

INSTITUT SUPERIEUR DE L'EDUCATION ET DE LA FORMATION CONTINUE
UNIVERSITE TUNIS I

COURS D'ELECTRONIQUE DE
PUISSANCE 3(EN3)

GE 204

PROPOSE PAR : M . JEBALI TAOUFIK

ANNEE UNIVERSITAIRE : 2002- 2003

TABLE DES MATIÈRES

| | |
|---|----|
| Avant-propos | 3 |
| Bibliographie | 4 |
| | |
| .A. GENERALITES SUR LES CONVERTISSEURS STATIQUES | 5 |
| .A.I. DEFINITIONS | 5 |
| 1. Rôle des convertisseurs statiques 5 .- 2. Types de montages à redresseurs 6 .- 3. Commutation des redresseurs 7 . | |
| .A.II. COMPOSANTS DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE | 8 |
| 1. Caractéristiques générales 8 .- 2. Calcul du refroidissement 10 . | |
| 3. Diodes (redresseurs non commandés) 11 .- 4. Thyristors (redresseurs commandés) 14 - 5. Triacs 19 .- 6. Transistors de puissance 19 | |
| | |
| .B. REDRESSEMENT NON COMMANDE | 23 |
| .B.I. MODES DE REDRESSEMENT | 23 |
| 1. Redressement parallèle 23 .- 2. Redressement parallèle double 25 . | |
| 3. Redressement série 27 .- 4. Autres modes de redressement 28 | |
| .B.II. GRANDEURS CARACTERISTIQUES D'UN MONTAGE REDRESSEUR | 31 |
| 1. Etude de la tension redressée 31 .- 2. Etude des courants 34 | |
| 3. Facteurs de puissance secondaire et primaire 41 .- 4. Tension inverse maximale aux bornes d'une diode 48 | |
| Annexe 1 : Redressement monophasé | 49 |
| Annexe 2 : Redressement double étoile à bobine médiatrice | 53 |
| Annexe 3 : Valeurs numériques caractéristiques de quelques redresseurs ... | 55 |
| .B.III. PROBLEMES POSES PAR LES REDRESSEURS REELS | 57 |
| 1. Commutation des diodes 57 .- 2. Chute de tension en charge 61 | |
| 3. Choix et couplage du transformateur 61 - 4. Tension redressée. Harmoniques. Filtrage 66 | |
| | |
| .C. REDRESSEMENT COMMANDE | 73 |
| .C.I. MONTAGES TOUT THYRISTORS | 73 |
| 1. Fonctionnement. Allure de la tension continue idéale 73 .- 2. Valeur moyenne de la tension redressée 76 .- 3. Forme de la tension redressée. Harmoniques 79 .- 4. Différence de potentiel aux bornes d'un thyristor 81 | |
| 5. Courants. Puissances. Facteurs de puissance 82 .- 6. Empiètement en commutation. Chute de tension en charge 85 | |
| Annexe : Montages redresseurs à conduction interrompue | 87 |
| .C.II. ONDULEUR NON AUTONOME | 89 |
| 1. Principe du fonctionnement 89 .- 2. Problèmes particuliers de l'onduleur assisté 90 | |
| .C.III. MONTAGES MIXTES EN PONT | 92 |
| 1. Fonctionnement 92 - 2. Valeur moyenne de la tension redressée 94 | |
| 3. Avantages et inconvénients du pont redresseur mixte 96 | |
| .C.IV. EXEMPLES D'APPLICATIONS DES REDRESSEURS COMMANDES | 96 |
| 1. Alimentation des moteurs à courant continu 96 .- 2. Réglage de vitesse des machines asynchrones 98 | |

AVANT-PROPOS

L'énergie électrique n'est pas transportée par des ondes de même tension que celles produites par les génératrices synchrones et asynchrones. Elle n'est pas non plus distribuée et utilisée dans les mêmes conditions. Adapter la forme, la tension et la fréquence de l'onde électrique aux besoins des lignes ou des récepteurs, tel est le rôle des convertisseurs étudiés dans cet ouvrage.

Enfin, on abordera l'étude des matériels utilisant des composants électroniques : diodes, thyristors, triacs, transistors. Leurs performances leur permettent de remplacer désormais les dispositifs électromécaniques (groupes convertisseurs, commutatrices, cascades, etc.), lorsqu'on désire modifier la forme, la tension ou la fréquence d'une onde électrique; on réalise ainsi des montages redresseurs, onduleurs, hacheurs, gradateurs ou cycloconvertisseurs.

Il va sans dire que l'étude fondamentale des composants électroniques rencontrés n'est pas abordée ici; l'électrotechnicien est surtout un utilisateur pour lequel ces matériels sont représentés par des grandeurs ou des courbes caractéristiques, de la même façon que les tôles des machines ne sont connues que par leur courbe d'aimantation ou leurs cycles d'hystérésis. Le cours d'électronique apportera de son côté les informations qui permettent de justifier ces caractéristiques et de prévoir les limites d'utilisation.

BIBLIOGRAPHIE

On pourra consulter utilement les ouvrages suivants :

En électrotechnique :

- CAHEN F., *Electrotechnique* (t. 3).- Gauthier-Villars.
SEGUIER G. & NOTELET F., *Electrotechnique industrielle*.- Technique et documentation.
TOUSSAINT C. & LAVABRE M., *Cours d'électrotechnique* (fasc.1).- Dunod.
PILLET E., *Electrotechnique élémentaire*.- Dunod.
SAINT-JEAN B., *Electrotechnique et machines électriques*.- Eyrolles.
NIARD J., *Machines électriques (TF3)*.- Nathan.

En électronique de puissance :

- SEGUIER G., *L'électronique de puissance*.- Dunod.
BÜHLER H., *Electronique industrielle 1 : électronique de puissance* (vol. XV du *Traité d'électricité* de l'Ecole polytechnique fédérale de Lausanne).- Georgi.
BRICHANT F., *Electronique de puissance*.- Editions techniques et scientifiques françaises.
CHAUPRADE R., *Commande électronique des moteurs à courant continu*.- Eyrolles.

Pour informations technologiques :

- Techniques de l'ingénieur* (fasc. D3)

Pour préparer les mesures :

- ROBERJOT P. & LOUBIGNAC J., *Electrotechnique appliquée* (t. 1).- Dunod.

Pour faire des problèmes d'application :

- BORNAND M., *Problèmes d'électrotechnique avec leurs solutions : Machines en courant alternatif (et électronique de puissance)*.- Eyrolles.
BORNAND M., *Electronique et électrotechnique*.- Vuibert.
FOUILLE A. & NAUDET C., *Problèmes d'électricité générale*.- Dunod.

. A.

Généralités sur les convertisseurs statiques

.A.I DÉFINITIONS

.A.I.1 RÔLE DES CONVERTISSEURS STATIQUES

L'énergie électrique fournie par les réseaux triphasés dont nous avons étudié, dans le cours d'électrotechnique, les éléments (génératrices, lignes et transformateur mono et triph) ne peut être stockée que dans des batteries d'accumulateurs et est souvent utilisée après redressement ou à des fréquences différentes de celle du réseau.

La mise en forme de l'onde électrique afin de l'adapter aux besoins a longtemps été obtenue au moyen de groupes tournants (groupe convertisseur moteur synchrone ou asynchrone-génératrice à courant continu, commutatrices). Les performances actuelles des composants de l'électronique de puissance (diodes, thyristors, triacs, transistors) leur permettent de réaliser de telles conversions ; on supprime ainsi les parties tournantes et on réduit la masse, l'encombrement et le coût de ces matériels.

Les convertisseurs statiques sont les dispositifs à composants électroniques capables de modifier la tension et/ou la fréquence de l'onde électrique.

Comme on a l'habitude de distinguer deux sortes de sources de tension :

- sources de tension continue caractérisées par la valeur U de la tension,
- sources de tension alternative définies par les valeurs de la tension efficace V et de la fréquence f ,

on différencie quatre types de convertisseurs :

- convertisseur alternatif (V_1, f_1)-alternatif (V_2, f_2) : c'est un gradateur (ou variateur de courant alternatif) lorsque $f_1 = f_2$, sinon c'est un cycloconvertisseur (ou convertisseur de fréquence) ;

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

- convertisseur alternatif-continu : c'est un *redresseur* (ou *convertisseur de courant*) ;
- convertisseur continu (U_1)-continu (U_2) : c'est un *hacheur* (ou *variateur de courant continu*) ;
- convertisseur continu-alternatif : c'est un *onduleur*.

Citons quelques applications des convertisseurs statiques :

- redresseurs : alimentation des moteurs à courant continu (vitesses variables), charge des batteries ;
- hacheurs : commande des moteurs à courant continu (traction électrique) ;
- onduleurs : production de tensions alternatives, cascade hyposynchrone, *alimentation de secours*, commande des machines à courants alternatifs (moteur synchrone auto-piloté) ;
- cycloconvertisseurs : production des vitesses variables en alternatif (levage, machine-outil).

.A.I.2 TYPES DE MONTAGES À REDRESSEURS

Les montages permettant de convertir des tensions alternatives polyphasées en tension continue et réciproquement (redresseurs, onduleurs non autonomes, onduleurs) utilisent plusieurs redresseurs (diodes) ou redresseurs commandés (thyristors). La désignation de ces montages tiendra compte du mode de connexion de ces redresseurs et des tensions polyphasées (on considérera les tensions par élément du transformateur associé au dispositif redresseur).

On étudiera en particulier les types suivants :

a. Montage parallèle (P)

Les redresseurs ont alors une électrode commune (la cathode dans le cas du montage proposé à la figure .A.1) et les différents systèmes "tension alternative par élément-redresseur" sont disposés en parallèle ; on en déduit que les enroulements du transformateur soumis à ces tensions sont connectés en étoile.

GENERALITES

La figure .A.1 représente un montage P3 (trois phases).

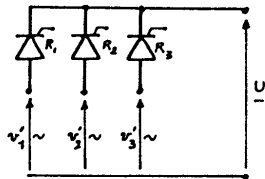


Figure .A.1

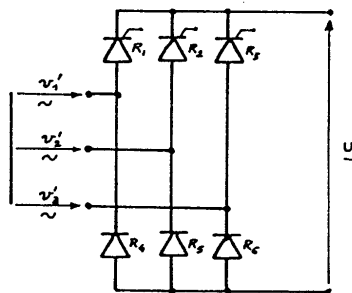


Figure .A.2

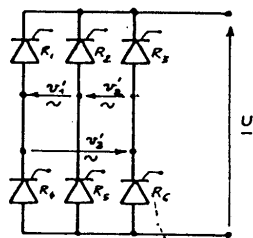


Figure.A.3

b. Montage parallèle double (PD)

Deux groupes de redresseurs (un à cathode commune, l'autre à anode commune) sont connectés au même système étoile de tensions polyphasées ;

La figure .A.2 représente un montage PD3 mixte (trois phases, trois diodes et trois thyristors). Les enroulements du transformateur connecté à ce pont redresseur sont disposés en étoile.

c. Montage série (S)

Les redresseurs sont connectés de la même façon que dans le montage parallèle double de même nombre de phases mais les tensions alternatives sont disposées en série, c'est-à-dire qu'elles forment une seule maille fermée. Les enroulements de transformateur soumis à ces tensions sont disposés en série, c'est-à-dire en triangle dans le cas triphasé. La figure .A.3 montre un montage S3 tout thyristors.

On peut réaliser d'autres montages redresseurs polyphasés mais leur étude se ramènera généralement à celle des montages simples ci-dessus.

.A.I.3 COMMUTATION DES REDRESSEURS

Lorsque plusieurs redresseurs ont une électrode commune (ce qui se produit en particulier dans les montages étudiés au paragraphe précédent), on verra que chacun n'est conducteur que pendant une durée limitée et qu'un seul redresseur conduit à chaque instant (du moins en principe et dans le cas général).

Si le courant produit par la batterie de redresseurs est ininterrompu cela impose que l'enclenchement d'un redresseur s'accompagne du blocage de celui qui conduisait auparavant.

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

La figure A.4 montre qu'à l'instant t_1 le redresseur R_2 devient conducteur (ou s'enclenche) tandis que R_1 se bloque (ou se déclenche). En

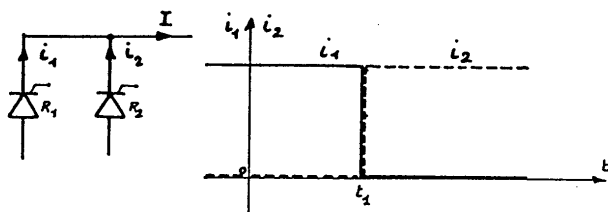


Figure A.4

réalité, ce phénomène n'est jamais instantané ; nous étudierons plus loin ses propriétés. Nous venons de décrire le phénomène de *commutation des redresseurs* (commuta-

tion de R_1 et R_2 à l'instant t_1 dans le cas de figure). On distinguera plusieurs sortes de commutation suivant le mode de blocage du redresseur à déclencher :

- ▽ *Commutation par la charge ou par la source* (dite aussi *commutation naturelle*) lorsque ce sont des conditions extérieures au convertisseur (tensions ou f.e.m. de la charge ou de la source) qui contraignent au blocage le redresseur conducteur quand un nouveau redresseur s'enclenche ;
- ▽ *Auto-commutation* (ou *commutation forcée*) lorsque le convertisseur statique provoque le déclenchement d'un redresseur commandé (généralement au moyen de la décharge d'un condensateur disposé en inverse sur le thyristor) quelles que soient les conditions externes (charge ou source).

On verra par la suite de nombreux montages présentant ces deux types de commutation ainsi que quelques procédés d'auto-commutation.

A.II COMPOSANTS DE L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

On ne s'intéresse qu'aux caractéristiques, aux performances et au mode d'utilisation des dispositifs employés ; l'étude de leur fonctionnement interne relève du cours d'électronique.

A.II.1 CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Le choix des composants (diodes, thyristors, triacs, transistors) d'un convertisseur statique s'effectue en fonction des conditions de fonctionnement que permettent de prévoir le montage et le service de ce convertisseur.

GENERALITES

Les constructeurs indiquent les valeurs normales ou limites des grandeurs caractéristiques du fonctionnement de ces composants (en fait, ils fournissent les valeurs typiques de ces grandeurs, c'est-à-dire les valeurs caractérisant la série des éléments de même type ; il faudra prévoir une certaine dispersion des valeurs réelles).

Indiquons les principales grandeurs caractéristiques générales :

a. Tensions maximales

- V_{RRM} (V_{RWM}) tension inverse de pointe répétitive,
- V_{RSM} tension inverse de pointe non répétitive,
- V_{DRM} tension de pointe répétitive à l'état bloqué (en direct),
- V_{DSM} tension de pointe non répétitive à l'état bloqué.

Le montage et le fonctionnement envisagés permettent de prévoir les valeurs maximales des tensions inverse et directe (dans le cas de composants commandés) appliquées à chaque élément ; on choisira en général des composants supportant 2 à 2,5 fois ces valeurs (de façon non répétitive) afin de se prémunir contre les pointes de tension transitoires ou parasites susceptibles d'apparaître dans le montage réel.

b. Intensités maximales

- I_{TAV} (I_{FAV}) valeur maximale de l'intensité moyenne du courant direct,
- I_{TRMS} (I_{FRMS}) valeur maximale de l'intensité efficace du courant direct,
- I_{TSM} (I_{FSM}) valeur maximale de l'intensité du courant direct non répétitif de surcharge accidentelle (pendant 10 ms).

On choisit le composant en fonction de la valeur maximale du courant de charge prévu en service permanent.

c. Température de jonction

- T_{vj} (θ_{JM}) valeur maximale de la température virtuelle de jonction.

Cette valeur permet de choisir le mode de refroidissement du composant et de calculer les caractéristiques du radiateur (et éventuellement la vitesse de l'air à ventiler).

d. Résistances thermiques

- R_{thjc} (R_{thJB}) résistance thermique jonction-boîtier,
- R_{thch} (R_{thBR}) résistance thermique boîtier-radiateur.

.A.II.2 CALCUL DU REFROIDISSEMENT

La plupart des composants de l'électronique de puissance ont une caractéristique $V_d = f(I_d)$ au fonctionnement direct passant (où V_d est la tension directe appliquée et I_d l'intensité du courant direct) ayant l'allure de celle de la courbe Fig.A.5 ; en fait, on représente généralement I_d en fonction de V_d .

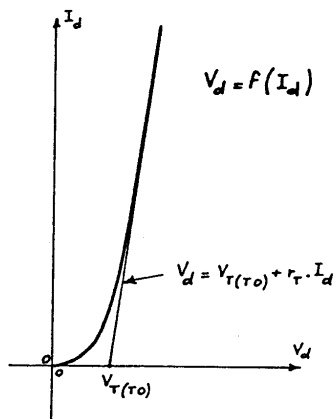


Figure A.5

Aux valeurs importantes du courant direct, cette courbe se confond avec son asymptote, droite d'équation :

$$V_d = V_{T(T0)} + r_T \cdot I_d \text{ (Thyristors, triacs)}$$

$$V_d = V_{(T0)} + r_f \cdot I_d \text{ (diodes).}$$

Les constructeurs indiquent les valeurs typiques des tensions de seuil $V_{T(T0)}$ (de 0,8 à 2 V) et $V_{(T0)}$ (de 0,85 à 1,4 V) et des résistances dynamiques apparentes r_T (de 0,4 à 50 mΩ) et r_f (de 0,3 à 90 mΩ).

Au service normal aux basses fréquences (en dessous de un kHz) l'énergie dissipée dans la jonction pendant le fonctionnement passant ($dw = v_d \cdot i_d \cdot dt$) est très supérieure à celles dissipées à l'état bloqué (courant de fuite non nul), pendant les commutations et dans les organes de commande (jonction gâchette-cathode dans le cas d'un redresseur commandé); aux fréquences supérieures il faudra tenir compte des pertes de commutation et de commande. La puissance moyenne dissipée dans la jonction s'écrit donc :

$$P_{Jonc.} = \frac{1}{T} \int_0^T dw = \frac{1}{T} \int_0^T (V_{T(T0)} \cdot i_d + r_T \cdot i_d^2) \cdot dt = V_{T(T0)} \cdot I_{moy} + r_T \cdot I_{ef}^2$$

(où I_{moy} et I_{ef} sont les valeurs moyenne et efficace de l'intensité du courant direct i_d).

L'énergie ainsi dissipée au niveau de la jonction s'écoule vers le fluide de refroidissement (air, eau ou huile) à travers le boîtier (résistance thermique R_{thjc} entre jonction et boîtier) et le radiateur (résistances thermiques R_{thch} entre boîtier et radiateur, R_{thr} entre radiateur et fluide). Si T_j est la température de la jonction

GENERALITES

et T_{amb} celle du fluide réfrigérant on peut donc écrire :

$$T_j - T_{amb} = (R_{thjc} + R_{thch} + R_{thr}) \cdot P_{jonc}$$

La température de jonction ne devant pas dépasser la valeur T_{vj} on en déduit que la résistance thermique du radiateur doit satisfaire à :

$$R_{thr} \leq \frac{T_{vj} - T_{amb}}{P_{jonc}} - (R_{thjc} + R_{thch}) = \frac{T_{vj} - T_{amb}}{V_{T(T0)} I_{moy} + r_T I_{ef}^2} - (R_{thjc} + R_{thch})$$

Les dimensions du radiateur et la vitesse éventuelle du réfrigérant à sa surface sont choisies afin de satisfaire à cette condition pour le fonctionnement de charge maximale prévu.

.A.II.3 DIODES (REDRESSEURS NON COMMANDÉS)

a. Caractéristiques

Une diode est un dispositif semi-conducteur dont la caractéristique

$$I_d = f(V_d)$$

a l'allure indiquée par la figure .A.6 ;

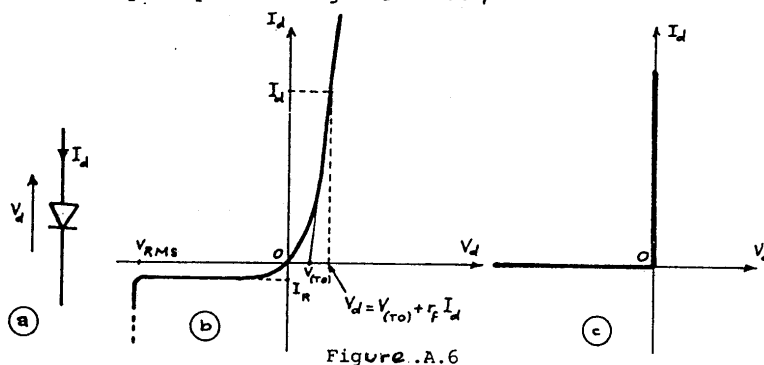


Figure .A.6

On observe deux fonctionnements distincts :

- polarisée en direct (V_d positif) la diode est conductrice (ou passante, ou enclenchée) et ne provoque qu'une chute de tension V_d faible devant les autres tensions du circuit (pour des circuits de puissance électrotechniques) :

$$V_d = V_{(T0)} + r_f \cdot I_d$$

où $V_{(T0)}$ est la tension de seuil (de 0,85 à 1,4 V typique) et r_f la résistance dynamique apparente (de 0,3 à 90 m Ω) ;

- polarisée en inverse (V_d négatif) la diode est bloquée (déclenchée) et n'est traversée que par un courant inverse d'intensité très

petite devant celle des courants nominaux directs (I_r vaut de $5\mu A$ à $5mA$ suivant la valeur de I_{FAV}) ; au-delà d'une certaine valeur la tension inverse provoque un courant d'intensité trop importante qui détruit le composant.

On pourra souvent (sauf lorsque les grandeurs nominales du circuit sont de l'ordre de grandeur de $V_{(TO)}$ ou de I_R) assimiler une diode à un redresseur parfait donc la courbe de réponse $I_d = f(V_d)$ a l'allure représentée en Fig .A.6.c.

b. Comportement dynamique

Nous considérerons le cas simple d'une diode montée dans une maille inductive et alimentée par une tension sinusoïdale (schéma de la fig. ure.A.7). Le courant direct i_d s'annule avec un certain retard sur v (circuit inductif) et présente une pointe d'intensité négative de durée t_{rr} (temps de recouvrement inverse) ; cette pointe sert à reconstituer la barrière de potentiel qui bloque la diode en inverse.

Pendant ce phénomène transitoire la tension appliquée à la diode s'écrit, du fait de la loi des mailles :

$$v_d = v - l \cdot \frac{d}{dt}(i_d) - R \cdot i_d .$$

Le temps de recouvrement t_{rr} est en général très court (de l'ordre de $0,1$ à $10\mu s$ pour des diodes rapides de puissance, suivant I_{FAV}) et la charge à recouvrer Q_{rr} non négligeable (de $0,3$ à $150\mu C$ suivant I_{FAV} pour des diodes rapides) ; i_d varie donc très rapidement et la tension inverse peut devenir très supérieure à la tension sinusoïdale v du fait de la nature inductive de la maille (due au secondaire de transformateur, par exemple). La figure .A.7 donne l'allure de la tension v_d au cours du blocage de la diode.

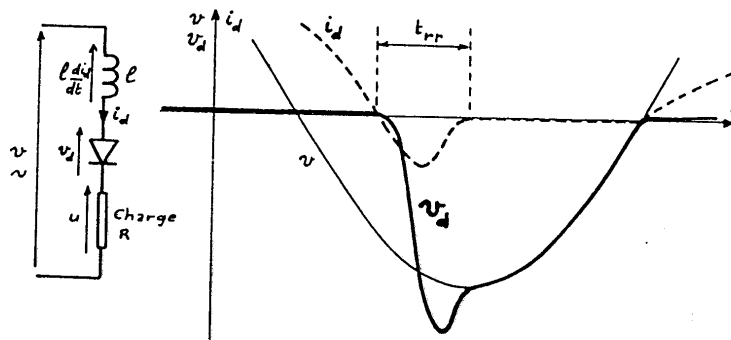


Figure .A.7

GENERALITES

Les constructeurs réalisent des diodes à charge stockée faible dont la pointe inverse est donc réduite mais il faudra tenir compte de ce phénomène lors de la commutation des très forts courants aux hautes fréquences (donc avec des diodes rapides de temps de recouvrement très court).

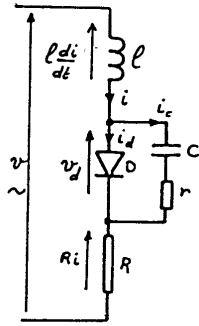


Figure.A.8

La protection des redresseurs contre les surtensions, qu'elles soient dues à la commutation des redresseurs ou à des causes externes s'effectue en général (on y reviendra dans le cas des thyristors) au moyen d'un circuit série r-C disposé en parallèle avec le composant à protéger; le principe de cette protection réside dans la propriété des condensateurs d'interdire toute variation discontinue de la tension à leurs bornes. Dans notre cas (figure .A.8), l'apparition d'une tension inverse importante aux bornes de D au blocage provoque la charge de C et l'appel d'un courant i_c (néгатif) très important et fonction croissante de la tension inverse (en

valeur absolue) :

$$i_c = \frac{d}{dt} (q_c) = \frac{d}{dt} (Cv_c) = C \cdot \frac{d}{dt} (v_d) .$$

D'où la tension appliquée :

$$v_d = v - l \cdot \frac{di}{dt} - R \cdot i = v - l \cdot \frac{di_d}{dt} - l \cdot \frac{di_c}{dt} - R \cdot i_d - R \cdot i_c .$$

Si i_c varie assez rapidement le terme $-l \cdot \frac{d}{dt} (i_c)$ devient important et positif et on a :

$$v_d > v - l \cdot \frac{di_d}{dt} - R \cdot i_d .$$

La tension inverse augmente donc moins vite qu'en l'absence de circuit r-C. On choisit la capacité de C de telle sorte que l'intensité du courant i_c soit comparable à celle du courant de recouvrement (on connaît Q_{rr}) et r de telle sorte que la constante de temps r.C soit de l'ordre de grandeur de t_{rr} , ou supérieure.

On réalise enfin des redresseurs à avalanche contrôlée qui répondent à une surtension inverse par un courant inverse plus important sans destruction du composant.

On peut aussi limiter les tensions inverses au moyen d'une inductance saturable (vue en électrot.) magnétisée à la saturation par une f.m.m.

continue et montée en série avec le redresseur à protéger. La f.m.m. continue a même signe que celle provoquée par un courant direct dans la diode. Au fonctionnement passant le courant direct sursature l'inductance qui conserve une valeur dynamique nulle et ne provoque aucune chute de tension. Un courant inverse désature le circuit, l'inductance prend une valeur élevée et provoque une forte chute de tension qui limite la tension inverse appliquée au redresseur.

c. Autres types de diodes

∇ *Diodes Zener* : ce sont des diodes de très faible puissance dont l'avalanche inverse, contrôlée, s'effectue à tension presque constante. Alimentées en inverse et protégées par des résistances série limitant l'intensité du courant, elles constituent des références de tension dans les dispositifs de commande.

∇ *Diodes Shockley* : réalisées au moyen de dispositifs semi-conducteurs à quatre couches (comme les thyristors), elles ont une caractéristique statique dont l'allure est donnée par la figure A.9. En

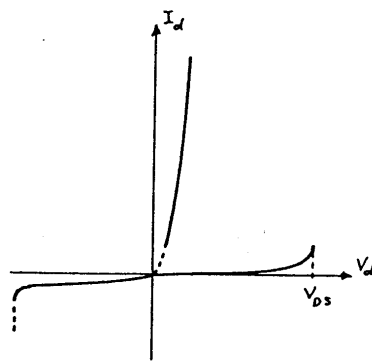


Figure A.9

inverse, elles ont le comportement d'une simple diode. En direct, elles restent bloquées tant que la tension appliquée n'excède pas une certaine valeur V_{DS} puis se comportent comme des diodes enclenchées (chute de tension faible, intensité du courant limitée par le circuit extérieur). Montées en série avec des résistances de protection (limitation du courant), elles servent à protéger certains matériels contre les surtensions. On réalise des composants de mêmes valeurs maximales (tensions directe

et inverse, intensité du courant direct) que celles des thyristors.

.A.II.4 THYRISTORS (REDRESSEURS COMMANDÉS)

a. Caractéristiques statiques

Un thyristor est un composant semi-conducteur à quatre couches (trois jonctions) dont la caractéristique statique $I_d = f(V_d)$ à l'allure de la courbe Fig.A.10.a.

GENERALITES

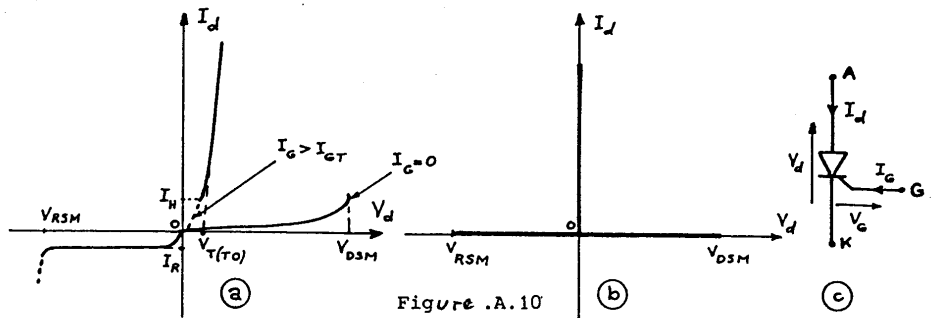


Figure A.10

On observe deux types de fonctionnement :

- à courant de gâchette nul ($I_G = 0$) le thyristor reste bloqué lorsque la tension appliquée évolue entre V_{RSM} (valeur maximale inverse) et V_{DSM} (valeur maximale directe) ; il s'amorce et se comporte comme une diode conductrice si la tension directe appliquée dépasse V_{DSM} ;
- à courant de gâchette d'intensité supérieure à I_{GT} le thyristor est conducteur quelle que soit la valeur de la tension directe appliquée ; il reste passant après la disparition du courant de commande I_G et ne se bloque que si l'intensité du courant direct devient inférieure à celle du courant de maintien I_H pendant une durée supérieure à celle du temps de recouvrement t_q .

En conclusion, un thyristor est caractérisé par :

- les valeurs maximales des tensions directe et inverse à l'état bloqué (limite actuelle : 3 600 V) ;
- la valeur maximale de l'intensité du courant moyen direct (limite : 1 600 A) ;
- les valeurs de I_{GT} et V_{GT} : valeurs minimales de I_G et de V_G qui provoquent l'amorçage de tous les thyristors d'une même série (exemple : $I_{GT} = 250$ mA, $V_{GT} = 3$ V pour un thyristor de $V_{RRM} = 1 600$ V, $I_{TAV} = 625$ A) ; les constructeurs indiquent aussi la valeur maximale V_{GD} de V_G qui n'amorce aucun thyristor ($V_{GD} = 0,25$ V dans le cas précédent) ;
- la valeur de l'intensité du courant de maintien I_H (entre 80 et 300 mA pour des thyristors de puissance) ;
- les valeurs de la tension de seuil $V_{T(T0)}$ et de la résistance dynamique directe r_T qui permettent de calculer la puissance dissipée dans la jonction et la chute de tension directe :

$$V_d = V_{T(T0)} + r_T \cdot I_d$$

- la température maximale de jonction T_{vj} ; les résistances thermiques jonction-boîtier R_{thjc} et boîtier-radiateur R_{thch} . Ces éléments permettent de calculer le radiateur.

b. Caractéristiques dynamiques

- temps d'amorçage par la gâchette ; c'est la durée t_{gt} qui sépare l'application du signal de commande à la gâchette du passage de V_d à 10% de sa valeur initiale (V_d tend vers $V_T(T_0) + r_T \cdot I_d$). Ce temps d'amorçage est très court (1 à 5 microsecondes) ; il n'est pas indispensable que le signal de commande soit appliqué à la gâchette durant tout l'amorçage : ce phénomène devient irréversible lorsque l'intensité du courant direct est supérieure à I_L , intensité du courant d'accrochage ;
- temps de recouvrement ou temps de désamorçage t_q ; c'est la durée minimale du blocage (tension inverse appliquée au thyristor ou intensité du courant direct inférieure à I_H) qui permet au composant de supporter à nouveau une tension directe sans amorçage spontané ; c'est le temps de reconstitution de la barrière de potentiel assurant le blocage direct ; cette grandeur (valeurs typiques : 5 à 50 μs pour les thyristors rapides de puissance, jusqu'à 500 μs pour les thyristors de forte puissance) limite la fréquence d'utilisation de ces composants (quelques dizaines de kHz au maximum) ;
- valeur maximale de l'accroissement de tension directe à l'état bloqué : c'est la valeur maximale $(\frac{dv}{dt})_{cr}$ de la croissance $\frac{dv}{dt}$ de la tension directe qui peut être appliquée à l'état bloqué ; au-delà, l'effet capacitif de la jonction bloquée du thyristor provoque un courant d'intensité suffisante pour amorcer le composant.

