

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

COURS D'ELECTRONIQUE DE
PUISSANCE 4(EN4)

GE 205

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	
.A.II. COMPOSANTS DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE	6
1. Caractéristiques générales 6 .- 2. Calcul du refroidissement 8	
3. Diodes (redresseurs non commandés) 9 .- 4. Thyristors (redresseurs commandés) 12 .- 5. Triacs 16 .- 6. Transistors de puissance 16	
.B. HACHEURS ET ONDULEURS AUTONOMES	21
.B.I. L'INTERRUPTEUR STATIQUE	21
1. Intérêt 21 .- 2. Interrupteur statique à transistor 21	
3. Interrupteur statique à thyristor 22	
.B.II. HACHEURS	27
1. Hacheur série (abaisseur de tension) 28 .- 2. Hacheur parallèle (élevateur de tension) 30 .- 3. Hacheurs à accumulation 32	
4. Associations de hacheurs 34	
.B.III. ONDULEURS AUTONOMES	35
1. Onduleurs monophasés auto-commutés (à commutation forcée) 35	
2. Onduleurs triphasés 43 .- 3. Onduleurs à commutation par la charge (ou à circuit oscillant) 47 .- 4. Applications des onduleurs 51	
.C. . ONDULEUR NON AUTONOME	52
1.Principe du fonctionnement 52 .- 2. Problèmes particuliers de l'onduleur assisté 53	
.D. GRADATEURS ET CYCLOCONVERTISSEURS	56
1. Interrupteurs statiques 56 .- 2. Gradateur monophasé 57 .- 3. Gradateurs triphasés 59 .- 4. Cycloconvertisseur 62	

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 transformateurs)* 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 *gradataur* (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.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 .

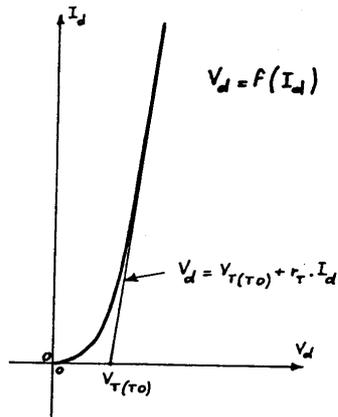


Figure .A.5

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 :

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

(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 ;

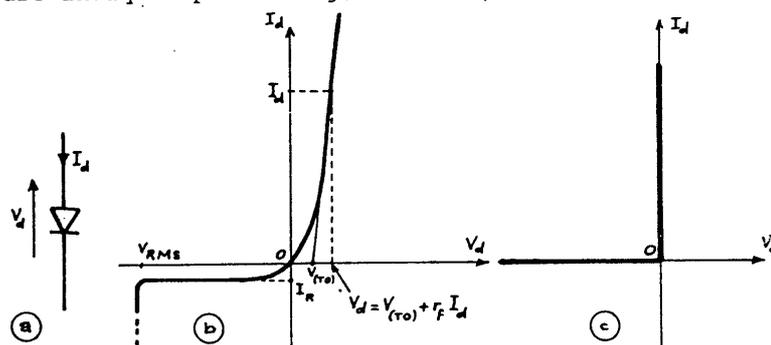


Figure .A.6

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 $I_d = f(V_d)$ à 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 **figure.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.

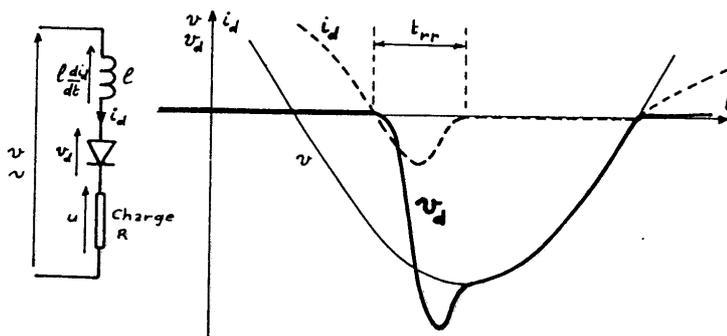


Figure.A.7

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).

