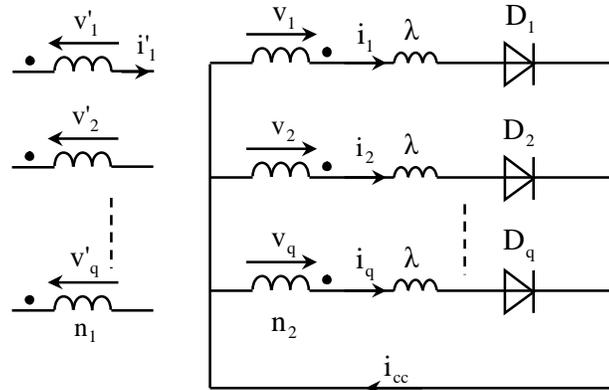


Fig.4.6: Montage redresseur P_{3KC} non commandé

• Expression du courant $i_1(\theta)$

On va tenir compte de l'inductance d'empîtement (λ), on a donc $i_1(\theta) = \frac{V_m}{\lambda\omega} [1 - \cos(\theta)]$

• Courants moyen et efficace du secondaire : $(i_{1})_{\text{eff}} = I_s = \frac{V_m}{\lambda\omega} \sqrt{3}$, $(i_1)_{\text{moy}} = \frac{V_m}{\lambda\omega}$

Remarque : Le courant efficace du court-circuit est $\sqrt{3}$ plus fort qu'en fonctionnement normal.

• Courant de court-circuit moyen : $(i_{cc})_{\text{moy}} = I_{cc} = q \frac{V_m}{\lambda\omega}$

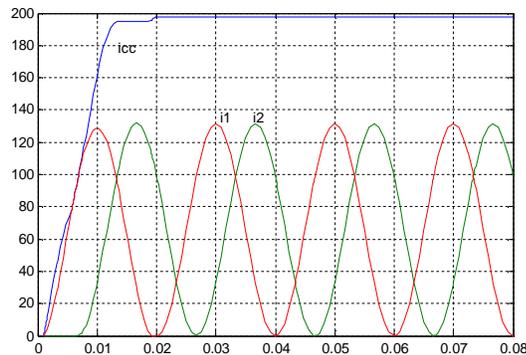


Figure 4.7: Allures de i_{cc} , i_1 et i_2



LES REDRESSEURS DC/DC: LES HACHEURS

Objectifs :

- ▶ Connaître les différents types de hacheur,
- ▶ Connaître leurs principes de fonctionnement et leurs applications.

1. Généralités

1.1. Définitions

Un convertisseur à courant continu permet la conversion de continu à continu sans liaison avec une source à courant alternatif.

L'hacheur est un commutateur électronique à fonctionnement périodique qui, alimenté à partir d'une source à tension continue fixe, peut fournir à une charge une tension continue variable.

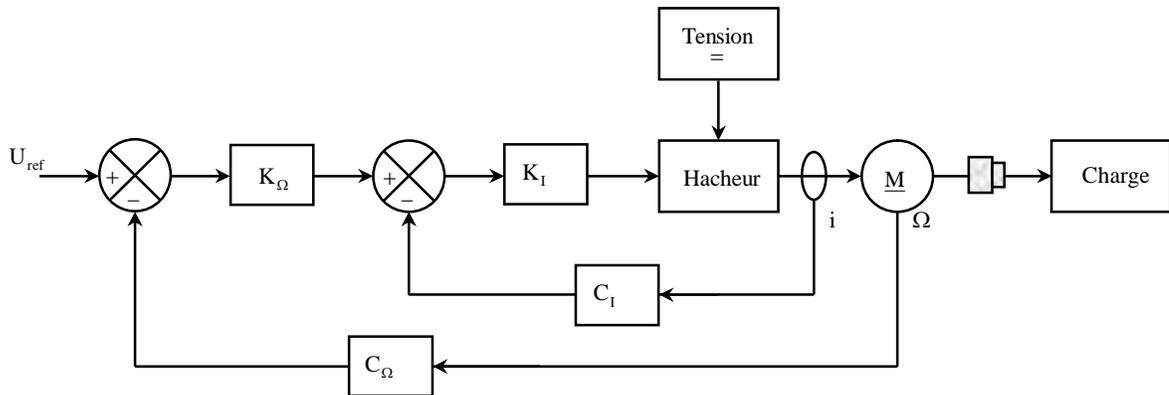


Fig.5.1: Schéma synoptique d'une chaîne de commande d'un M_{CC}

1.2. Utilisations

Leur utilisation permet le contrôle de la puissance électrique dans des circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse et un rendement élevé.

En forte puissance, il intervient comme organe de réglage de la puissance électrique en continu. Généralement dans les systèmes de contrôle de vitesse ou de couple de machines électriques. En petite et moyenne puissance, ils sont utilisés comme une alimentation (Alimentations à découpages).

2. Structures fondamentales

Ces convertisseurs autorisent le transfert d'énergie d'une source vers une charge, celles-ci sont :

- Soit de nature capacitive (source de tension),
- Soit de nature inductive (source de courant).

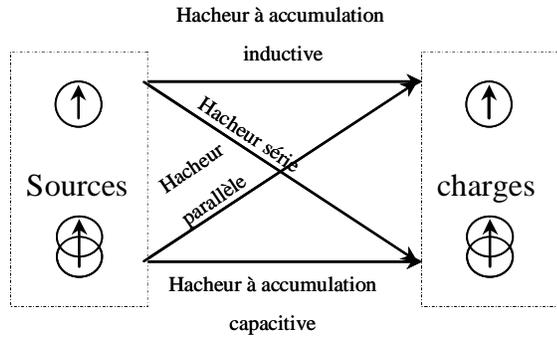


Fig.5.2: Différentes structures de conversion (DC/DC)

3. Hacheur série

Il permet de transférer l'énergie d'une source de tension constante de valeur fixe vers un récepteur de type courant, c'est le plus rudimentaire, il permet donc d'obtenir une tension de valeur moyenne réglable unidirectionnelle. Le schéma de principe est donné par la figure suivante.

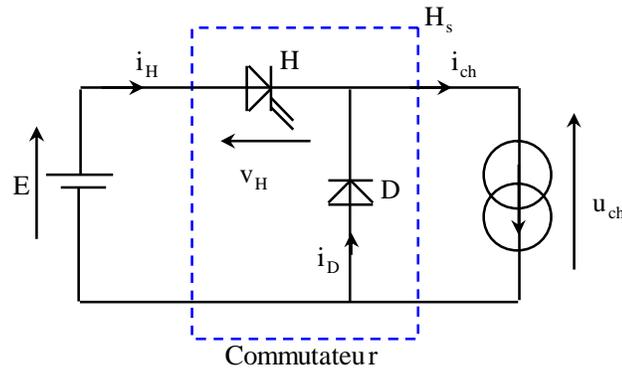


Fig.5.3: Hacheur dévolteur

L'interrupteur électronique (H) peut être un transistor de puissance (bipolaire, MOS, ou IGBT) ou un thyristor accompagné d'un circuit auxiliaire d'extinction ou un GTO, il est commandé par un signal périodique de rapport cyclique α avec ($0 \leq \alpha < 1$), élaboré par un circuit de commande isolé d'hacheur, donné par la figure ci dessous.

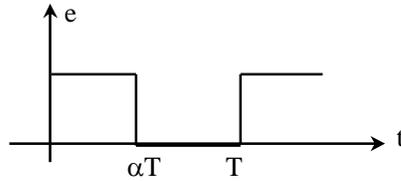


Fig.5.4: Signal de commande du H_s

3.1.Moteur à courant continu commandé par un hacheur série

On se place dans le cas la conduction continue (c'est à dire que le courant dans la charge ne s'annule pas), on ferme l'interrupteur (H) avant que le courant de roue libre soit nul.

❖ Analyse de fonctionnement et mise en équations:

Pour $t \in [0, \alpha T]$, on commande H à la fermeture et la diode D sera automatiquement bloquée,

on peut écrire : $u_{ch} = U = Ri_{ch} + L \frac{di_{ch}}{dt} + E$ ❶ , $i_T = i_{ch}$, $v_D = -U$ et $v_H = 0$

La résolution de cette équation différentielle aboutit à : $i_{1ch}(t) = \frac{U-E}{R} + (I_0 - \frac{U-E}{R}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$, avec

une condition initiale $i_{1ch}(0) = I_0$

Pour $t \in [\alpha T, T]$, on commande H à l'ouverture et la diode D sera passante, on peut écrire :

$u_{ch} = 0 = Ri_{ch} + L \frac{di_{ch}}{dt} + E$ ❷ , $i_T = 0$, $i_D = i_{ch}$, $v_D = 0$ et $v_H = U$

La résolution de cette équation différentielle aboutit à : $i_{2ch}(t) = -\frac{E}{R} + (I_1 + \frac{E}{R}) \cdot e^{-\frac{(t-\alpha T)}{\tau}}$, avec la

condition $i_{1ch}(\alpha T) = I_1$.

❖ Diagrammes de tension et courants:

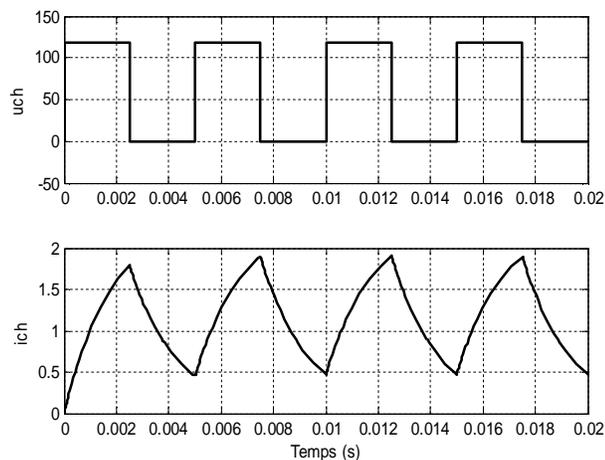


Fig.5.4 : Allures de u_{ch} et i_{ch}

❖ **Expressions des courants (I_0 et I_1):**

On part de deux relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{1ch}(\alpha T) = I_1 = \left(\frac{U-E}{R}\right) \cdot (1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}) + I_0 \cdot e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} \\ i_{2ch}(T) = I_0 = -\frac{E}{R} + \left(I_1 + \frac{E}{R}\right) \cdot e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}} \end{cases}$$

La résolution de ces deux équations en I_0 et I_1 , donne:

$$I_1 = \frac{U}{R} \left[\frac{1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right] - \frac{E}{R} ; I_0 = \frac{U}{R} \left[\frac{e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}} - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right] - \frac{E}{R}$$

Ceci permet de déterminer l'ondulation de courant: $\Delta i = I_1 - I_0 = \frac{U}{R} \cdot \frac{(1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}) \cdot (1 - e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}})}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}}$.

❖ **Valeurs moyennes du courant et tension:** $(u_{ch})_{moy} = \alpha \cdot U$; $(i_{ch})_{moy} = \alpha \cdot \frac{U}{R}$

Constatation :

On peut constater que l'ondulation du courant ne dépend que de $(R, L, T, U$ et $\alpha)$.

L'hacheur série est abaisseur de tension.

3.2. Etude de la conduction discontinue

❶ **Conduction critique :**

C'est le cas particulier de fonctionnement d'un hacheur dévolteur ou le minimum du courant de charge est nulle ($I_0 = 0$), mais sans discontinuité.

❖ **Diagrammes de tension et courant:**

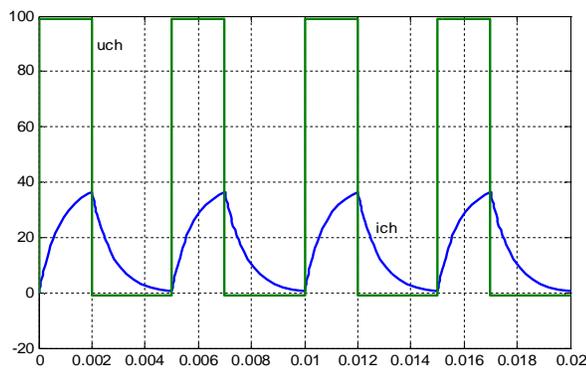


Fig.5.5: Allures des grandeurs u_{ch} et i_{ch}

❖ **Relation de la conduction critique:**

Cette relation est obtenue en écrivant ($I_0=0$), on aboutit à : $\alpha_c = \frac{\tau}{T} \cdot \text{Log} \left(1 + \frac{E}{U} \cdot (e^{+\frac{T}{\tau}} - 1) \right)$.

② Conduction discontinue:

Pendant la séquence de roue libre, en régime de conduction discontinue, l'inductance restitue toute l'énergie accumulée et le courant de charge s'annule ou bout d'un temps inférieur au temps d'ouverture.

❖ Diagrammes de tension et courant:

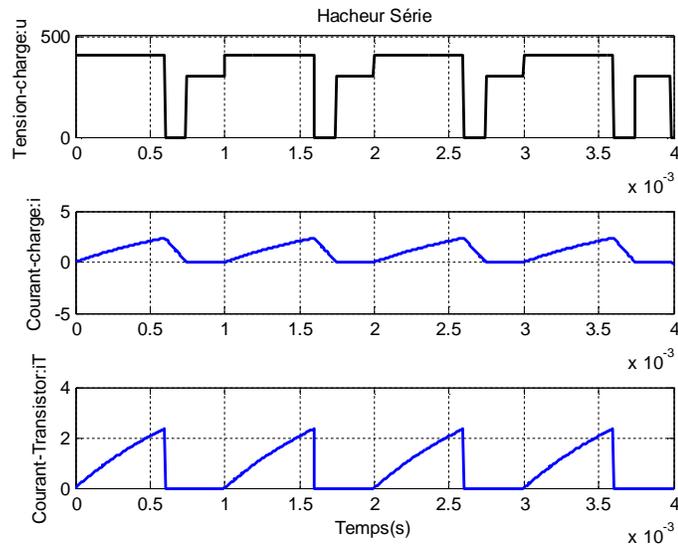


Fig.5.6 : Allures des grandeurs u_{ch} et i_{ch}

On définit le rapport cyclique de conduction discontinue par (β), ou ($0 \leq \beta < 1$). Il est défini

par: $\beta = \frac{\tau}{T} \text{Log} \left(1 + \frac{U}{E} (e^{+\frac{\alpha T}{\tau}} - 1) \right)$.

Si on fait un développement limité arrêté au premier ordre, on obtient: $\beta = \alpha \cdot \frac{U}{E}$.