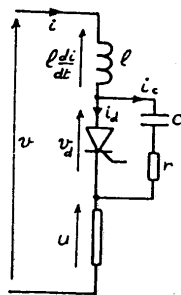


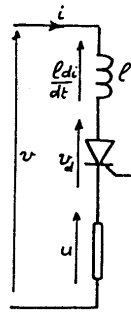
Figure A.11

On protège le thyristor contre les variations importantes de la tension directe ainsi que contre toutes les surtensions (directes ou inverses) en disposant entre ses électrodes un circuit r-C (cf. figure A.11) ; le principe en a déjà été exposé : toute variation de la tension appliquée v se traduit par un courant appelé par le condensateur C ; ce courant provoque une chute de tension dans l'inductance série L qui protège le composant :

$$v_d = v - L \cdot \frac{di}{dt} - u$$

GENERALITES

- valeur maximale de l'accroissement de l'intensité du courant direct à l'amorçage : c'est la valeur maximale $(\frac{di}{dt})_{cr}$ de $\frac{di}{dt}$ pendant l'amorçage qui ne provoque pas un échauffement excessif de la jonction et la destruction du composant ; au-delà, l'intensité du courant direct devient importante avant que la barrière de potentiel se



soit écroulée (voir temps d'amorçage) et la puissance dissipée dans la jonction prend une valeur excessive.

On limite la valeur de $\frac{di}{dt}$ en disposant une inductance en série avec le thyristor (l'inductance du secondaire de transformateur qui alimente parfois le thyristor peut être suffisante). Alors, on voit que l'accroissement du courant direct doit satisfaire à :

Figure .A.12

$$\frac{di}{dt} = \frac{v - v_d - u}{l} \leq \frac{v - u}{l}$$

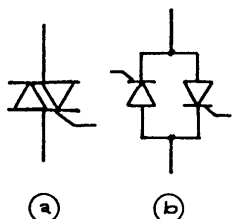
On choisira la valeur de l en fonction de la valeur maximale possible de $(v - u)$.

c. Composants dérivés du thyristor

- Thyristors à GCO (gain de courant à l'ouverture) : ce sont des composants dont le blocage peut être commandé au moyen d'un courant de gâchette négatif ; mais, s'il suffit d'un courant de commande très faible pour l'amorçer (environ un millième du courant direct nominal), le déclenchement d'un tel composant exige un courant de gâchette (négatif) très intense (environ un vingtième de l'intensité du courant à couper). Certains constructeurs nomment ces dispositifs GTO ou "transistor à verrouillage". Leurs performances sont encore limitées, surtout en intensité.
- Photothyristors : ce sont des composants à commande optique ; couplés avec des diodes émissives ils assurent une très bonne isolation galvanique entre commande et puissance.

.A.II.5 TRIACS

Le triac est un interrupteur bidirectionnel dont on commande la fermeture (enclenchement). Son symbole est représenté à la figure .A.13.a.



Il se comporte comme deux thyristors montés tête-bêche (figure .A.13.b) qui ne seraient commandés que par une seule électrode.

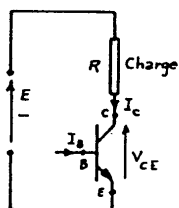
Ce composant est utilisé dans les gradateurs (variateurs de courant alternatif) ; ces performances pratiques sont encore limitées par rapport à celles des thyristors.

Figure .A.13

.A.II.6 TRANSISTORS DE PUISSANCE

a. Transistor en commutation

Les transistors bipolaires (ou transistors à jonctions) sont des dispositifs électroniques dont on sait que les grandeurs I_C (intensité du courant de collecteur) et V_{CE} (tension collecteur-émetteur) sont liées par un réseau de courbes paramétriques (le paramètre étant l'intensité I_B du courant de base).



Si de plus le transistor est monté en série avec une charge résistive (résistance R) et alimenté par une source continue de tension E, les grandeurs I_C et V_{CE} doivent vérifier :

Figure .A.14

$$V_{CE} = E - R \cdot I_C .$$

Dans le plan (I_C, V_{CE}) des caractéristiques du transistor cette équation est celle d'une droite (passant par les points $I_C = 0, V_{CE} = E$ et $I_C = E/R, V_{CE} = 0$) dite "droite de charge". L'état de fonctionnement du transistor est défini par les coordonnées de l'intersection de cette droite et de la courbe associée à la valeur de I_B .

La figure .A.15 montre la construction de la droite de charge dans le réseau des caractéristiques d'un transistor NPN. Les fonctionnements réalisables sont associés aux points du segment BS.

GENERALITES

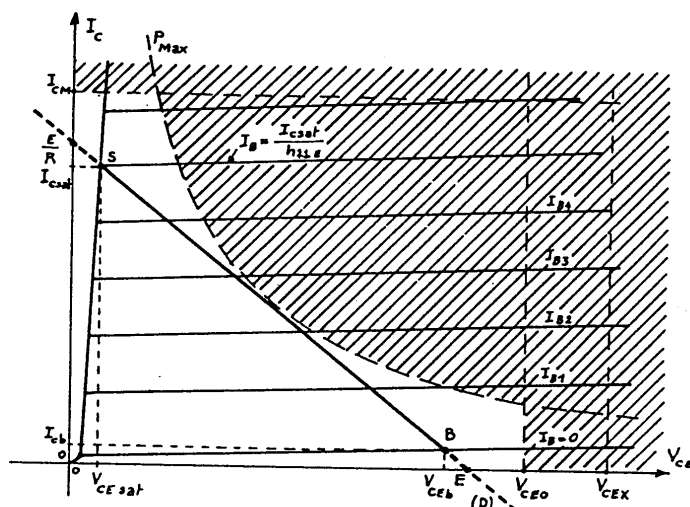


Figure A.15

- le point B ($V_{CEB} \neq E$, $I_{Cb} \ll I_{CM}$) correspond au "blocage" du transistor ; on l'obtient lorsque I_B est nul (on pourra même appliquer un courant de base d'intensité négative pour protéger le composant contre un claquage de la jonction bloquée) ;
- le point S ($V_{CE} = V_{CEsat}$, $I_C \neq \frac{E}{R}$) correspond à la saturation ; il est obtenu lorsque $I_B = I_C / h_{21E}$ (h_{21E} est l'amplification en courant du transistor) ; dans la pratique on commandera la saturation par $I_B > I_C / h_{21E}$.

On dira qu'un transistor est utilisé en commutation lorsqu'il ne travaillera que dans ces deux états : bloqué (le transistor se comporte comme un interrupteur ouvert) ou saturé (interrupteur fermé) ; les régimes transitoires conduisant d'un état à l'autre auront des durées très courtes devant le temps de travail dans chaque fonctionnement.

L'utilisation des transistors de puissance en commutation permet de bloquer des tensions élevées (proches de la valeur V_{CEO} correspondant au claquage) et d'enclencher des courants intenses (proches de la valeur maximale I_{CM}) sans que les points B et S sortent de l'aire de sécurité limitée par les valeurs maximales V_{CEO} de V_{CE} , I_{CM} de I_C et P_{Max} de $V_{CE} \cdot I_C$ (l'aire de sécurité est la région non hachurée du réseau de la figure A.15).

Mais les régimes transitoires de fermeture et d'ouverture pourront conduire le point figuratif de l'état du transistor hors de cette aire de sécurité et provoquer un échauffement excessif de la jonction ; on protégera les transistors :

- en réduisant au maximum la durée de ces régimes, ce qui permettra de réduire l'énergie dissipée durant la commutation ;
- en leur associant des dispositifs d'aide à la commutation (voir plus loin) destinés à éviter de sortir de l'aire de sécurité.

b. Comportement dynamique

La figure .A.16 montre le comportement du transistor à la fermeture et à l'ouverture :

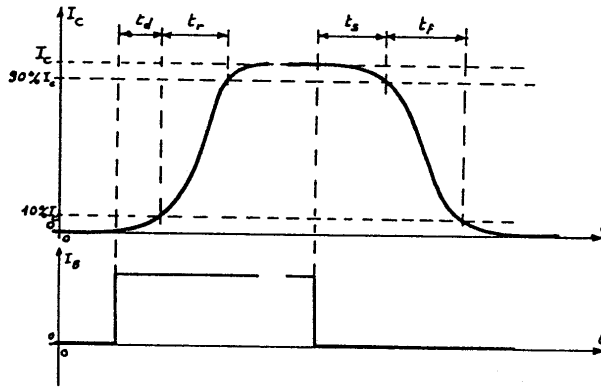


Figure .A.16

- fermeture : le temps de fermeture (durée entre l'application du courant de base et le passage de I_C à 90% de sa valeur finale) t_{ON} se décompose en :

$$t_{ON} = t_d + t_r$$

où t_d est le temps de retard à la fermeture (delay-time) et t_r le temps de montée (rise-time) ;

- ouverture : la durée t_{OFF} entre la disparition du courant de base et le passage de I_C à 10% de sa valeur initiale se décompose en :

$$t_{OFF} = t_s + t_f$$

où t_s est le temps d'évacuation de la charge stockée (storage time) et t_f le temps de descente (fall-time).

c. Valeurs caractéristiques

Les transistors de puissance bipolaires sont caractérisés par :

- V_{CEX} valeur maximale de la tension bloquée en commande inverse (I_B négatif pour un NPN) : on réalise jusqu'à $V_{CEX} = 1\ 500\ V$;
- V_{CEO} valeur maximale de la tension bloquée à courant de base nul (maximum actuel : 800 V) ;

GENERALITES

V_{CEsat} valeur typique de V_{CE} à l'état saturé (de 0,5 à 5V) ;

I_{CM} valeur maximale de I_C ;

h_{21E} amplification en courant (de 5 à 150 suivant I_{CM}) ;

P_{Max} valeur maximale de la puissance dissipée ;

t_d et t_r ($t_{ON} = t_d + t_r$ de l'ordre de 0,5 à 3 μ s) ;

t_s et t_f ($t_{OFF} = t_s + t_f$ vaut de 1 à 7 μ s) ;

f_T fréquence de transition.

Remarque : On commence à réaliser des transistors de puissance MOS (et VMOS) ; ils ont pour avantages d'être commandés en tension (impédance d'entrée très grande) et d'avoir des temps de commutation très courts (quelques centaines de nanosecondes) ; mais ils présentent une chute de tension importante à la saturation (4 à 5 V pour 10 A) et ont encore des performances limitées (400 V comme tension maximale, 16 A d'intensité maximale).

d. Protection contre les surtensions

L'ouverture du transistor peut s'accompagner de l'apparition d'une surtension à ses bornes, surtout si la charge est inductive ; d'où risque de claquage destructif.

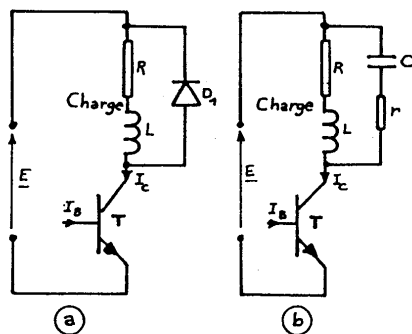


Figure A.17

On limite les surtensions en disposant une diode de roue libre plus rapide que le transistor en parallèle sur la charge (figure A.17.a) ou un circuit r-C tel que la maille R-L-r-C soit un circuit résonnant d'amortissement critique (figure A.17.b).

e. Protections du transistor en commutation

- protection durant l'ouverture : au déclenchement du transistor (disparition ou inversion du courant de base), la tension V_{CE} tend à augmenter avant que le courant I_C s'éteigne ; d'où échauffement excessif de la jonction. On dispose un condensateur aux bornes de T (cf. figure A.18) ; il se charge sous la tension V_{CE} durant l'ouverture et absorbe pour cela une partie du courant de la charge :

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

d'où réduction du courant I_C et échauffement moindre. La résistance r limite l'intensité du courant de décharge du condensateur lors de la fermeture de T .

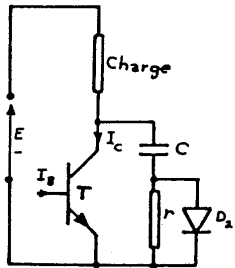


Figure .A.18

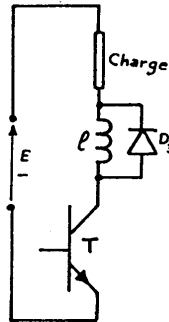


Figure .A.19

- protections durant la fermeture (saturation): lors de la fermeture (application du courant de base), l'intensité du courant I_C augmente avant que la barrière de potentiel responsable de V_{CE} se soit écroulée: d'où à nouveau dissipation excessive d'énergie dans la jonction. On limite l'accroissement de I_C au moyen d'une bobine disposée en série avec le transistor T (et provoquant une chute de tension $l \cdot \frac{di}{dt}$). Une diode de roue libre (D_3) disposée en parallèle sur la bobine et plus rapide que le transistor T protège ce dernier contre les surtensions accompagnant l'ouverture.

D'où la figure .A.20 montrant le transistor T muni de tous ses circuits de protection.

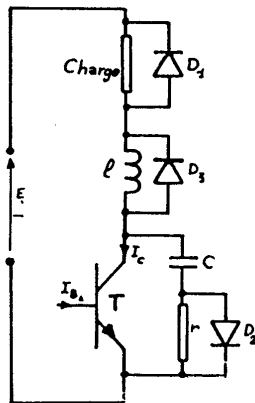


Figure .A.20

f. Avantages et inconvénients des transistors de puissance

Leurs temps de commutation plus courts permettent aux transistors de travailler à des fréquences plus élevées que les thyristors; par ailleurs, la commande de l'ouverture est plus aisée que pour un thyristor. Mais en revanche le courant de commande est très important (un cinquième du courant commandé) et doit être maintenu durant tout le fonctionnement saturé.

B.

Redressement non commandé

.B.I MODES DE REDRESSEMENT

On n'étudiera dans ce chapitre que l'allure des tensions obtenues au moyen de montages redresseurs triphasés à diodes. On supposera ces diodes parfaites et les secondaires de transformateur sans inductance (ce qui, on le verra plus loin, conduit à une commutation instantanée). On analysera aussi la tension appliquée à chaque redresseur.

.B.I.1 REDRESSEMENT PARALLÈLE

On l'obtient lorsque les diodes ont une électrode commune et lorsque les enroulements secondaires du transformateur d'alimentation sont en étoile.

a. Redressement triphasé parallèle (P3)

C'est le cas du montage de la figure .B.1 où les cathodes des trois diodes sont au même potentiel.

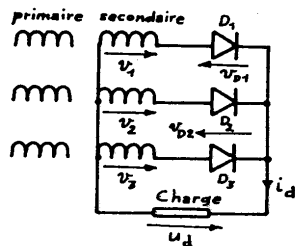


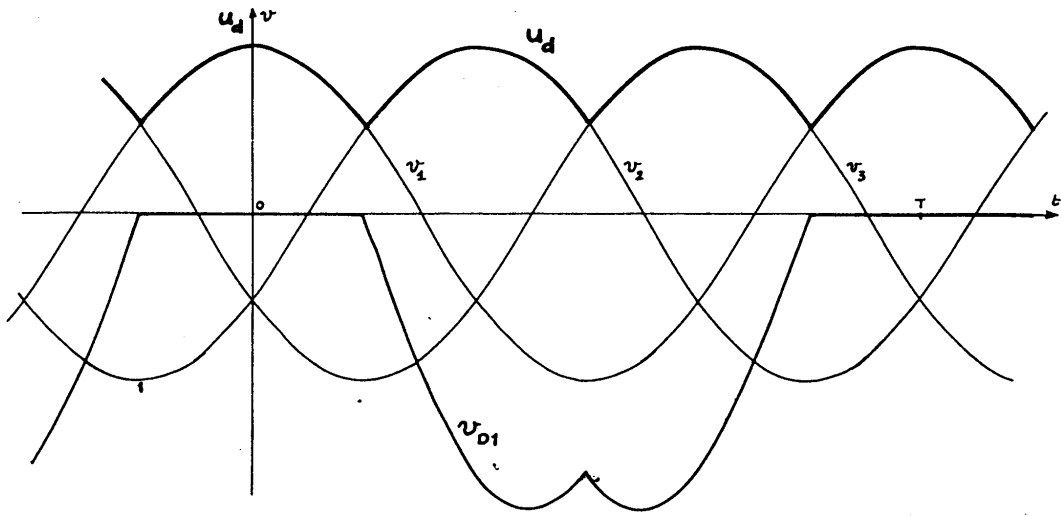
Figure .B.1

dont l'anode est au plus haut potentiel peut conduire. En effet, si v_1 est la tension la plus élevée (à un instant donné et dans notre système de conventions) et si la diode D_2 conduit ($v_{D2} = 0$, $u_d = v_2$), D_1 se trouve sous la tension :

$$v_{D1} = v_1 - u_d = v_1 - v_2 > 0 \text{ et s'enclenche.}$$

On a alors :

$$v_{D1} = 0 \text{ et } v_{D2} = v_2 - v_1 < 0 : \text{ la diode } D_2 \text{ se bloque.}$$



| | | | | |
|----------|-------|----------|----------|-------|
| D_1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| D_2 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| D_3 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| u_d | v_1 | v_2 | v_3 | v_1 |
| v_{D1} | 0 | u_{12} | u_{13} | 0 |

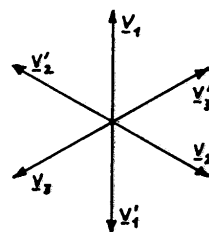
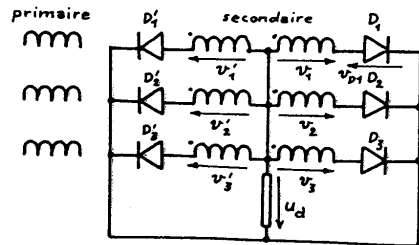
Figure .B.2

La figure .B.2 montre comment on déduit de cette propriété l'évolution au cours du temps de l'état de fonctionnement des diodes et de la tension redressée u_d . On a supposé les tensions secondaires sinusoïdales et triphasées. On voit que chaque diode conduit pendant un tiers de période. On a de plus établi la courbe de la tension aux bornes de la diode D_1 :

$$v_{D1} = v_1 - u_d .$$

b. Redressement hexaphasé parallèle (P6)

Le montage de la figure .B.3 qui utilise un transformateur à deux demi-secondaires par colonne, permet un tel redressement. Le principe

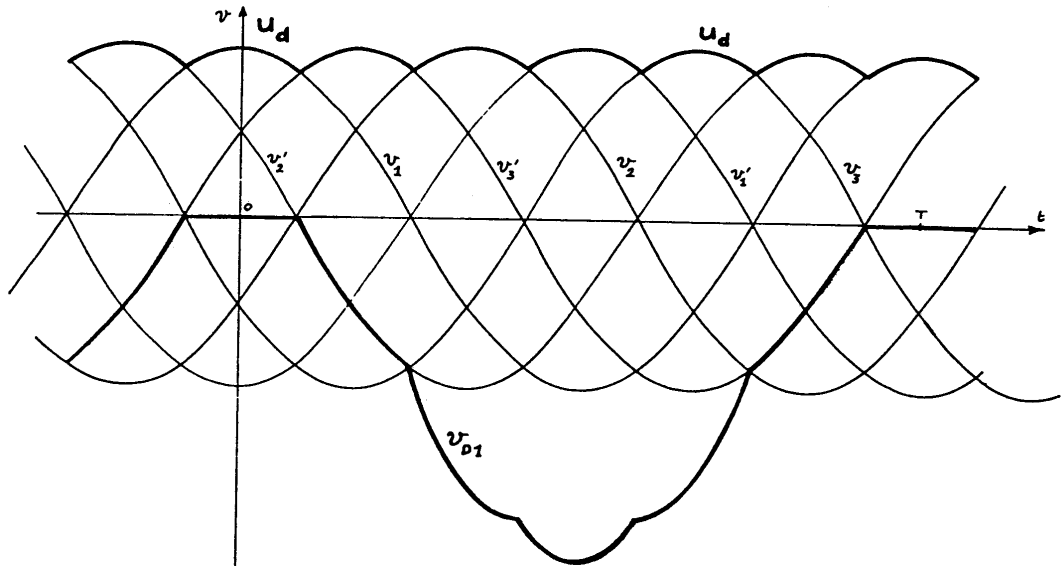


du fonctionnement est identique à celui exposé pour le P3 (la diode dont l'anode est au plus haut

Figure .B.3

REDRESSEMENT NON COMMANDE

potentiel conduit) et la figure .B.4 montre l'allure de u_d et de $v_{D1} = v_1 - u_d$.



| | | | | | | | | |
|----------|--------|-------|--------|--------------|--------|-------------|--------|-------|
| D_1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| D_2 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| D_3 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| D'_1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| D'_2 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| D'_3 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| u_d | v_2' | v_1 | v_3' | v_2 | v_1' | v_3 | v_2' | v_1 |
| v_{D1} | v_3' | 0 | v_2 | $v_1 - v_2'$ | $2v_1$ | $v_1 - v_3$ | v_3' | 0 |

Figure .B.4

Chaque diode conduit pendant un sixième de la période des tensions à redresser. On voit aussi que chaque redresseur doit supporter une tension maximale inverse de valeur $2V\sqrt{2}$ (où V est la valeur efficace des tensions secondaires du transformateur).

.B.I.2 REDRESSEMENT PARALLÈLE DOUBLE

La figure .B.5 indique le montage PD3 (ou triphasé double alternance) ; le secondaire du transformateur est couplé en étoile et connecté à deux groupes de diodes : un commutateur à cathode commune (D_1, D_2, D_3) et un commutateur à anode commune (D'_1, D'_2, D'_3). L'existence d'un

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

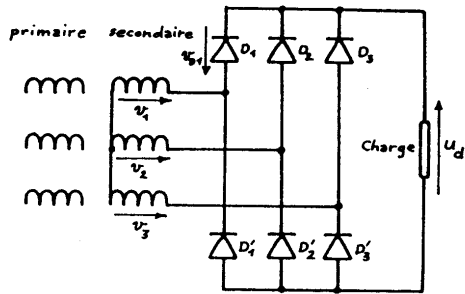
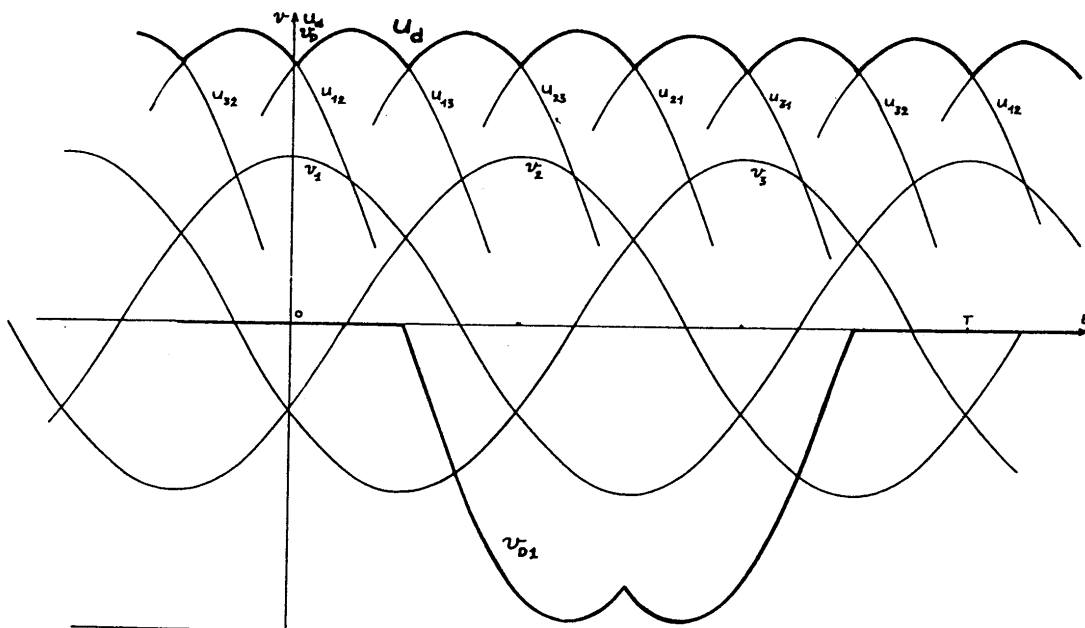


Figure B.5

courant dans la charge exige la conduction de deux diodes, une de chaque commutateur. Pour des raisons analogues à celles développées lors de l'étude des montages parallèles, il est évident que sont passantes les diodes suivantes :



| | | | | | | | | | |
|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| D_1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| D_2 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| D_3 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| D'_1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| D'_2 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| D'_3 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| u_d | u_{32} | u_{12} | u_{13} | u_{23} | u_{21} | u_{31} | u_{32} | u_{12} | u_{13} |
| v_{D1} | u_{13} | 0 | 0 | u_{12} | u_{13} | 0 | 0 | 0 | 0 |

Figure B.6

- pour le commutateur à cathode commune, celle dont l'anode est au potentiel positif le plus élevé ;
- pour le commutateur à anode commune, celle dont la cathode est au potentiel négatif le plus faible.

REDRESSEMENT NON COMMANDE

La figure .B.6 montre l'évolution du comportement des diodes au cours du temps ainsi que les allures de la tension redressée u_d et de la tension aux bornes d'un redresseur : $v_{D1} = v_1 - u_d$.

On voit que chaque diode conduit pendant un tiers de période (on dira que l'indice de commutation de ce montage vaut $q=3$) tandis que la tension redressée se compose de six portions de sinusoides par période T (on dira que l'indice de pulsation est $p=6$) ; ces deux indices avaient des valeurs égales dans le cas des montages parallèles.

.B.I.3 REDRESSEMENT SÉRIE

La figure .B.7 montre le montage S3. Le pont de diodes a même branchement que dans PD3 mais le secondaire du transformateur est couplé

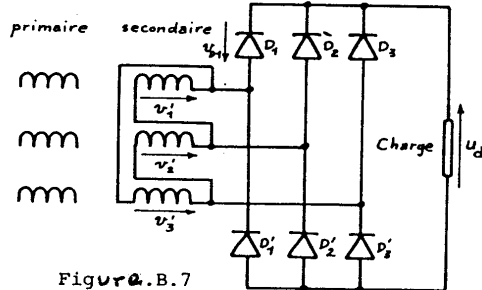
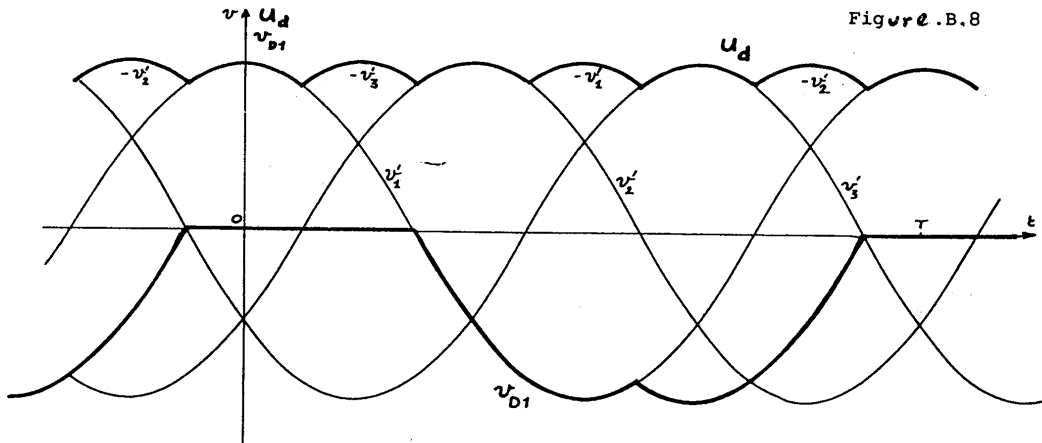


Figure .B.7

en triangle. Il est évident que les diodes vont avoir même comportement que dans le montage PD3 précédemment étudié ; on passe d'un dispositif à l'autre en remplaçant les tensions composées fournies par le secondaire du



| | | | | | | | | |
|----------|---------|--------|---------|---------|---------|---------|---------|--------|
| D_1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| D_2 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| D_3 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| D'_1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| D'_2 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| D'_3 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| u_d | $-v'_2$ | v'_1 | $-v'_3$ | v'_2 | $-v'_1$ | v'_3 | $-v'_2$ | v'_1 |
| v_{D1} | $-v'_3$ | 0 | 0 | $-v'_1$ | $-v'_1$ | $-v'_3$ | $-v'_2$ | 0 |

du transformateur de PD3 par les tensions par élément issues de celui de S3. Tout se passe comme si on redressait les six tensions étoilées $v'_1, -v'_3, v'_2, -v'_1, v'_3, -v'_2$. La figure .B.8 montre l'allure de u_d et celle de v_{D1} . On a encore un redressement d'indice de pulsation 6 (six portions de sinusoides par période T des tensions à redresser) et d'indice de commutation 3 (chaque diode conduit pendant un tiers de période et il y a donc trois diodes par commutateur). Chaque diode doit supporter en inverse la valeur maximale des tensions secondaires par enroulement.

.B.I.4 AUTRES MODES DE REDRESSEMENT

On peut réaliser bien d'autres montages redresseurs triphasés en combinant en série ou en parallèle les dispositifs élémentaires décrits ci-dessus. Nous ne citerons que deux des montages complexes ainsi obtenus.

a. Redressement hétéphasé à fourches

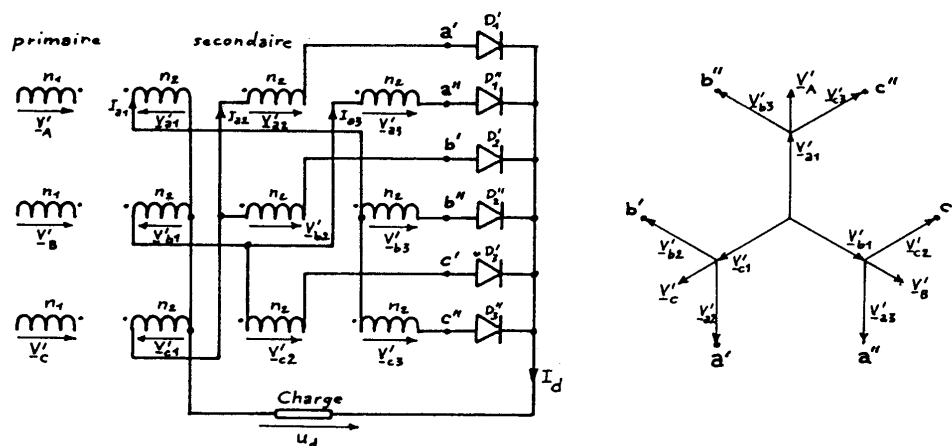


Figure .B.9

On l'obtient au moyen du montage décrit à la figure .B.9; un transformateur possédant trois enroulements secondaires identiques par colonne est couplé en double zigzag et permet de réaliser un système hétéphasé de tensions secondaires (voir le diagramme de Fresnel de la figure .B.9); on redresse ces tensions grâce à un commutateur de six diodes. L'avantage de ce dispositif réside dans la forme de la f.m.m. produite par les courants secondaires.