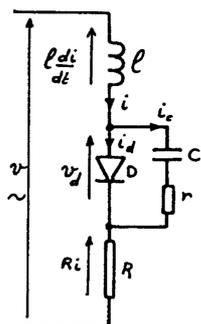


Figure A.8

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 (négatif) 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

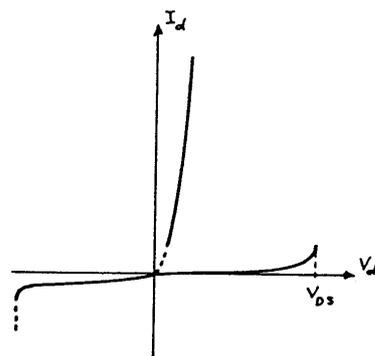


Figure A.9

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

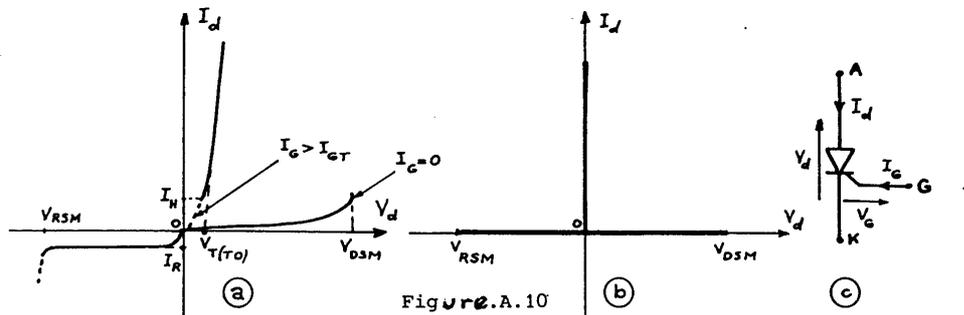


Figure 2.A.10

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 (cf. § .A.III.2).

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.

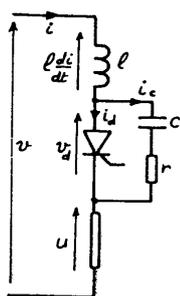


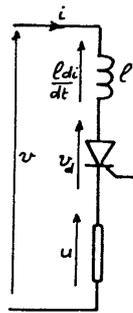
Figure A.11

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

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

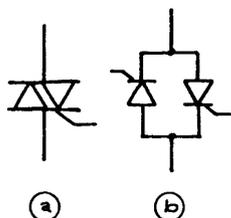
On choisira la valeur de l en fonction de la valeur maximale possible de $(v - u)$.

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.

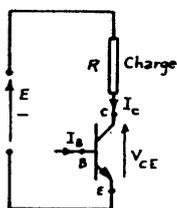
Ce composant est utilisé dans les gradateurs (variateurs de courant alternatif) ; ces performances pratiques sont encore limitées par rapport à celles des thyristors.

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

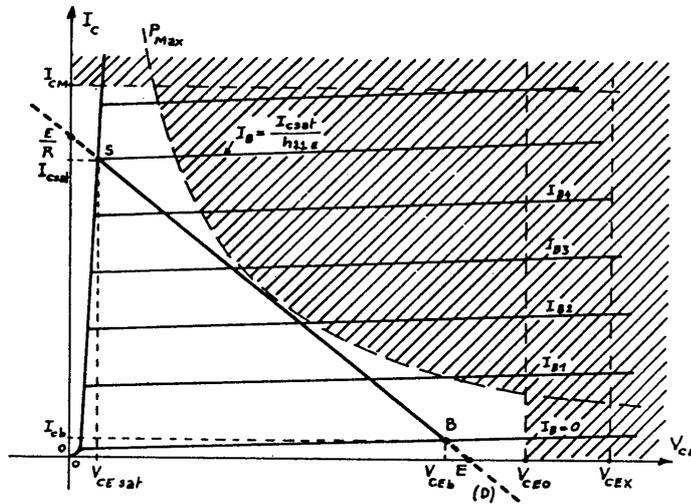


Figure A.15

- 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).

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

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 :

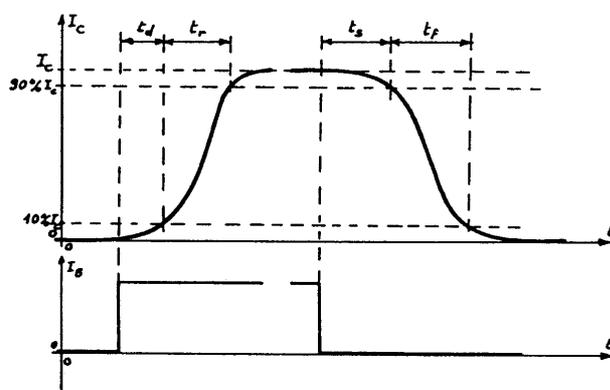


Figure .A.16

- 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.