❖ Valeur moyenne de la tension de charge :

$$\begin{cases} (u_{ch})_{moy} = \alpha \cdot U + (1-\beta) \cdot E \\ (i_{ch})_{moy} = \frac{\alpha \cdot U - \beta \cdot E}{R} \end{cases}$$

3.3. Caractéristiques de charges

Elles représentent l'évolution de la tension moyenne en fonction du courant de charge moyen:

$(u_{ch})_{moy} = f((i_{ch})_{moy})$, d'un hacheur dévolteur pour différentes valeurs de rapport cyclique

« α ». Pour simplifier le calcul, on suppose que la résistance de charge est très faible.

❖ **Expressions du courant de charge:**

$$i_{ch}(t) = \begin{cases} \left(\frac{U-E}{L}\right).t & ; 0 \leq t \leq \alpha T \\ -\frac{E}{L}.(t-T) & ; \alpha T \leq t \leq \beta T \end{cases}$$

Le courant maximum vaut: $i_{ch}(\alpha T) = I_1 = \left(\frac{U-E}{L}\right)\alpha T$.

❖ **Courant et tension moyens:**

$$\begin{cases} (u_{ch})_{moy} = \alpha U + (1-\beta)E = E \\ (i_{ch})_{moy} = \beta \frac{I_1}{2} \end{cases}$$

Comme le courant de charge s'annule à l'instant ($t = \beta T$), on aura donc: $\alpha U = \beta E$

Si on pose de plus $\frac{(u_{ch})_{moy}}{U} = \frac{E}{U} = \frac{\alpha}{\beta} = a$ la valeur du courant moyen peut s'écrire:

$$(i_{ch})_{moy} = \alpha^2 \frac{T}{2.L.a} (U-E) = \frac{U}{2.L.f} \left(\frac{1}{a} - 1\right). \alpha^2$$

En posant $\gamma = \left(\frac{2L}{UT}\right)(i_{ch})_{moy}$. On obtient alors $a = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + \gamma}$. Cette relation traduit la conduction

discontinue. Pour (α) donné, la variation $(u_{ch})_{moy}$ en fonction de $(i_{ch})_{moy}$.

❖ **Allures de $(u_{ch})_{moy}$ en fonction de $(i_{ch})_{moy}$:**

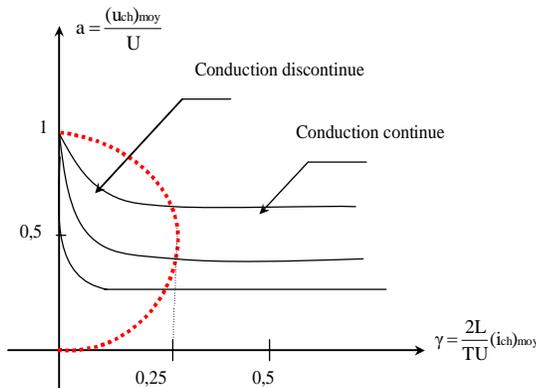


Fig.5.7 : Allures des grandeurs $(u_{ch})_{moy}$ et $(i_{ch})_{moy}$

En conduction continue, on a donc $\frac{(u_{ch})_{moy}}{U} = \frac{\alpha}{\beta} = a$, on obtient des droites parallèles à « γ ».

En conduction discontinue, on a $a = \alpha$ d'où $\gamma = a(1 - a)$, on obtient un demi-cercle.

4. Hacheur parallèle

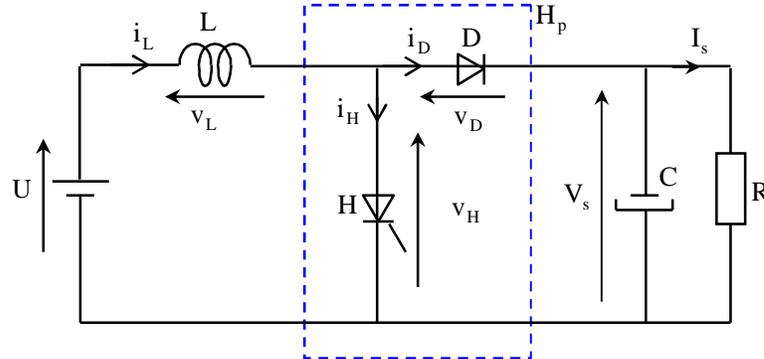


Fig.5.8: Hacheur survolteur

❖ Hypothèses:

On suppose que la tension (V_s) est sensiblement constante, et que la conduction est continue : L'interrupteur H est fermé pendant le temps (αT), l'énergie est stockée dans la bobine, la diode D est bloquée. Le blocage de H entraîne la décharge de l'inductance dans la charge, cette décharge n'est possible que pour ($V_s > U$).

❖ Mise en équations :

Pour $t \in [0, \alpha T]$, on a : $v_L = U = L \frac{di_L}{dt}$; $v_H = 0$, $i_L = i_H$, $i_D = 0$, $v_D = -V_s$

Pour $t \in [\alpha T, T]$, on a : $v_L = U - V_s = L \frac{di_L}{dt}$; $v_H = V_s$, $i_L = i_D$, $i_H = 0$, $v_D = 0$.

❖ Expressions du courant i_L :

$$i_{ch}(t) = \begin{cases} \frac{U}{L} t & ; 0 \leq t \leq \alpha T \\ \frac{(U - V_s)}{L} (t - \alpha T) & ; \alpha T \leq t \leq T \end{cases}$$

❖ Allures des grandeurs courant et tension dans l'inductance:

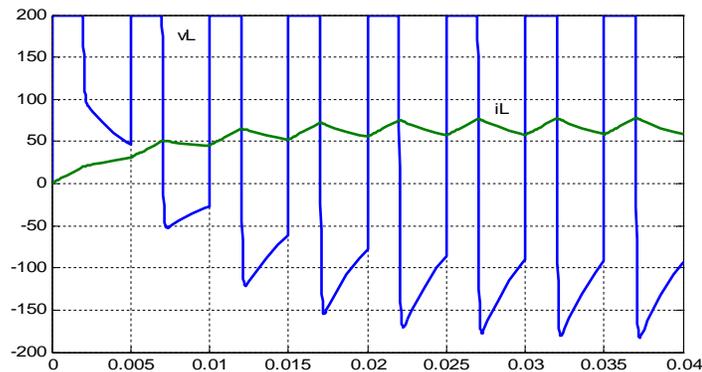


Fig.5.9: Allures de v_L et i_L

❖ Expressions de la tension de sortie:

La condition $(v_L)_{\text{moy}} = 0$, en régime permanent impose que $V_s = \frac{U}{1-\alpha}$.

On remarque que la tension de sortie est toujours supérieure à U , le montage est élévateur de tension.

❖ Ondulation du courant dans la bobine: Elle est définie par $\Delta I = \frac{UT}{L} \alpha$.

❖ Puissances et rendement:

La puissance fournie par la source est : $(P_1)_{\text{moy}} = U(i_L)_{\text{moy}} = UI_L$

La puissance moyenne reçue par la charge est : $(P_2)_{\text{moy}} = V_s \cdot (i_D)_{\text{moy}} = V_s(1-\alpha)I_L$

Le rendement vaut : $\eta = \frac{(P_2)_{\text{moy}}}{(P_1)_{\text{moy}}} = \frac{V_s(1-\alpha)}{U} = 1$

5. Hacheurs à accumulation d'énergie

Les hacheurs à accumulation d'énergie permettent le transfert d'énergie entre deux sources dynamiques de même nature. L'énergie est dans un premier temps transférée de la source vers l'élément de stockage (condensateur ou inductance), et qui la restitue à la charge dans un deuxième temps. On distingue deux types d'hacheurs :

- Hacheurs à accumulation inductive
- Hacheurs à accumulation capacitive.

5.1.Hacheurs à stockage inductif

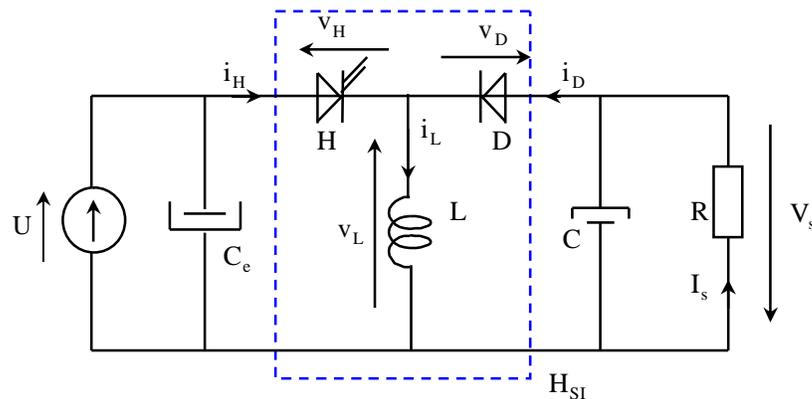


Fig.5.10 : Hacheur à accumulation inductive

L'interrupteur H est fermé pendant le temps (αT) l'énergie est stockée dans la bobine L et la tension de sortie est négative par rapport aux points communs : la diode est bloquée.

Le blocage de H provoque la décharge de l'inductance dans la charge R. Cette décharge peut être totale ou partielle.

❖ Mise en équations:

Les deux phases de fonctionnement sont

- 1^{ère} Phase, H est fermé et la diode D est ouverte,
- 2^{ème} Phase, H est ouvert et la diode D est fermée.

Les équations correspondantes sont respectivement :

$$\begin{cases} U = L \frac{di_L}{dt}; & 0 \leq t \leq \alpha T \\ V_s + L \frac{di_L}{dt} = 0; & \alpha T \leq t \leq T \end{cases}$$

On déduit les deux expressions de i_L en fonction de temps:

$$i_L = \frac{U}{L}t + I_0; 0 \leq t \leq \alpha T$$

$$i_L = -\frac{V_S}{L}(t - \alpha T) + I_1; \alpha T \leq t \leq T$$

❖ **Allures des grandeurs courant et tension dans l'inductance:**

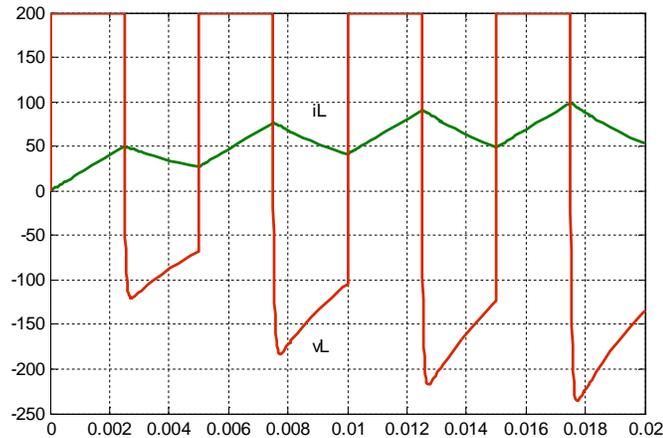


Fig.5.11: Allures des grandeurs de v_L et i_L

❖ **Expressions de la tension de sortie:**

La nullité de $(v_L)_{moy}$, en régime permanent impose : $V_S = \frac{\alpha}{1-\alpha} U$

Conclusion: Ce montage peut abaisser ou élever la tension d'entrée en agissant sur le rapport cyclique. La tension de sortie est négative «montage inverseur».

5.2.Hacheurs à stockage capacitif

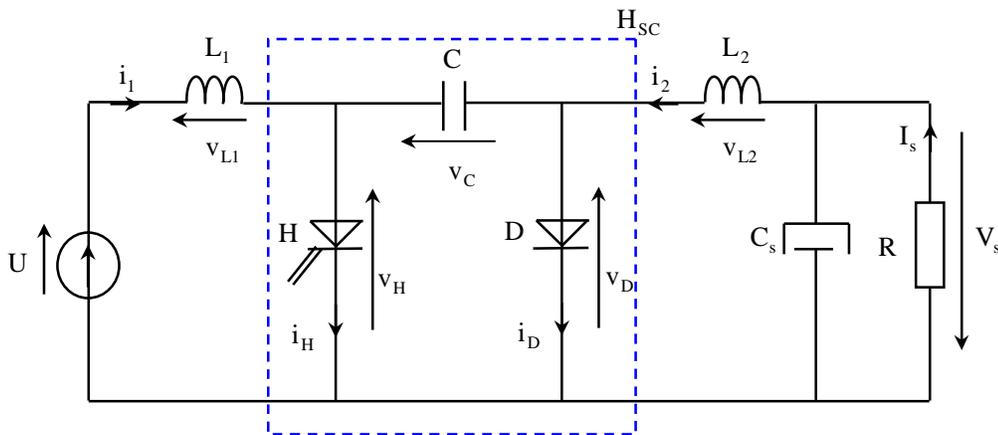


Fig.5.12: Hacheur à accumulation capacitive

❖ **Hypothèses:**

On suppose que les inductances de lissages (L_1 et L_2) sont grandes pour considérer les courants ($i_1 = I_1$ et $i_2 = I_2$) comme constants ; et on aborde que la conduction continue.

Pendant la fermeture de l'interrupteur H ; nous avons stockage de l'énergie dans l'inductance L_1 , transfert d'énergie du condensateur C vers l'inductance L_2 et vers la charge.

En conduction continue, la tension aux bornes du condensateur C ne s'annule pas et la diode D est alors bloquée. Le blocage de H entraîne la conduction de la diode de roue libre D, et le condensateur se recharge.

❖ **Mise en équations:**

Pour $t \in [0, \alpha T]$, on a $i_H = I_1 + I_2$ et $i_C = C \frac{dv_C}{dt} = -I_2$, d'où on trouve $v_C = -\frac{I_2}{C}t + v_{C1}$.

Pour $t \in [\alpha T, T]$, on a $i_D = I_1 + I_2$ et $i_C = C \frac{dv_C}{dt} = -I_1$, d'où on trouve $v_C = \frac{I_1}{C}(t - \alpha T) + v_{C2}$.

❖ **Ondulation de tension de la capacité:**

Elle est définie par : $\Delta v_C = v_{C1} - v_{C2} = \frac{I_1}{C}(1 - \alpha)T = \frac{I_2}{C}\alpha T$.

A partir de cette relation, découle une relation entre les courants (I_1 et I_2): $\frac{I_1}{I_2} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$.