REDRESSEMENT NON COMMANDE

La figure .B.10 indique l'ordre de commutation des diodes au cours du temps et l'allure de la f.m.m. des courants secondaires

$$n_2 \cdot (I_{a1} + I_{a2} + I_{a3})$$

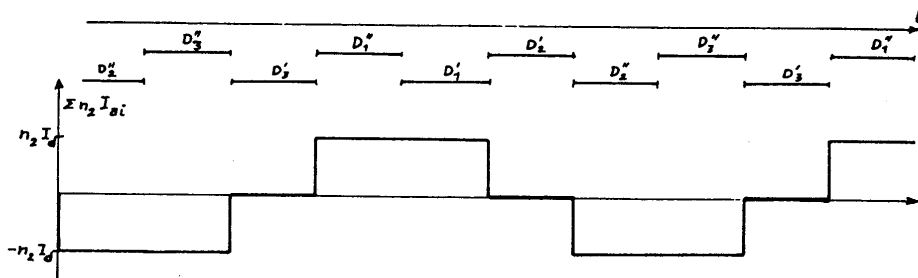


Figure.B.10

(à courant de charge d'intensité I_d constante). La f.m.m. secondaire (et par voie de conséquence l'intensité du courant appelé par le primaire sur le réseau) est plus proche d'une fonction sinusoïdale (et donc moins riche en composantes harmoniques) que celle correspondant au redressement hexaphasé parallèle (P6).

b. Redressement double étoile à bobine médiatrice (ou interphase)

Le montage en est donné par la figure .B.11. Une bobine à point milieu relie les neutres des deux étoiles montées en parallèle. Aux

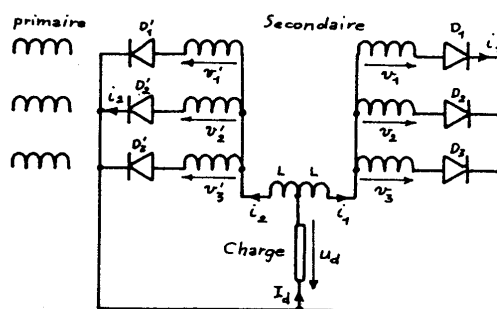


Figure.B.11

faibles valeurs du courant de charge cette bobine n'a pas d'effet et le montage fonctionne comme P6.

Lorsque I_d est important, la bobine interdit l'extinction des courants i_1 et i_2 (la surtension provoquée par L à l'annulation de i_1 conduit une des diodes du commutateur D_1, D_2, D_3 à s'enclencher). Il y a donc en permanence deux diodes en

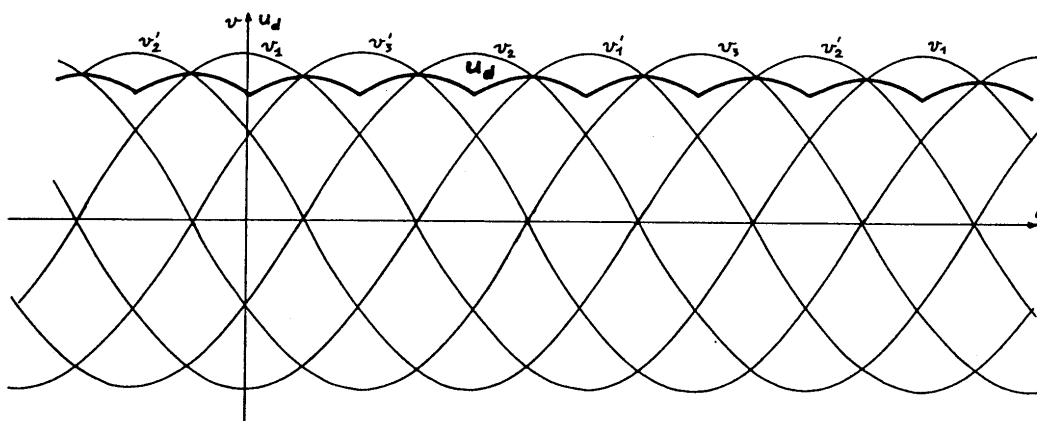
service et la tension redressée doit satisfaire à (par exemple lorsque D_1 et D_2' conduisent) :

$$u_d = v_1 - L \cdot \frac{d}{dt}(i_1) = v_2' - L \cdot \frac{d}{dt}(i_2) = \frac{1}{2}(v_1 + v_2') - \frac{L}{2} \cdot \frac{d}{dt}(i_1 + i_2)$$

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

Si on admet que le courant de charge est parfaitement lissé, il vient :

$$I_d = i_1 + i_2 = \text{Cte}, \quad \frac{d}{dt}(i_1 + i_2) = 0 \quad \text{et} \quad u_d = \frac{1}{2}(v_1 + v_2') = \frac{1}{2}(v_1 - v_2) = \frac{1}{2} \cdot u_{12}$$



| | | | | | | | | | |
|--------|--|---------------------------|---------------------------|---------------------------|---------------------------|---------------------------|---------------------------|--------------------------|--------------------------|
| D_1 | | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| D_2 | | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| D_3 | | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| D_1' | | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| D_2' | | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| D_3' | | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| u_d | | $\frac{1}{2}(v_1 + v_2')$ | $\frac{1}{2}(v_1 + v_2')$ | $\frac{1}{2}(v_2 + v_1')$ | $\frac{1}{2}(v_2 + v_1')$ | $\frac{1}{2}(v_3 + v_2')$ | $\frac{1}{2}(v_3 + v_2')$ | $\frac{1}{2}(v_1 + v_2)$ | $\frac{1}{2}(v_1 + v_2)$ |

Figure .B.12

D'où l'allure de la tension redressée au cours du temps, donnée par la figure .B.12. On établit le tableau des états de fonctionnement des diodes en considérant séparément les deux commutateurs formés par les composants D_1, D_2 et D_3 d'une part et D_1', D_2' et D_3' de l'autre et en appliquant à chacun le principe démontré dans le cas des montages parallèles : la diode de plus haut potentiel d'anode est "passante". On remarque que la tension u_d obtenue a une valeur moyenne plus faible qu'en l'absence de bobine médiatrice, c'est-à-dire plus faible que celle produite par un montage P6, toutes choses égales par ailleurs..

La mise en charge de ce montage redresseur s'accompagne donc d'une chute de tension sensible puisqu'à vide la bobine n'a pas d'influence.

On remarque surtout que la tension redressée a un indice de pulsation $p=6$ alors que l'indice de commutation n'est que de trois (chaque

diode conduit un tiers de période), ce qui différencie ce montage de P6 et le met au rang de PD3 et S3. Mais l'avantage principal de ce dispositif réside dans le fait que chaque diode n'est parcourue que par la moitié du courant de charge (puisque'il y a deux commutateurs symétriques en parallèle aux bornes de la charge). Aux très forts courants de charge, ce montage permet donc d'utiliser des diodes de moindres performances que PD3 ou S3 (où chaque diode doit supporter le courant de charge); l'économie ainsi réalisée sur le coût des composants justifie l'adjonction d'une bobine médiatrice.

B.II GRANDEURS CARACTÉRISTIQUES D'UN MONTAGE REDRESSEUR

Le chapitre précédent a mis en évidence les caractères généraux des montages redresseurs. Nous allons utiliser ces résultats pour déterminer les valeurs des tensions, intensités et facteur de puissance de ces différents dispositifs. Nous supposons toujours les diodes parfaites et la commutation instantanée.

B.II.1 ÉTUDE DE LA TENSION REDRESSÉE

L'étude qualitative effectuée au chapitre précédent a montré que dans tous les cas étudiés la tension redressée idéale (diodes parfaites, pas de commutation complexe) se compose d'une succession de portions de sommets de sinusoides, plus exactement de p portions identiques de sinusoides par période T des tensions à redresser. On nomme

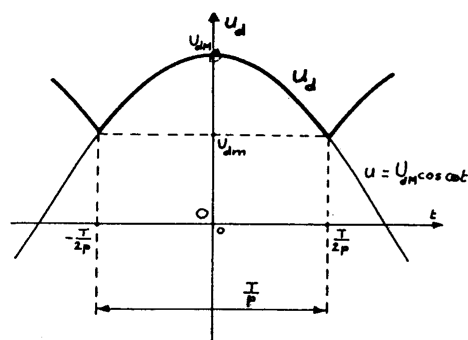


Figure B.13

p "indice de pulsation" de u_d .

Chaque portion s'étend sur une durée $\frac{T}{p}$ et a donc l'allure indiquée par la figure B.13. Un choix judicieux de l'origine des temps permet de considérer la période de u_d comprise entre les dates $-\frac{T}{2p}$ et $+\frac{T}{2p}$ où u_d s'exprime :

$$u_d = U_{dm} \cdot \cos \omega \cdot t .$$

a. Valeur moyenne de la tension redressée

On notera U_{dio} la valeur de cette grandeur dans le cas idéal envisagé jusqu'ici ($i = \text{idéal}$). Par définition de la valeur moyenne d'une grandeur périodique, elle s'exprime :

$$U_{dio} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2p}}^{+\frac{T}{2p}} u_d \cdot dt = \frac{p}{T} \cdot 2 \cdot \int_0^{+\frac{T}{2p}} U_{dm} \cos(\omega \cdot t) \cdot dt = \frac{2p}{T} \cdot U_{dm} \left[\frac{\sin \omega t}{\omega} \right]_0^{+\frac{T}{2p}}$$

On trouve en définitive :

$$U_{dio} = \frac{p}{\pi} \cdot U_{dm} \cdot \sin \frac{\pi}{p} = U_{dm} \cdot \frac{\sin \frac{\pi}{p}}{\frac{\pi}{p}} \quad (F.B.1)$$

On voit que la valeur de U_{dio} tend vers U_{dm} lorsque l'indice de pulsation p augmente indéfiniment, ce qui justifie la recherche d'indices élevés.

b. Valeur efficace de la tension u_d

Par définition de la valeur efficace, on peut calculer :

$$U_{dief} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2p}}^{+\frac{T}{2p}} u_d^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{2p}{T} \cdot U_{dm}^2 \int_0^{+\frac{T}{2p}} \cos^2(\omega t) \cdot dt}$$

En remarquant que : $\cos^2(\omega t) = \frac{1}{2}(1 + \cos 2\omega t)$,

il vient en définitive :

$$U_{dief} = U_{dm} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{p}{4\pi} \cdot \sin \frac{2\pi}{p}} = \frac{U_{dm}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{\sin \frac{2\pi}{p}}{\frac{2\pi}{p}}} \quad (F.B.2)$$

On remarque que U_{dief} tend aussi vers U_{dm} lorsque l'indice de pulsation p augmente indéfiniment (car $\frac{\sin x}{x}$ tend vers l'unité quand x tend vers zéro). Les valeurs moyenne U_{dio} et efficace U_{dief} de u_d tendent alors simultanément vers U_{dm} ; cela signifie que u_d tend vers une tension rigoureusement continue.

c. Facteur de forme

Par définition, on nomme *facteur de forme* le rapport :

$$F = \frac{U_{ef}}{U_{moy}}$$

REDRESSEMENT NON COMMANDE

Dans notre cas ce facteur s'exprime :

$$F = \frac{U_{dief}}{U_{dio}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{1 + \frac{\sin \frac{2\pi}{p}}{\frac{2\pi}{p}}}}{\frac{\sin \frac{\pi}{p}}{\frac{\pi}{p}}} \quad (F . B. 3)$$

Le facteur de forme prend toujours une valeur supérieure à l'unité (la valeur efficace d'une grandeur variable est toujours supérieure à sa valeur moyenne ; ces deux valeurs ne sont égales que pour une grandeur continue). Sa valeur caractérise la tension redressée : plus cette valeur est proche de l'unité, plus la tension obtenue est voisine d'une grandeur continue.

d. Facteur de modulation

On peut aussi caractériser une grandeur redressée par le coefficient :

$$\beta = \sqrt{\frac{U_{dief}^2 - U_{dio}^2}{U_{dio}^2}} = \sqrt{\frac{U_{dief}^2}{U_{dio}^2} - 1} = \sqrt{F^2 - 1} \quad (F . B. 4)$$

Ce facteur de modulation a une valeur d'autant plus faible que la tension redressée est moins ondulée ($\beta = 0$ pour une tension continue).

On définit aussi parfois un taux de modulation d'expression :

$$k = \frac{U_{dio1}}{U_{dio}} \quad (F . B. 5)$$

où U_{dio1} est l'amplitude maximale du premier terme sinusoïdal de la décomposition harmonique de u_d (composante de pulsation $p\omega$ si ω est la pulsation des tensions à redresser). On l'exprime comme un pourcentage.

e. Facteur d'ondulation

On nomme ainsi le coefficient d'expression :

$$K = \frac{U_{dim} - U_{dim}}{2U_{dio}}$$

où U_{dim} et U_{dim} sont les valeurs maximale et minimale de u_d . Dans le cas d'une tension redressée ayant la forme représentée à la figure B.13, on voit que :

$$U_{dim} = U_{dm} \quad U_{dim} = U_{dm} \cdot \cos \omega \frac{T}{2p} = U_{dm} \cdot \cos \frac{\pi}{p}$$

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

D'où :

$$K = \frac{U_{dM} \cdot (1 - \cos \frac{\pi}{p})}{\frac{2p}{\pi} \cdot U_{dM} \cdot \sin \frac{\pi}{p}} = \frac{\pi}{2p} \cdot \frac{1 - \cos \frac{\pi}{p}}{\sin \frac{\pi}{p}} \quad (F . B. 6)$$

On caractérise parfois aussi l'ondulation d'une grandeur par les coefficients suivants :

- coefficient d'ondulation positive :

$$\frac{U_{diM} - U_{dio}}{U_{dio}} \quad (F . B. 7)$$

- coefficient d'ondulation négative :

$$\frac{U_{dio} - U_{dim}}{U_{dio}} \quad (F . B. 8)$$

Nous avons cité ci-dessus les principaux coefficients rencontrés pour caractériser une grandeur redressée. Il est évident qu'on peut les utiliser pour étudier n'importe quelle grandeur variable (et en particulier l'intensité du courant redressé ou celle des courants dans les enroulements du transformateur).

Ces coefficients servent en général à comparer des montages redresseurs différents ; il suffira donc de calculer les valeurs d'un seul de ces facteurs (de forme, de modulation ou d'ondulation) associées aux divers dispositifs.

.B.II.2 ÉTUDE DES COURANTS

a. Courant dans la charge

Tous les montages étudiés dans le *chapit. B.I* présentent à chaque instant une diode au moins susceptible d'être enclenchée, pour autant que la tension redressée présente une valeur supérieure à la f.e.m. interne éventuelle de la charge. Nous supposons la conduction des diodes ininterrompue et le courant de charge parfaitement "lissé" (par l'inductance de la charge ou une inductance de "lissage" montée en série) ; son intensité I_d sera donc supposée constante.

REDRESSEMENT NON COMMANDE

b. Courant dans une diode

Nous limiterons notre étude aux cas où chaque extrémité de la charge est au plus connectée à un commutateur (ensemble de diodes ayant une électrode commune et dont une seule conduit à chaque instant).

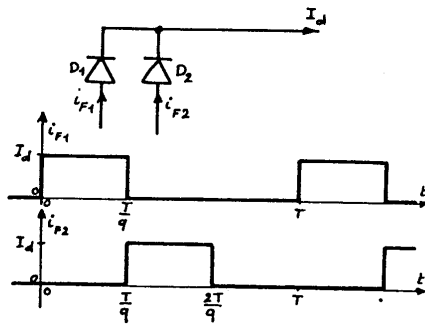


Figure B.14

Chaque diode est donc parcourue par un courant d'intensité I_d pendant une fraction $\frac{1}{q}$ de la période T des tensions d'alimentation ; q est l'indice de commutation, c'est-à-dire le nombre de diodes d'un commutateur. L'intensité i_{F1} du courant traversant D_1 évolue donc comme l'indique la figure B.14. On en déduit aisément ses valeurs moyenne et efficace :

$$I_{F10} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{q}} I_d \cdot dt = \frac{I_d}{q} \quad (F.B.9)$$

$$I_{F1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{q}} I_d^2 \cdot dt} = \frac{I_d}{\sqrt{q}} \quad (F.B.10)$$

On peut en déduire le facteur de forme du courant d'une diode :

$$F = \frac{I_{F1ef}}{I_{F10}} = \sqrt{q} \quad (F.B.11)$$

c. Courants dans les enroulements secondaires du transformateur

∇ Montage parallèle : La nature même du montage (dont on rappelle le principe sur la figure B.15) impose que le courant d'un enroulement secondaire est identique au courant passant dans la diode qui lui est connectée. D'où les valeurs caractéristiques de son intensité i_s :

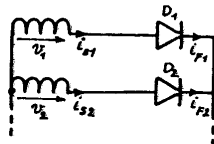


Figure B.15

$$I_{s10} = I_{F10} = \frac{I_d}{q} \quad I_{s1ef} = I_{F1ef} = \frac{I_d}{\sqrt{q}}$$

▽ Montage parallèle double : La figure .B.16 rappelle le principe de ce type de montage ; on voit que l'intensité i_{s1} du courant de l'enroulement secondaire étudié s'exprime :

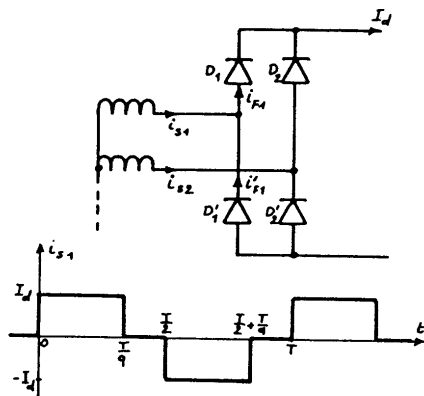


Figure .B.16

$$i_{s1} = i_{F1} - i'_{F1}$$

où i_{F1} et i'_{F1} sont les intensités des courants dans les diodes D_1 et D'_1 . On sait que chacune de ces diodes conduit le courant de la charge durant $\frac{T}{q}$ et la figure .B.6 montre (et c'est un résultat général) que les débloquages de D_1 et D'_1 sont décalés dans le temps d'une demi-période. D'où l'allure de l'intensité i_{s1} au cours du temps (figure .B.16) et ses valeurs caractéristiques :

$$I_{sio} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\frac{T}{q}} I_d \cdot dt + \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2} + \frac{T}{q}} (-I_d) \cdot dt \right) = 0$$

$$I_{sief} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{T}{q}} I_d^2 \cdot dt} = I_d \cdot \sqrt{\frac{2}{q}} \quad (F .B.12)$$

On constate, et c'était visible sur la figure .B.16, que la valeur moyenne de l'intensité des courants secondaires est nulle. On voit aussi que la valeur efficace de l'intensité du courant est $\sqrt{2}$ fois plus grande qu'en commutation parallèle, à courant égal.

▽ Montage série : L'étude générale est plus compliquée et nous nous limiterons à celle du montage S3 déjà analysé en .B.I.3. On pourra reprendre le même type de raisonnement pour étudier un autre montage série.

La figure .B.17 indique le montage S3 et l'état de fonctionnement des diodes au cours du temps. On va en déduire l'intensité i_{s1} du cou-

REDRESSEMENT NON COMMANDE

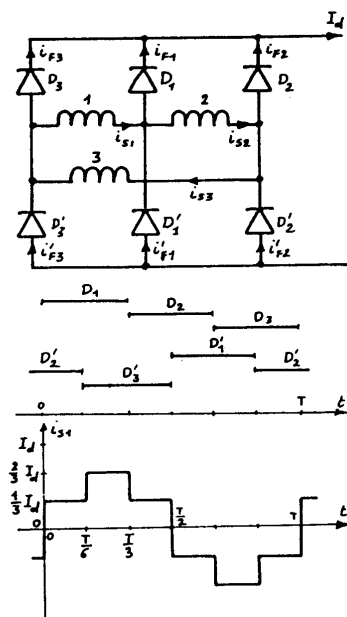


Figure.B.17

rant dans l'enroulement 1 en admettant que I_d se répartit entre les voies en parallèle de façon inversement proportionnelle au nombre d'enroulements traversés dans chaque voie (ce qui signifie que la chute de tension dans un enroulement est proportionnelle à l'intensité du courant).

APPLICATION

Entre les instants 0 et $\frac{T}{6}$, les diodes D_1 et D_2' conduisent ; le courant de charge est

donc produit par deux voies en parallèle : d'une part l'enroulement 2 seul, d'autre part 1 et 3 en série ; la bobine 2 est parcourue par un courant deux fois plus intense que 1 et 3 (pour que la chute de tension dans 2 soit égale à celle dans 1 et 3 et que la f.m.m. totale soit nulle) et on a :

$$i_{s2} = -\frac{2}{3} \cdot I_d \quad i_{s1} = i_{s3} = \frac{1}{3} \cdot I_d .$$

Entre $\frac{T}{6}$ et $\frac{T}{3}$ ce sont D_1 et D_3' qui conduisent ; les deux tiers du courant de charge passent par l'enroulement 1, un tiers par 3 et 2 en série ; d'où :

$$i_{s2} = i_{s3} = -\frac{1}{3} \cdot I_d \quad i_{s1} = \frac{2}{3} \cdot I_d .$$

On établit ainsi la courbe $i_{s1} = f(t)$ de la figure .B.17 et on en déduit la valeur efficace des courants secondaires (il est évident, par raison de symétrie, qu'ils ont tous même valeur efficace et la figure montre que la valeur moyenne est nulle) :

$$I_{s1\text{ef}} = \sqrt{\frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{6}} \left(\frac{I_d}{3}\right)^2 \cdot dt + \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{6}}^{\frac{T}{3}} \left(\frac{2I_d}{3}\right)^2 \cdot dt} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot I_d \quad (F . B. 13)$$

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

On remarque que les montages PD3 et S3, dont on a vu qu'ils donnent le même type de tension redressée ($p=6$) et ont même indice de commutation ($q=3$) présentent des courants secondaires de valeurs efficaces différentes (à même charge) :

- pour PD3 : $I_{sief} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d = 0,816 \cdot I_d$
- pour S3 : $I_{sief} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot I_d = 0,47 \cdot I_d$.

Cet écart est dû aux couplages différents du secondaire (étoile pour PD3, triangle pour S3). On remarque qu'en triangle l'intensité est $\sqrt{3}$ fois plus faible qu'en étoile, ce qui est analogue au résultat obtenu pour les régimes sinusoïdaux triphasés équilibrés mais ne constitue plus une règle générale dans les cas de fonctionnement non sinusoïdaux.

d. Courants dans les enroulements primaires du transformateur

Nous avons montré dans la deuxième partie de ce cours que le transformateur alimenté par un réseau alternatif de tension efficace constante est une machine à flux alternatif forcé d'amplitude maximale constante. Toute variation du flux que tendraient à provoquer les courants secondaires, est compensée par les courants primaires. On a vu que les courants secondaires sont périodiques (de même période T que les tensions d'alimentation) ; ils peuvent donc être décomposés en séries de Fourier de la forme :

$$i_s(t) = I_{sio} + \sum_{k=1}^{\infty} I_{smk} \cos(k\omega t - \phi_k) \quad (F.B.14)$$



Figure.B.18

D'où, dans le cas général d'un transformateur à plusieurs enroulements secondaires identiques (trois, par exemple, de n_2 spires), l'expression de la f.m.m. secondaire :

$$\mathcal{F}_2 = n_2 \cdot (I_{sio} + I'_{sio} + I''_{sio}) + n_2 \cdot (i_s + i'_s + i''_s - I_{sio} - I'_{sio} - I''_{sio})$$

Le premier terme de cette expression est constant (I_{sio} est la composante continue de i_s) ; il provoque la circulation d'un flux constant dans le circuit magnétique mais ce flux ne peut produire ni f.e.m. primaire ni, par conséquent, courant primaire. Le second terme est une série de fonctions sinusoïdales ; chaque composante sinusoïdale

REDRESSEMENT NON COMMANDE

provoque l'appel d'un courant primaire proportionnel (voir théorie du transformateur) tel que la force magnétomotrice totale reste nulle (pour un transformateur parfait) ; dans nos conventions de signes, cette propriété se traduit par l'appel d'un courant primaire satisfaisant à :

$$n_1 \cdot i_p = \mathcal{E}_1 = \mathcal{E}_2 - n_2 \cdot (I_{sio} + I'_{sio} + I''_{sio}) = n_2 \cdot (i_s + i'_s + i''_s - I_{sio} - I'_{sio} - I''_{sio}) .$$

D'où :

$$i_p = \frac{n_2}{n_1} \cdot (i_s + i'_s + i''_s - I_{sio} - I'_{sio} - I''_{sio}) \quad (F.B.15)$$

∇ Montage parallèle à un seul enroulement secondaire par colonne (exemple : P3) : Nous avons vu § .B.II.2.c, que l'intensité des courants secondaires avait pour valeur moyenne (ou composante continue) :

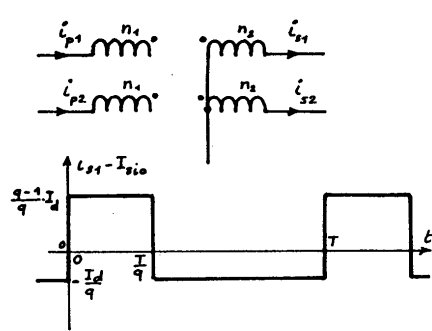


Figure.B.19

$$I_{sio} = \frac{1}{q} \cdot I_d .$$

D'où l'allure de la grandeur $i_{s1} - I_{sio}$ (cf. figure.B.19) et la valeur efficace de :

$$i_{p1} = \frac{n_2}{n_1} \cdot (i_{s1} - I_{sio})$$

$$I_{pief} = \frac{n_2}{n_1} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/q} (I_d - \frac{I_d}{q})^2 dt + \frac{1}{T} \int_{T/q}^T (-\frac{I_d}{q})^2 dt} .$$

D'où :

$$I_{pief} = \frac{n_2}{n_1} \cdot I_d \cdot \frac{\sqrt{q-1}}{q} = m \cdot I_d \cdot \frac{\sqrt{q-1}}{q} \quad (F.B.16)$$

APPLICATION

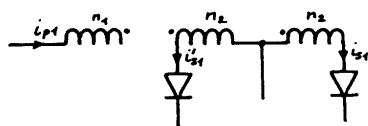
Dans le cas du montage P3, il vient :

$$q = 3 \quad I_{pief} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot m \cdot I_d = 0,47 \cdot m \cdot I_d$$

alors que :

$$I_{sief} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot I_d = 0,58 \cdot I_d .$$

∇ Montage parallèle à deux enroulements secondaires par colonne (exemple : P6) : La figure .B.20 rappelle le montage d'une colonne et l'allure des intensités i_{s1} et i'_{s1} ; d'où la f.m.m. secondaire



(compte tenu des conventions de signes) :

$$\mathcal{E}_2 = n_2 \cdot i_{s1} - n_2 \cdot i'_{s1} = n_2 \cdot (i_{s1} - i'_{s1}) .$$

La construction de $i_{s1} - i'_{s1}$ montre que cette grandeur a une valeur moyenne nulle (les composantes continues des deux demi-secondaires sont opposées, du fait du montage).

D'où :

$$n_1 \cdot i_{p1} = n_2 \cdot (i_{s1} - i'_{s1})$$

et la valeur efficace de l'intensité i_{p1} :

$$I_{pief} = \frac{n_2}{n_1} \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{q}} (I_d)^2 dt} = \frac{n_2}{n_1} \cdot I_d \cdot \sqrt{\frac{2}{q}}$$

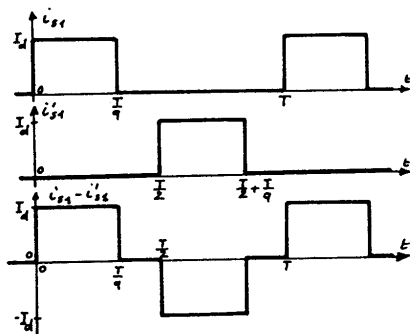


Figure B.20

$$I_{pief} = m \cdot \sqrt{\frac{2}{q}} \cdot I_d \quad (F.B.17)$$

APPLICATION : P6

$$q = 6 \quad I_{pief} = m \cdot \sqrt{\frac{2}{6}} \cdot I_d = 0,58 \cdot m \cdot I_d$$

alors que :

$$I_{sief} = \frac{1}{\sqrt{q}} \cdot I_d = \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot I_d = 0,408 \cdot I_d .$$

∇ Montages parallèle double et série à un seul enroulement secondaire par colonne (exemples : PD3 et S3) : Nous avons vu dans ce chapitre

que les intensités des courants secondaires des montages PD et S sont dépourvues de composante continue (cf. les figure .B.16 et fig .B.17) ; on en déduit immédiatement que, puisque I_{sio} est nulle :



$$n_1 \cdot i_p = n_2 \cdot i_s \quad i_p = \frac{n_2}{n_1} \cdot i_s .$$

D'où :

$$I_{pief} = \frac{n_2}{n_1} \cdot I_{sief} = m \cdot I_{sief}$$

(si m est le rapport de transformation).

REDRESSEMENT NON COMMANDE

APPLICATIONS

$$\nabla \text{ Montage PD3 : } I_{sief} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d = 0,816 \cdot I_d \quad I_{pief} = 0,816 \cdot m \cdot I_d$$

$$\nabla \text{ Montage S3 : } I_{sief} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot I_d = 0,47 \cdot I_d \quad I_{pief} = 0,47 \cdot m \cdot I_d .$$

Dans le cas général d'un montage parallèle double à un seul enroulement secondaire on a donc :

$$I_{sief} = \sqrt{\frac{2}{q}} \cdot I_d \quad I_{pief} = \sqrt{\frac{2}{q}} \cdot m \cdot I_d \quad (F . B . 18)$$

Remarque 1 : Dans tout ce qui précède on a noté m le rapport des nombres de spires d'un enroulement primaire et d'un enroulement secondaire et non le rapport de transformation du transformateur, lequel dépend des couplages.

Remarque 2 : On pourrait, utilisant les méthodes décrites ci-dessus, déterminer la forme et la valeur efficace de l'intensité du courant en ligne au primaire en tenant compte du couplage de ce primaire. Ce sont pourtant les valeurs efficaces des intensités des courants circulant dans les enroulements primaires et secondaires qui permettent de réaliser le transformateur.

On pourra aussi calculer le transformateur à partir des valeurs du facteur de puissance de son primaire et de son secondaire.