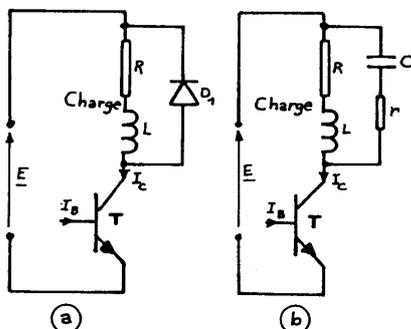


Figure A.17

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 :

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 .

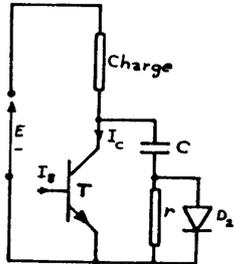


Figure A.18

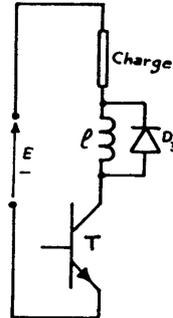


Figure A.19

- 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.

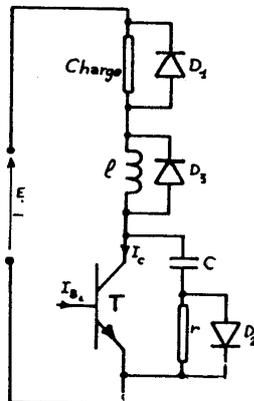


Figure A.20

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 .

Hacheurs et onduleurs autonomes

.B.I L'INTERRUPTEUR STATIQUE

.B.I.1 INTÉRÊT

Le principe de la plupart des hacheurs (variateurs de courant continu) et des onduleurs est schématisé sur la figure .B.1 :

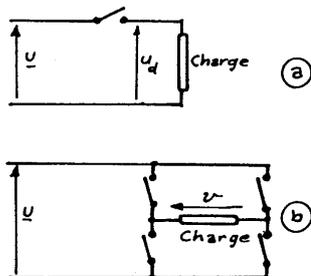


Figure .B.1

Ces deux fonctions (hacheur, onduleur) ne peuvent être réalisées à des fréquences élevées que si on dispose d'*interrupteurs statiques* (ou interrupteurs électroniques, ou contacteurs statiques) c'est-à-dire de dispositifs électroniques susceptibles de s'enclencher et de déclencher sur commande. Ce chapitre sera consacré à l'étude de l'interrupteur statique ; on le notera H (c'est la fonction de base du hacheur).

.B.I.2 INTERRUPTEUR STATIQUE A TRANSISTOR

C'est l'application immédiate du fonctionnement en commutation du transistor (cf. § .A.II.6).

On a schématisé en Fig .B.2 un tel interrupteur monté en série avec une charge inductive imposant un courant de charge i_c ininterrompu (exemple : hacheur série alimentant un moteur à courant continu).

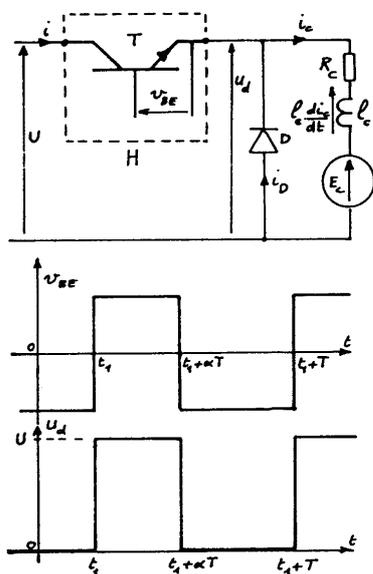


Figure .B.2

L'interrupteur statique est commandé par un signal $V_{BE}(t)$ en forme de créneaux ; d'où le fonctionnement suivant :

- lorsque V_{BE} est positive (pour un NPN), le transistor T est saturé (si v_{BE} et i_B sont suffisantes), la tension à ses bornes est négligeable devant U (dans le cas général en électrotechnique) et :

$$u_d = U$$

la diode D, polarisée en inverse, est bloquée et :

$$i_c = i$$

- lorsque v_{BE} est négative le transistor T est bloqué et $i = 0$. La charge imposant un courant ininterrompu (effet inductif), la diode D

se débloque (sous l'effet de la f.e.m. d'auto-induction $L_C \cdot \frac{d}{dt}(i_c)$ qui tend à devenir très grande et négative lorsque i_c menace de s'annuler) et $i_D = i_c$. D'où : $u_d = 0$.

On a vu que s'il permet des fréquences de travail plus élevées que le thyristor (grâce à sa durée de blocage plus courte), le transistor a des performances (tension et courants) qui ne sont pas encore équivalentes et il nécessite des courants de commande d'intensités élevées (faible amplification en courant). Pour les très grandes puissances on réalise donc des interrupteurs statiques à thyristors.