❖ **Valeur moyenne de la tension de sortie:**

La condition $(v_{L1})_{\text{moy}} = 0$ et $(v_{L2})_{\text{moy}} = 0$, en régime permanent donne $U = (v_H)_{\text{moy}} = (1 - \alpha)V_C$

et $V_s = (V_D)_{\text{moy}} = \alpha V_C$, on obtient : $V_s = \frac{\alpha}{1 - \alpha}U$.

❖ **Puissances et rendement:**

Il est clair que la puissance d'entrée est donnée par : $P_1 = U \cdot I_1 = \left(\frac{1 - \alpha}{\alpha} V_s\right) \cdot \left(\frac{\alpha}{1 - \alpha} I_2\right) = I_2 V_s = P_2$

D'où le rendement vaut 1 tout en négligeant les chutes dans les convertisseurs et les

résistances des bobines (L_1 et L_2) : $\eta = \frac{P_2}{P_1} = 1$.

❖ Allures de différentes grandeurs en courants et tensions:

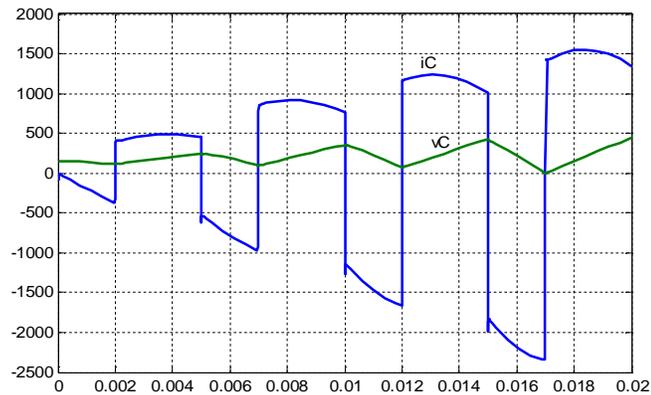


Fig.5.13: Allures des grandeurs v_L et i_L

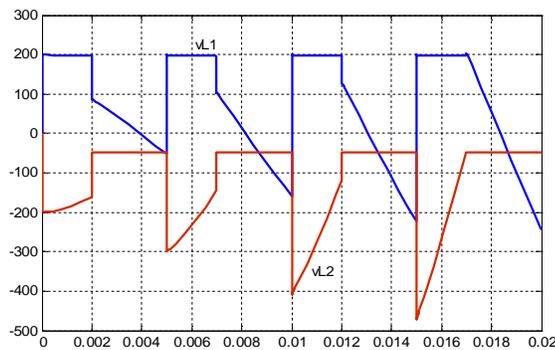


Fig.5.14: Allures des grandeurs v_{L1} et v_{L2}

Conclusions :

Le gain en tension est identique à celui du montage dual à stockage inductif, il s'agit également d'un montage e inverseur de tension qui peut abaisser ou élever la tension d'entrée en agissant sur le rapport cyclique (α).

6. Hacheurs réversible en puissance

Un hacheur est réversible en puissance s'il fonctionne au minimum dans deux quatre quadrants de la caractéristique $u_{ch}=f(i_{ch})$.

❖ Fonctionnement de la machine dans les quatre quadrants:

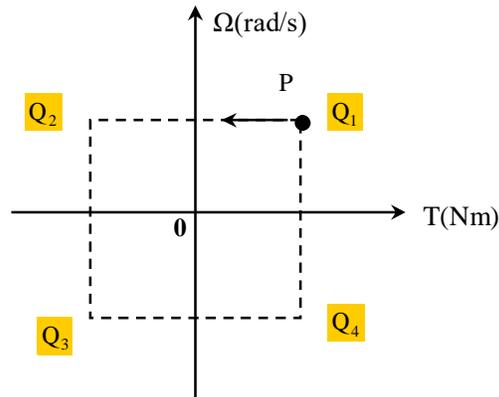


Fig.5.15: Hacheur fonctionnant dans les quatre quadrants

6.1.Hacheur réversible en courant

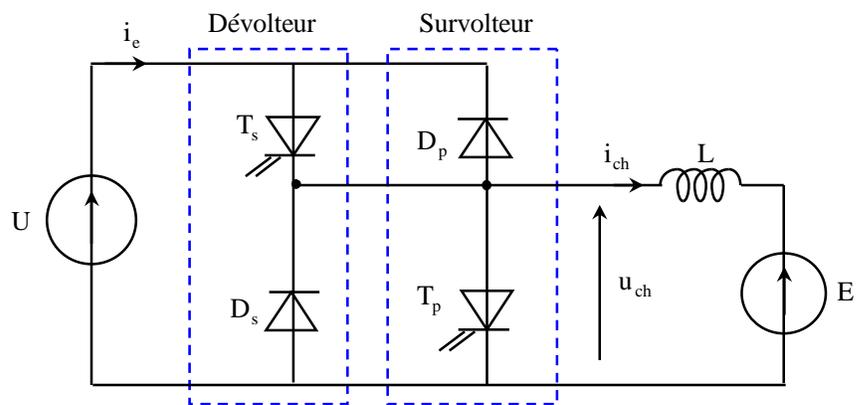


Fig.5.16 : Hacheur fonctionnant dans les quadrants 1 et 2

Si les interrupteurs (T_s et D_s) sont actifs, fonctionnement du hacheur dans le quadrant (Q_1),

Si les interrupteurs (T_p et D_p) sont actifs, fonctionnement du hacheur dans le quadrant (Q_2),

- Tension moyenne : $(u_{ch})_{moy} = E = \alpha_1 U = (1 - \alpha_2) U$

6.2.Hacheur réversible en tension

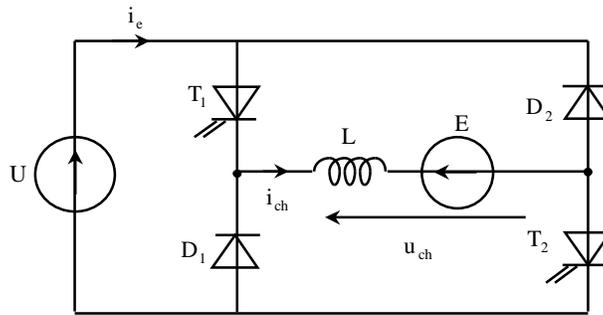


Fig.5.17: Hacheur fonctionnant dans les quadrants 1et 4

Si le rapport cyclique ($\alpha > \frac{1}{2}$), le hacheur fonctionnant dans le quadrant (Q_1). Par contre, si le rapport cyclique ($\alpha < \frac{1}{2}$), le hacheur fonctionnant dans le quadrant (Q_4).

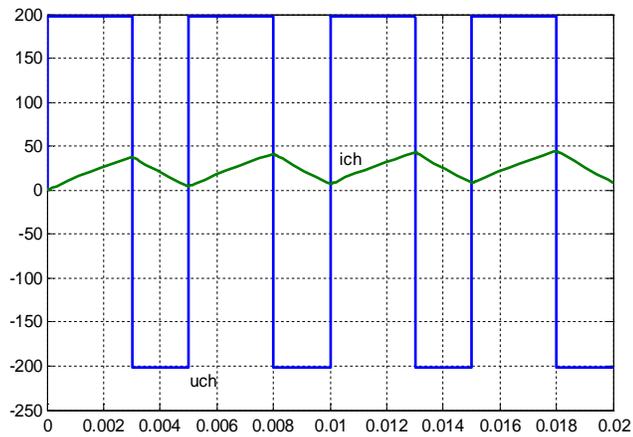


Figure 5.18 : Allures des grandeurs u_{ch} et i_{ch}

- Tension moyenne: $(u_{ch})_{moy} = E = (2\alpha - 1)U$.

6.3.Hacheur réversible en courant et en tension

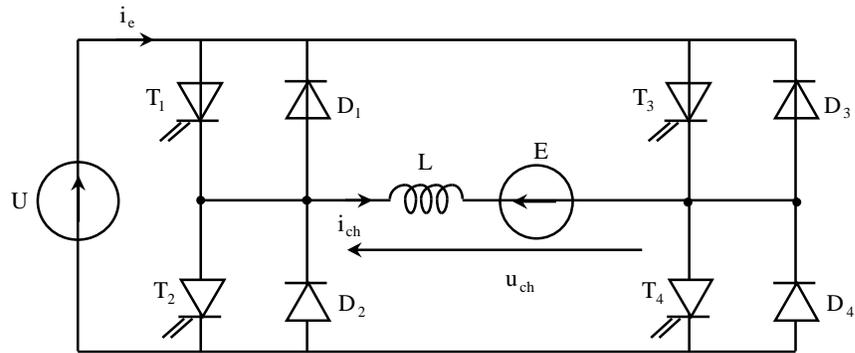


Fig.5.19 : Hacheur à quatre quadrants

- Tension moyenne : $(u_{ch})_{moy} = E = (2\alpha - 1)U$.

❶ Fonctionnement de la machine à courant dans le quadrant Q_1

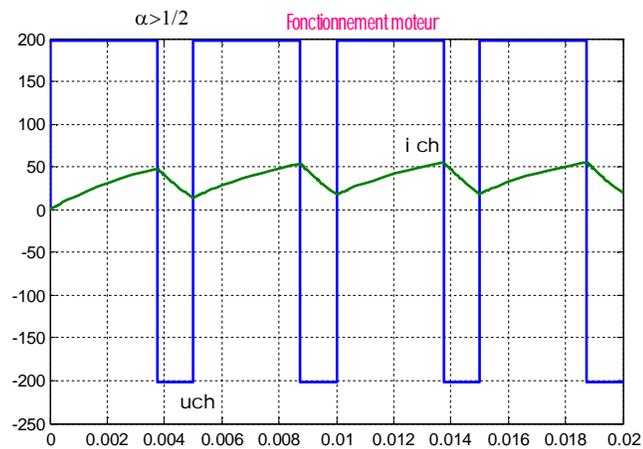


Fig.5.20: Allures des grandeurs u_{ch} et i_{ch}

② Fonctionnement de la machine à courant dans le quadrant Q_2

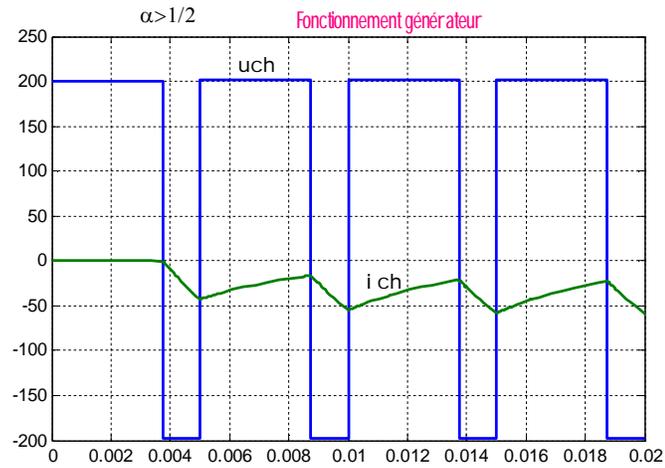


Fig.5.21 : Allures de u_{ch} et i_{ch}

③ Fonctionnement de la machine à courant dans le quadrant Q_3

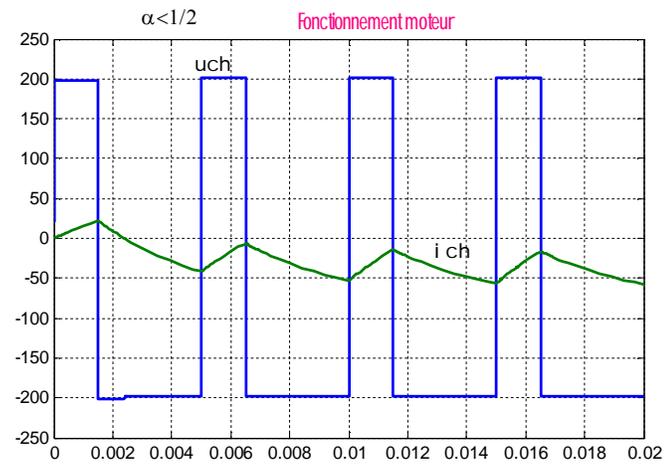


Fig.5.22 : Allures de u_{ch} et i_{ch}

④ Fonctionnement de la machine à courant dans le quadrant Q_4

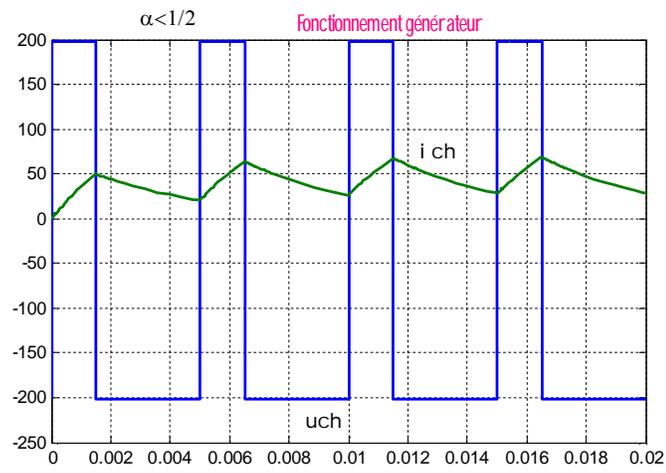


Fig.5.23: Allures de u_{ch} et i_{ch}



LES CONVERTISSEURS DC/AC: LES ONDULEURS

Objectifs :

- ▶ Savoir le principe de fonctionnement d'onduleur.
- ▶ Savoir modéliser un onduleur,
- ▶ Savoir tracer les différentes grandeurs d'entrées et de sorties d'un onduleur.
- ▶ Savoir dimensionner et calculer un onduleur dans une installation.

1. Définitions et structures

L'onduleur est un convertisseur statique qui permet le réglage du transfert de puissance entre une source de courant ou de tension continue et une source de courant ou de tension alternative. Il relie une structure de tension ou de courant continus à un récepteur monophasé ou polyphasé de courant ou de tension alternatifs.

La fréquence « f » de la source alternative est :

- Soit imposé (fixe ou réglable), par une commande électronique autonome (onduleur autonome).
- Soit imposée constant par la source elle-même (onduleur assisté débité sur le réseau).
- Soit imposée, variable par la source elle-même (onduleur alimentant une machine synchrone, piloté par la fréquence de la f.é.m. de la machine).