.B.II.3 FACTEURS DE PUISSANCE SECONDAIRE ET PRIMAIRE

Par extension de la définition adoptée en régime sinusoïdal, on nommera facteur de puissance du primaire ou du secondaire le rapport des puissances active et apparente développées dans ces enroulements :

$$f_p = \frac{P}{S} \quad (F . B . 19)$$

Si on suppose le transformateur et les diodes parfaits, la puissance active se réduit à celle consommée par la charge et d'expression :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u_d \cdot i_d \cdot dt .$$

Puisque nous avons supposé le courant de charge parfaitement lissé, il vient :

$$P = I_d \cdot \frac{1}{T} \int_0^T u_d \cdot dt = U_{dio} \cdot I_d \quad (F . B . 20)$$

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

a. Facteur de puissance au secondaire du transformateur

∇ Montage parallèle : On a alors $p=q$ enroulements secondaires fournissant des tensions sinusoïdales de valeur efficace V et parcourus par des courants d'intensité efficace I_{sief} ; d'où la puissance apparente développée par le secondaire :

$$S = p.V.I_{sief}$$

Or, on sait que :

$$I_{sief} = \frac{1}{\sqrt{q}} I_d$$

Donc :

$$S = \frac{p}{\sqrt{q}} V.I_d = \sqrt{p} V.I_d \quad (\text{car } p=q)$$

Par ailleurs, la puissance active s'écrit :

$$P = U_{dio}.I_d = \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} U_{dM}.I_d = \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} V.\sqrt{2}.I_d$$

car la valeur maximale U_{dM} de la tension redressée est égale à celle, $V.\sqrt{2}$, des tensions secondaires des enroulements.

D'où l'expression du facteur de puissance secondaire :

$$f_{ps} = \frac{P}{S} = \frac{\sqrt{2.p}}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \quad (F.B.21)$$

APPLICATION

Calculons les valeurs de f pour quelques valeurs de l'indice de pulsation p :

| | | | | | |
|----------|-------|-------|-------|-------|------|
| p | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
| f_{ps} | 0,636 | 0,675 | 0,636 | 0,592 | 0,55 |

On voit que le facteur de puissance des montages parallèles passe par sa valeur maximale en triphasé ; c'est donc en triphasé que le produit $p.I_{sief}$ qui définit les dimensions du secondaire (nombre d'enroulements multiplié par la valeur efficace du courant dans ces enroulements) passe par sa valeur minimale puisque :

$$p.I_{sief} = \frac{S}{V} = \frac{P}{V.f_{ps}} \quad (F.B.22)$$

(on admet que la valeur de V varie peu en fonction de p lorsqu'on désire produire une tension continue U_{dio} donnée).

∇ Montage parallèle double : Il y a alors q enroulements secondaires (autant que de diodes par commutateur) parcourus par I_{sief} sous une tension efficace V ;

D'où : $S = q.V.I_{sief}$

REDRESSEMENT NON COMMANDE

Par ailleurs, on a :

$$P = U_{dio} \cdot I_d = \frac{P}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot U_{dM} \cdot I_d$$

et on sait qu'en montage PD la valeur efficace de l'intensité du courant secondaire s'écrit (cf F .B.12) :

$$I_{sief} = \sqrt{\frac{2}{q}} \cdot I_d \quad \text{d'où :} \quad S = \sqrt{2q} \cdot V \cdot I_d$$

Donc :

$$f_{ps} = \frac{P}{S} = \frac{P}{\pi \cdot \sqrt{2q}} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot \frac{U_{dM}}{V} \quad (F .B.23)$$

où la valeur de U_{dM} dépend du montage choisi ; on vérifiera rapidement que :

- pour les valeurs paires de l'indice de commutation q on a :

$$p = q \quad \text{et} \quad U_{dM} = 2\sqrt{2} \cdot V$$

D'où :

$$f_{ps} = \frac{2\sqrt{p}}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \quad (F .B.24)$$

- pour les valeurs impaires de q on a : $p = 2 \cdot q \quad U_{dM} = 2 \cdot V \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \frac{\pi}{2q}$

D'où :

$$f_{ps} = \frac{\sqrt{p}}{\pi} \cdot 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \frac{2\pi}{p} \cdot \cos \frac{\pi}{2p} \quad (F .B.25)$$

APPLICATION

Déterminons les valeurs de f_{ps} pour quelques montages :

| | PD2 | PD3 | PD4 | PD6 |
|----------|------|-------|------|------|
| p | 2 | 6 | 4 | 6 |
| q | 2 | 3 | 4 | 6 |
| f_{ps} | 0,90 | 0,955 | 0,90 | 0,78 |

Comme dans le cas du montage parallèle, on voit que la valeur du facteur de puissance secondaire est maximale en triphasé. A puissance P et tension continue U_{dio} constantes (et donc V pratiquement constante), la masse de cuivre secondaire (proportionnelle à $q \cdot I_{sief}$ puisque q est le nombre d'enroulements et I_{sief} définit la section du conducteur) est minimale en triphasé car :

$$q \cdot I_{sief} = \frac{S}{V} = \frac{P}{V \cdot f_{ps}}$$

On remarque de plus que le facteur de puissance des montages parallèle double est meilleur que celui des montages parallèle simple, toutes choses égales par ailleurs.

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

∇ *Montage série S3* : On n'a étudié que le montage série triphasé ($q=3$) et on a établi (F.B.13) l'expression de l'intensité efficace secondaire :

$$I_{sief} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot I_d.$$

D'où :

$$S = q \cdot V \cdot I_{sief} = 3 \cdot V \cdot \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot I_d = \sqrt{2} \cdot V \cdot I_d.$$

La puissance active s'exprime :

$$P = U_{dio} \cdot I_d = \frac{p}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot U_{dM} \cdot I_d.$$

La figure B.8 montre que $p=6$ et que $U_{dM} = V \cdot \sqrt{2}$;

D'où :

$$P = \frac{6}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{6} \cdot \sqrt{2} \cdot V \cdot I_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V \cdot I_d$$

(où V est la valeur efficace des tensions par enroulement secondaire).
On en déduit :

$$f_{ps} = \frac{P}{S} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi\sqrt{2}} = \frac{3}{\pi} = 0,955. \quad (F.B.26)$$

Le montage S3 a donc même facteur de puissance secondaire que PD3.A puissance active égale, ces deux montages nécessiteront la même masse de cuivre secondaire puisqu'ils ont même valeur de :

$$q \cdot V \cdot I_{sief} = \frac{P}{f_{ps}}$$

(q est le nombre d'enroulements secondaires, V est proportionnel au nombre de spires d'un enroulement et I_{sief} est proportionnel à la section des conducteurs).

b. *Facteur de puissance au primaire du transformateur*

∇ *Montage parallèle à un seul enroulement secondaire par colonne*

On a alors $p=q$ enroulements primaires traversés par des courants d'intensité efficace I_{pief} et alimentés sous les tensions efficaces $\frac{V}{m}$ (si V est la valeur efficace des tensions secondaires et m le rapport de transformation d'un transformateur-colonne). D'où la puissance apparente primaire :

$$S_p = p \cdot V_p \cdot I_{pief} = \frac{p}{m} \cdot V \cdot I_{pief}.$$

REDRESSEMENT NON COMMANDE

On a établi l'expression de I_{pief} (F . B. 16) :

$$I_{pief} = m \cdot I_d \cdot \frac{\sqrt{q-1}}{q} .$$

D'où :

$$S_p = \sqrt{q-1} \cdot V \cdot I_d . \quad (\text{car } p=q)$$

On a déjà calculé la puissance active consommée par la charge dans le cas d'un montage parallèle (cf. § précédent) :

$$P = U_{dio} \cdot I_d = \frac{p\sqrt{2}}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot V \cdot I_d = \frac{q\sqrt{2}}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{q} \cdot V \cdot I_d .$$

D'où l'expression du facteur de puissance primaire :

$$f_{pp} = \frac{P}{S_p} = \frac{q\sqrt{2}}{\pi\sqrt{q-1}} \cdot \sin \frac{\pi}{q} . \quad (F . B. 27)$$

APPLICATIONS : montage P3

$$f_{pp} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi\sqrt{2}} \cdot \sin \frac{\pi}{3} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} = 0,83 .$$

montage P6 (si le primaire est hexaphasé)

$$f_{pp} = \frac{6\sqrt{2}}{\pi\sqrt{5}} \cdot \sin \frac{\pi}{6} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi\sqrt{5}} = 0,60 .$$

On remarque que la valeur de f_{pp} est supérieure à celle de f_{ps} , pour un même indice.

∇ Montage parallèle à deux enroulements secondaires par colonne

On a alors $p=q$ enroulements secondaires mais seulement $\frac{q}{2}$ enroulements primaires alimentés sous $\frac{V}{m}$ et parcourus par des courants d'intensité efficace :

$$I_{pief} = m \cdot I_d \cdot \sqrt{\frac{2}{q}} . \quad (\text{cf. } F . B. 17)$$

D'où la puissance apparente primaire :

$$S_p = \frac{q}{2} \cdot \frac{V}{m} \cdot I_{pief} = \frac{q}{2} \cdot \sqrt{\frac{2}{q}} \cdot V \cdot I_d = \sqrt{\frac{q}{2}} \cdot V \cdot I_d .$$

La puissance active s'exprime toujours :

$$P = \frac{q\sqrt{2}}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{q} \cdot V \cdot I_d$$

et on en déduit l'expression du facteur de puissance primaire :

$$f_{pp} = \frac{P}{S_p} = \frac{2q}{\pi\sqrt{q}} \cdot \sin \frac{\pi}{q} = \frac{2\sqrt{q}}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{q} \quad (F . B. 28)$$

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

APPLICATION : montage P6 à primaire triphasé ($p = q = 6$)

$$f_{pp} = \frac{2\sqrt{6}}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{6} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} = 0,78 .$$

Le dispositif P6 conduit à un meilleur facteur de puissance primaire en triphasé qu'en hexaphasé.

∇ Montages parallèle double ou série à un seul enroulement secondaire par colonne

Il y a le même nombre q d'enroulements primaires et secondaires ; le primaire est alimenté sous des tensions de valeur efficace $\frac{V}{m}$ par enroulement (où V est la valeur efficace des tensions secondaires par enroulement et m le rapport n_2/n_1) et les courants primaires ont pour intensité efficace :

$$I_{pief} = \eta \cdot I_{sief} \text{ (relation établie au § .B.II.2.d)}$$

La puissance apparente développée au primaire s'écrit alors :

$$S_p = q \cdot \frac{V}{m} \cdot m \cdot I_{sief} = q \cdot V \cdot I_{sief} = S_s$$

(si S_s est la puissance apparente secondaire). D'où, puisque la puissance active est celle développée aux bornes de la charge (le transformateur et les diodes sont supposés sans pertes) :

$$f_{pp} = \frac{P}{S_p} = \frac{P}{S_p} = f_{ps} \quad (F .B.29)$$

Ces montages ont donc même facteur de puissance primaire et secondaire. La valeur de f_{pp} est utilisée pour dimensionner les enroulements primaires. On choisira de préférence un montage conduisant à une valeur élevée de f_{pp} , afin de réduire la masse de cuivre primaire.

On pourrait aussi déterminer le facteur de puissance sur la ligne alimentant le primaire ; il peut être fonction du couplage du transformateur. Il permet éventuellement de choisir le couplage primaire qui conduit à la valeur minimale de l'intensité du courant en ligne.

Remarque : On note que les facteurs de puissance exprimés dans ce paragraphe ont souvent des valeurs faibles alors que la charge ne consomme aucune énergie réactive (même si elle est inductive ou en série avec une bobine de lissage) puisqu'elle est parcourue par un courant d'intensité rigoureusement constante et que transformateur et diodes sont supposés parfaits. On peut d'ailleurs aisément calculer la puissance réactive développée au secondaire du transformateur (ou au primaire) dans le cas général d'un courant de charge

REDRESSEMENT NON COMMANDE

non lissé ou perturbé par la commutation ; on continuera tout de même d'admettre que les f.e.m. secondaires (et tensions primaires) sont rigoureusement sinusoïdales. On peut donc écrire les f.e.m. secondaires :

$$v(t) = V \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \omega t .$$

On a vu que le courant dans un enroulement secondaire a même période T que la tension ; il peut donc être décomposé en :

$$i_s(t) = I_{sio} + \sum_{k=1}^{\infty} I_{sk} \sqrt{2} \cdot \cos(k\omega t - \phi_k) \quad (F.B.30)$$

où I_{sio} est la composante continue éventuelle de i_s (I_{sio} est nulle pour les montages PD ou S) et I_{sk} la valeur efficace de la composante sinusoïdale de pulsation $k\omega$ (dite composante harmonique de rang k).

On a montré (au cours de l'électro) qu'une puissance active ne peut être développée que par des tensions et intensité de même pulsation. Il en est de même de la puissance réactive et ces deux grandeurs s'écrivent donc :

$$P = q \cdot V \cdot I_{s1} \cdot \cos(\phi_1) \quad (F.B.31)$$

$$Q = q \cdot V \cdot I_{s1} \cdot \sin(\phi_1) \quad (F.B.32)$$

si q est le nombre d'enroulements secondaires.

On en déduit que :

$$P^2 + Q^2 = q^2 \cdot V^2 \cdot I_{s1}^2 \quad (F.B.33)$$

On sait par ailleurs que la puissance apparente s'exprime :

$$S = q \cdot V \cdot I_{sief} \quad \text{d'où : } S^2 = q^2 \cdot V^2 \cdot I_{sief}^2$$

La valeur efficace de l'intensité du courant secondaire s'exprime :

$$I_{sief}^2 = I_{sio}^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{sk}^2 \quad (F.B.34)$$

et il vient :

$$S^2 = q^2 \cdot V^2 \cdot I_{sio}^2 + q^2 \cdot V^2 \cdot I_{s1}^2 + \sum_{k=2}^{\infty} q^2 \cdot V^2 \cdot I_{sk}^2 \quad (F.B.35)$$

D'où, en comparant avec (F.B.33)

$$S^2 = P^2 + Q^2 + q^2 \cdot V^2 \cdot I_{sio}^2 + \sum_{k=2}^{\infty} q^2 \cdot V^2 \cdot I_{sk}^2 \geq P^2 + Q^2 .$$

On voit que la puissance apparente S définie à partir des valeurs efficaces de $v(t)$ et de $i_s(t)$ ne dépend plus seulement des valeurs P et Q des puissances active et réactive. On attribue à la déformation subie par $i_s(t)$ du fait du redressement (i_s n'est pas sinusoïdale) l'écart observé entre

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

s^2 et $P^2 + Q^2$ et on nomme *puissance déformante* la grandeur D (qui a la dimension d'une puissance et s'exprime donc en VA) telle que :

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad (F.B.36)$$

On comprend alors que le facteur de puissance :

$$f_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (F.B.37)$$

puisse être faible sans que pour autant le montage consomme de la puissance réactive (conclusion qui s'imposerait en régime sinusoïdal).

La grandeur D rend compte de la forme de $i_s(t)$ ou plus exactement de l'écart entre $i_s(t)$ et une fonction sinusoïdale du temps. On vérifie facilement sur les exemples numériques du § .B.II.3 que le facteur de puissance est d'autant meilleur (et donc D plus faible) que la forme de $i_s(t)$ est plus voisine d'une sinusoïde.

On peut aussi caractériser un montage par son facteur de déformation v , rapport du facteur de puissance f_p au facteur de puissance de l'onde fondamentale de pulsation ω , $\cos \phi_1$:

$$v = \frac{f_p}{\cos \phi_1} = \frac{P}{S} \cdot \frac{S_1}{P} = \frac{S_1}{S} = \frac{q \cdot V \cdot I_{s1}}{q \cdot V \cdot I_{sief}} = \frac{I_{s1}}{I_{sief}} = \frac{I_{s1}}{\sqrt{I_{sio}^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{sk}^2}} \quad (F.B.38)$$

La valeur de v est d'autant plus faible que $i_s(t)$ est plus déformée ; elle prend la valeur unité pour une intensité sinusoïdale.

.B.II.4 TENSION INVERSE MAXIMALE AUX BORNES D'UNE DIODE

Le choix des composants d'un montage redresseur nécessite aussi la connaissance de la valeur maximale de la tension inverse appliquée à chaque diode (cf. chap .A.II). On va s'aider des courbes $u_d(t)$ établies au chap .B.I pour évaluer ces valeurs maximales.

- *Montages parallèle* : Si on note V la valeur efficace des tensions secondaires par enroulement, les figure .B.2 et fig.B.4 montrent que la valeur maximale de la tension inverse vaut :

$$\begin{aligned} \text{- pour P3 :} & \quad U_{iio} = U\sqrt{2} = V\sqrt{6} \\ \text{- pour P6 :} & \quad U_{iio} = 2 \cdot V\sqrt{2} = V\sqrt{8} \end{aligned}$$

On voit que dans tous les cas cette valeur est l'amplitude maximale de la plus grande tension composée secondaire. D'où, dans le cas général :

$$\text{- pour } q \text{ impair: } U_{iio} = 2 \cdot V\sqrt{2} \cdot \cos \frac{\pi}{2q} \quad (F.B.39)$$

$$\text{- pour } q \text{ pair : } U_{iio} = 2 \cdot V\sqrt{2} \quad (F.B.40)$$

REDRESSEMENT NON COMMANDE

On exprime généralement ces grandeurs en fonction de la valeur moyenne de la tension redressée :

$$U_{dio} = \frac{p}{\pi} \cdot U_{dM} \cdot \sin \frac{\pi}{p} = \frac{q\sqrt{2}}{\pi} \cdot V \cdot \sin \frac{\pi}{q}$$

car en montage parallèle $p=q$ et $U_{dM} = V\sqrt{2}$.

D'où :

$$\text{- pour } q \text{ impair : } U_{iio} = \frac{2\pi}{q} \cdot \frac{\cos \frac{\pi}{2q}}{\sin \frac{\pi}{q}} \cdot U_{dio} \quad (\text{F.B.41})$$

$$\text{- pour } q \text{ pair : } U_{iio} = \frac{2 \cdot \pi}{q \cdot \sin \frac{\pi}{q}} \cdot U_{dio} \quad (\text{F.B.42})$$

- *Montages parallèle double ou série* : On vérifie facilement sur les *figure .B.6* et *fig. .B.8* que la nature même de ces montages impose aux diodes de supporter en inverse la valeur maximale de la tension redressée :

$$U_{iio} = U_{dM}$$

Cette valeur est aussi l'amplitude maximale de la plus grande tension composée secondaire. On peut l'exprimer en fonction de U_{dio} dont on sait que :

$$U_{dio} = \frac{p}{\pi} \cdot U_{dM} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \quad (\text{cf. F.B.1})$$

D'où :

$$U_{iio} = U_{dM} = \frac{\pi}{p \cdot \sin \frac{\pi}{p}} \cdot U_{dio} \quad (\text{F.B.43})$$

APPLICATIONS

- *Montage PD3* : $p=6$

$$U_{dM} = U\sqrt{2} = V\sqrt{6} = 2,45.V$$

$$U_{iio} = 2,45.V = 1,047 \cdot U_{dio}$$

- *Montage S3* : $p=6$

$$U_{dM} = V\sqrt{2} = 1,41.V$$

$$U_{iio} = 1,41.V = 1,047 \cdot U_{dio}$$

ANNEXE 1. REDRESSEMENT MONOPHASÉ

Les résultats généraux établis à partir de l'étude qualitative des montages triphasés ne s'appliquent pas toujours aux dispositifs monophasés. On étudiera ici les particularités de ces derniers.

1. Redressement monophasé monoalternance

On l'obtient au moyen du montage de la *figure .B.21*. On voit que si la charge est une résistance pure R et si la tension à redresser est de la forme :

$$v(t) = V\sqrt{2} \cdot \sin \omega t$$

le fonctionnement du dispositif au cours d'une période se décompose en :

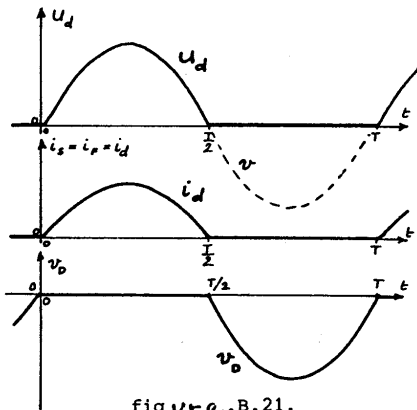
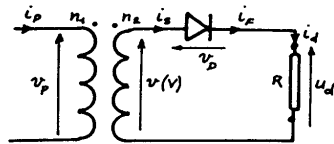


fig v r a . . B.21.

- de $t = 0$ à $t = \frac{T}{2}$ la diode conduit :

$$v_D = 0 \quad u_d = v = V\sqrt{2} \cdot \sin \omega t$$

$$i_s = i_F = i_d = \frac{u_d}{R} = \frac{V\sqrt{2}}{R} \cdot \sin \omega t$$

- de $t = \frac{T}{2}$ à $t = T$ la diode est bloquée :

$$i_s = i_F = i_d = 0 \quad u_d = 0$$

$$v_D = v = V\sqrt{2} \cdot \sin \omega t .$$

D'où les courbes $u_d(t)$, $i_d(t)$ et $v_D(t)$. On en déduit les valeurs caractéristiques des tensions et courants de ce montage :

- valeur moyenne de la tension redressée :

$$U_{dio} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V\sqrt{2} \sin \omega t . dt = \frac{V\sqrt{2}}{T} \cdot \left[-\frac{\cos \omega t}{\omega} \right]_0^{T/2} = \frac{2 \cdot V\sqrt{2}}{2\pi} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot V = 0,45 \cdot V$$

- Valeur efficace de u_d :

$$U_{dief} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} 2V^2 \cdot \sin^2 \omega t . dt} = \frac{V}{\sqrt{2}} = 0,707 \cdot V$$

- Facteur de forme de la tension :

$$F = \frac{U_{dief}}{U_{dio}} = \frac{\pi}{2} = 1,57$$

- Valeur moyenne de l'intensité des courants :

$$I_{dio} = I_{Fio} = I_{sio} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \frac{V\sqrt{2}}{R} \cdot \sin \omega t . dt = \frac{U_{dio}}{R} = \frac{\sqrt{2}}{\pi R} \cdot V$$

- Valeur efficace de l'intensité des courants :

$$I_{dief} = I_{Fief} = I_{sief} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} \frac{2V^2}{R^2} \cdot \sin^2 \omega t . dt} = \frac{U_{dief}}{R} = \frac{V}{R\sqrt{2}} .$$

D'où :

$$\frac{I_{sief}}{I_{dio}} = \frac{I_{Fief}}{I_{dio}} = \frac{\pi}{2} = 1,57 .$$

- Puissance active absorbée par la charge (résistance pure)

$$P = R \cdot I_{dief}^2 = \frac{1}{R} \cdot U_{dief}^2 = \frac{V^2}{2R}$$

REDRESSEMENT NON COMMANDE

- Puissance apparente développée au secondaire :

$$S_s = V \cdot I_{sief} = \frac{V^2}{R\sqrt{2}}$$

- Facteur de puissance secondaire :

$$f_{ps} = \frac{P}{S_s} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$$

- Valeur efficace de l'intensité du courant primaire :

L'intensité i_s du courant secondaire comporte une composante continue I_{sio} . On a vu (§ .B.II.2.d) que dans ces conditions l'intensité du courant primaire du transformateur de rapport $m = n_2/n_1$ s'écrit : $i_p = m(i_s - I_{sio})$.

D'où :

- pour t compris entre 0 et $\frac{T}{2}$:

$$i_p = m \cdot \left(\frac{V\sqrt{2}}{R} \cdot \sin \omega t - \frac{V\sqrt{2}}{\pi R} \right) = \frac{m \cdot V\sqrt{2}}{R} \left(\sin \omega t - \frac{1}{\pi} \right)$$

- pour t compris entre $\frac{T}{2}$ et T :

$$i_p = -m \cdot I_{sio} = -\frac{m \cdot V\sqrt{2}}{\pi R}$$

D'où :

$$I_{pief} = \frac{m \cdot V\sqrt{2}}{R} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} (\sin \omega t - \frac{1}{\pi})^2 \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{T/2}^T (\frac{1}{\pi})^2 \cdot dt}$$

$$I_{pief} = \frac{m \cdot V\sqrt{2}}{R} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{\pi^2}} = 0,545 \cdot m \cdot \frac{V}{R}$$

$$\frac{I_{pief}}{I_{dio}} = m \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{\pi^2}} = 1,21 \cdot m$$

- Puissance apparente développée au primaire :

$$S_p = V_p \cdot I_{pief} = \frac{V}{m} \cdot \frac{m \cdot V\sqrt{2}}{R} \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{\pi^2}} = \frac{V^2}{R} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi^2}}$$

- Facteur de puissance primaire :

$$f_{pp} = \frac{P}{S_p} = \frac{1}{2 \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi^2}}} = 0,917$$

- Valeur maximale de la tension inverse aux bornes de la diode :

$$U_{iio} = V\sqrt{2} = \pi \cdot U_{dio}$$

Les résultats précédents ne s'appliquent plus au cas où la charge ne serait plus purement résistive. Les performances du montage sont alors fonction de la nature de cette charge et les calculs sont plus compliqués. On étudiera plus loin le cas des charges inductives ou munies d'une f.e.m. interne.

Le montage redresseur monophasé monoalternance ne peut être classé parmi les autres car il est dépourvu de commutation. La diode unique s'enclenche et se déclenche "naturellement" en fonction de la tension du réseau (et éventuellement de la f.e.m. de la charge) mais ne commute pas avec un autre composant.

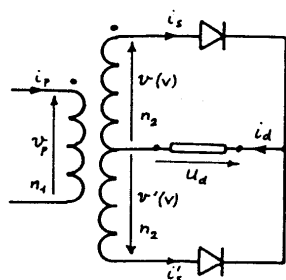


Figure.B.22

2. Redressement monophasé double-alternance

Il est obtenu au moyen du montage de la figure .B.22. Bien que les tensions $v(t)$ et $v'(t)$, en opposition de phase, ne forment pas ce qu'il est habituellement convenu de nommer système biphasé, les performances de ce montage sont celles d'un dispositif parallèle P2 de tensions simples secondaires $v(t)$ et $v'(t)$; on a alors $p=q=2$ et $U_{dM} = V\sqrt{2}$ (si V est la tension efficace de v et v').

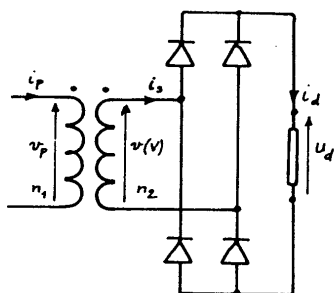


Figure.B.23

Les grandeurs numériques caractéristiques de ce montage sont indiquées en annexe 3.

3. Redressement monophasé en pont de Graetz

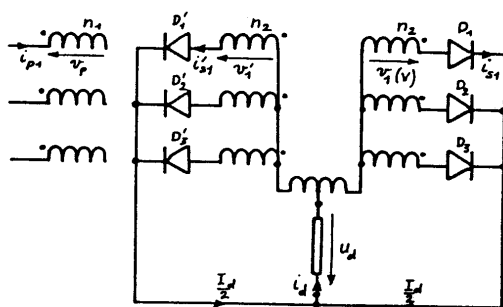
Le montage de la figure.B.23 permet aussi de redresser les deux alternances d'une tension monophasée. Il évite d'utiliser un transformateur à point milieu mais emploie quatre diodes. Ces performances sont celles d'un dispositif parallèle double PD2 et se calculent à partir de :

$p = 2, q = 2, U_{dM} = V\sqrt{2}$ (si V est la valeur efficace de la tension secondaire. Elles sont indiquées dans le tableau de l'annexe 3.

ANNEXE 2. REDRESSEMENT DOUBLE ÉTOILE A BOBINE MÉDIATRICE

Le fonctionnement de ce redresseur, qui présente deux commutateurs disposés en parallèle aux bornes de la charge, ne peut être envisagé au moyen des formules établies dans ce chapitre puisque nous nous sommes limités (au moins pour l'étude des courants et des facteurs de puissance) aux montages dans lesquels un seul commutateur débite dans la charge.

Nous allons analyser ce redresseur dans le cas d'un courant de charge parfaitement continu d'intensité I_d , chaque commutateur débitant aussi un courant parfaitement lissé d'intensité $\frac{1}{2} \cdot I_d$. On suppose toujours le transformateur et les diodes parfaits et les tensions secondaires par enroulement rigoureusement sinusoïdales et de valeur efficace V . La fig. B.24 rappelle le montage et l'allure des courants dans les diodes (et donc dans les enroulements secondaires.)



L'étude qualitative réalisée au paragraphe (.B.I.4.b), a montré que ce montage est caractérisé par :

$$p = 6, q = 3, U_{dM} = V\sqrt{2} \cdot \cos \frac{\omega T}{12}.$$

Soit encore :

$$U_{dM} = V\sqrt{\frac{3}{2}} = 1,225 \cdot V.$$

On en déduit la valeur moyenne de u_d :

$$U_{dio} = \frac{p}{\pi} \cdot U_{dM} \cdot \sin \frac{\pi}{p} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}} \cdot V$$

$$U_{dio} = 1,17 \cdot V.$$

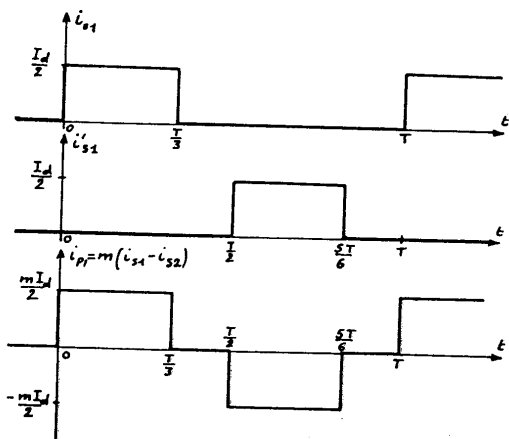


Fig. B.24

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

Chaque enroulement secondaire est parcouru par $\frac{1}{2} \cdot I_d$ pendant $\frac{T}{3}$ (car $q = 3$); d'où la valeur efficace de i_s :

$$I_{s\text{ief}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/3} \left(\frac{I_d}{2}\right)^2 \cdot dt} = \frac{I_d}{2\sqrt{3}} .$$

$$I_{s\text{ief}} = 0,289 \cdot I_d .$$

D'où la puissance apparente secondaire :

$$S_s = 6 \cdot V \cdot I_{s\text{ief}} = \sqrt{3} \cdot V \cdot I_d .$$

La puissance active s'écrit :

$$P = U_{\text{dio}} \cdot I_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}} \cdot V \cdot I_d .$$

On en déduit la valeur du facteur de puissance :

$$f_{ps} = \frac{P}{S_s} = \frac{3}{\pi\sqrt{2}} = 0,675 .$$

Il est évident que la f.m.m. secondaire $n_2 \cdot (i_{s1} - i'_{s1})$ a une valeur moyenne nulle (car i_{s1} et i'_{s1} ont même valeur moyenne $I_{sio} = (1/6) \cdot I_d$).

L'intensité du courant dans un enroulement primaire s'exprime donc :

$$i_{p1} = m \cdot (i_{s1} - i'_{s1}) \quad \text{où} \quad m = \frac{n_2}{n_1} .$$

D'où l'allure de $i_{p1}(t)$, représentée en **F** .B.24, et sa valeur efficace :

$$I_{p1\text{ief}} = m \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/3} \left(\frac{I_d}{2}\right)^2 \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{T/2}^{5T/6} \left(-\frac{I_d}{2}\right)^2 \cdot dt} = \frac{m \cdot I_d}{\sqrt{6}} = 0,408 \cdot m \cdot I_d .$$

La puissance apparente primaire s'exprime donc :

$$S_p = 3 \cdot V_p \cdot I_{p1\text{ief}} = 3 \cdot \frac{V}{m} \cdot \frac{m}{\sqrt{6}} \cdot I_d = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V \cdot I_d$$

et le facteur de puissance primaire vaut :

$$f_{pp} = \frac{P}{S_p} = \frac{3}{\pi} = 0,955 .$$

Puisque nous avons supposé que chaque commutateur délivre un courant rigoureusement continu on peut les considérer comme deux montages P3 et la valeur maximale de la tension inverse appliquée à une diode vaut :

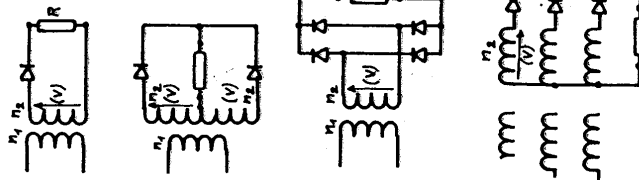
$$U_{iio} = V\sqrt{6} = 2,45 \cdot V .$$

Comme : $U_{\text{dio}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}} \cdot V$ on peut écrire : $U_{iio} = \frac{2\pi}{3} \cdot U_{\text{dio}} = 2,09 \cdot U_{\text{dio}} .$

REDRESSEMENT NON COMMANDE

ANNEXE 3. VALEURS NUMERIQUES CARACTERISTIQUES DE QUELQUES REDRESSEURS
(exprimées à $I_d = Cte$, sauf pour le premier montage)

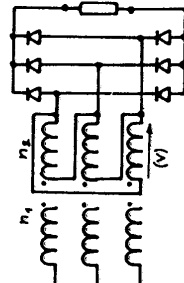
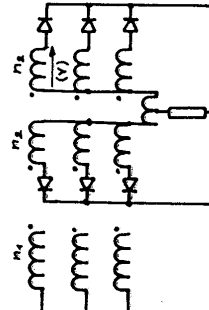
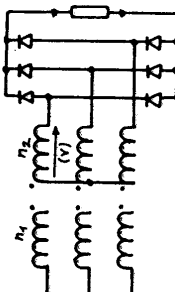
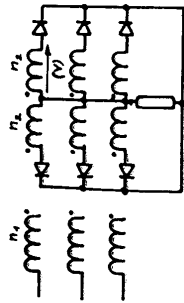
| P | q | $\frac{U_{dM}}{V}$ | $\frac{U_{dio}}{V}$ | $\frac{U_{dief}}{V}$ | F_u | $\frac{U_{iio}}{U_{dio}}$ | $\frac{U_{iio}}{V}$ | $\frac{I_{FM}}{I_d}$ | $\frac{I_{Fief}}{I_d}$ | $\frac{I_{sief}}{I_d}$ | f_{ps} | $\frac{I_{pief}}{I_{d.m}}$ | f_{pp} |
|---|---|--------------------|---------------------|----------------------|-------|---------------------------|---------------------|----------------------|------------------------|------------------------|----------|----------------------------|----------|
| 1 | 1 | 1,41 | 0,45 | 0,707 | 1,57 | 3,14 | 1,41 | 1 | 1,57 | 1,57 | 0,707 | 1,21 | 0,92 |
| 2 | 2 | 1,41 | 0,90 | 1 | 1,11 | 3,14 | 2,83 | 1 | 0,707 | 0,707 | 0,64 | 1 | 0,90 |
| 2 | 2 | 1,41 | 0,90 | 1 | 1,11 | 1,57 | 1,41 | 1 | 0,707 | 1 | 0,90 | 1 | 0,90 |
| 3 | 3 | 1,41 | 1,17 | 1,19 | 1,02 | 2,09 | 2,45 | 1 | 0,58 | 0,58 | 0,675 | 0,47 | 0,83 |



U_{dM} = valeur maximale de u_d
 U_{dio} = valeur moyenne de u_d
 U_{dief} = valeur efficace de u_d
 F_u = facteur de forme de u_d
 U_{iio} = valeur maximale de la tension inverse d'une diode
 V = tension efficace d'un enroulement secondaire
 $m = n_2/n_1$ u = tension redressée
 I_{FM} = intensité maximale du courant dans une diode
 I_{Fief} = intensité efficace du courant dans une diode
 I_{sief} = intensité efficace du courant dans un enroulement secondaire
 I_{pief} = intensité efficace du courant dans un enroulement primaire
 d = intensité du courant de charge
 f_{ps}, f_{pp} = facteurs de puissance des enroulements secondaires et primaires.

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

| p | q | $\frac{U_{dm}}{V}$ | $\frac{U_{dio}}{V}$ | $\frac{U_{dief}}{V}$ | F_u | $\frac{U_{lio}}{U_{dio}}$ | $\frac{U_{lio}}{V}$ | $\frac{I_{FM}}{I_d}$ | $\frac{I_{Fief}}{I_d}$ | $\frac{I_{sief}}{I_d}$ | f_{ps} | $\frac{I_{pief}}{m \cdot I_d}$ | f_{pp} |
|---|-----|--------------------|---------------------|----------------------|-------|---------------------------|---------------------|----------------------|------------------------|------------------------|----------|--------------------------------|----------|
| 6 | 6 | 1,41 | 1,35 | 1,35 | 1,00 | 2,09 | 2,83 | 1 | 0,41 | 0,41 | 0,55 | 0,58 | 0,78 |
| | P6 | | | | | | | | | | | | |
| 6 | 3 | 2,45 | 2,34 | 2,34 | 1,00 | 1,05 | 2,45 | 1 | 0,58 | 0,82 | 0,955 | 0,82 | 0,955 |
| | PD3 | | | | | | | | | | | | |
| 6 | 3 | 1,22 | 1,17 | 1,17 | 1,00 | 2,09 | 2,45 | 0,5 | 0,29 | 0,29 | 0,675 | 0,41 | 0,955 |
| | S3 | | | | | | | | | | | | |



.B.III PROBLÈMES POSÉS PAR LES REDRESSEURS RÉELS

.B.III.1 COMMUTATION DES DIODES

Nous avons jusqu'ici supposé parfaits tous les éléments du redresseur et en particulier le transformateur. En réalité, les enroulements primaires et secondaires du transformateur (et éventuellement la ligne connectée en amont) présentent des inductances de fuites ; en conséquence, l'intensité du courant ne peut varier de façon discontinue dans ces éléments et la commutation des diodes ne peut être instantanée : l'intensité du courant dans la diode qui s'éteint ne peut passer instantanément de I_d à zéro tandis que celle de la diode qui s'enclenche passe de 0 à I_d . Etudions l'influence de ce phénomène sur la tension redressée u_d .

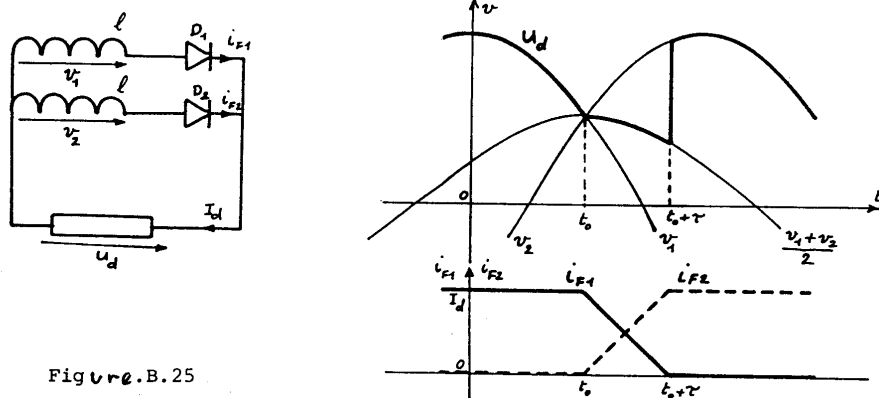


Figure B.25

Nous allons considérer la commutation entre deux diodes d'un commutateur parallèle. Supposons constante l'intensité I_d du courant de charge et nommons l l'inductance totale de fuites ramenée au secondaire du transformateur.

A l'instant t_0 où $v_1(t) = v_2(t)$ les diodes commutent : l'intensité i_{F2} du courant dans D_2 cesse d'être nulle et commence à augmenter. i_{F2} prend la valeur I_d à l'instant $t_0 + \tau$ où cesse la commutation ; simultanément, l'intensité i_{F1} du courant dans D_1 est passée de I_d à l'instant t_0 à 0 à l'instant $t_0 + \tau$. Pendant la durée τ les deux diodes sont simultanément conductrices ; c'est le phénomène d'empiètement (la diode D_1 reste enclenchée au-delà de la limite idéale de conduction et empiète sur la région de conduction de D_2 . Pendant la durée de l'empiètement la tension redressée doit satisfaire à (loi des mailles) :

$$u_d = v_1 - l \cdot \frac{d}{dt}(i_{F1}) = v_2 - l \cdot \frac{d}{dt}(i_{F2}) .$$

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

Le courant de charge est supposé d'intensité constante, ce qui impose :

$$i_{F1} + i_{F2} = I_d = \text{Cte}, \quad \frac{d}{dt}(i_{F1}) + \frac{d}{dt}(i_{F2}) = 0.$$

D'où :

$$u_d = v_1 - l \cdot \frac{d}{dt}(i_{F1}) = v_2 + l \cdot \frac{d}{dt}(i_{F1}) = \frac{v_1 + v_2}{2} \quad (F.B.44)$$

Pendant la durée de l'empiètement la tension redressée vaut donc $\frac{1}{2}(v_1 + v_2)$ au lieu de v_2 dans le cas idéal. Au-delà de l'instant $t_o + \tau$, on a :

$$i_{F1} = 0, \quad i_{F2} = I_d = \text{Cte}, \quad u_d = v_2 - l \cdot \frac{d}{dt}(i_{F2}) = v_2.$$

D'où l'allure de $u_d(t)$ représentée sur la figure .B.25. Si la commutation était instantanée la tension redressée u_d vaudrait v_2 au-delà de l'instant t_o ; l'empiètement se traduit donc par une chute de tension instantanée :

$$\Delta u_d = u_{di} - u_d = v_2 - \frac{1}{2}(v_1 + v_2) = \frac{1}{2}(v_2 - v_1)$$

et on peut exprimer la tension redressée durant l'empiètement par :

$$u_d = u_{di} - \Delta u_d = v_2 - \frac{1}{2}(v_2 - v_1).$$

Si le commutateur comprend q diodes, la période de u_d est égale à $\frac{T}{q}$ (où T est la période des tensions v_1 et v_2) et la valeur moyenne de u_d vaut :

$$U_{do} = \frac{1}{T} \cdot \left| \int_{t_o}^{t_o + \tau} (v_2 - \frac{1}{2}(v_2 - v_1)) dt + \int_{t_o + \tau}^{t_o + T/q} v_2 dt \right|.$$

$$U_{do} = \frac{q}{T} \cdot \int_{t_o}^{t_o + T/q} v_2 dt - \frac{q}{T} \int_{t_o}^{t_o + \tau} \frac{1}{2}(v_2 - v_1) dt = U_{dio} - \Delta U_d.$$

On peut calculer la chute de tension moyenne ΔU_d en remarquant que, pendant la commutation :

$$v_2 = u_d + l \cdot \frac{d}{dt}(i_{F2})$$

$$v_1 = u_d + l \cdot \frac{d}{dt}(i_{F1}) = u_d - l \cdot \frac{d}{dt}(i_{F2})$$

$$\frac{d}{dt}(i_{F1}) = - \frac{d}{dt}(i_{F2})$$

car :

D'où :

$$\Delta u_d = \frac{1}{2}(v_2 - v_1) = l \cdot \frac{d}{dt}(i_{F2})$$

et :

$$\Delta U_d = \frac{q}{T} \cdot \int_{t_o}^{t_o + \tau} \frac{1}{2}(v_2 - v_1) dt = \frac{q}{T} \cdot \int_{t_o}^{t_o + \tau} l \cdot \frac{d}{dt}(i_{F2}) dt = \frac{q}{T} \cdot \int_0^{I_d} l \cdot di_{F2} = \frac{q}{T} \cdot l \cdot I_d$$

$$\Delta U_d = \frac{1}{T} \cdot q \cdot l \cdot I_d = \frac{l\omega}{2\pi} \cdot q \cdot I_d. \quad (F.B.45)$$

REDRESSEMENT NON COMMANDE

On voit que la chute de tension moyenne en charge est d'autant plus grande que l'inductance de fuites ramenée au secondaire est plus importante, l'indice de commutation plus élevé et l'intensité du courant à commuter plus grande.

La valeur moyenne de la tension redressée s'exprimera donc :

$$U_{do} = U_{dio} - \Delta U_d = U_{dio} - \frac{\ell \omega}{2\pi} \cdot q \cdot I_d \quad (F.B.46)$$

où U_{dio} est la valeur moyenne idéale définie au chapitre précédent et ω la pulsation des tensions alternatives à redresser.

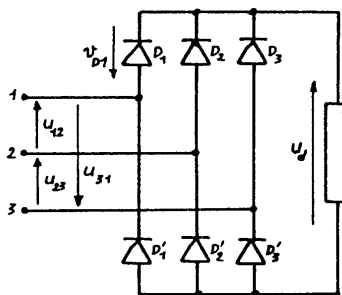


Figure.B.26

Ces résultats peuvent être rapidement généralisés au cas d'un redresseur quelconque. La chute de tension est proportionnelle au nombre de commutations par période, c'est-à-dire à l'indice de pulsation p :

$$U_{do} = U_{dio} - \frac{\ell \omega}{2\pi} \cdot p \cdot I_d .$$

La figure .B.27 explicite le fonctionnement du montage redresseur en pont de la figure .B.26 (PD3 ou S3 suivant le couplage secondaire du

transformateur) : elle indique l'allure de $u_d(t)$, l'état de fonctionnement des diodes et l'évolution de la tension aux bornes d'une diode.

On peut calculer la durée τ de l'empiètement en remarquant que les relations :

$$u_d = v_2 - \ell \cdot \frac{d}{dt}(i_{F2}) = v_1 - \ell \cdot \frac{d}{dt}(i_{F1}) = v_1 + \ell \cdot \frac{d}{dt}(i_{F2})$$

impliquent que :

$$2 \ell \cdot \frac{d}{dt}(i_{F2}) = v_2 - v_1 = u_{21} = U\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t - \omega t_0)$$

(où U est la valeur efficace de la tension appliquée entre les anodes des deux diodes qui commutent) ; d'où la forme de $i_{F2}(t)$:

$$i_{F2} = - \frac{U\sqrt{2}}{2\ell\omega} \cdot \cos(\omega t - \omega t_0) + Cte .$$

A l'instant $t = t_0$, début de la commutation, l'intensité i_{F2} est nulle, ce qui nous permet de déterminer la constante d'intégration :

$$Cte = \frac{1}{2\ell\omega} \cdot U\sqrt{2} .$$

D'où :

$$i_{F2} = \frac{U\sqrt{2}}{2\ell\omega} \cdot (1 - \cos(\omega t - \omega t_0)) . \quad (F.B.47)$$

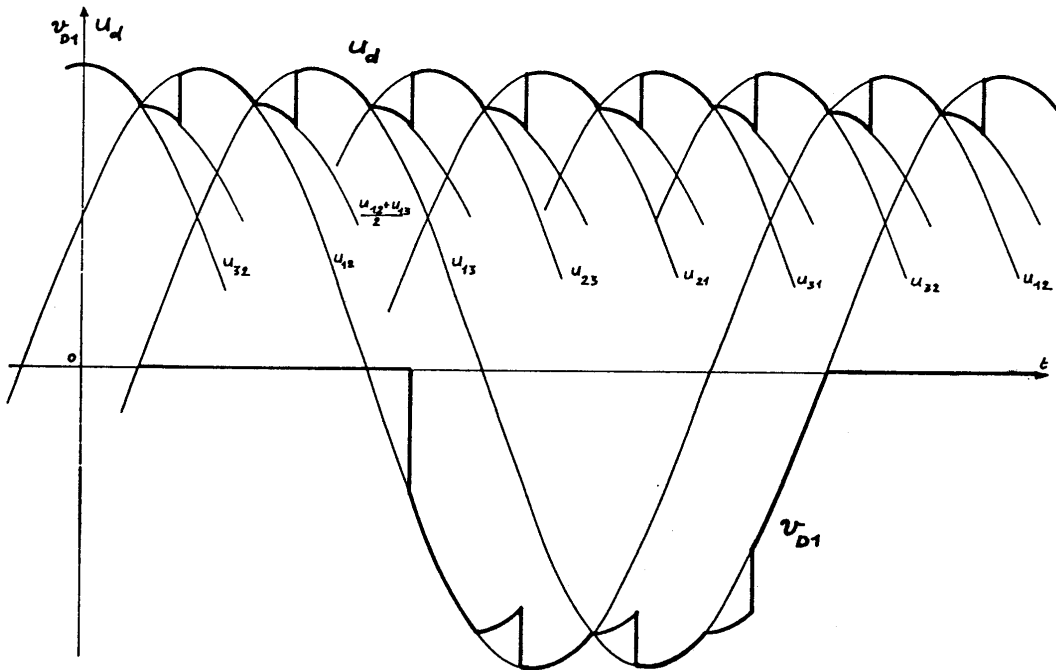
CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

On en déduit l'instant $t_0 + \tau$ qui définit la fin de l'empiétement et auquel i_{F2} prend la valeur I_d :

$$I_d = \frac{U\sqrt{2}}{2\ell\omega} (1 - \cos \omega\tau) .$$

D'où :

$$\tau = \frac{1}{\omega} \cdot \text{Arccos}(1 - \frac{2\ell\omega}{U\sqrt{2}} \cdot I_d) = \frac{T}{2\pi} \cdot \text{Arccos}(1 - \frac{\sqrt{2}\ell\omega}{U} \cdot I_d) \quad (F . B. 48)$$



| | | | | | | | | | |
|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| D_1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| D_2 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| D_3 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| D_1' | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| D_2' | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| D_3' | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| u_d | u_{32} | u_{12} | u_{13} | u_{23} | u_{21} | u_{31} | u_{32} | u_{12} | u_{13} |
| v_{D1} | 0 | 0 | u_{12} | u_{12} | $-u_d$ | u_{13} | 0 | 0 | 0 |

Figure A.B.27

La durée de l'empiétement est donc d'autant plus grande que l'intensité du courant à commuter est plus importante et que l'inductance de fuites est plus élevée ; elle diminue lorsque la tension composée qui provoque la commutation augmente.

*.B.III.2 CHUTE DE TENSION EN CHARGE**a. Chute de tension due à l'empiétement*

On vient d'établir que le phénomène d'empiétement qui apparaît lors de la commutation provoque une chute de tension :

$$\Delta U_d = \frac{l\omega}{2\pi} \cdot p \cdot I_d \cdot$$

b. Chute de tension due aux diodes

On sait qu'une diode enclenchée présente une chute de tension :

$$V_d = V_{(T0)} + r_f \cdot I_F$$

lorsqu'elle est parcourue par un courant direct d'intensité I_F . Connaissant le nombre de diodes disposées en série et simultanément conductrices et l'intensité du courant de charge, on pourra donc calculer la chute de tension due à ces composants.

c. Chute de tension due aux enroulements

Les enroulements du transformateur provoquent une chute de tension continue du fait de leurs résistances propres (que l'on peut ramener au secondaire). De même, une bobine de lissage disposée en série avec la charge va provoquer, du fait de sa résistance, une chute de tension que l'on peut calculer en fonction de I_d .

En définitive, la valeur moyenne de la tension en charge s'écrit :

$$U_{do} = U_{dio} - \frac{l\omega}{2\pi} \cdot p \cdot I_d - N \cdot (V_{(T0)} + r_f \cdot I_F) - R_s \cdot I_s - R_L \cdot I_d \quad (F.B.48)$$

où N est le nombre de diodes en série dans la maille de la charge, I_F l'intensité du courant dans une diode passante, I_s l'intensité du courant dans un enroulement secondaire et R_L la résistance de la bobine de lissage éventuelle.

.B.III.3 CHOIX ET COUPLAGE DU TRANSFORMATEUR

On a établi au chapitre .B.II les différentes grandeurs caractéristiques d'un redresseur. Compte tenu de la tension continue U_{do} à réaliser on peut donc calculer les tensions secondaires V (ou U entre phases) du transformateur et son rapport de transformation (connaissant les tensions du réseau d'alimentation). L'intensité du courant nominal de charge permet alors de déterminer les valeurs efficaces des courants secondaires et primaires (ou les facteurs de puissance f_{ps} et f_{pp}) ;

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

d'où les sections des conducteurs de ces enroulements. Ces calculs supposent choisis un montage redresseur et un mode de couplage du transformateur ; le montage redresseur sera choisi en fonction des performances recherchées (ondulation, facteur de puissance) ou du coût de réalisation. Etudions ici dans quelle mesure le choix du montage influe sur le couplage primaire du transformateur.

a. Redresseurs en pont (exemples : S3 et PD3)

L'étude des courants secondaires qui apparaissent dans ces dispositifs (cf. § .B.II.2) a montré que leur valeur moyenne est nulle. On montrerait facilement que leur somme instantanée est aussi nulle, soit, en triphasé :

$$i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} = 0 .$$

Il résulte de ces propriétés que le circuit magnétique n'est pas imposé (il peut être à flux liés puisque la f.m.m. totale secondaire est nulle) ; chaque colonne se comportera comme un transformateur monophasé indépendant et les courants primaires auront pour intensité :

$$i_{pk} = m \cdot i_{sk} \quad \text{où } k = 1, 2, 3 \quad (\text{dans le cas triphasé}).$$

Il en découle que la somme des intensités primaires instantanées est nulle ; les enroulements primaires peuvent être indifféremment couplés en étoile ou en triangle.

b. Redresseurs à commutation parallèle

Nous allons envisager quelques exemples pour analyser les problèmes posés par ce mode de redressement.

∇ Montage P3 Yy_n à flux indépendants (transformateur cuirassé ou trois transformateurs monophasés). On a représenté le schéma d'un tel montage sur la figure .B.28. Si on néglige l'intensité des courants primaires magnétisants et la réluctance des circuits, on peut écrire pour chaque "phase" :

$$n_1 \cdot i_{pk} = n_2 \cdot (i_{sk} - I_{sio})$$

où I_{sio} est la valeur moyenne des intensités des courants secondaires (I_{sio} provoque un flux continu qui n'a pas d'effet sur le primaire, sauf d'augmenter l'intensité du courant magnétisant, ici négligé, en saturant le circuit).

On en déduit l'intensité d'un courant primaire :

$$i_{pk} = m \cdot (i_{sk} - I_{sio})$$

REDRESSEMENT NON COMMANDE

et :

$$\sum_{k=1}^3 i_{pk} = m \cdot \sum_{k=1}^3 i_{sk} - 3 \cdot m \cdot I_{sio} = m \cdot i_d - 3 \cdot m \cdot I_{sio}$$

Si le courant de charge est parfaitement lissé, on a :

$$i_d = I_d = \text{Cte} \quad \text{et} \quad I_{sio} = \frac{1}{3} \cdot I_d'$$

d'où :

$$\sum_{k=1}^3 i_{pk} = 0$$

Le primaire peut alors être connecté en étoile sans neutre. Mais s'il reste une ondulation sur i_d elle provoque une composante "homopolaire" des courants primaires (puisque leur somme n'est plus nulle, et en étendant audacieusement la notion de composante homopolaire aux régimes non sinusoïdaux) qui n'est pas compatible avec un montage étoile sans neutre. On a montré (s. électro) qu'un tel fonctionnement peut conduire à des perturbations côté flux et tensions.

Une étude analogue du montage P6 montrerait une impossibilité d'adopter un couplage étoile sans neutre (la somme des intensités des courants primaires est non nulle) ; un tel couplage imposerait la conduction simultanée de deux diodes (ce qui conduirait à un fonctionnement analogue à celui observé en double étoile à bobine médiatrice).

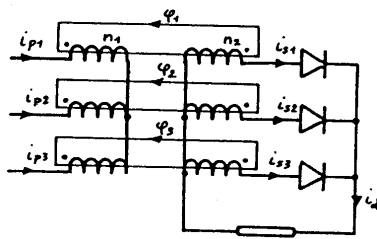


Figure B.28

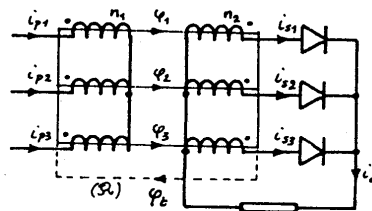


Figure B.29

∇ Montage P3 Y_n à flux liés : (transformateur à trois colonnes)

Si on note \mathcal{R} la réluctance du circuit emprunté par le flux total :

$$\phi_t = \phi_1 + \phi_2 + \phi_3$$

et si on néglige la chute de f.m.m. due aux colonnes, on peut écrire :

$$\mathcal{R} \cdot \phi_t = n_1 \cdot i_{p1} - n_2 \cdot i_{s1}$$

$$\mathcal{R} \cdot \phi_t = n_1 \cdot i_{p2} - n_2 \cdot i_{s2}$$

$$\mathcal{R} \cdot \phi_t = n_1 \cdot i_{p3} - n_2 \cdot i_{s3}$$

D'où :
$$\mathcal{R} \cdot \phi_t = \frac{n_1}{3} \cdot (i_{p1} + i_{p2} + i_{p3}) - \frac{n_2}{3} \cdot i_d$$

car :
$$i_d = i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} .$$

Si le primaire est couplé en étoile sans neutre la somme des i_{pk} est nulle et :

$$n_1 \cdot i_{p1} = \mathcal{R} \cdot \phi_t + n_2 \cdot i_{s1} = -\frac{n_2}{3} \cdot i_d + n_2 \cdot i_{s1} = n_2 (i_{s1} - \frac{1}{3} \cdot i_d)$$

Si l'intensité du courant de charge est continue ($i_d = I_d = Cte$) la f.m.m. de chaque colonne est constante ($n_1 \cdot i_{p1} - n_2 \cdot i_{s1} = -\frac{1}{3} \cdot i_d \cdot n_2$) et le flux variable est forcé par les tensions d'alimentation (et les courants magnétisants que nous avons négligés.) Si i_d est ondulée, un flux variable se superpose au flux continu de chaque colonne ; il a la fréquence des ondulations de i_d et se referme à travers l'air et le châssis (ou la cuve) qui entoure le transformateur : il provoque des f.e.m. parasites et des pertes supplémentaires indésirables.

∇ Montage P3 Dy_n à flux liés : Le circuit ferromagnétique impose toujours les mêmes relations entre

courants primaires et secondaires, et en particulier :

$$\mathcal{R} \cdot \phi_t = n_1 \cdot i_{p1} - n_2 \cdot i_{s1}$$

mais désormais les flux des trois colonnes sont forcés par les tensions primaires, ce qui impose :

$$u_{12} = n_1 \cdot \frac{d}{dt}(\phi_1), u_{23} = n_1 \cdot \frac{d}{dt}(\phi_2)$$

$$u_{31} = n_1 \cdot \frac{d}{dt}(\phi_3) .$$

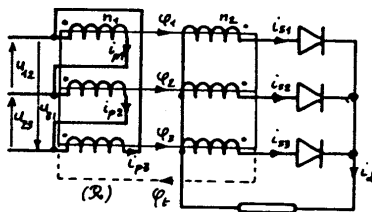


Figure B.30

Le montage triangle au primaire conduit à :

$$u_{12} + u_{23} + u_{31} = 0 \quad \text{d'où} : \phi_t = \phi_1 + \phi_2 + \phi_3 = Cte .$$

La force magnéto-motrice de chaque colonne est donc constante :

$$n_1 \cdot i_{p1} - n_2 \cdot i_{s1} = \mathcal{R} \cdot \phi_t = Cte$$

et chaque colonne n'est parcourue que par le flux continu $\frac{1}{3} \cdot \phi_t$ dû à la valeur moyenne I_{s10} de i_s et par le flux alternatif créé par les tensions d'alimentation. Le couplage en triangle du primaire permet d'éliminer les flux alternatifs parasites dus à l'ondulation du courant de charge.

REDRESSEMENT NON COMMANDE

De la même façon, on montrerait qu'un montage redresseur P6 nécessite un couplage triangle au primaire. Ce résultat était prévisible puisque l'étude des transformateurs en régime déséquilibré a montré que Y_n et D permettent des fonctionnements à somme non nulle des intensités des courants primaires.

∇ Montage P3 Yz_n à flux liés : Le calcul des f.m.m. développées sur chaque colonne conduit alors à :

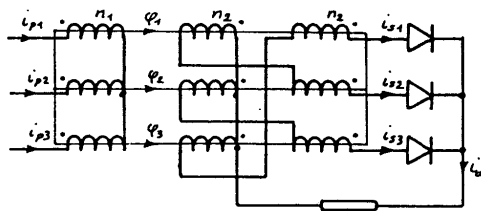


Figure B.31

$$\mathcal{E}_1 = n_1 \cdot i_{p1} - n_2 \cdot i_{s1} + n_2 \cdot i_{s2}$$

$$\mathcal{E}_2 = n_1 \cdot i_{p2} - n_2 \cdot i_{s2} + n_2 \cdot i_{s3}$$

$$\mathcal{E}_3 = n_1 \cdot i_{p3} - n_2 \cdot i_{s3} + n_2 \cdot i_{s1}$$

d'où :

$$\mathcal{E}_1 + \mathcal{E}_2 + \mathcal{E}_3 = n_1 \cdot (i_{p1} + i_{p2} + i_{p3})$$

Si les enroulements primaires sont couplés en étoile sans neutre il vient donc :

$$\mathcal{E}_1 + \mathcal{E}_2 + \mathcal{E}_3 = 0$$

ce qui signifie que les seuls flux présents dans les colonnes sont ceux forcés par les tensions primaires d'alimentation (on a négligé les courants magnétisants qui les créent). D'où la f.m.m. commune aux trois colonnes en parallèle :

$$\mathcal{E}_1 = \mathcal{E}_2 = \mathcal{E}_3 = \frac{1}{3} \cdot (\mathcal{E}_1 + \mathcal{E}_2 + \mathcal{E}_3) = 0$$

Les intensités des courants primaires s'expriment donc :

$$i_{p1} = \frac{1}{n_1} \cdot (\mathcal{E}_1 + n_2 \cdot i_{s1} - n_2 \cdot i_{s2}) = \frac{n_2}{n_1} \cdot (i_{s1} - i_{s2})$$

Le couplage Yz permet donc de supprimer simultanément les flux alternatifs parasites dus à l'ondulation de i_d et la composante continue du flux due à la valeur moyenne non nulle de l'intensité des courants secondaires d'un redresseur parallèle. Ce couplage permet donc un redressement parallèle avec un transformateur fonctionnant comme dans un montage parallèle double ou série. On peut ainsi réaliser un redressement hexaphasé en disposant un double zigzag au secondaire : c'est le montage "à fourche" décrit au paragraphe (.B.I.4.a).

On peut résumer ainsi les observations de ce paragraphe :

- les redresseurs à pont (PD ou S) ou à secondaire en zigzag, en fourche ou en double-étoile ne conduisent à aucune modification de l'état magnétique du transformateur d'alimentation ; le primaire peut être indifféremment couplé en étoile (sans neutre) ou en triangle ;
- les redresseurs à commutation parallèle et secondaire en étoile provoquent parfois (P3) l'apparition d'un flux continu dans les colonnes du transformateur : ce flux augmente les pertes ferromagnétiques de ce dernier ainsi que l'intensité des courants magnétisants ; il est préférable de coupler le primaire en triangle (ou en étoile avec neutre) pour éliminer les composantes harmoniques de flux liées à l'ondulation du courant redressé (le couplage primaire D ou Y_n est indispensable dans le cas de P6.)