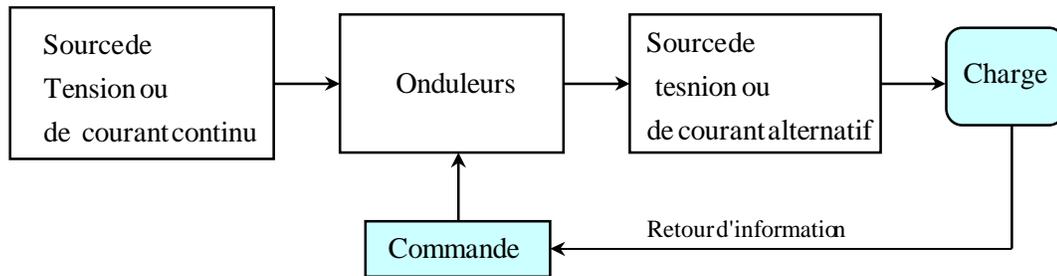


Fig.6.1 : Structure générale

La figure.6.2 montre la structure d'un onduleur triphasé qui relie une source de tension continue à un récepteur triphasé de courant.

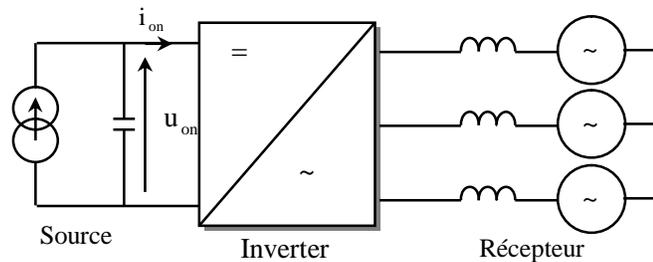


Fig.6.2: Structure d'un onduleur de tension triphasé

La figure 6.3 montre la structure d'un onduleur monophasé de courant à résonance.

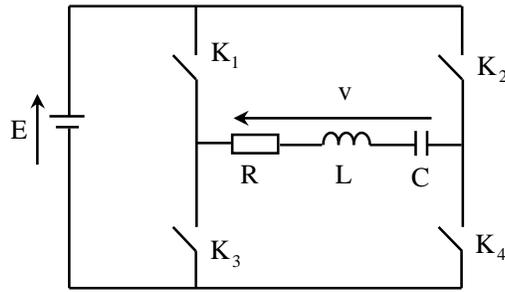


Fig.6.3: Onduleur de courant à résonance

2. Onduleur de courant et de tension

2.1. Définition

L'onduleur de courant permet le transfert de puissance entre une source de courant continu et une source de tension alternative, monophasé ou triphasé en imposant la loi d'évolution du courant alternatif $i_s(t)$.

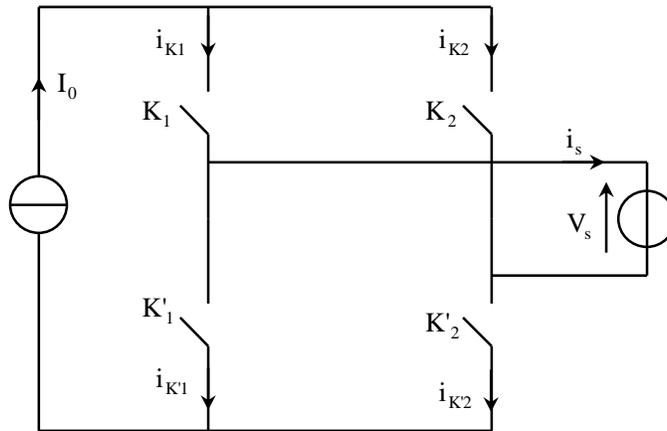


Fig.6.4: Onduleur de courant monophasé

L'onduleur de tension permet le transfert de puissance entre une source de tension continue et une source de courant alternative, monophasé ou triphasé, en imposant la loi d'évolution de la tension alternative $v_s(t)$.

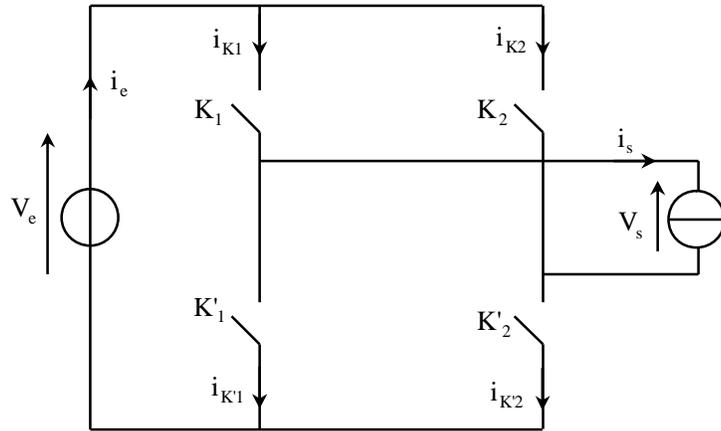


Fig.6.5: Onduleur de tension monophasé

2.2. Commande de l'onduleur monophasé de tension en demi pont

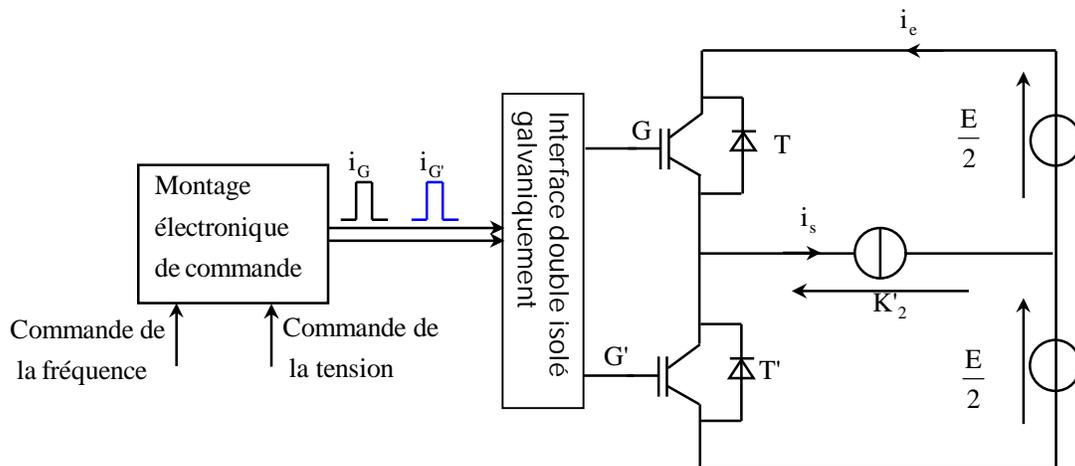


Fig.6.6: Onduleur monophasé de tension en demi-pont

2.3. Commande de l'onduleur monophasé de tension en pont

La commande revient à traiter le pont complet comme équivalent à deux demi ponts. Elle utilise le schéma de principe suivant.

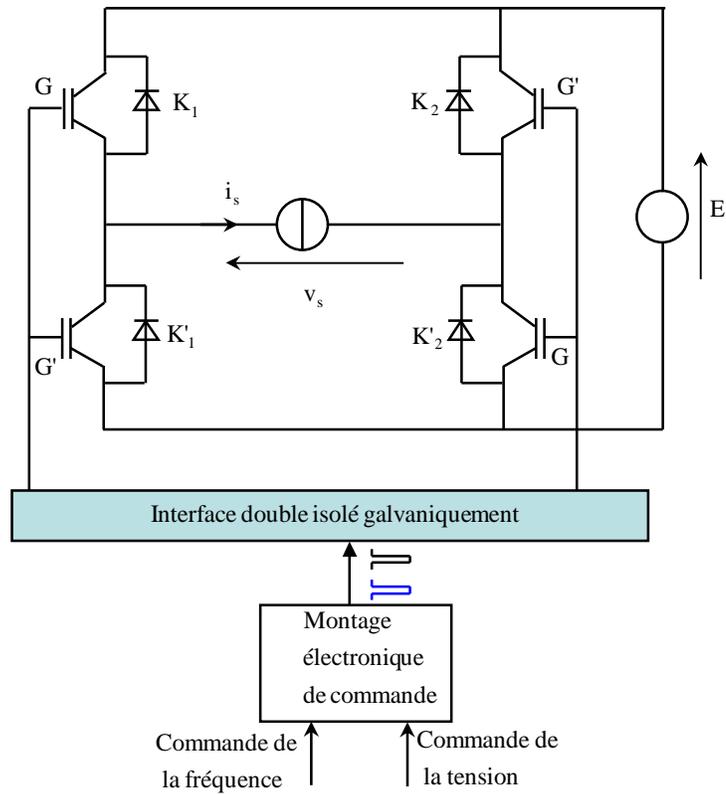


Fig.6.7 : Onduleur monophasé de tension en pont

3. Onduleur de tension monophasé en commande simple ou décalé

3.1. Commande simple (ou pleine onde)

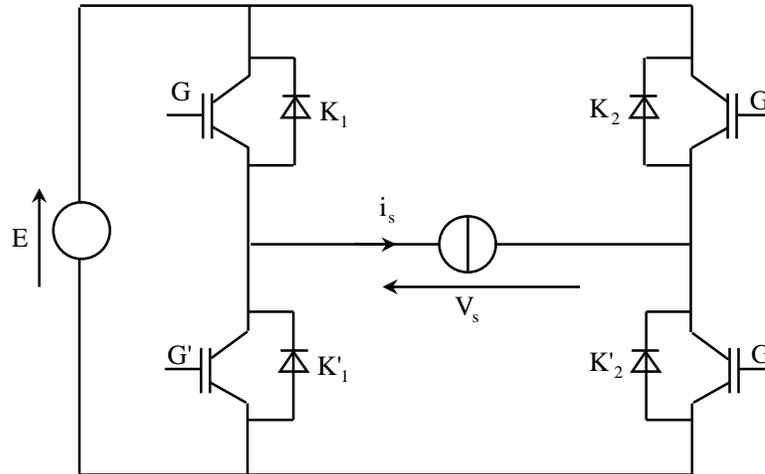


Fig.6.8 : Onduleur monophasé de tension en pont

❖ Simulation de quelques grandeurs de l'onduleur monophasé sous Matlab :

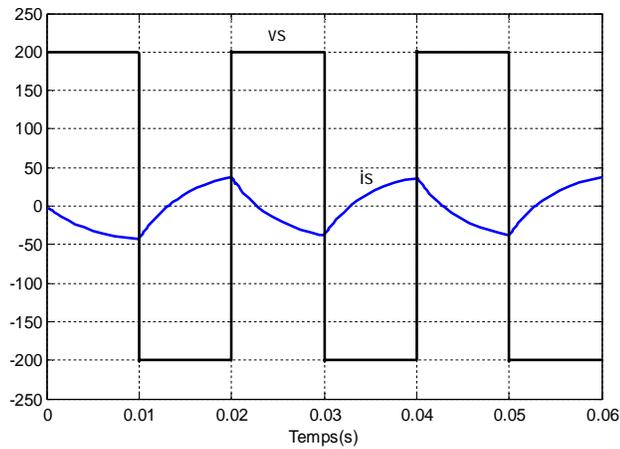


Fig.6.9: Allures des grandeurs $v_s(t)$ et $i_s(t)$

❖ Expression du courant $i_s(t)$:

$$i_s(t) = \begin{cases} \left(I_{\min} - \frac{E}{R}\right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{E}{R} & ; 0 < t < \frac{T}{2} \\ \left(I_{\max} + \frac{E}{R}\right) \cdot e^{-\frac{t-\frac{T}{2}}{\tau}} - \frac{E}{R} & ; \frac{T}{2} < t < T \end{cases}$$

Le développement en série de Fourier de $v_s(\theta) = \frac{4.E}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin[(2k+1)\theta]}{2k+1}$

3.2. Commande décalée

❖ Simulation de quelques grandeurs de l'onduleur monophasé sur Matlab:

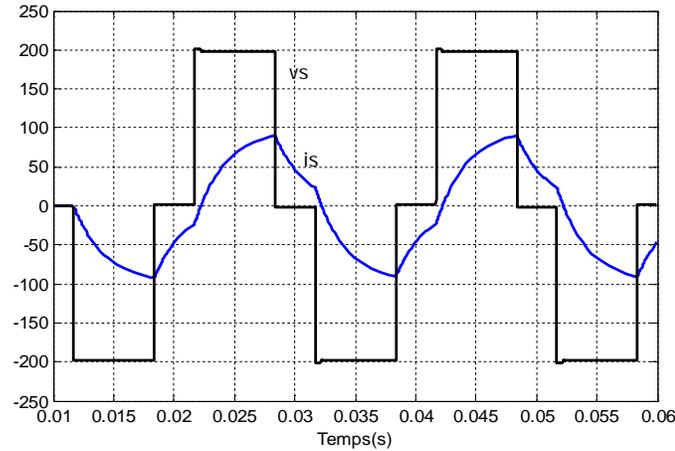


Fig.6.10: Allures des grandeurs $v_s(t)$ et $i_s(t)$

Le développement en série de Fourier de $v_s(\theta) = \frac{4E}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\cos[(2k+1).\beta]}{2k+1} \cdot \sin[(2k+1).\theta]$

❖ Amplitudes des premières harmoniques en fonction de β :

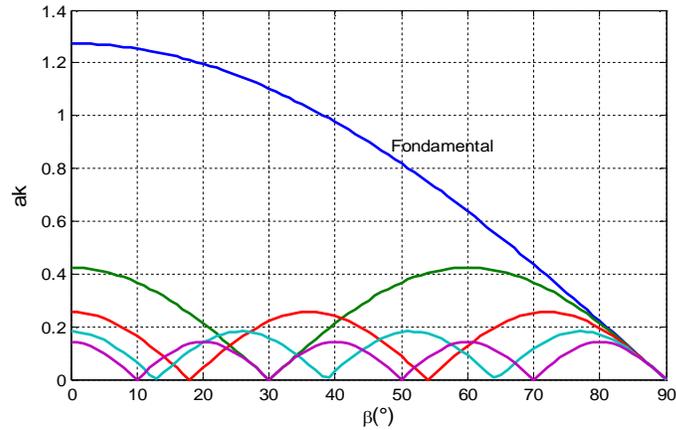


Fig.6.11: Amplitudes des harmoniques en fonction de β

4. Onduleur de tension triphasé

L'onduleur de tension est constitué de trois bras, comme le montre la figure suivante.