Les considérations ci-dessus doivent permettre de choisir le couplage du transformateur tandis que les valeurs de f_{ps} et f_{pp} servent à calculer les enroulements. On peut aussi caractériser le transformateur par :

- La puissance apparente typique qu'il développe :

$$S_t = \frac{S_s + S_p}{2} = \frac{P}{2f_{ps}} + \frac{P}{2f_{pp}} = \frac{P}{2} \cdot \left(\frac{1}{f_{ps}} + \frac{1}{f_{pp}} \right) \quad (F.B.50)$$

- Son facteur de dimensionnement :

$$f = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{f_{ps}} + \frac{1}{f_{pp}} \right) = \frac{S_t}{P} = \frac{S_s + S_p}{2 \cdot P} \quad (F.B.51)$$

.B.III.4 TENSION REDRESSÉE. HARMONIQUES. FILTRAGE

a. Composantes harmoniques de la tension redressée

On a vu que la tension redressée à vide (ou dans le cas idéal d'une commutation instantanée) se compose d'une succession de sommets de

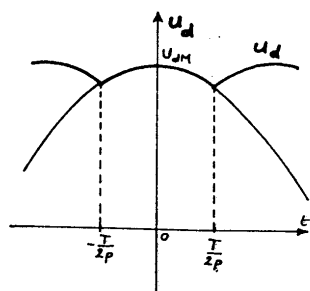


Figure B.32

fonctions sinusoïdales ; chaque sommet s'étend sur $\frac{T}{p}$ dans le temps (où T est la période des tensions sinusoïdales à redresser et p l'indice de pulsation). On sait qu'une telle fonction peut être décomposée en une série de Fourier comprenant une tension continue (valeur moyenne U_{dio} de u_d) et des tensions sinusoïdales de périodes $\frac{T}{p}, \frac{T}{2p}, \frac{T}{3p}, \dots, \frac{T}{kp}$, c'est-à-dire de pulsations $kp\omega$ (où ω est la pulsation des tensions à redresser.)

REDRESSEMENT NON COMMANDE

$$u_d = U_{dio} + \sum_{k=1}^{\infty} U_{diok} \cdot \cos(kp\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} U'_{diok} \cdot \sin(kp\omega t) \quad (F.B.52)$$

Déterminons les amplitudes maximales U_{diok} et U'_{diok} de ces composantes harmoniques. Si on choisit l'origine des temps lors d'un passage de u_d à sa valeur maximale U_{dM} (cf. figure B.32), on voit que $u_d(t)$ est une fonction paire, ce qui implique que les coefficients U'_{diok} sont nuls (il faut que $u_d(-t) = u_d(t)$). Il reste à calculer les coefficients U_{diok} dont on sait qu'ils s'expriment :

$$U_{diok} = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2p}}^{+\frac{T}{2p}} u_d \cdot \cos(kp\omega t) \cdot dt$$

Dans l'intervalle d'intégration choisi, la tension redressée s'écrit :

$$u_d = U_{dM} \cdot \cos(\omega t)$$

et le produit $u_d \cdot \cos(kp\omega t)$ est une fonction paire du temps.

D'où :

$$U_{diok} = \frac{4p}{T} \int_0^{\frac{T}{2p}} U_{dM} \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos(kp\omega t) \cdot dt$$

$$U_{diok} = \frac{2p}{T} \cdot U_{dM} \int_0^{\frac{T}{2p}} [\cos(kp+1)\omega t + \cos(kp-1)\omega t] \cdot dt$$

Le calcul de cette intégrale conduit à :

$$U_{diok} = \frac{p}{\pi} \cdot U_{dM} \cdot \left[\frac{\sin(k\pi + \frac{\pi}{p})}{kp+1} + \frac{\sin(k\pi - \frac{\pi}{p})}{kp-1} \right]$$

Soit, en remarquant que :

$$\sin(k\pi + \frac{\pi}{p}) = (-1)^k \cdot \sin \frac{\pi}{p}, \quad \sin(k\pi - \frac{\pi}{p}) = (-1)^k \cdot \sin(-\frac{\pi}{p})$$

$$U_{diok} = (-1)^k \cdot \frac{p}{\pi} \cdot U_{dM} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot \left[\frac{1}{kp+1} - \frac{1}{kp-1} \right] = (-1)^k \cdot \frac{2p}{\pi} \cdot U_{dM} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot \frac{1}{1-(kp)^2}$$

On reconnaît en $\frac{p}{\pi} \cdot U_{dM} \cdot \sin \frac{\pi}{p}$ la valeur moyenne U_{dio} de u_d et U_{diok} s'écrit :

$$U_{diok} = (-1)^k \cdot \frac{2}{1-(kp)^2} \cdot U_{dio} \quad (F.B.53)$$

D'où la série de Fourier associée à $u_d(t)$:

$$u_d = U_{dio} \cdot \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \cdot \frac{2}{1-(kp)^2} \cdot \cos(kp\omega t) \right] \quad (F.B.54)$$

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

On voit qu'en pratique l'amplitude maximale des composantes harmoniques diminue comme $(\frac{1}{k})^2$ lorsque le rang k augmente. Il suffira donc en général de considérer les premières composantes (k = 1, 2, 3). La composante de plus basse fréquence (k=1, $\omega_1 = p \omega$, $f_1 = pf$) a une amplitude maximale de valeur absolue :

$$U_{dio1} = \frac{2}{p^2 - 1} \cdot U_{dio}$$

Pour les valeurs élevées de l'indice de pulsation p on voit que cette valeur diminue comme $(\frac{1}{p})^2$ quand l'indice p augmente. On réduira l'amplitude de la première tension harmonique (et par voie de conséquence celle des suivantes) en choisissant des montages donnant des indices de pulsation élevés. Calculons les valeurs maximales et efficaces des tensions de rang 1 pour quelques valeurs de p :

| p | 1 | 2 | 3 | 6 | 12 |
|-----------------------------|-------|--------|--------|--------|--------|
| $f_1 = pf$ | 50 Hz | 100 Hz | 150 Hz | 300 Hz | 600 Hz |
| $\frac{U_{dio1}}{U_{dio}}$ | 1,57 | 0,667 | 0,25 | 0,057 | 0,014 |
| $\frac{U_{dief1}}{U_{dio}}$ | 1,11 | 0,47 | 0,18 | 0,040 | 0,0099 |

En charge, l'empiètement observé durant la commutation des diodes modifie la tension redressée $u_d(t)$; la période $\frac{T}{p}$ ne change pas et les composantes harmoniques ont mêmes fréquences kpf (si f est celle des tensions d'alimentation et k = 1, 2, 3, etc.) mais leurs amplitudes maximales ont des valeurs différentes de celles calculées à vide.

Les composantes sinusoïdales harmoniques de la tension redressée peuvent nuire au bon fonctionnement de la charge ; dans tous les cas elles produisent des courants sinusoïdaux qui provoquent des pertes par effet Joule supplémentaires et un échauffement supérieur ; elles peuvent aussi provoquer des f.e.m. parasites et des pertes ferromagnétiques supplémentaires dans la charge. Pour réduire ces effets, aggravés en redressement commandé, on a recours au filtrage.

a. Filtrage des tensions et courants redressés

Nous allons étudier les effets de quelques modes de filtrage sur un montage redresseur monophasé double-alternance dont la charge présente une f.e.m. interne (batterie, machine à courant continu) montée en opposition avec la tension redressée.

REDRESSEMENT NON COMMANDE

En l'absence de filtrage (figure .B.33) les diodes ne conduisent que lorsque la valeur absolue de $v(t)$ est supérieure à E . D'où les courbes $u_d(t)$ et $i_d(t)$ représentées en figure .B.33.

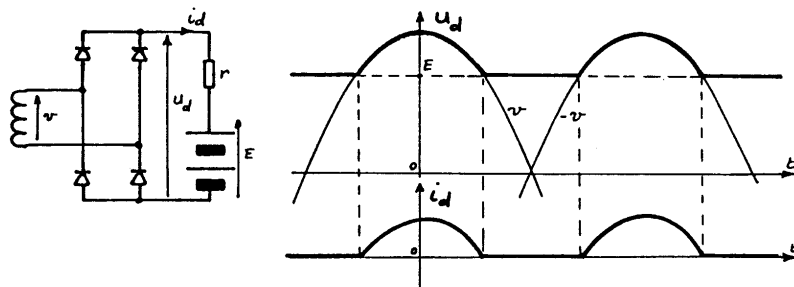


Figure.B.33

On pourrait déterminer les amplitudes des composantes alternatives de ces grandeurs. Filtrer la tension redressée, c'est ne laisser parvenir aux bornes de la charge que la composante continue de $u_d(t)$.

On peut parvenir à ce résultat en disposant aux bornes de la charge un condensateur qui se comportera comme un court-circuit pour les composantes sinusoïdales.

- Filtrage par condensateur en tête : La figure .B.34 indique le montage étudié ainsi que l'allure des grandeurs $u_d(t)$, $i_d(t)$, $i_c = C \cdot \frac{d}{dt}(u_d)$, $i_r = i_d + i_c$.

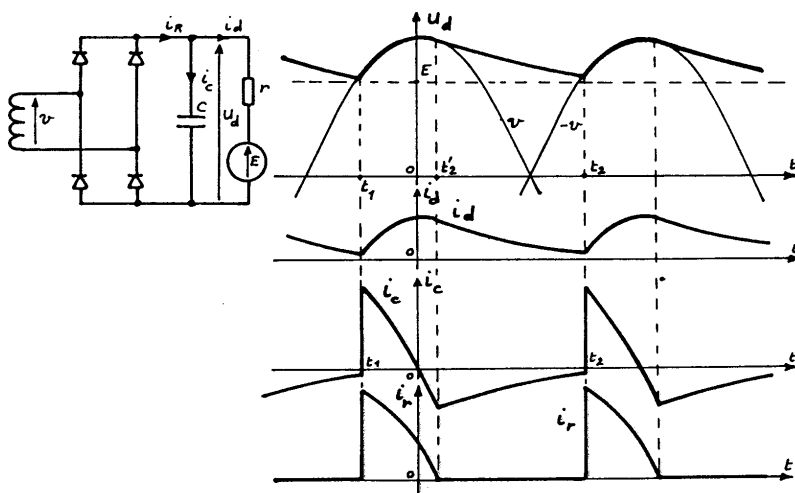


Figure.B.34

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

Le condensateur se charge lorsque le redresseur applique à ses bornes une tension croissante (entre les instants t_1 et 0 dans le cas de la figure) puis se décharge de 0 à t_2 ($t_2 = t_1 + \frac{T}{2}$). A partir de l'instant t_2' la tension u_d aux bornes du condensateur devient supérieure à la valeur absolue de $v(t)$, les diodes se bloquent et la charge est alimentée par le condensateur :

$$i_d = -i_c .$$

Au régime permanent la quantité d'électricité emmagasinée entre t_1 et 0 est donc égale à celle restituée entre 0 et t_2 .

$$\int_{t_1}^0 i_c \cdot dt = - \int_0^{t_2} i_c \cdot dt .$$

Le pont de diodes ne conduit qu'entre les instants t_1 et t_2' et doit fournir la pointe de courant de charge du condensateur provoquée à l'instant t_1 par la variation importante $\frac{d}{dt}(u_d)$ de la tension de charge. Le filtrage par condensateur en tête réduit donc la durée de conduction des diodes mais augmente l'intensité maximale du courant qui les traverse. Cette dernière propriété est très importante ; il faut en tenir compte lors du choix des diodes ou limiter l'intensité du courant de pointe au moyen d'une résistance disposée en série entre redresseur et charge (la résistance interne du transformateur et la résistance dynamique r_f des diodes produisent déjà une certaine chute de tension en charge.)

La capacité du condensateur est calculée de telle sorte qu'il présente, à la fréquence pf de la première composante harmonique, une impédance très faible devant celle de la charge :

$$\frac{1}{2\pi pf \cdot C} \ll r \quad C \gg \frac{1}{2\pi pfr} \quad (F . B . 55)$$

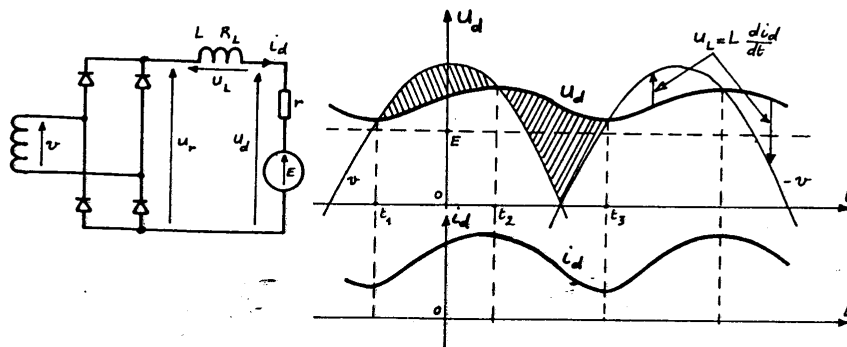


Figure .B.35

REDRESSEMENT NON COMMANDE

Ce montage conduira donc en général (pour des montages électrotechniques) à des valeurs élevées de capacité. On lui préférera le filtrage par inductance série.

- *Filtrage par inductance en tête* : Le montage de la figure .B.35 utilise la propriété des bobines de limiter les variations de l'intensité du courant qui les traverse. L'énergie électromagnétique emmagasinée dans la bobine entre les instants t_1 et t_2 est restituée entre t_2 et t_3 ; la bobine présente alors à ses bornes une f.e.m. (négative) qui contraint les diodes à conduire au-delà de leur extinction naturelle (en l'absence de filtrage).

Si l'inductance de la bobine est suffisante, la conduction des diodes est ininterrompue : $u_d(t)$ et $i_d(t)$ ont alors l'allure indiquée sur la fig .B.35. On nomme inductance critique celle qui conduit à l'interruption du courant i_d au cours du temps. On peut calculer approximativement la valeur de L_{cr} en supposant pour simplifier que $i_d(t)$ se réduit à une composante continue d'intensité I_{dio} et une composante sinusoïdale de pulsation $p\omega$ et d'amplitude maximale I_{dio1} :

$$i_d = I_{dio} + I_{dio1} \cdot \cos(p\omega t - \phi_1) .$$

Pour que la conduction soit ininterrompue, il faut et il suffit que $I_{dio1} < I_{dio}$, même dans les conditions les plus défavorables (I_{dio} minimale).

Or :

$$(I_{dio})_{min} = \frac{U_{dio} - E_{Max}}{r_{Max}} .$$

L'intensité sinusoïdale de pulsation $p\omega$ (première composante harmonique) est due à la composante de tension de même pulsation et d'amplitude maximale :

$$U_{dio1} = \frac{2 \cdot U_{dio}}{p^2 - 1} .$$

Si on admet qu'à la fréquence pf de cette tension la réactance $L\omega$ de la bobine est très supérieure à la résistance de la maille, l'intensité I_{dio1} vaut :

$$I_{dio1} = \frac{U_{dio1}}{2\pi pfL} = \frac{2 \cdot U_{dio}}{2\pi pfL(p^2 - 1)} .$$

La conduction interrompue est donc obtenue lorsque :

$$L > L_{cr} = \frac{2 \cdot U_{dio}}{U_{dio} - E_{max}} \cdot \frac{r_{max}}{2\pi pf} \cdot \frac{1}{(p^2 - 1)} \quad (F.B.56)$$

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

Exemple d'application : Dans le cas d'un redressement monophasé double-alternance ($p=2$) chargé par une résistance pure r on trouve (à 50 Hz) :

$$L_{cr} = \frac{r}{300 \pi} .$$

Remarque : La bobine de filtrage ne provoque aucune chute de tension moyenne aux bornes de la charge (si ne c'est, bien entendu, celle due à sa résistance R_L). En effet, on voit que la tension u_d aux bornes de la charge et celle, u_r , aux bornes du redresseur sont liées par :

$$u_d = u_r - u_L = u_r - L \cdot \frac{d}{dt}(i_d) .$$

Le calcul de la valeur moyenne de u_d donne :

$$U_{dio} = \frac{1}{t_3 - t_1} \int_{t_1}^{t_3} u_d \cdot dt = U_{rio} - \frac{1}{t_3 - t_1} \int_{t_1}^{t_3} L \cdot \frac{d}{dt}(i_d) \cdot dt$$

si on note U_{rio} la valeur moyenne de la tension produite par le redresseur.

Il est évident que l'intégrale définie de $L \cdot \frac{d}{dt}(i_d)$ est nulle puisque i_d prend la même valeur aux instants t_1 et t_3 .

D'où :

$$U_{dio} = U_{rio}$$

u_r et u_d ayant même valeur moyenne, on en déduit immédiatement que les surfaces hachurées sur la figure .B.35 ont même aire.

- Filtrage par cellule L-C : On peut combiner les deux modes de filtrage décrits ci-dessus en réalisant le dispositif de la fig. B.36. Le condensateur de capacité C court-circuite le premier harmonique si :

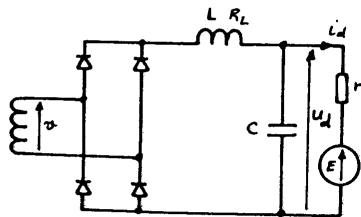


Figure .B.36

$$\frac{1}{2\pi f \cdot C} \ll r . \quad (F . B . 57)$$

La bobine limite l'intensité du courant appelé par le condensateur et s'oppose au passage des courants harmoniques si :

$$2\pi f \cdot L \gg r_L . \quad (F . B . 58)$$

.C.

Redressement commandé

.C.I MONTAGES TOUT THYRISTORS

.C.I.1 FONCTIONNEMENT

ALLURE DE LA TENSION CONTINUE IDÉALE

On nomme *redresseur commandé* un montage redresseur dont une partie des diodes a été remplacée par un ensemble équivalent de thyristors. Nous ne nous intéresserons dans ce chapitre qu'aux redresseurs ne comprenant que des thyristors ; nous supposerons ces composants parfaits (pas de chute de tension aux bornes lors du fonctionnement enclenché) ainsi que le transformateur d'alimentation (pas d'inductance de fuites, d'où commutation instantanée). Nous considérerons également le cas d'une charge inductive telle que le courant i_d soit ininterrompu et d'intensité constante I_d .

Etudions le fonctionnement d'un montage P3 tout thyristors dont les composants sont commandés à la fermeture avec un retard angulaire α (soit $\Delta t = \frac{\alpha}{\omega}$) sur l'amorçage naturel (commutation naturelle de diodes remplaçant les thyristors). La figure .C.2. permet d'analyser les différentes phases du fonctionnement :

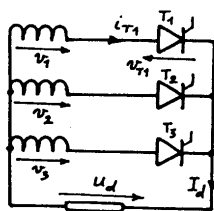


Figure .C.1

- au-delà de l'instant t_0 la tension $v_1(t)$ devient supérieure à v_2 et v_3 et le thyristor T_1 est polarisé en direct ($v_{T1} = u_{13} > 0$ car T_3 est conducteur) ; il est donc susceptible d'être enclenché par un signal de commande : t_0 est l'instant d'amorçage naturel. Tant que T_1 ne reçoit pas d'im-

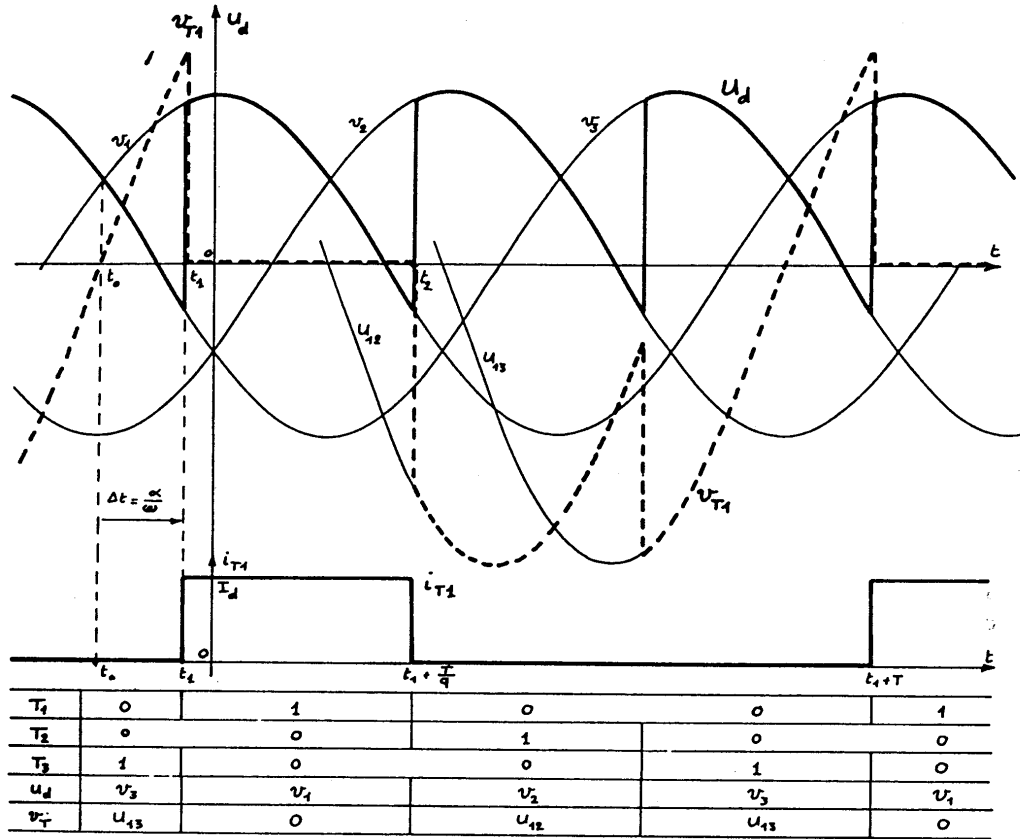


Figure..C.2

pulsion de commande le thyristor T_3 reste conducteur (puisque la charge continue impose un courant ininterrompu) et :

$$u_d = v_3, \quad i_{T1} = 0, \quad v_{T1} = u_{13}.$$

- la commande de la fermeture de T_1 arrive à l'instant $t_1 = t_0 + \Delta t$ (soit avec un retard angulaire $\alpha: \alpha = \omega \cdot \Delta t$). Le thyristor est polarisé sous tension directe positive si : $u_{13} > 0$;
soit : $\Delta t = t_1 - t_0 < \frac{T}{2}, \quad \alpha < \pi$.

Nous ne considérerons que les cas de retard à l'amorçage inférieur à π . Alors T_1 s'enclenche : $u_d = v_1, \quad v_{T1} = 0$, et le redresseur commandé T_3 , qui conduisait se trouve sous tension négative ($v_{T3} = u_{31} < 0$) et se bloque ; d'où : $i_{T1} = I_d$.

- l'élément T_1 reste enclenché tant que T_2 n'est pas commandé, c'est-

REDRESSEMENT COMMANDE

à-dire jusqu'à l'instant $t_2 = t_1 + \frac{T}{q}$ ($q=3$ dans le cas de P3) si on admet que les signaux de commande des thyristors se succèdent avec le même décalage $\frac{T}{q}$ que les instants d'amorçage naturel (c'est-à-dire que chaque composant est commandé avec le même retard α sur son amorçage spontané). Au-delà de t_2 on a :

$$u_d = v_2, \quad v_{T1} = u_{12} \quad \text{et} \quad i_{T1} = 0 .$$

D'où les courbes $u_d(t)$, $v_{T1}(t)$ et $i_{T1}(t)$ établies à la figure .C.2. On voit que, dans le cas d'une commutation instantanée (seul cas étudié dans ce paragraphe), il n'y a toujours qu'un composant redresseur enclenché et que la tension continue $u_d(t)$ est formée de $p=q$ portions de sinusoïdes.

On remarque aussi que, comme en redressement non commandé :

- la tension aux bornes d'un composant est formée de portions des tensions composées à redresser ; mais, en redressement commandé, les thyristors doivent supporter une tension directe à l'état bloqué.
- l'intensité du courant dans un élément redresseur vaut I_d (intensité du courant de charge) pendant $\frac{T}{q}$ (q est l'indice de commutation).

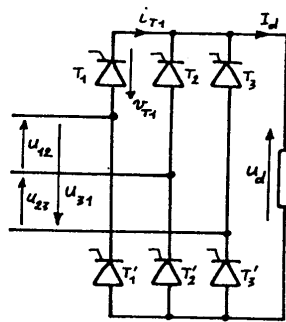


Figure .C.3

On pourrait effectuer une étude analogue sur un montage redresseur en pont composé de thyristors (parallèle double ou série). Dans le cas triphasé (PD3 ou S3) l'allure des résultats (tension u_d , tension v_{T1} , intensité i_{T1}) ne dépend pas du couplage secondaire du transformateur.

On constate, (figure .C.4) que $u_d(t)$ comporte toujours $p=2q=6$ portions de sinusoïdes et que chaque thyristor est traversé par I_d pendant $\frac{T}{q} = \frac{T}{3}$. La valeur absolue des amplitudes extrêmes de v_{T1} est égale à la valeur maximale d'une tension composée secondaire.

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

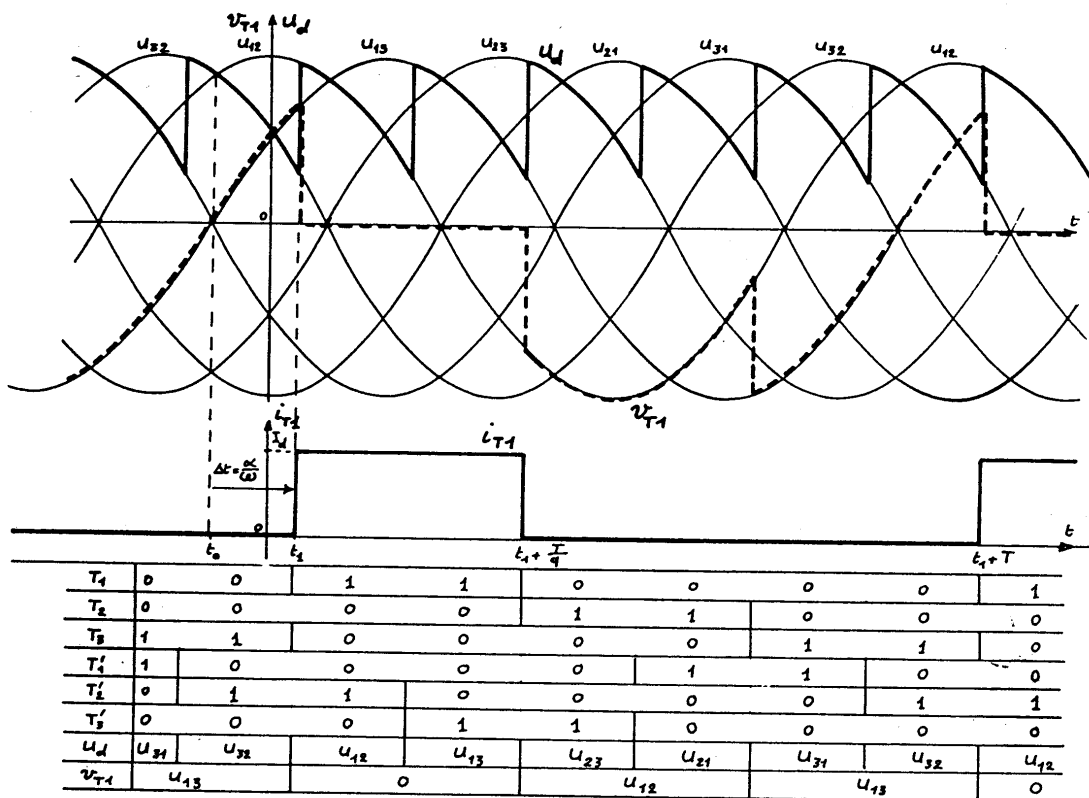


Figure .C.4

Remarque : Dans tous les cas étudiés (et on pourrait montrer que c'est un résultat général), une impulsion de commande suffisante parvenant sur la gâchette d'un thyristor avec un retard de phase α inférieur à π sur l'amorçage naturel provoque l'enclenchement de ce thyristor et l'ouverture de celui qui était conducteur auparavant ; ce sont les tensions du réseau qui permettent ces changements d'état. On est en présence d'une commutation par la source (naturelle).

.C.I.2 VALEUR MOYENNE DE LA TENSION REDRESSÉE

On vient de voir que la tension $u_d(t)$ est composée de p portions de sinusoides (déphasées entre elles de $\frac{2\pi}{p}$) par période T des tensions alternatives. Un choix judicieux de l'origine des temps (cf. figure .C.5) permet d'exprimer u_d sous la forme :

$$u_d = U_{dM} \cdot \cos \omega t$$

REDRESSEMENT COMMANDE

entre les instants t_1 et t_2 tels que :

$$t_1 = t_0 + \Delta t = -\frac{T}{2p} + \frac{\alpha}{\omega}$$

$$t_2 = t_1 + \frac{T}{p} = \frac{T}{2p} + \frac{\alpha}{\omega}$$

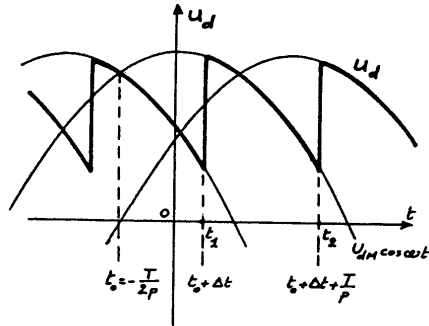


Figure..C.5

D'où la valeur moyenne de la tension u_d :

$$U_{dia} = \frac{1}{t_2 - t_1} \cdot \int_{t_1}^{t_2} U_{dM} \cdot \cos \omega t \cdot dt = \frac{p}{T} \cdot U_{dM} \cdot \frac{1}{\omega} \cdot (\sin \omega t_2 - \sin \omega t_1)$$

Or :

$$\sin \omega t_2 - \sin \omega t_1 = \sin\left(+\frac{\pi}{p} + \alpha\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{p} + \alpha\right) = 2 \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot \cos \alpha$$

Donc :

$$U_{dia} = \frac{2p}{\omega T} \cdot U_{dM} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot \cos \alpha = \frac{p}{\pi} \cdot U_{dM} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot \cos \alpha = U_{dio} \cdot \cos \alpha$$

car on reconnaît en $\frac{p}{\pi} \cdot U_{dM} \cdot \sin \frac{\pi}{p}$ la valeur moyenne U_{dio} de u_d dans le cas d'un redresseur à diodes (ou, ce qui revient au même, lors de la commande avec un retard nul). On peut représenter graphiquement l'évolution de U_{dia} avec le retard α (cf. figure..C.6) qui découle de :

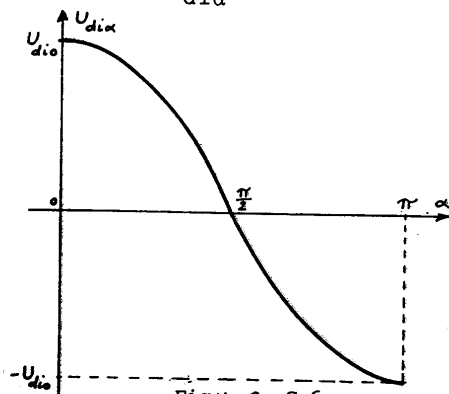


Figure..C.6

$$U_{dia} = U_{dio} \cdot \cos \alpha \quad (F.C.1)$$

On en déduit les deux types de fonctionnement d'un tel montage :

- pour $0 < \alpha < \frac{\pi}{2}$, on a U_{dia} positive et la puissance active fournie par le dispositif redresseur à la charge continue vaut (puisque $i_d = Cte = I_d$) :

$$P = U_{dia} \cdot I_d > 0.$$

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

Le montage est alors un *redresseur à tension de sortie* $U_{di\alpha}$ réglable grâce au retard α .

- pour $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$, la valeur moyenne $U_{di\alpha}$ est négative et la puissance :

$$P = U_{di\alpha} \cdot I_d$$

est elle aussi négative (car le sens de i_d est fixé par les thyristors) ; le montage ne peut fonctionner dans ces conditions que s'il est connecté, côté continu, sur un dispositif (machine à courant continu, pont redresseur, batterie d'accumulateurs) susceptible de lui fournir de l'énergie et présentant une f.e.m. disposée en série avec la tension de sortie u_d (voir chapitre consacré à ce type de convertisseur).

On a alors un fonctionnement en *onduleur non autonome*. C'est un onduleur puisque l'énergie passe de la source continue au réseau alternatif connecté au transformateur ; il n'est pas autonome car la valeur efficace et la fréquence des tensions alternatives sont fixées par le réseau alternatif.

Les résultats établis dans ce chapitre s'appliquent aux deux types de fonctionnements décrits. Un autre chapitre sera consacré aux particularités de l'onduleur non autonome.

Remarque 1 : Les propriétés observées jusqu'ici ainsi que celles qui vont être établies par la suite supposent toujours le redresseur (ou onduleur) commandé débitant de façon ininterrompue dans la charge continue, quel que soit le retard α à l'amorçage ; nous verrons en annexe ce que deviennent ces résultats lors d'un débit sur résistance pure.

Remarque 2 : La théorie ci-dessus prévoit un fonctionnement en onduleur lorsque α est compris entre $\frac{\pi}{2}$ et π ; on a vu plus haut qu'au-delà de $\alpha = \pi$ il n'est plus possible d'amorcer les thyristors. On s'interdira les valeurs de α trop voisines de π pour éviter qu'un retard accidentel de l'impulsion de commande ou la durée de commutation des thyristors se traduise par un défaut d'amorçage (on verra plus loin les conséquences d'un tel défaut). Pour cela, on fixera un angle de "garde" entre π et la valeur maximale de α réalisée ; on prend parfois une garde de $\frac{\pi}{6}$ (30°), ce qui limite la plage de variation de α , en onduleur, à : $\frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{5\pi}{6}$ (soit aussi : $90^\circ < \alpha < 150^\circ$).

.C.I.3 FORME DE LA TENSION REDRESSEE. HARMONIQUES

La figure .C.7 indique l'allure de $u_d(t)$ pour plusieurs valeurs du retard α (et dans le cas où $p=6$). On remarque que :

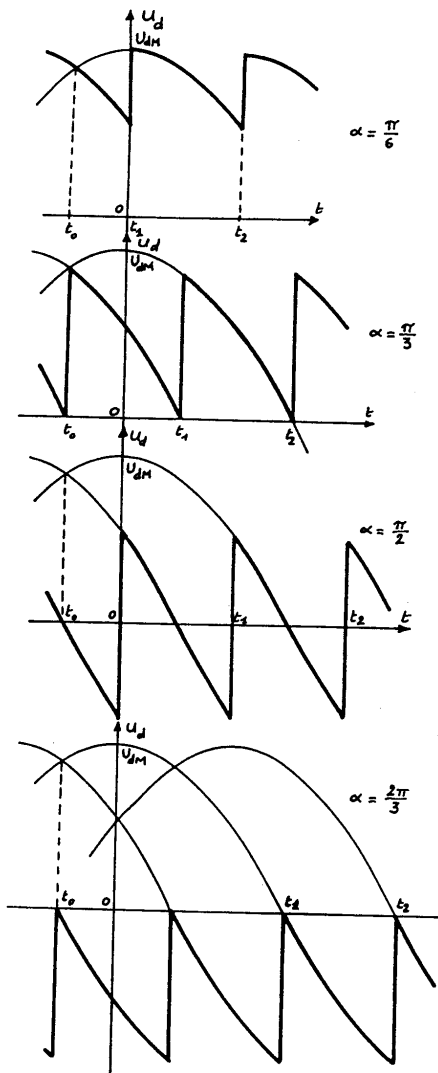


Figure .C.7

- la forme de $u_d(t)$ est d'autant plus éloignée de celle d'une tension continue que α est plus voisin de $\frac{\pi}{2}$;
- deux valeurs de α symétriques par rapport à $\frac{\pi}{2}$ (α et $\alpha' = \pi - \alpha$) conduisent à des formes de $u_d(t)$ analogues ; dans le cas de la figure .C.7, les courbes obtenues pour $\frac{\pi}{3}$ et $\frac{2\pi}{3}$ sont symétriques par rapport à l'origine des coordonnées.

On pourrait quantifier ces observations en calculant les valeurs des facteurs de forme, de modulation ou d'ondulation. On va déterminer ici la nouvelle composition harmonique de $u_d(t)$. Le calcul des amplitudes maximales des composantes sinusoïdales se simplifie si on prend comme variable la grandeur t' telle que :

$$t' = t - t_1 = t + \frac{T}{2p} - \frac{\alpha}{\omega}$$

(dans notre système de représentation de u_d).

La tension redressée s'exprime alors :

$$u_d = U_{dM} \cdot \cos \omega t = U_{dM} \cdot \cos(\omega t' - \frac{\pi}{p} + \alpha)$$

entre les instants :

$$t'_1 = t_1 - t_1 = 0 \quad \text{et} \quad t'_2 = t_2 - t_1 = \frac{T}{p}$$

Les coefficients de la décomposition :

$$u_d = U_{dia} + \sum_{k=1}^{\infty} (U'_{dia k} \cdot \cos k p \omega t' + U''_{dia k} \cdot \sin k p \omega t')$$

sont alors définis par :

$$U'_{dia k} = \frac{2}{t'_2} \int_0^{t'_2} u_d \cdot \cos k p \omega t' \cdot dt'$$

$$U''_{dia k} = \frac{2}{t'_2} \int_0^{t'_2} u_d \cdot \sin k p \omega t' \cdot dt'$$

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

Le calcul de ces coefficients conduit à :

$$U'_{diak} = \frac{2p}{\pi} \cdot U_{dM} \int_0^{T/p} \cos(\omega t' - \frac{\pi}{p} + \alpha) \cdot \cos kp \omega t' \cdot dt' = \frac{-2}{(kp)^2 - 1} \cdot \frac{p}{\pi} \cdot U_{dM} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot \cos \alpha$$

$$U''_{diak} = \frac{2p}{\pi} \cdot U_{dM} \int_0^{T/p} \cos(\omega t' - \frac{\pi}{p} + \alpha) \cdot \sin kp \omega t' \cdot dt' = \frac{2 \cdot kp}{(kp)^2 - 1} \cdot \frac{p}{\pi} \cdot U_{dM} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot \sin \alpha$$

On reconnaît en $\frac{p}{\pi} \cdot U_{dM} \cdot \sin \frac{\pi}{p}$ la valeur de U_{dio} et on peut donc écrire :

$$U'_{diak} = \frac{-2}{(kp)^2 - 1} \cdot \frac{p}{\pi} \cdot U_{dM} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot \cos \alpha = \frac{-2 \cdot U_{dio} \cdot \cos \alpha}{(kp)^2 - 1} = \frac{-2 \cdot U_{dia}}{(kp)^2 - 1}$$

$$U''_{diak} = \frac{2 \cdot kp}{(kp)^2 - 1} \cdot \frac{p}{\pi} \cdot U_{dM} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot \sin \alpha = \frac{2 \cdot kp \cdot U_{dio} \cdot \sin \alpha}{(kp)^2 - 1} = \frac{2kp \cdot U_{dia} \cdot \text{tg} \alpha}{(kp)^2 - 1}$$

On en déduit l'amplitude maximale de la composante harmonique de rang kp , donc de fréquence kpf , si f est la fréquence des tensions sinusoïdales d'alimentation :

$$U_{diak} = \sqrt{(U'_{diak})^2 + (U''_{diak})^2} = \frac{2 \cdot U_{dio}}{(kp)^2 - 1} \cdot \sqrt{\cos^2 \alpha + (kp \cdot \sin \alpha)^2}$$

que l'on peut encore écrire :

$$U_{diak} = \frac{2 \cdot U_{dio} \cdot \cos \alpha}{(kp)^2 - 1} \cdot \sqrt{1 + (kp \cdot \text{tg} \alpha)^2} = \frac{2 \cdot U_{dia} \cdot \sqrt{1 + (kp \cdot \text{tg} \alpha)^2}}{(kp)^2 - 1}$$

D'où le taux de modulation pour le rang kp :

$$\frac{U_{diak}}{U_{dia}} = \frac{2}{(kp)^2 - 1} \cdot \sqrt{1 + (kp \cdot \text{tg} \alpha)^2} \quad (F.C.2)$$

En comparant avec le résultat relatif au redressement non commandé (formule F.B.53), on voit que :

$$\frac{U_{diak}}{U_{dia}} \geq \frac{2}{(kp)^2 - 1} = \frac{U_{diok}}{U_{dio}} \quad (F.C.3)$$

Le taux de modulation est plus important en redressement commandé. La formule (F.C.2) montre qu'il augmente lorsque α s'approche de $\frac{\pi}{2}$.

Si on désire réaliser une tension rigoureusement continue le problème du filtrage sera donc d'autant plus important que le retard sera plus voisin de 90° .

Remarque : Il ne faudrait pas déduire de (F.C.2) que l'amplitude des composantes harmoniques devient infinie lorsque $\alpha = \frac{\pi}{2}$; en effet, U_{dia} est alors nulle

REDRESSEMENT COMMANDE

et il faut calculer U_{diak} au moyen de :

$$U_{diak} = \frac{2 \cdot U_{dio}}{(kp)^2 - 1} \cdot \sqrt{\cos^2 \alpha + (kp \cdot \sin \alpha)^2} = \frac{2 \cdot kp \cdot U_{dio}}{(kp)^2 - 1}$$

.C.I.4 DIFFÉRENCE DE POTENTIEL AUX BORNES D'UN THYRISTOR

Les figure .C.2 et fig.C.4 indiquent l'allure de la d.d.p. v_{T1} aux bornes d'un thyristor. On comparera avec l'allure de cette même grandeur dans le cas d'un montage similaire à diodes (figure .B.2 et fig.B.8). On en déduit qu'à montage équivalent :

- les thyristors doivent supporter en inverse la même valeur maximale U_{iio} de la tension appliquée ;
- les thyristors doivent de plus supporter une tension directe à l'état bloqué ;

Les figure .C.2 et fig.C.4 montrent que cette tension directe est composée de portions des mêmes tensions composées qui constituent la tension inverse. Ce résultat est généralisable à tous les montages et implique que la valeur maximale U_{DM} de la tension directe à l'état bloqué est égale à la valeur maximale de la tension inverse :

$$U_{DM} = U_{iio} \quad (F.C.4)$$

Les thyristors seront donc choisis en fonction des tensions directe et inverse maximales qui leur seront appliquées ; le paragraphe (.B.II.4) établit les valeurs de ces tensions à partir du montage utilisé et des tensions secondaires du transformateur :

∇ Montages parallèle : - pour q impair :

$$U_{DM} = U_{iio} = 2 \cdot V \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \frac{\pi}{2q} = \frac{2\pi}{q} \cdot \frac{\cos \frac{\pi}{2q}}{\sin \frac{\pi}{q}} \cdot U_{dio}$$

- pour q pair :

$$U_{DM} = U_{iio} = 2 \cdot V \cdot \sqrt{2} = \frac{2 \cdot \pi}{q \cdot \sin \frac{\pi}{q}} \cdot U_{dio}$$

∇ Montages parallèle double ou série :

$$U_{DM} = U_{iio} = U_{DM} = \frac{\pi}{p \cdot \sin \frac{\pi}{p}} \cdot U_{dio}$$

.C.I.5 COURANTS.PUISSANCES.FACTEURS DE PUISSANCE

Nous allons raisonner essentiellement par comparaison entre les redresseurs commandés et non commandés.

a. Intensités des courants

Dans le cas où la charge (ou la source) continue impose au redresseur une conduction ininterrompue, les *figure*.C.2 et *fig*.C.4 montrent que l'intensité des courants i_T dans les thyristors a même allure que celle du courant dans les diodes du montage non commandé analogue : chaque thyristor est parcouru par I_d pendant $\frac{T}{q}$, ouvert pendant $\frac{2T}{q}$. Il en résulte immédiatement que les valeurs moyenne ($I_{Ti\alpha}$) et efficace ($I_{Tiae\text{f}}$) de i_T sont égales à celles établies en redressement non commandé (à courant commuté I_d et indice de commutation q égaux) :

$$I_{Ti\alpha} = I_{Fio} = \frac{1}{q} \cdot I_d .$$

$$I_{Tiae\text{f}} = I_{Fief} = \frac{1}{\sqrt{q}} \cdot I_d .$$

Les valeurs moyennes et efficaces des intensités des courants secondaires et primaires du transformateur d'alimentation se déduisent (cf.§ .B.II.2) des courants dans les composants et du montage redresseur (nombre de commutateurs, couplage du secondaire). On voit donc sans difficulté que tous les résultats établis en redressement non commandé sont encore valables dans le cas des dispositifs étudiés ici (à condition de considérer des montages analogues). On traduira cette observation de la manière suivante :

- la forme des courants primaires et secondaires du transformateur est indépendante du retard à l'amorçage des composants ; les contraintes (couplage du primaire) qui peuvent en résulter sont liées au type de montage réalisé (mode de commutation , nombre de composants redresseurs par commutateur) et non à la nature (diodes ou thyristors) des composants utilisés. On utilisera donc les conclusions du paragraphe (.B.III.3).
- les valeurs efficaces des intensités des courants primaires et secondaires ne dépendent que du montage réalisé et de l'intensité du courant commuté I_d ; elles sont indépendantes du retard de phase α . On pourra donc noter que le rapport de chacune de ces valeurs efficaces à la valeur de I_d n'est fonction que du montage considéré :

REDRESSEMENT COMMANDE

$$\frac{I_{sief}}{I_d} = \frac{I_{sief}}{I_d} = K_s \quad (F.C.5)$$

$$\frac{I_{pief}}{I_d} = \frac{I_{pief}}{I_d} = K_p \quad (F.C.6)$$

On peut rappeler les expressions des coefficients K_s et K_p établies au § .B.II.2 pour quelques types de montages (voir l'annexe 3 du chapitre .B. pour les applications numériques) :

| Montage | | $K_s = \frac{I_{sief}}{I_d}$ | $K_p = \frac{I_{pief}}{I_d}$ |
|----------------------|--|------------------------------|--|
| Parallèle Pq | un enroulement secondaire (n_2 spires) par colonne | $\frac{1}{\sqrt{q}}$ | $\frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{\sqrt{q-1}}{q}$ |
| | deux enroulements secondaires (n_2 spires chacun) par colonne | $\frac{1}{\sqrt{q}}$ | $\frac{n_2}{n_1} \cdot \sqrt{\frac{2}{q}}$ |
| Parallèle double PDq | | $\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{q}}$ | $\frac{n_2}{n_1} \cdot \sqrt{\frac{2}{q}}$ |
| Série S3 | | $\frac{\sqrt{2}}{3}$ | $\frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{\sqrt{2}}{3}$ |

b. Puissances active et apparente

Le calcul de ces grandeurs s'effectue de la même manière que dans le cas des redresseurs non commandés. La puissance active est celle consommée (ou fournie) par la charge (ou la source) continue puisque transformateur et thyristors sont supposés parfaits :

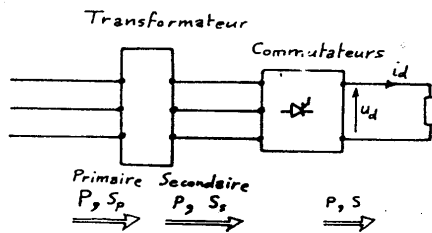


Figure C.8

d'où :

$$P = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} u_d \cdot i_d \cdot dt$$

Si l'intensité du courant i_d est rigoureusement constante et vaut I_d , il vient :

$$P = I_d \cdot \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} u_d \cdot dt = I_d \cdot U_{dio} \cdot \cos \alpha \quad (F.C.7)$$

La puissance apparente S_{sa} développée par les enroulements secondaires s'exprime à partir du nombre de ces enroulements (q dans le cas des montages P, PD ou S), de la valeur efficace V de la tension

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

à leurs bornes et de la valeur efficace de l'intensité du courant qui les traverse ($I_{s\alpha ef}$) :

$$S_{s\alpha} = q \cdot V \cdot I_{s\alpha ef} = q \cdot V \cdot K_s \cdot I_d \quad (F.C.8)$$

De la même façon, on peut calculer la puissance apparente développée dans les enroulements primaires. S'il y a q' phases primaires ($q' = q$ pour les montages PD, S ou parallèle à un seul enroulement secondaire par colonne, $q' = \frac{q}{2}$ pour les dispositifs à commutation parallèle et deux enroulements secondaires par noyau) alimentées sous tensions sinusoïdales de valeur efficace $\frac{V}{m}$ (où $m = n_2/n_1$) et parcourues par des courants d'intensité efficace $I_{p\alpha ef}$, $S_{p\alpha}$ vaut :

$$S_{p\alpha} = q' \cdot \frac{V}{m} \cdot I_{p\alpha ef} = q' \cdot \frac{V}{m} \cdot K_p \cdot I_d \quad (F.C.9)$$

On voit sur les expressions (F.C.8) et (F.C.9) que les puissances apparentes primaire et secondaire ne dépendent que du mode de redressement choisi (par l'intermédiaire de q, q', K_s et K_p), du transformateur (m) et de l'intensité du courant continu I_d . Elles ne sont pas fonction du retard α .

c. Facteurs de puissance

On déduit des expressions précédentes de $P, S_{s\alpha}, S_{p\alpha}$ les valeurs des facteurs de puissance des enroulements secondaires et primaires :

$$f_{ps\alpha} = \frac{P}{S_{s\alpha}} = \frac{I_d \cdot U_{dio} \cdot \cos\alpha}{q \cdot V \cdot I_{s\alpha ef}} = \frac{U_{dio} \cdot \cos\alpha}{q \cdot V \cdot K_s} = f_{ps} \cdot \cos\alpha \quad (F.C.10)$$

$$f_{pp\alpha} = \frac{P}{S_{p\alpha}} = \frac{I_d \cdot U_{dio} \cdot \cos\alpha}{q' \cdot \frac{V}{m} \cdot I_{p\alpha ef}} = \frac{m \cdot U_{dio} \cdot \cos\alpha}{q' \cdot V \cdot K_p} = f_{pp} \cdot \cos\alpha \quad (F.C.11)$$

car on reconnaît en $\frac{U_{dio}}{q \cdot V \cdot K_s} = f_{ps}$ et $\frac{m \cdot U_{dio}}{q' \cdot V \cdot K_p} = f_{pp}$ les expressions des facteurs de puissance des montages à diodes.

On voit que les valeurs de ces facteurs de puissance sont d'autant plus faibles que le retard α est plus voisin de $\frac{\pi}{2}$. On peut les calculer à partir de celles, f_{ps} et f_{pp} , des montages analogues à diodes (établies au § .B.II.3) et du retard α .

.C.I.6 EMPIÉTEMENT EN COMMUTATION

CHUTE DE TENSION EN CHARGE

Comme dans le cas des redresseurs à diodes, la nature inductive des enroulements du transformateur (fuites) et celle de la ligne interdi-

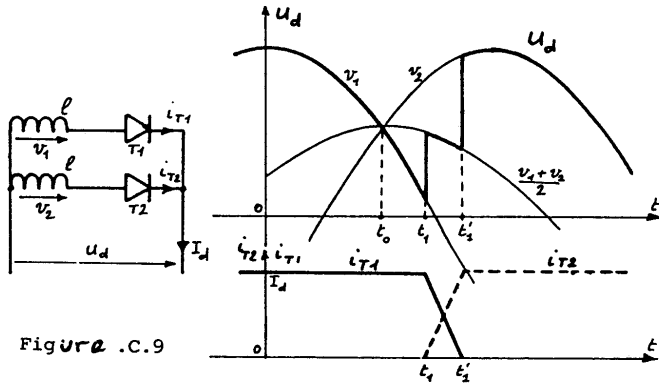


Figure .C.9

d'une commutation parallèle entre deux thyristors T_1 et T_2 (figure.C.9), il y a empiétement entre les instants t_1 (ou T_2 reçoit l'impulsion de commande) et t_1' (ou T_1 se bloque). Pendant ce temps, la tension continue délivrée par le redresseur vaut :

$$u_d = v_1 - l \cdot \frac{d}{dt}(i_{T1}) = v_2 - l \cdot \frac{d}{dt}(i_{T2}) = v_2 + l \cdot \frac{d}{dt}(i_{T1}) = \frac{v_1 + v_2}{2} \quad (F . C. 12)$$

car :

$$\frac{d}{dt}(i_{T2}) = - \frac{d}{dt}(i_{T1}) \quad (i_{T1} + i_{T2} = I_d = \text{Cte}).$$

D'où l'allure de la courbe $u_d(t)$ représentée sur la figure .C.9. Si la commutation était instantanée, u_d aurait pour valeur celle de v_2 au delà de l'instant t_1 ; entre t_1 et t_1' la tension u_d subit donc une chute instantanée, due à l'empîtement, d'amplitude :

$$\Delta u_d = u_{di} - u_d = v_2 - (v_2 - l \cdot \frac{d}{dt}(i_{T2})) = l \cdot \frac{d}{dt}(i_{T2}) = \frac{v_2 - v_1}{2} . \quad (F . C. 13)$$

On en déduit la valeur moyenne de la tension en charge :

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{T} \left[\int_{t_1}^{t_1'} (v_2 - \Delta u_d) . dt + \int_{t_1'}^{t_1 + T/p} v_2 . dt \right] = U_{di\alpha} - \frac{p}{T} \int_{t_1}^{t_1'} \Delta u_d . dt .$$

La chute de tension moyenne s'exprime donc :

$$\Delta U_{d\alpha} = U_{di\alpha} - U_{d\alpha} = \frac{p}{T} \int_{t_1}^{t_1'} l \cdot \frac{d}{dt}(i_{T2}) . dt = \frac{p \cdot l}{T} \int_0^{I_d} di_{T2} = \frac{p \cdot l \cdot I_d}{T} = \frac{p \cdot l \omega \cdot I_d}{2\pi}$$

On trouve la même chute de tension qu'en redressement non commandé (toutes choses égales par ailleurs : p, l, ω et I_d). On pourrait aussi calculer la durée $t_1' - t_1$ de la commutation (même principe qu'au § .B.III.1) ; à même valeur du courant à commuter I_d , cette durée diminue lorsque le retard tend vers $\frac{\pi}{2}$ (car la valeur de la tension $v_2 - v_1$ qui bloque T_1 augmente).

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

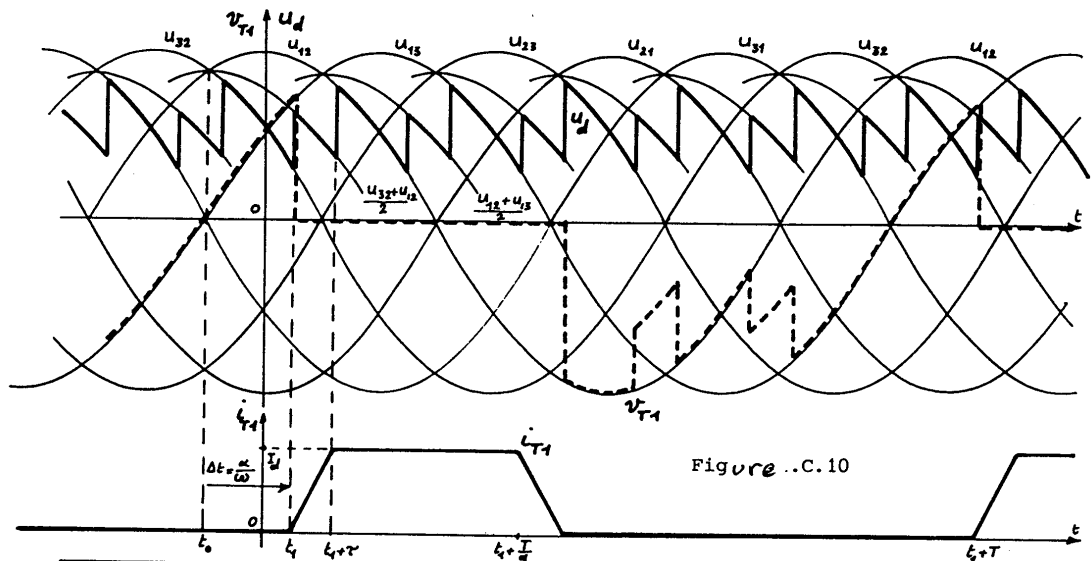


Figure ..C.10

| | | | | | | | | | |
|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| T_1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| T_2 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| T_3 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| T_1' | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| T_2' | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| T_3' | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| u_d | u_{31} | u_{22} | u_{12} | u_{13} | u_{23} | u_{31} | u_{32} | u_{12} | u_{22} |
| v_{T1} | u_{13} | | 0 | | u_{12} | | $-u_d$ | | u_{13} |

La figure .C.10 montre ce que deviennent la tension $u_d(t)$, la d.d.p. $v_{T1}(t)$ et l'intensité du courant dans un thyristor lorsqu'on tient compte de l'empiètement, pour un montage triphasé en pont (PD3 ou S3 : $p = 6, q = 3$).

La chute de tension totale en charge se calcule à partir :

- de celle provoquée par l'empiètement :

$$\Delta U_{d\alpha} = \frac{p \cdot \Delta \omega}{2\pi} \cdot I_d \quad (F.C.14)$$

- de celle due aux thyristors ; chaque thyristor enclenché présente une tension directe :

$$V_d = V_{T(T0)} + r_T \cdot I_T$$

- de celle due aux résistances des enroulements du transformateur (et éventuellement de la ligne en amont) et de l'inductance de filtrage (s'il y a lieu) :

$$R_s \cdot I_s + R_L \cdot I_d$$

REDRESSEMENT COMMANDE

(où R_s est la résistance totale transformateur-ligne ramenée au secondaire et I_s l'intensité du courant dans un enroulement secondaire en service). D'où la tension en charge :

$$U_{da} = U_{dio} \cdot \cos \alpha - \frac{P \cdot \ell \omega}{2\pi} \cdot I_d - N \cdot (V_{T(T0)} + r_T \cdot I_T) - R_s \cdot I_s - R_L \cdot I_d$$

(si N est le nombre de thyristors en série dans le montage).

ANNEXE : MONTAGES REDRESSEURS A CONDUCTION INTERROMPUE

Les raisonnements du chapitre ci-dessus ont toujours supposé le redresseur (ou l'onduleur non autonome) débitant un courant ininterrompu (et même d'intensité constante) dans la charge (ou la source de tension continue). Dans ces conditions, on a vu (figure .C.7) que la tension u_d devient négative lorsque le retard α prend une valeur suffisamment élevée, alors que sa valeur moyenne reste positive tant que α est inférieur à $\frac{\pi}{2}$. Certaines charges ne permettent pas un tel fonctionnement ; citons :

- les charges purement passives (résistances) où u_d ne peut devenir négative que si i_d change de sens (ce qui est impossible du fait des thyristors) ;
- les charges inductives (et éventuellement les moteurs à courant continu) aux bornes desquelles on a disposé une diode de roue libre destinée à protéger les thyristors contre les surtensions (voir montage de la figure .C.11).

Nous allons étudier ici ces cas de fonctionnement en prenant pour exemple un montage parallèle triphasé. On sait que $u_d(t)$ est formée de p portions de sinusoïdes par période T des tensions alternatives ; si on choisit l'origine des temps au passage de v_1 par sa valeur maximale, l'instant t_0 d'amorçage naturel de T_1 est défini par :

$$t_0 = -\frac{T}{2p} .$$

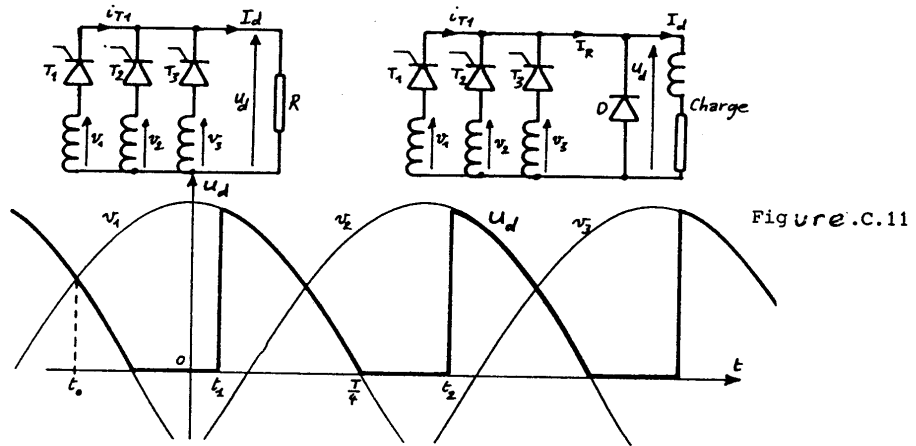
Le thyristor T_1 est enclenché à l'instant :

$$t_1 = t_0 + \Delta t = -\frac{T}{2p} + \frac{\alpha}{\omega}$$

et la tension u_d est alors égale à v_1 (on néglige l'empîtement) ; on devrait avoir $u_d = v_1$ pendant $\frac{T}{p}$, c'est-à-dire jusqu'à l'instant :

$$t_1 + \frac{T}{p} = \frac{T}{2p} + \frac{\alpha}{\omega} .$$

Dans le cas des montages étudiés, ceci n'est vrai que tant que cet instant est antérieur à $\frac{T}{4}$ (puisque pour $t > \frac{T}{4}$ la tension v_1 est négative).



Les résultats obtenus en supposant le redresseur conduisant sans interruption sont donc encore valables si : $\frac{T}{2p} + \frac{\alpha}{\omega} \leq \frac{T}{4}$
 soit encore : $\alpha \leq \frac{\omega T}{4} - \frac{\omega T}{2p}$; $\alpha \leq \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}$

Si le retard est supérieur à cette valeur la tension u_d cesse d'être égale à v_1 à l'instant $\frac{T}{4}$ et reste nulle jusqu'à l'instant t_2 ou T_2 s'enclenche (sans commutation puisque T_1 était déjà bloqué). La tension $u_d(t)$ a alors l'allure indiquée sur la figure C.11 (pour $\alpha = \frac{5\pi}{12}$).

La valeur moyenne de la tension u_d vaut alors :

$$U_{dia} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{\frac{T}{4}} v_1 \cdot dt = \frac{p}{T} \cdot \int_{t_1}^{\frac{T}{4}} U_{dM} \cdot \cos \omega t \cdot dt = \frac{p}{\omega T} \cdot U_{dM} \cdot \left[\sin \omega t \right]_{t_1}^{T/4}$$

D'où :
$$U_{dia} = \frac{p}{2\pi} \cdot U_{dM} \cdot \left[1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right) \right] \quad (F.C.15)$$

La valeur moyenne U_{dia} devient nulle lorsque $\alpha = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p}$ (ce qui était prévisible puisque cela correspond à un amorçage à l'instant $\frac{T}{4}$) et on peut construire la courbe montrant l'évolution de U_{dia} en fonction du retard α :

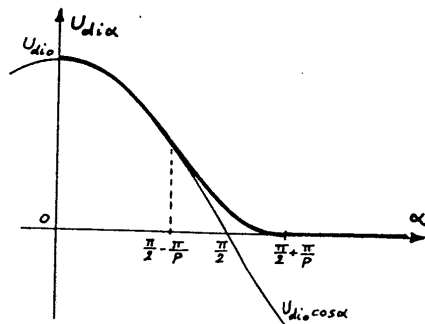


Figure C.12

- pour $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}$:

$$U_{dia} = U_{dio} \cdot \cos \alpha = \frac{p}{\pi} \cdot U_{dM} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot \cos \alpha$$

- pour $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p}$:

$$U_{dia} = \frac{p}{2\pi} \cdot U_{dM} \cdot \left[1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right) \right]$$

On vérifie facilement que ces deux expressions prennent la même valeur lorsque $\alpha = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}$ et

REDRESSEMENT COMMANDE

la courbe cherchée a l'allure de celle représentée sur la figure.C.12.