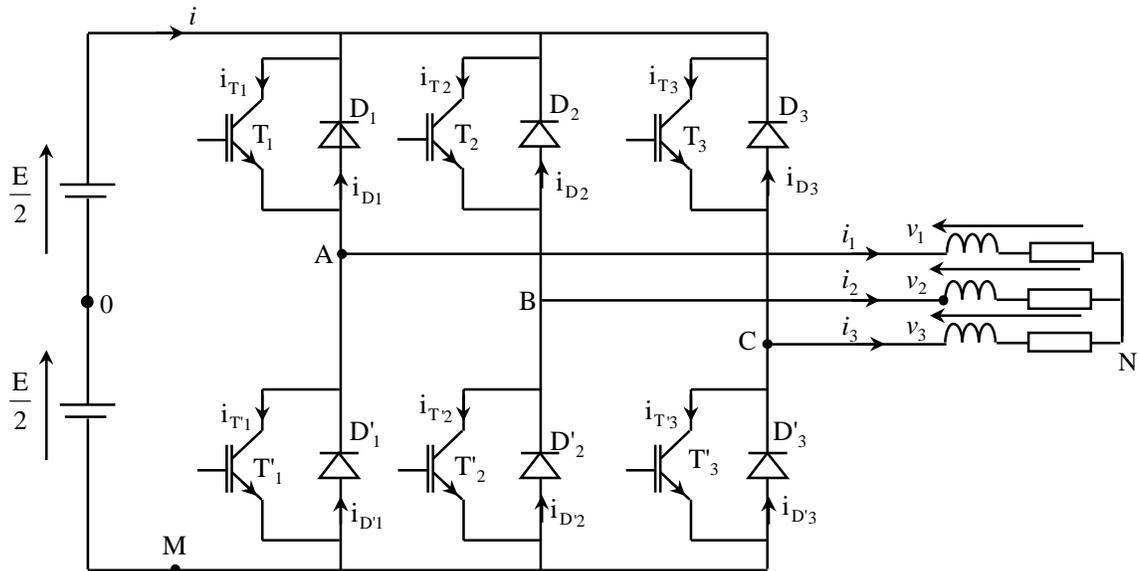


Fig.6.12: Schéma de principe d'un onduleur de tension triphasé

❖ Pour un système équilibré :

On adonc

$$\begin{cases} i_1 + i_2 + i_3 = 0 \\ v_1 + v_2 + v_3 = 0 \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} u_{AB} = v_1 - v_2 = v_{AM} - v_{BM} \\ u_{BC} = v_2 - v_3 = v_{BM} - v_{CM} \\ u_{CA} = v_3 - v_1 = v_{CM} - v_{AM} \end{cases} \quad (2)$$

En effectuant un petit mélange entre les équations (1) et (2), on obtient une nouvelle équation (3) :

$$\begin{cases} v_1 = \frac{1}{3}(u_{AB} - u_{CA}) \\ v_2 = \frac{1}{3}(u_{BC} - u_{AB}) \\ v_3 = \frac{1}{3}(u_{CA} - u_{BC}) \end{cases} \quad (3)$$

❖ Chronogrammes des tensions des demi-bas de l'onduleur (v_{AM} , v_{BM} et v_{CM}):

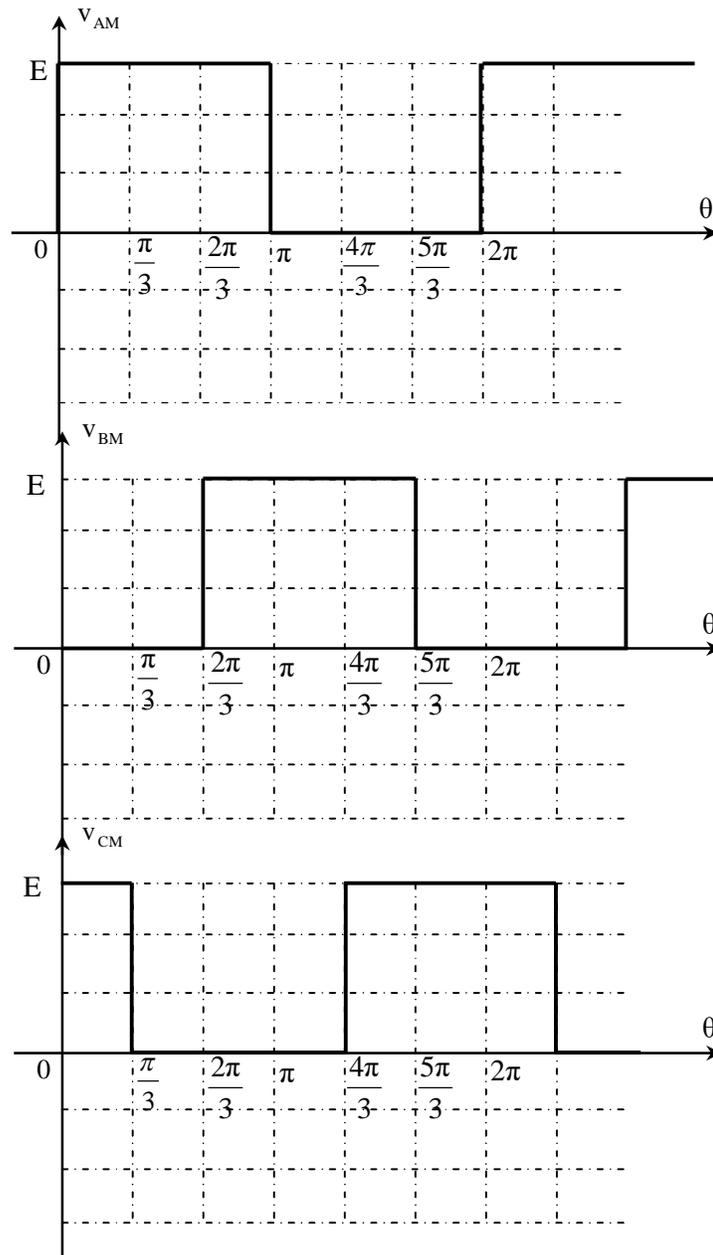


Fig.6.13: Allures des tensions (v_{AM} , v_{BM} et v_{CM})

❖ Chronogrammes des tensions composées de l'onduleur (u_{AB} , u_{BC} et u_{CA})

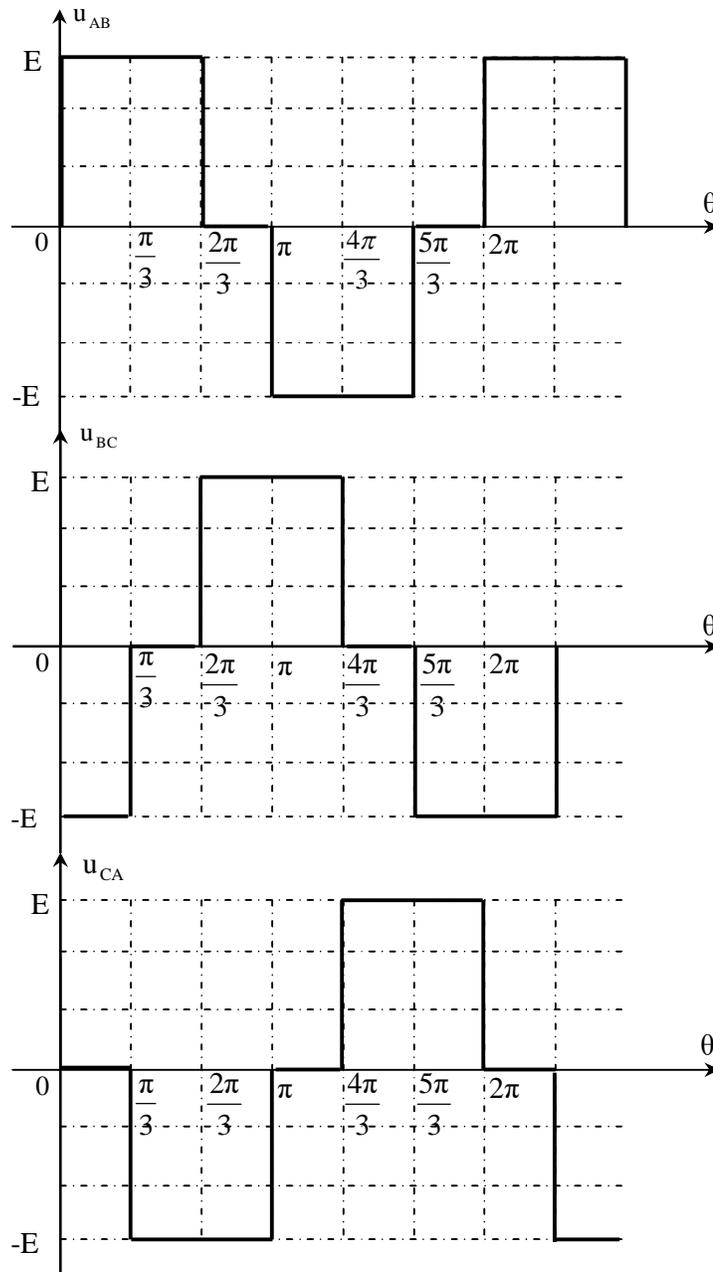


Fig.6.14: Allures des tensions u_{AB} , u_{BC} et u_{CA}

❖ Chronogrammes des tensions simples de l'onduleur (v_1 , v_2 et v_3):

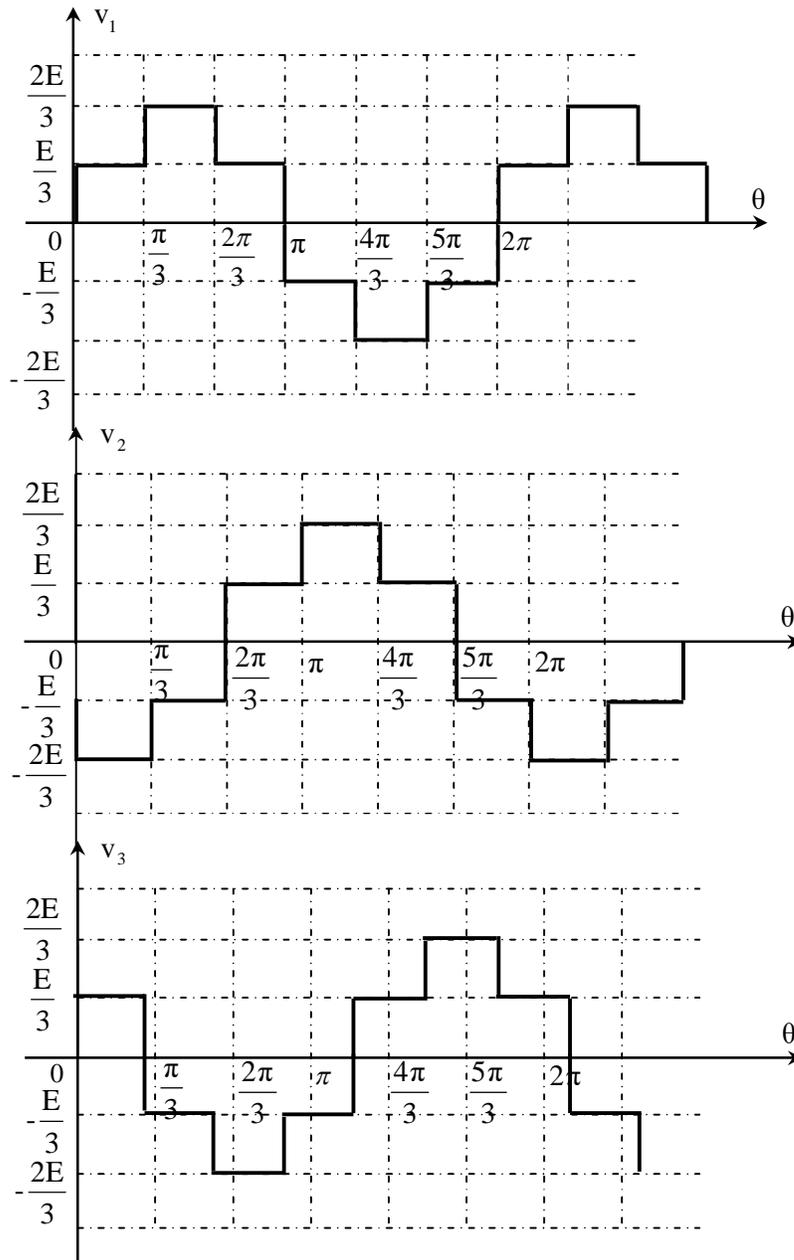


Fig.6.15: Allures des tensions v_1 , v_2 et v_3

❖ Simulation de quelques grandeurs de l'onduleur triphasé sous Matlab:

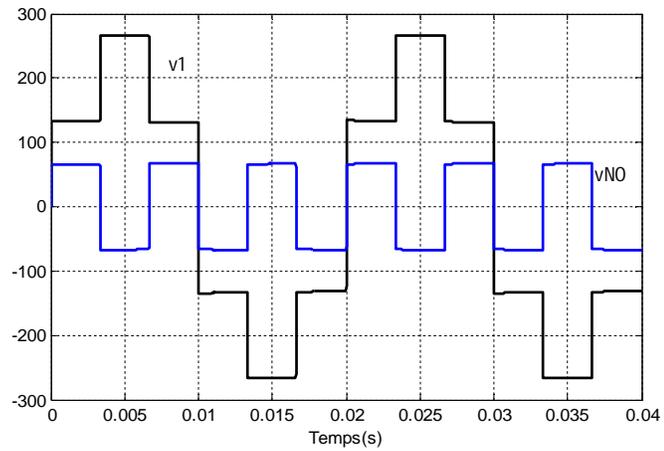


Fig.6.16 : Allures des tensions v_1 , v_{NO}

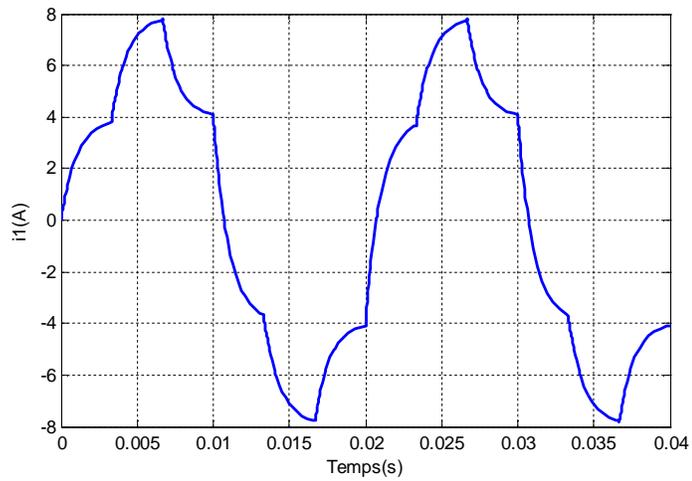


Fig. 6.17: Allure du courant « i_1 » dans la phase1

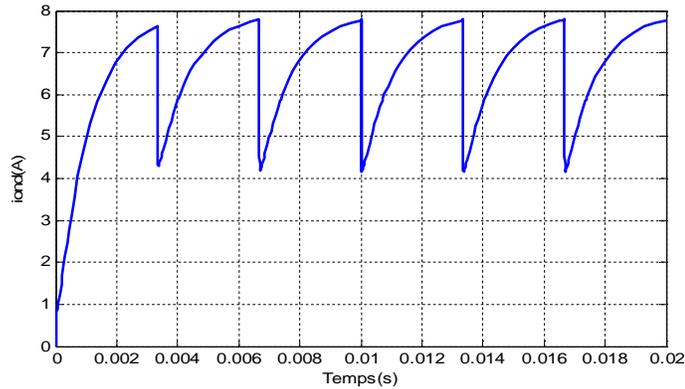


Fig.6.18: Chronogrammes du courant d'entrée « i » du l'ondeur

❖ **Valeurs caractéristiques :**

- **Tensions moyennes :** $(v_{AM})_{moy} = \frac{E}{2}$; $(u_{AB})_{moy} = 0$; $(v_1)_{moy} = 0$
- **Tensions efficaces :** $(v_{AM})_{eff} = \frac{E}{\sqrt{2}}$; $(u_{AB})_{eff} = E \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}$; $(v_1)_{eff} = \frac{E}{3} \cdot \sqrt{2}$
- **Développement en série de Fourier :**

$$v_{AM}(\theta) = \frac{E}{2} + \frac{2E}{\pi} \cdot \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{\sin[(2k+1) \cdot \theta]}{2k+1},$$

$$u_{AB}(\theta) = \frac{4E}{\pi} \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{\sin[(2k+1) \frac{\pi}{3}]}{2k+1} \cdot \cos[(2k+1) \cdot (\theta - \frac{\pi}{3})],$$

$$v_1(\theta) = \frac{8E}{3\pi} \cdot \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{\sin^2[(2k+1) \frac{\pi}{3}]}{2k+1} \sin[(2k+1) \cdot \theta].$$

5. Onduleur MLI intersective (sinus/triangle)

5.1. Modélisation et commande de l'onduleur monophasé

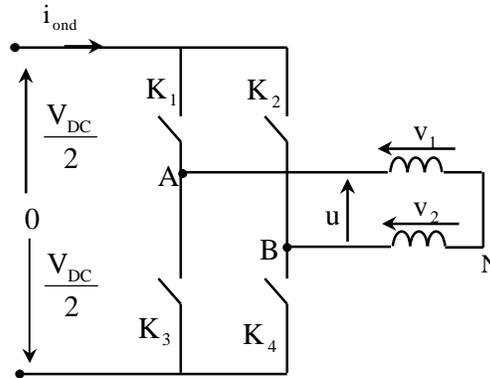


Fig.6.19 : Schéma de principe d'onduleur monophasé

L'onduleur monophasé est formé par deux bras, dont chacun comporte deux interrupteurs de puissance bidirectionnelle en courant. Les clés de commande des interrupteurs de puissances sont notées par C_1 et C_2 .

❖ Modèle de l'onduleur monophasé :

On démontre que les deux tensions de sortie de l'onduleur sont données sous forme

matricielle par :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{2} \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix}$$

La fonction $f_1(u)$ est donnée par $f_1(u) = \frac{V_{DC}}{2} \cdot (C_1 - C_2)$.

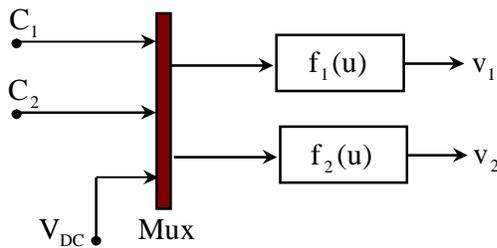


Fig.6.20: Modèle de l'onduleur monophasé

❖ **Modèle de la commande:**

Les tensions modulantes de référence (a et b) représentent les tensions images de système de tensions simples diphasées. La porteuse p(t) est signal triangulaire dont la fréquence ($f_p \gg f_m$).

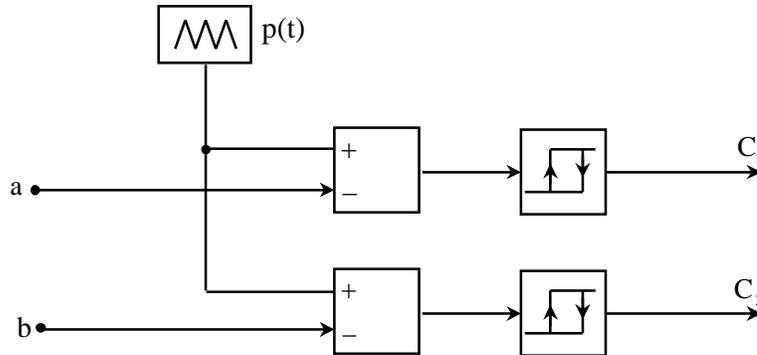


Fig.6.21: Modèle de la commande d'un onduleur monophasé

❖ **Principe :**

Les instants de commutation des interrupteurs complémentaires (K_1 et K_2 par exemple) sont déterminés par les intersections :

- D'une onde de référence a(t) de fréquence f_m et d'amplitude V_m , représentant la tension de sortie désirée u de l'onduleur. Cette tension de référence est en général sinusoïdale.
- Et d'une onde de modulation ou porteuse p(t), de fréquence f_p supérieure à f_m , triangulaire d'amplitude V_p .

❖ **Caractéristique de la commande:**

- Indice de modulation: $m = \frac{f_p}{f_m}$.
- Coefficient de réglage en tension : $r = \frac{V_m}{V_p}$

❖ Simulation de quelques grandeurs de l'onduleur MLI monophasé sous Matlab:

• Commande unipolaire:

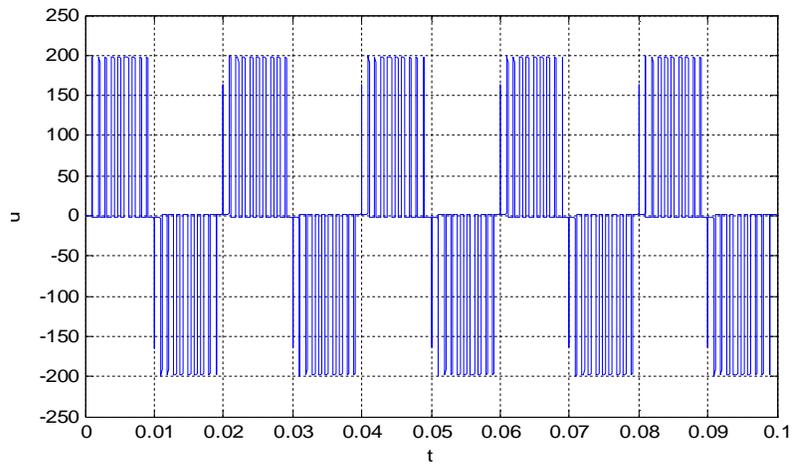


Fig.6.22: Tension de sortie u(t)

• Commande bipolaire:

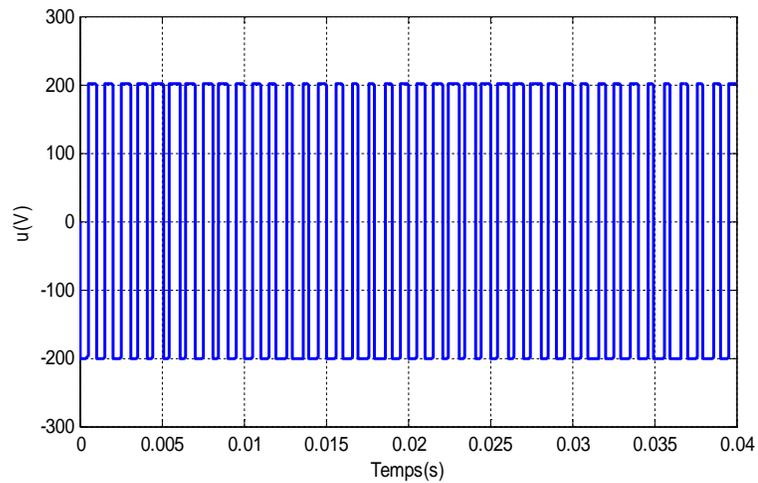


Fig.6.23: Tension de sortie u(t)

Remarques :

La structure des onduleurs est identique à celle des onduleurs vus précédemment, seule la commande des interrupteurs est modifiée.

La multiplication du nombre des impulsions, permet de repousser vers les fréquences plus élevées d'harmoniques en sortie. Leur filtrage opéré soit par la charge elle-même (ou par un filtre), est ainsi rendu plus aisé. Dans ces conditions, tout se passe comme si la charge n'était soumise qu'à une tension sinusoïdale correspondant à la composante fondamentale $u_1(t)$ de $u(t)$.

Par l'intermédiaire de la commande, on peut faire varier aisément la valeur efficace et la fréquence du signal de sortie (possibilité de fonctionner à $V/f=Cte$).

Pour un onduleur MLI (P.W.M: Pulse Width Modulation » en anglais), la grandeur de sortie $u(t)$ est constituée d'un certain nombre de créneaux de largeurs différentes comme l'indique la figure 6.22.

Il existe d'autres types de commande, notamment les commandes numériques, où les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs sont programmés (commande:MLI précalculées).

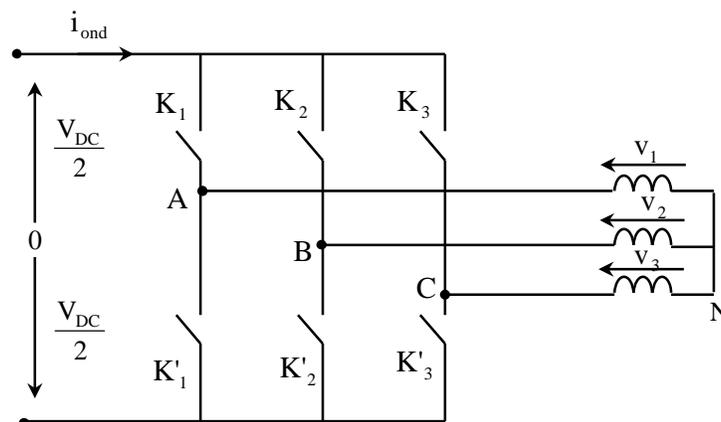
5.2. Modélisation et commande de l'onduleur triphasé

Fig.6.24: Schéma de principe d'un onduleur 3~

L'onduleur triphasé est formé par trois bras, dont chacun comporte deux interrupteurs de puissance bidirectionnelle en courant. Les clés de commande des interrupteurs de puissances sont notées par C_1 , C_2 et C_3 .

❖ **Modèle de l'onduleur triphasé:**

On démontre que les trois tensions de sortie de l'onduleur sont données sous forme matricielle

$$\text{par : } \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix}$$

La fonction $f_1(u)$ est donnée par $f_1(u) = \frac{V_{DC}}{3} \cdot (2 \cdot C_1 - C_2 - C_3)$.

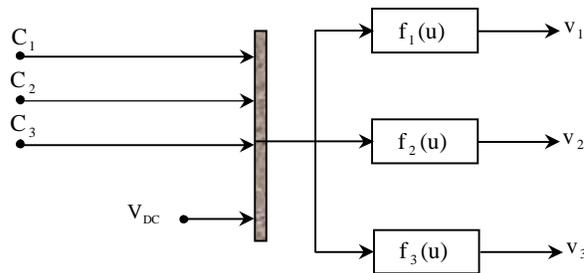


Fig.6.25 : Modèle de l'onduleur triphasé

❖ **Modèle de la commande:**

Les tensions (a, b et c) représentent les tensions images de système des tensions triphasés simples. La porteuse $p(t)$ est un signal triangulaire dont la fréquence ($f_p \gg f_a$).

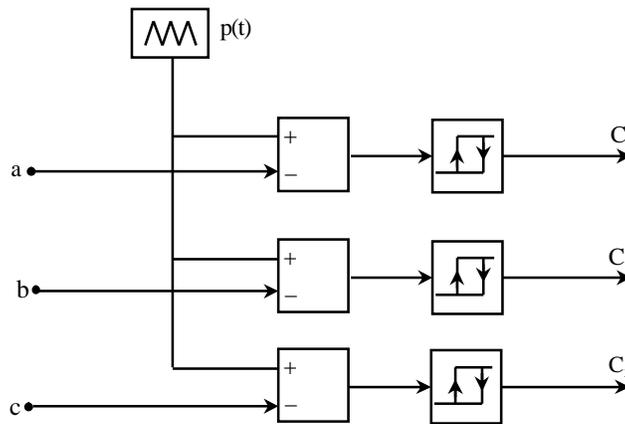


Fig.6.26: Modèle de la commande d'un onduleur triphasé

❖ Simulation de quelques grandeurs de l'onduleur MLI triphasé sous Matlab:

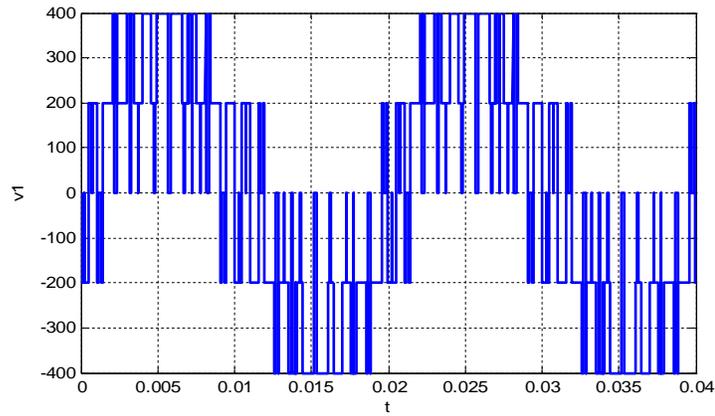


Fig.6.25: Allures de la tension tensions v_1

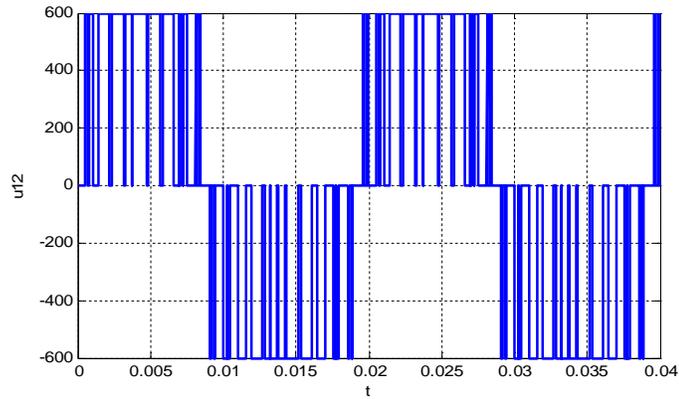


Fig.6.26: Allures de la tension tensions u_{12}



LES CONVERTISSEURS AC/AC : LES GRADATEURS

Objectifs :

- ▶ Savoir le principe de fonctionnement du gradateur.
- ▶ Savoir tracer les différentes grandeurs d'entrées et de sorties d'un gradateur.
- ▶ Savoir dimensionner et calculer un gradateur dans une installation.