APPLICATION

Un avantage procuré par ce type de montages réside dans l'élargissement de la plage de variation du retard α conduisant à des tensions positives. Cette propriété est recherchée lorsqu'on commande un moteur à courant continu. La plage maximale sera obtenu grâce au montage monophasé en pont ($p=2$) pour lequel il vient :

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \cdot U_{dM} \cdot \left[1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right) \right] = \frac{U_{dio}}{2} \cdot (1 + \cos\alpha) \quad (F.C.16)$$

.C.II ONDULEUR NON AUTONOME

.C.II.1 PRINCIPE DU FONCTIONNEMENT

On a établi au cours du chapitre précédent qu'un montage redresseur tout thyristors permet de réaliser, lors d'un fonctionnement à débit de courant ininterrompu, une tension de sortie $u_d(t)$ dont la valeur moyenne s'exprime :

$$U_{d\alpha} = U_{dio} \cdot \cos \alpha$$

(où U_{dio} est la valeur moyenne obtenue lors d'un amorçage "naturel" et α le retard de phase à l'amorçage).

Les commandes effectuées avec un retard supérieur à $\frac{\pi}{2}$ conduisent donc à une valeur moyenne négative de $U_{d\alpha}$, à condition que le montage redresseur continue à débiter un courant $i_d(t)$ ininterrompu et positif (la convention de signe prévalant à la mesure de i_d est liée au sens du courant direct des thyristors).

Les conditions d'un tel fonctionnement ($U_{d\alpha}$ négative, i_d positive, dans la convention de signe des générateurs pour le redresseur) ne peuvent être réunies que si le dispositif redresseur est connecté à une source de tension continue dont la f.e.m. interne (E , positive) est montée en série avec la tension u_d ; la figure .C.13 montre le principe

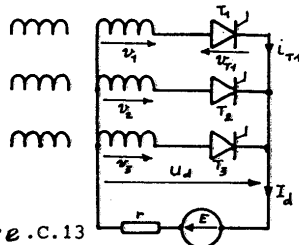


Figure .C.13

d'un tel dispositif dans le cas simple d'un montage parallèle triphasé.

Le courant i_d est donc entretenu par la source de f.e.m. E et sa valeur moyenne s'exprime :

$$I_d = \frac{U_{d\alpha} + E}{r} = \frac{U_{dio} \cdot \cos\alpha + E}{r} \quad (F.C.17)$$

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

(si on néglige la tension aux bornes des thyristors et les résistances du transformateur et de l'éventuelle bobine de filtrage).

$U_{d\alpha}$ ayant une valeur négative, I_d est inférieure à l'intensité du courant de court-circuit $\frac{E}{r}$ de la source.

Dans le système des conventions adoptées jusqu'ici la valeur moyenne de la puissance utile du redresseur :

$$P = U_{d\alpha} \cdot I_d$$

est négative, ce qui signifie que l'énergie transite depuis la source continue vers le réseau alternatif (triphase dans notre exemple) ; d'où le nom d'onduleur donné à ce type de fonctionnement (non autonome signifiant que les valeurs des tensions efficaces et de la fréquence des grandeurs alternatives sont fixées par le réseau qui force les flux du transformateur).

Exemples d'utilisation :

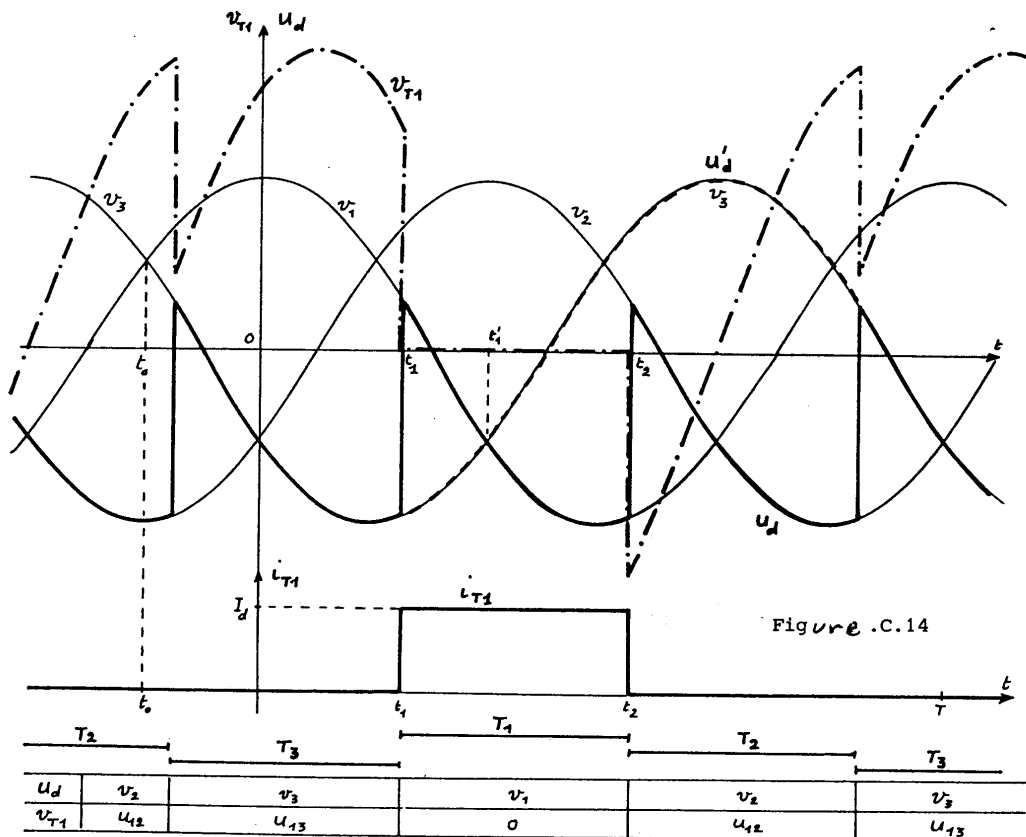
- la source E peut être une batterie d'accumulateurs (chargés par le réseau après permutation des bornes de connexion et en donnant à α des valeurs inférieures à $\frac{\pi}{2}$) servant à apporter un complément d'énergie.
- la source continue peut être un pont redresseur alimenté par un autre système de tensions alternatives (interconnexion entre réseaux indépendants ou de fréquences différentes : liaison sous-marine France-Angleterre ; tensions rotoriques d'une machine asynchrone : cascade hyposynchrone) ; l'ensemble se comporte alors comme un convertisseur de fréquence ou de tensions alternatives à grandeurs intermédiaires continues.
- le dispositif continu peut être un moteur à courant continu dont on veut assurer le freinage par récupération de l'énergie (après inversion des connexions du redresseur aux bornes du moteur).

.C.II.2 PROBLÈMES PARTICULIERS DE L'ONDULEUR ASSISTÉ

La figure .C.14 indique l'allure des tensions et courants obtenus au moyen du montage étudié en exemple (figure .C.13). Elle permet d'analyser le fonctionnement en onduleur et met en évidence deux contraintes :

REDRESSEMENT COMMANDE

- les thyristors doivent supporter à l'état bloqué une tension directe, due au montage, prenant la valeur maximale établie au § .C.I.4 . On choisira le thyristor en fonction de cette valeur U_{DM} et en prévoyant des pointes de tension transitoires (provenant du réseau, de la charge ou de la commutation) ; en pratique, on choisira des composants supportant 2 à 2,5 fois la tension U_{DM} en direct.



- les thyristors doivent être amorcés sans faute ; un défaut de commande est dangereux pour le dispositif. On a représenté l'allure u'_d de la tension produite par le montage si le thyristor T_1 n'est pas commandé et enclenché à l'instant t_1 ; le thyristor T_3 qui était conducteur reste enclenché,

et :
$$u'_d = v_3 .$$

Le thyristor T_2 reçoit une impulsion de commande à l'instant $t_2 = t_1 + \frac{T}{q}$, mais ne peut s'amorcer car le potentiel de son anode (v_2) est inférieur à celui de sa cathode ($u'_d = v_3$) ; T_3 reste

donc conducteur, reçoit une impulsion de commande sans objet à l'instant $t_1 + \frac{2T}{q}$ et la tension u'_d reste égale à v_3 jusqu'à la date $t_1 + T$ ou T_1 reçoit une nouvelle impulsion (si le défaut de commande a disparu).

L'intensité du courant i_d , d'expression :

$$i_d = \frac{u'_d + E}{r}$$

passé donc par sa valeur maximale lorsque u'_d est positive et maximale ; cette valeur est supérieure à celle du courant de court-circuit de la source, $\frac{E}{r}$.

On choisira les thyristors de telle sorte qu'ils permettent un tel courant de défaut (de façon non répétitive). Des dispositifs de protection devront assurer la sécurité des composants dans le cas d'un défaut de commande répétitif.

On évitera aussi de commander l'amorçage des composants avec un retard de phase trop important (voisin de π). On voit sur la figure .C.1 que si l'instant t_1 de commande de T_1 est trop voisin de t'_1 ($t'_1 = t_0 + \frac{T}{2}$ correspond à un retard angulaire π), la commutation des thyristors T_3 et T_1 et le temps de blocage (t_q) de T_3 risquent d'interdire à T_3 d'être bloqué durablement à l'instant t'_1 où la tension v_3 devient supérieure à v_1 (et où par conséquent T_3 tend à s'enclencher aux dépens de T_1). On se prémunira contre un tel défaut de commutation en interdisant au retard angulaire α d'avoisiner π . On définira un angle de garde δ et le fonctionnement en onduleur sera obtenu pour les valeurs de α comprises dans l'intervalle : $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi - \delta$.

On choisit souvent pour δ la valeur $\frac{\pi}{6}$ (30°), pour des tensions alternatives de fréquence maximale 50 Hz.

.C.III MONTAGES MIXTES EN PONT

.C.III.1 FONCTIONNEMENT

On nomme montages mixtes les dispositifs redresseurs en pont dont un commutateur est réalisé avec des thyristors alors que l'autre ne comprend que des diodes. La figure .C.15 indique le schéma d'un montage en pont triphasé (PD3 ou S3) mixte.

L'étude du fonctionnement d'un tel redresseur, analogue à celles effectuées sur les autres montages, conduit aux courbes de la fig-

REDRESSEMENT COMMANDE

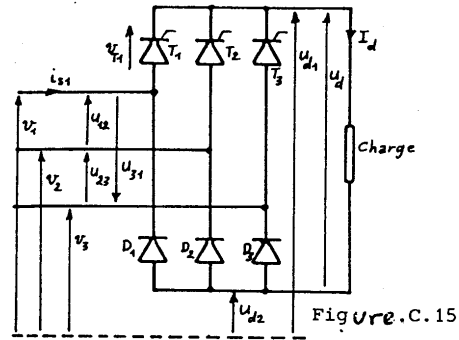


Figure.C.15

ure.C.16 (dans le cas du montage représenté en exemple) ; l'amorçage des thyristors est commandé alors que celui des diodes est fixé par les conditions extérieures. On remarque deux types de fonctionnement :

- pour un retard α inférieur à $\frac{\pi}{3}$ ($t'_1 - t_0$ inférieur à $\frac{T}{6}$), la tension redressée est de la forme u'_d et est composée de six portions de tensions sinusoïdales par période T ; on note toutefois que u'_d est une fonction périodique de période $\frac{T}{3}$;

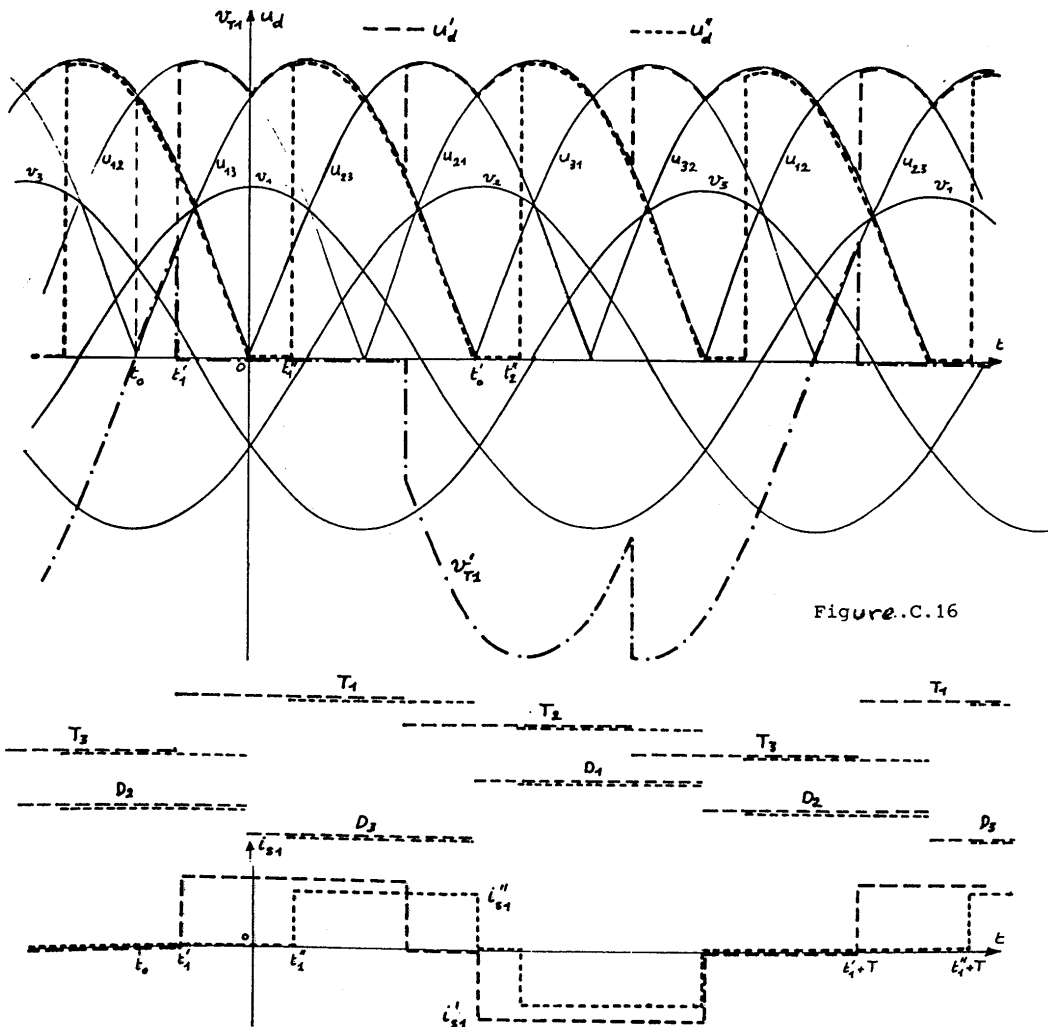


Figure.C.16

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

- pour un retard α compris entre $\frac{\pi}{3}$ et π ($t_1'' - t_0$ compris entre $\frac{T}{6}$ et $\frac{T}{2}$), la tension u_d'' n'est plus formée que de trois portions de sinusoides par période T ; on note de plus que l'enclenchement et l'extinction d'un thyristor (T_1 par exemple) se produisent en même temps que ceux d'une diode associée (D_3 conduit en même temps que T_1). La tension u_d'' devient nulle à l'instant t_0' ou D_1 s'amorce (c'est elle qui a, au delà de t_0' , le potentiel de cathode le plus faible) alors que T_1 est toujours conducteur; elle reste nulle jusqu'à l'instant t_2'' ou T_2 s'enclenche.

Les courbes $i_{s1}'(t)$ et $i_{s1}''(t)$ montrent que l'intensité des courants d'alimentation du pont a une valeur moyenne nulle et une valeur efficace qui dépend de l'intensité du courant de charge I_d et du retard α (car la durée de conduction des composants est fonction de α):

- pour $\alpha \leq \frac{\pi}{3}$, chaque composant conduit pendant $\frac{T}{3}$ et la valeur efficace i_{s1} s'exprime :

$$I_{s1\alpha ef} = I_d \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}$$

- pour $\frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \pi$, chaque composant conduit pendant $\frac{T}{2} - \frac{\alpha}{\omega}$ et on a :

$$I_{s1\alpha ef} = I \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}$$

On remarque enfin que dans tous les cas la fonction $u_d(t)$ est périodique et de période $\frac{T}{3}$, ce qui implique que la décomposition harmonique commencera par une tension sinusoïdale de fréquence $3f$ (150Hz pour du redressement en 50Hz) alors que les tensions obtenues avec des ponts identiques tout diodes ou tout thyristors n'introduisent des composantes sinusoïdales qu'à partir de la fréquence $6f$.

.C.III.2 VALEUR MOYENNE DE LA TENSION REDRESSÉE

On pourrait calculer la valeur moyenne des fonctions $u_d'(t)$ et $u_d''(t)$ obtenues sur la figure .C.16 mais il est plus simple de considérer le pont mixte comme composé de deux commutateurs parallèles disposés en série :

- un commutateur à thyristors (T_1, T_2, T_3) redresse les tensions étoilées v_1, v_2 et v_3 et fournit une tension u_{d1} de valeur moyenne :

$$U_{d1\alpha} = U_{d10} \cdot \cos \alpha$$

(où U_{d1i0} est positive puisqu'il s'agit d'un commutateur à cathode commune) ;

- un commutateur à diodes (D_1, D_2, D_3) à anode commune et qui redresse les mêmes tensions étoilées pour produire une grandeur u_{d2} (négative) de valeur moyenne U_{d2i0} .

Il est évident que les valeurs U_{d1i0} et U_{d2i0} obtenues lors du redressement à amorçage naturel du même système de tensions étoilées, sont opposées.

D'où la valeur moyenne de la tension $u_d = u_{d1} - u_{d2}$:

$$U_{di\alpha} = U_{d1i\alpha} - U_{d2i\alpha} = U_{d1i0} \cdot \cos\alpha - U_{d2i0} = U_{d1i0} (\cos\alpha + 1)$$

(car $U_{d2i0} = -U_{d1i0}$). Si on note U_{dio} la valeur moyenne de u_d lors de l'amorçage naturel ($\alpha = 0$), on voit que :

$$U_{dio} = 2 \cdot U_{d1i0}$$

et la valeur moyenne de u_d s'écrit :

$$U_{di\alpha} = \frac{U_{dio}}{2} \cdot (1 + \cos\alpha) \quad (F.C.18)$$

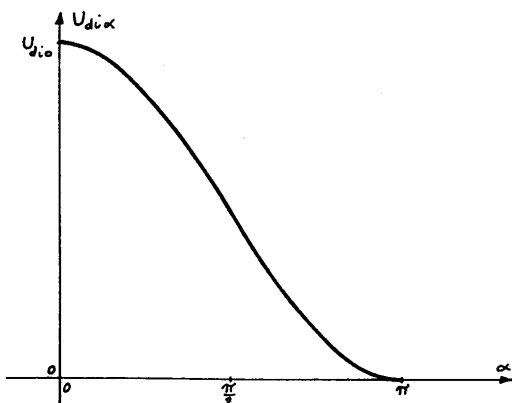


Figure.C.17

La figure .C.17 indique l'évolution de $U_{di\alpha}$ avec la valeur α du retard à l'amorçage. On voit que le pont mixte ne permet de produire que des tensions positives (ce qui exclut tout fonctionnement en onduleur non autonome) sur une plage de variation de α :

$$0 \leq \alpha \leq \pi.$$

En comparant avec la courbe de la figure .C.6 on voit que le fonctionnement en redresseur

est plus souple avec un pont mixte puisque la plage dans laquelle évolue α est deux fois plus large.

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

.C.III.3 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DU PONT REDRESSEUR MIXTE

a. Avantages des ponts mixtes sur les redresseurs tout thyristors

- La commande des ponts mixtes est plus facile que celle des ponts tout thyristors (deux fois moins de composants à commander) et le coût de réalisation est plus faible (deux fois moins de thyristors et de dispositifs de commande).
- La plage de variation du retard α est deux fois plus grande, en fonctionnement redresseur, pour un pont mixte que pour un montage tout thyristors ; d'où un réglage plus fin de la tension redressée (intéressant pour la commande des moteurs à courant continu).
- On pourrait montrer qu'à valeur moyenne de la tension produite égale, le pont mixte présente un facteur de puissance (et donc un rendement) meilleur qu'un pont analogue tout thyristors.

b. Inconvénients des ponts mixtes

- Ils ne permettent pas le fonctionnement en onduleur (ils sont irréversibles) et interdisent la récupération d'énergie.
- La décomposition harmonique de la tension redressée commence une octave plus bas (3f au lieu de 6f pour un montage PD3 ou S3 mixte) que pour un montage analogue tout thyristors. D'où un problème de filtrage plus important.

.C.IV EXEMPLES D'APPLICATIONS DES REDRESSEURS COMMANDÉS

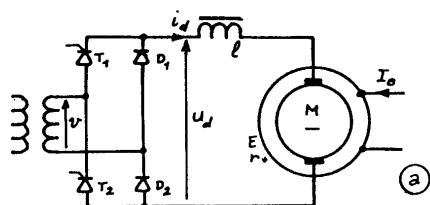
Nous ne citerons ici que deux exemples simples, mais on peut en étudier plusieurs autres : chargeur de batterie (à diodes), liaison redresseur-onduleur entre deux réseaux alternatifs indépendants, etc.

.C.IV.1 ALIMENTATION DES MOTEURS A COURANT CONTINU

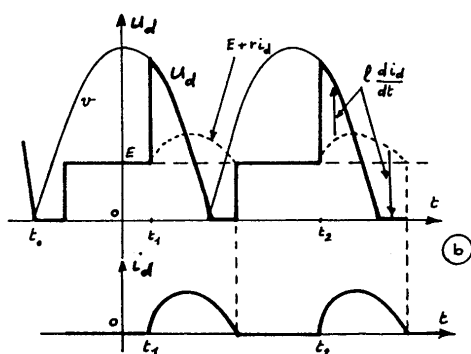
Nous ne considérerons que le cas simple de l'alimentation par un pont monophasé mixte (figure .C.18.a) ; plutôt que de disposer les deux thyristors sur un même commutateur (si leurs cathodes étaient au même potentiel, la commande des gâchettes serait plus simple) on les dispose en série de sorte que les deux diodes D_1 et D_2 , en série, se comportent

REDRESSEMENT COMMANDE

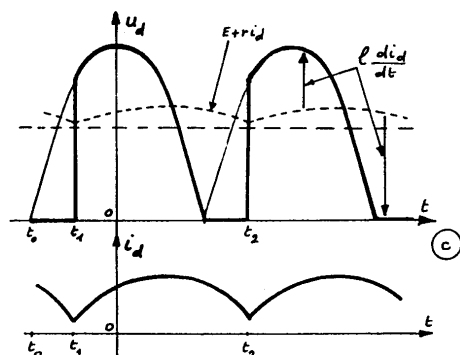
comme une diode de roue libre. On distingue deux types de fonctionnement :



- fonctionnement à courant interrompu pour les fortes valeurs du retard α ; les grandeurs $u_d(t)$ et $i_d(t)$ ont l'allure des courbes de la figure .C.18.b. Pendant que i_d est nul, la tension u_d est égale à la f.e.m. E du moteur (supposée constante).



- fonctionnement à courant ininterrompu, pour les faibles valeurs de α (grandes valeurs de U_{di}) ; $u_d(t)$ et $i_d(t)$ sont représentés en fig.C.18.c. (on retrouve les formes déjà observées sur la figure .C.11 aux bornes des charges à diode de roue libre). La valeur moyenne de la tension u_d s'exprime alors :



$$U_{di} = U_{dio} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} = E + r \cdot I_d$$

si I_d est la valeur moyenne de i_d et r la résistance de la maille (on sait que la bobine de filtrage ne provoque aucune chute de tension moyenne). La vitesse de rotation, dont dépend la f.e.m. E , est donc réglée par action sur le retard α .

Figure .C.18

La valeur moyenne I_d de l'intensité du courant dépend du moment du couple moteur, comme dans toutes les machines à courant continu. On pourra réguler la vitesse en commandant les thyristors en fonction de l'écart entre un signal de référence et la vitesse vraie (lue par un capteur de vitesse).

.C.IV.2 RÉGLAGE DE VITESSE DES MACHINE ASYNCHRONES

Le principe du réglage de la vitesse par action sur le rotor a été exposé lors de l'étude des machines à induction (cours d'électrotech.). La figure .C.19 rappelle le schéma de puissance de la cascade hypo-

synchrone dont on va analyser rapidement le fonctionnement :

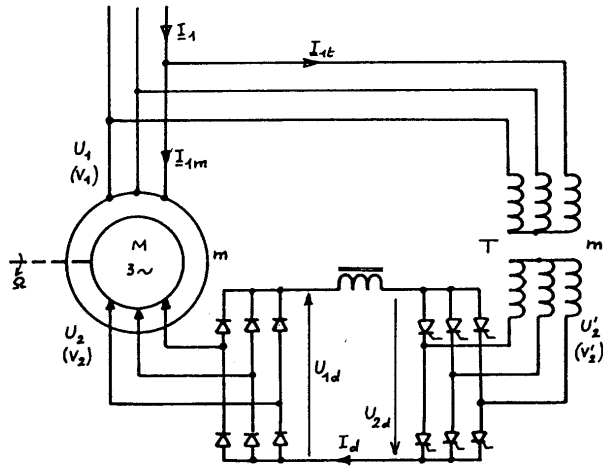


Figure.C.19

- un moteur asynchrone de rapport de transformation m à l'arrêt voit apparaître aux bornes de ses enroulements rotori-ques des tensions étoilées de valeur efficace :

$$V_2 = g.m.V_1$$

(si g est le glissement et V_1 la valeur efficace des tensions étoilées primaires);

- un pont triphasé de diodes redresse ces tensions et produit une grandeur de valeur moyenne :

$$U_{1dio} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot V_2 = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot g.m.V_1$$

- un onduleur non autonome en pont triphasé tout thyristors alimenté par un transformateur de rapport m' ($V'_2 = m'.V_1$) produit une tension u_{2d} de valeur moyenne :

$$U_{2dia} = U_{2dio} \cdot \cos \alpha = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot m'.V_1 \cdot \cos \alpha$$

A l'équilibre, l'onduleur restituera au réseau triphasé l'énergie empruntée au rotor lorsque :

$$U_{1dio} = -U_{2dia}$$

(si on néglige les chutes de tension en charge et en remarquant que les deux ponts sont nécessairement connectés en série pour débiter l'un dans l'autre).

REDRESSEMENT COMMANDE

D'où : $-g.m = m'.\cos \alpha$ ou $-g = \frac{m'}{m}.\cos \alpha$. (F.C.19)

Le glissement et donc la vitesse de rotation $n' = n'_s . (1 - g)$ sont réglés par action sur le retard à l'amorçage α . Le fonctionnement en onduleur limite α à une plage de valeurs ($\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \pi - \delta$), ce qui conduit le glissement g à évoluer entre 0 et $\frac{m'}{m}.\cos \delta$ (où δ est l'angle de garde.) Pour une garde de $\frac{\pi}{6}$, il vient donc :

$$0 \leq g \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{m'}{m} .$$

Le rapport de transformation m' de T est donc choisi pour réaliser le glissement maximal désiré (c'est-à-dire la vitesse minimale ; par exemple, si on veut parvenir à l'arrêt, $g = 1$, il faut que $m' \geq \frac{2.m}{\sqrt{3}}$; dans le cas général : $m' \geq \frac{2.m}{\sqrt{3}} . g_{Max}$).

La puissance prélevée aux enroulements rotoriques est liée, on le sait (*cours d'électrob.*) au glissement et à la puissance électromagnétique parvenant au rotor par :

$$P_2 = g.P_{em} = g.C_{em} . \Omega_s = g.C_m . \Omega_s$$

(où C_{em} et C_m sont les moments des couples électromagnétique et mécanique et Ω_s la pulsation de rotation au synchronisme) ; si on néglige les pertes des matériels, la puissance P_2 est celle fournie par le pont redresseur, soit, en supposant le courant i_d parfaitement filtré et d'intensité I_d :

$$P_2 = U_{1dio} . I_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} . g.m.V_1 . I_d .$$

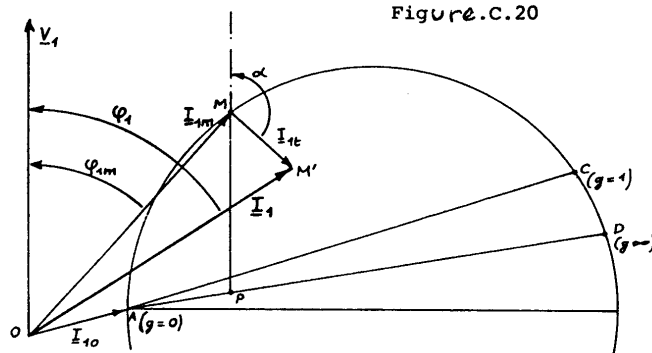
D'où, en comparant les deux expressions de P_2 :

$$I_d = \frac{\pi C_m . \Omega_s}{3\sqrt{6} . m . V_1}$$

L'intensité du courant i_d est donc fixée par la valeur du couple mécanique développé par le moteur. Sa valeur maximale sera calculée en fonction de la valeur maximale du couple mécanique désiré ; c'est cette valeur maximale qui permet de choisir ou de calculer les différents éléments du montage (diodes, thyristors, section des enroulements du transformateur et du moteur asynchrone) ; se rapporter pour cela à l'étude des redresseurs et des onduleurs.

Si on s'intéresse à l'intensité du courant appelé sur le réseau triphasé, on voit qu'elle s'exprime, pour un fil de ligne, par la somme des intensités appelées par le moteur asynchrone et le transformateur T :

Figure.C.20



$I_1 = I_{1m} + I_{1t}$
 - l'intensité I_{1m} est donnée par le diagramme du cercle de la machine (en fonction de la valeur du moment du couple mécanique : $(PM) = \frac{C_{em} \cdot \Omega_s}{3 \cdot V_1}$);

- l'intensité I_{1t} supposée sinusoïdale sera confondue avec le terme fondamental de la décomposition harmonique de l'intensité des courants primaires de T; on montre facilement que cette grandeur a pour valeur efficace :

$$I_{1t} = m' \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_d = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{m'}{m} \cdot \frac{C_m \cdot \Omega_s}{V_1} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{m'}{m} \cdot \frac{P_{em}}{V_1} \quad (F.C.21)$$

La construction de $i_{1t}(t)$ montre facilement que le fondamental de sa décomposition harmonique est déphasé de α sur la tension étoilée $v_1(t)$.

D'où l'allure de I_1 (figure.C.20). On observe que :

- la puissance active consommée par la cascade est moindre que celle du moteur seul (et qui serait la puissance totale consommée à même moment du couple si le réglage de la vitesse avait été obtenu au moyen d'un rhéostat de glissement); ceci se voit au fait que la composante active de I_1 est plus petite que celle de I_{1m} ; cette propriété était prévisible puisque nous avons récupéré l'énergie rotorique: elle assure à la cascade un rendement voisin de celui du moteur seul (sans rhéostat de glissement).
- le facteur de puissance de la cascade est plus faible que celui du moteur asynchrone; cette propriété provient du faible facteur de puissance de l'onduleur non autonome; elle conduit à choisir le rapport m' le plus petit possible (pour réduire la valeur efficace I_{1t}) et éventuellement à disposer une batterie de condensateurs aux bornes de la cascade (condensateurs qui ont aussi l'avantage de filtrer les composantes harmoniques de rang élevé produites par l'onduleur).

Ce dernier inconvénient ne suffit pas à réduire l'intérêt de la cascade hyposynchrone qui permet un réglage continu de vitesse, même à faible charge (ce que ne permet pas un rhéostat de glissement) et sur une plage étendue de vitesses (ce qui ne permet pas encore le cycloconvertisseur.)