1. Généralités

1.1. Définition

Un gradateur c'est un convertisseur statique qui produit un système de tension et courant alternatifs variable à partir d'une source de tension alternative, sans en modifier la fréquence.

- L'intensité de courant du courant débité par la source est la même que celle absorbé par le récepteur.
- La fréquence (f) est imposée par la source.

Un gradateur est un appareil de commande qui permet de contrôler la puissance absorbée par un récepteur en régime alternatif.

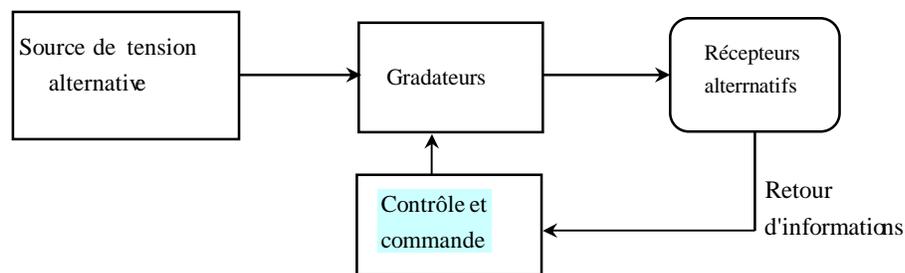


Fig.7.1: Structure générale

1.2. Principe de fonctionnement

Le gradateur est un interrupteur qui permet d'établir et d'interrompre la liaison entre la source et le récepteur. La tension aux bornes du récepteur évolue en fonction de la séquence de commande de l'interrupteur.

1.3. Constitution

Généralement l'interrupteur est bidirectionnel en courant. Il se compose d'une partie puissance et d'une partie commande intégrées dans le même bloc.

La partie puissance est constituée de deux thyristors montés « tête-bêche » pour les fortes puissances supérieures à 10 kW, ou d'un triac pour les puissances inférieures.

La partie commande est constituée de divers circuits électroniques permettant d'élaborer les signaux de commande des thyristors à partir d'un ordre de commande extérieur. Suivant les types de gradateur, ce signal de commande sera de type tout ou rien (TOR) ou bien analogique.

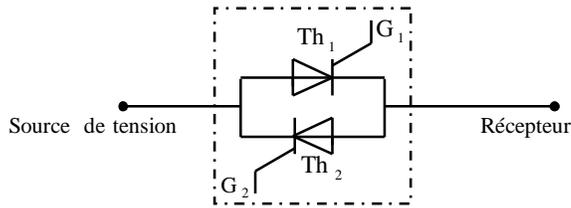


Fig.7.2: Montage à deux thyristors en « tête-bêche »

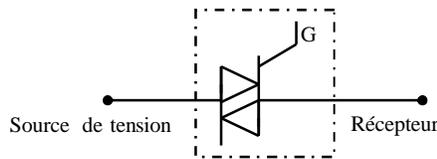


Fig.7.3: Montage à triac

2. Gradateur monophasé à angle de phase

Il est alimenté par une tension sinusoïdale de valeur efficace constante, et fournit à la charge une tension alternative non sinusoïdale de même fréquence que la tension d'alimentation, mais de valeur efficace réglable.

2.1.Charge résistive

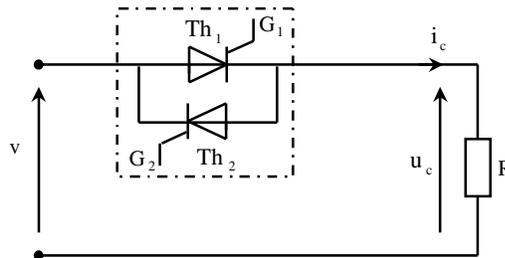


Fig.7.4: Gradateur monophasé sur R

Les impulsions de commande des gâchettes des thyristors sont générées périodiquement aux

instants successifs $t_1 = \frac{\alpha}{\omega}$ et $t_2 = \frac{\alpha + \pi}{\omega}$, comme le montre la figure 7.5.

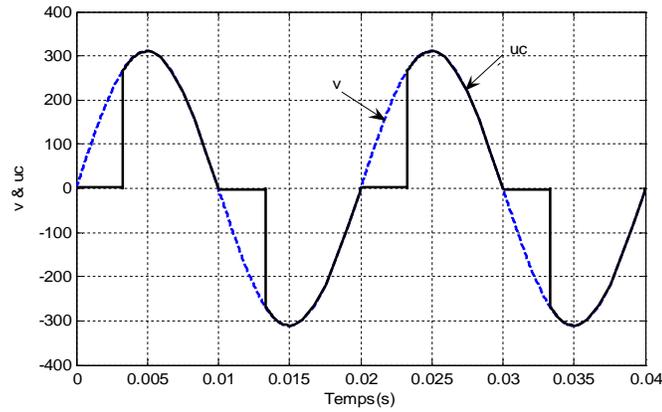


Fig.7.5: Tensions des grandeurs « v » et u_c

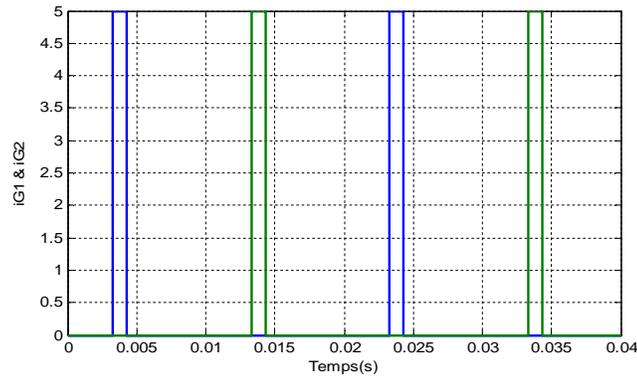


Fig.7.6 : Impulsions de commande « i_{G1} et i_{G2} » des thyristors Th_1 et Th_2

❖ **Valeurs caractéristiques:**

- Tensions de charge efficace : $(u_c)_{\text{eff}} = V \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}}$
- Courant efficace : $(i)_{\text{eff}} = \frac{V}{R} \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}}$
- Puissance moyenne : $(P_{\text{ch}})_{\text{moy}} = \frac{V^2}{R} \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}\right)$

Conclusion :

Lorsque l'angle d'amorçage varie de 0 à π , la valeur efficace du courant varie aussi de son maximum $I_{\text{max}} = \frac{V}{R}$ à 0.

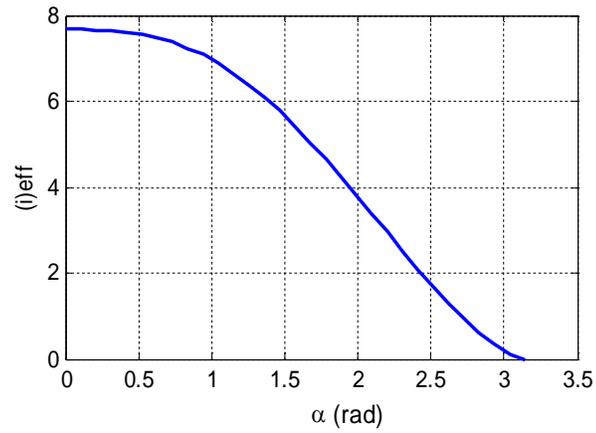


Fig.7.7 : Courant efficace en fonction de (α)

2.2.Charge à caractère inductif

Le déphasage (φ) du circuit de charge (R, L), réduit la variation de l'angle d'amorçage (α).

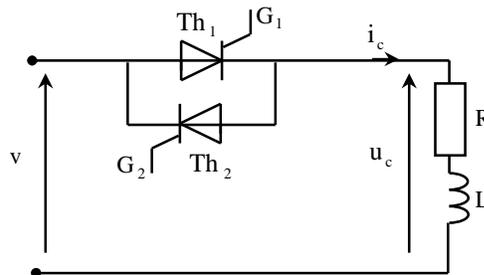


Fig.7.8: Gradateur monophasé sur RL

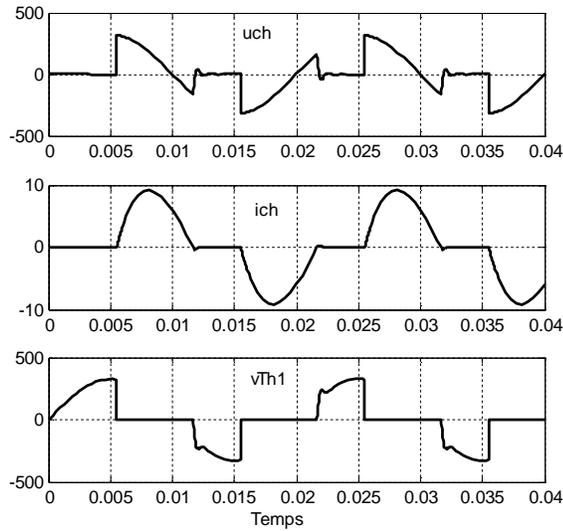


Fig.7.9: Allures de grandeurs (u_{ch} , i_{ch} et v_{Th1}) pour $\alpha > \varphi$

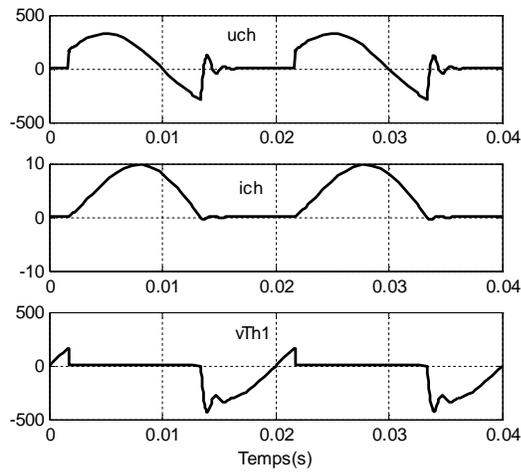


Fig.7.10: Allures de grandeurs (u_{ch} , i_{ch} et v_{Th1}) pour $\alpha < \varphi$

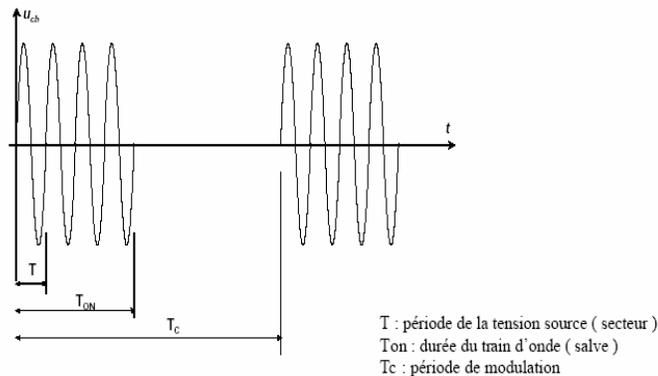
3. Gradateur monophasé à train d'ondes

3.1. Définition

C'est un convertisseur statique, qui est alimenté par une tension sinusoïdale de valeur efficace constante, et fournit à la charge des salves de tension de manière à faire varier la valeur efficace de la tension aux bornes de la charge.

3.2. Principe de fonctionnement

Dans ce type de gradateur, le signal envoyé sur l'entrée de commande du gradateur est de type « TOR ». Le thyristor Th_1 et le thyristor Th_2 sont amorcés de manière continue pendant le temps « T_{on} » et ils sont ensuite bloqués jusqu'à la fin de la période de modulation.



❖ Valeurs caractéristiques :

- Valeur efficace de la charge : $(u_{ch})_{eff} = V\sqrt{\beta}$
- Puissance moyenne dissipée dans la charge : $(P_{ch})_{moy} = \frac{V^2}{R} \cdot \beta$

3.3. Domaine d'utilisation de ce genre de gradateur

- Chauffage.
- Utilisés sur des systèmes présentant une inertie thermique importante.

Avantage:

- La tension aux bornes de la charge est alternative sinusoïdale, donc le courant absorbé l'est aussi. La présence d'harmonique de courant sera donc nulle.
- On a une relation linéaire entre la puissance moyenne dans la charge et le signal de commande (β).

4. Gradateur Triphasé

4.1. Constitution

Un gradateur triphasé est formé par trois gradateurs monophasés montés en étoile ou en triangle.

4.2. Gradateur triphasé en amont

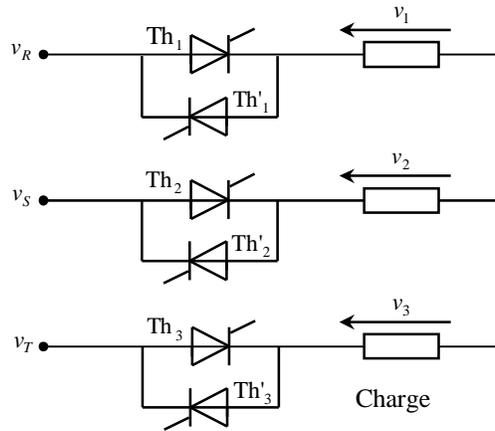


Fig.7.11: Montage étoile des récepteurs

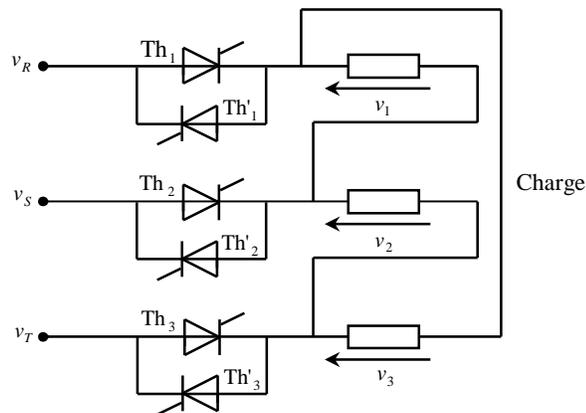


Fig.7.12: Montage triangle des récepteurs

4.3. Gradateur triphasé en aval

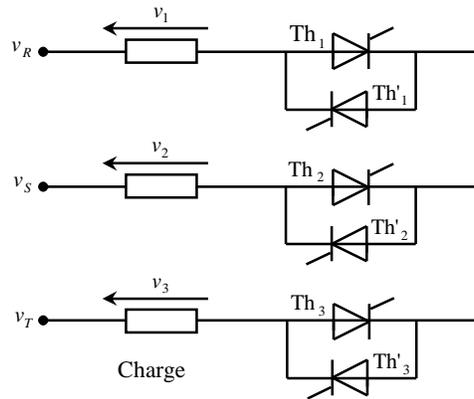


Fig.7.13: Gradateur en étoile

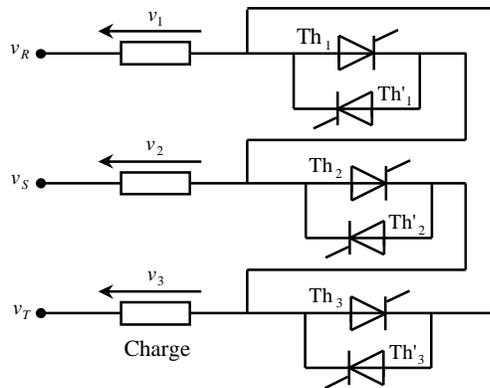


Fig.7.14: Gradateur en triangle

4.4. Gradateur triphasé cas d'une charge résistive

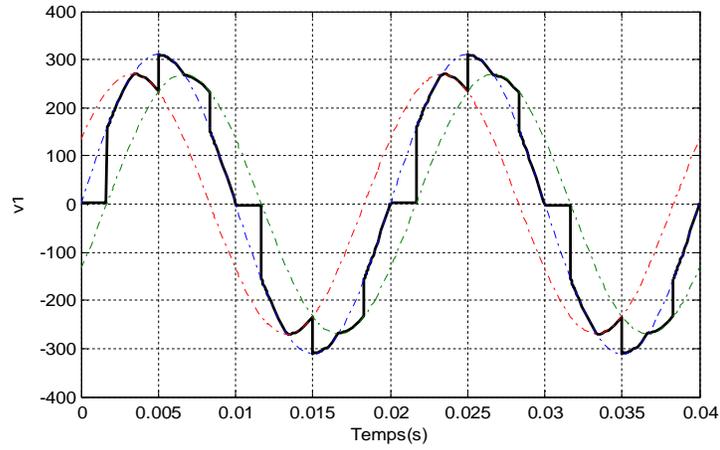


Fig.7.15: Allure de la tension (v_1) « Mode1 »

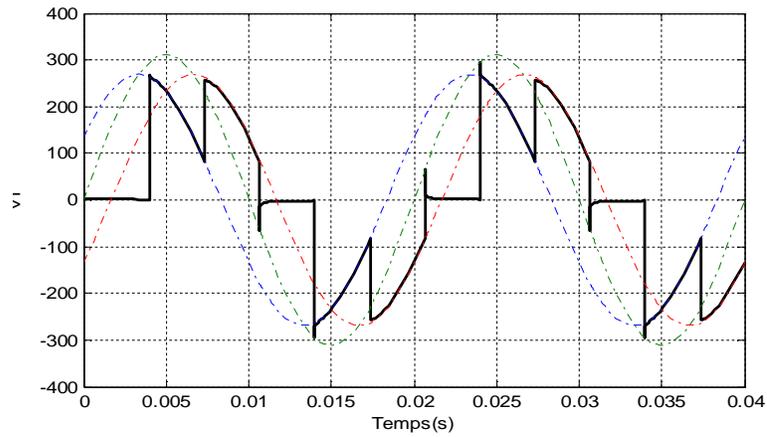


Fig.7.16: Allure de la tension (v_1) « Mode2 »

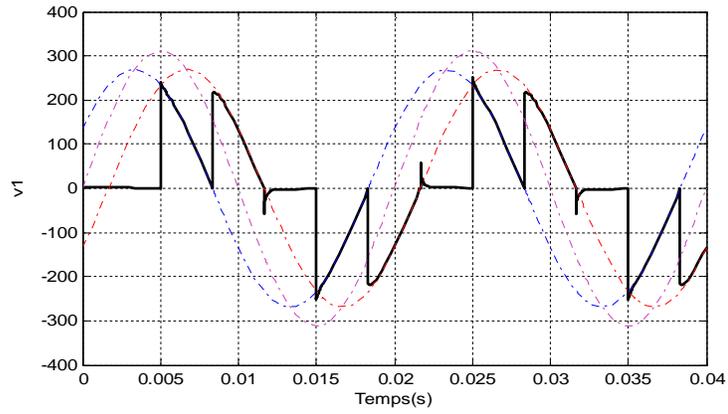


Fig.7.17: Allure de la tension (v_1) « Mode3 »

4.5. Gradateur triphasé cas d'une charge RL

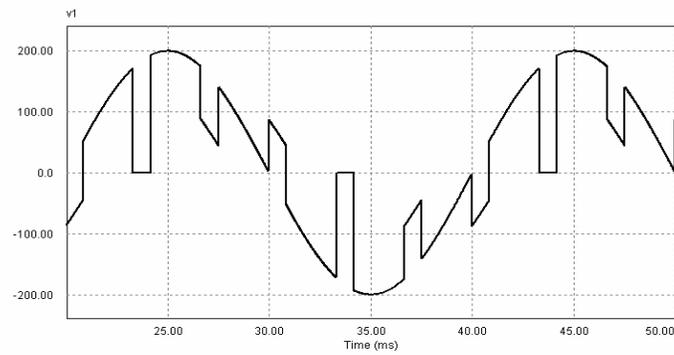


Fig.7.18: Allure de la tension (v_1) « Mode1 »

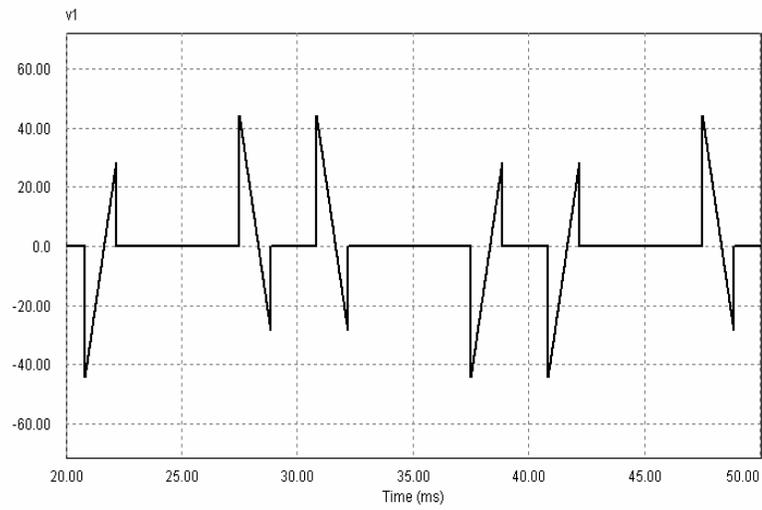


Fig.7.19: Allure de la tension (v_1) « Mode2 »

5. Gradateur triphasé mixte

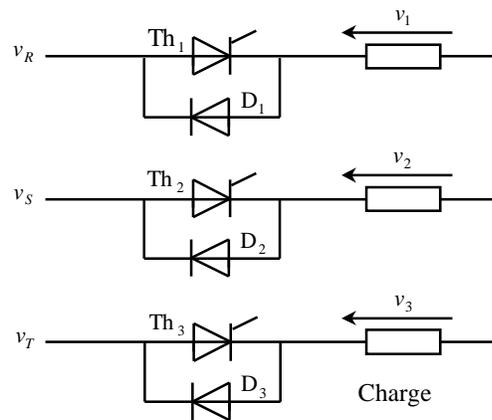


Fig.7.20 : Gradateur triphasé mixte

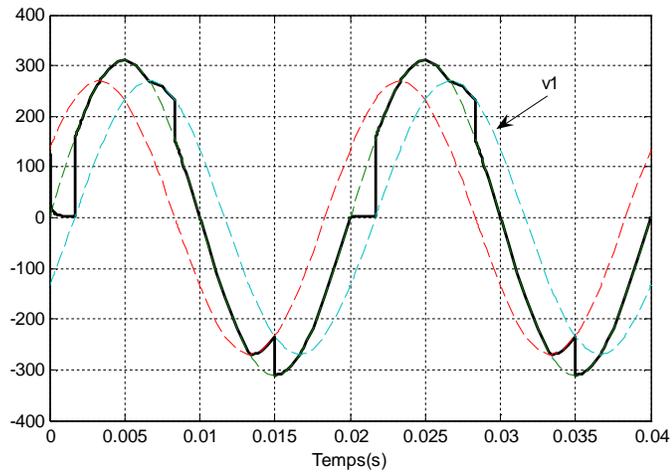


Fig.7.21: Allure de la tension (v_1) « Mode1 »

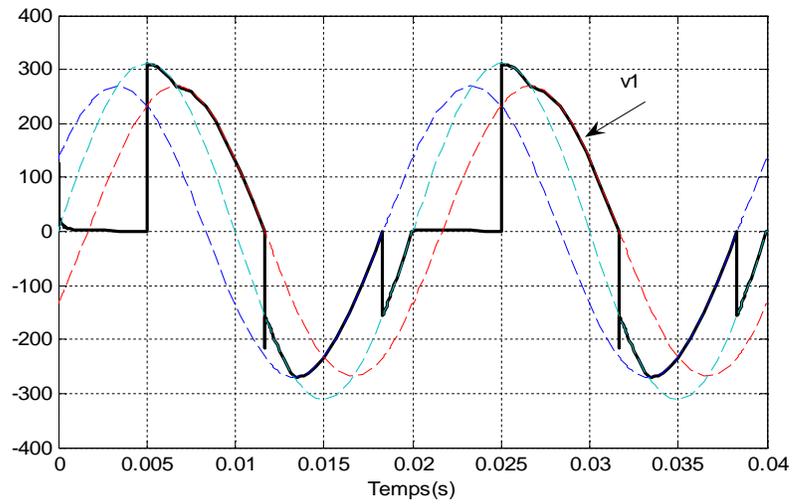


Fig.7.22: Allure de la tension (v_1) « Mode2 »

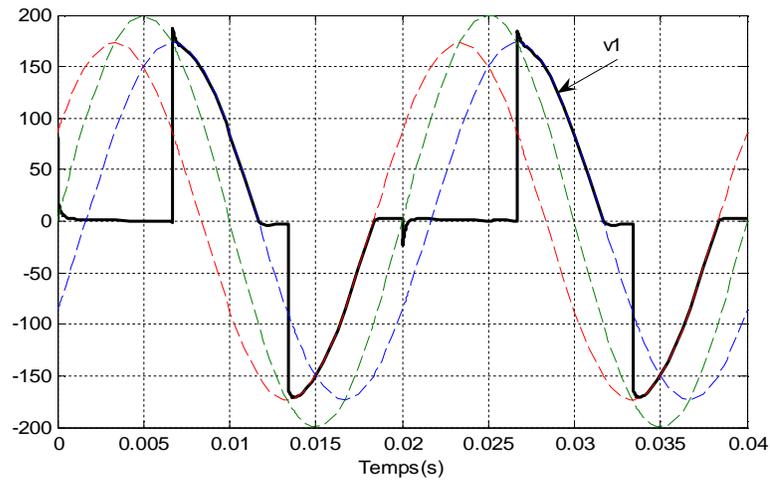


Fig.7.23: Allure de la tension (v_1) « Mode3 »

6. Domaine d'utilisation des gradateurs

- Chauffage,
- Eclairage,
- Variation de la vitesse des moteurs alternatifs de faibles puissances (perceuse, aspirateurs de quelques centaines de watts)

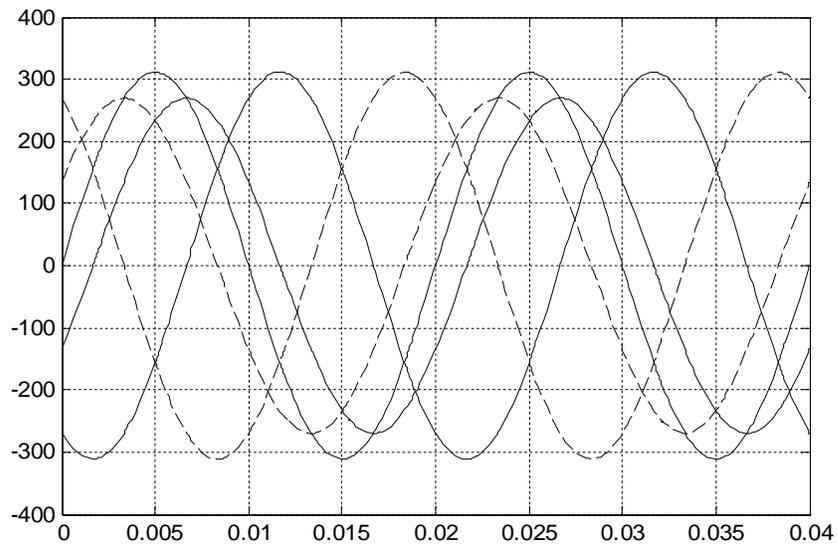


Fig.7.24: Abaque pour gradateurs triphasés

Bibliographie

- [1] Electronique de puissance, études expérimentales, essais de systèmes, Auteurs : Michel Pinard & Claude Naudet, éditions DUNOD.
- [2] Problèmes d'électronique de puissance, Auteur: Jean-Marc Roussel, éditions DUNOD.
- [3] Electronique de puissance, Tome1: commande des moteurs à courant continu, Tome2: commande des moteurs à courant alternatif, par R. Chauprade et Francis Milsant, collection ingénieurs E.E.A.
- [4] Electronique de puissance, conversion de l'énergie, Auteur : Michel Lavabre, éditions CASTEILLA.
- [5] Mesures et essais sur machines électriques et systèmes électroniques Tome2 par P.Garot, éditions CASTEILLA.