.B.1.3 INTERRUPTEUR STATIQUE À THYRISTORS

On pourrait imaginer de nombreux montages à thyristors se comportant comme un interrupteur statique. Nous n'étudierons ici que celui représenté sur la figure .B.3 dans la même situation que son homologue à transistor au paragraphe précédent (en série avec une charge inductive aux bornes de laquelle est disposée une diode de roue libre : la diode de roue libre permet au courant de charge i_c d'être ininterrompu malgré l'ouverture de l'interrupteur statique H).

L'électronique de commande (non représentée) fournit les impulsions de commande des différents thyristors suivant un ordre relatif représenté en fig .B.3 et que nous allons justifier.

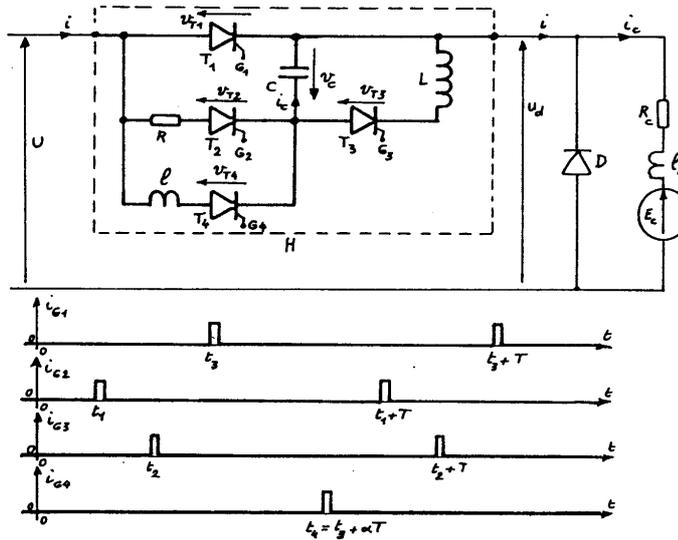


Figure .B.3

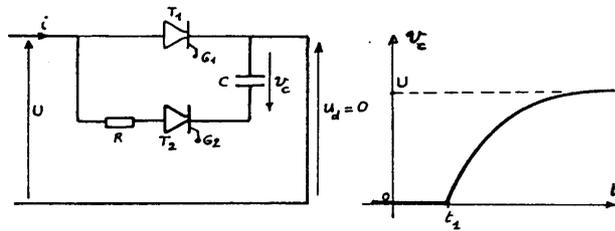


Figure .B.4

Analysons le fonctionnement de H en prenant pour conditions initiales que tous les thyristors sont bloqués et le condensateur C est déchargé.

∇ première phase : charge du condensateur

L'impulsion de commande qui arrive à l'instant t_1 sur la gâchette de T_2 enclenche ce dernier (qui était polarisé sous tension U en direct puisque le condensateur est déchargé et que la diode de roue libre conductrice à l'ouverture de H assure $u_d = 0$); le condensateur de capacité C se charge sous la tension U dans une maille représentée en fig .B.4 et de résistance totale R (si on néglige la chute de tension aux bornes de T_2).

On sait que dans ces conditions et compte tenu de la charge nulle initiale du condensateur, la tension v_C à ses bornes est de la forme :

$$v_C = U \cdot (1 - \exp(-\frac{t - t_1}{R \cdot C}))$$

tandis que l'intensité du courant i s'exprime :

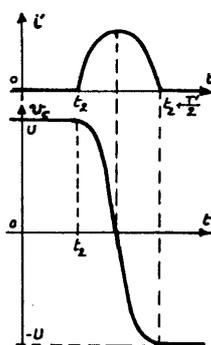
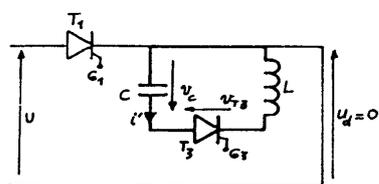
$$i = C \cdot \frac{dv_C}{dt} = \frac{U}{R} \cdot \exp(-\frac{t - t_1}{R \cdot C})$$

L'intensité du courant i tend exponentiellement vers zéro ; elle devient donc rapidement (au bout d'une durée de l'ordre de quelques constantes de temps $\tau_1 = RC$) inférieure à l'intensité du courant de maintien de T_2 et ce dernier se bloque.

La tension v_C est alors très voisine de celle de la source, U .

∇ *deuxième phase : inversion de la charge du condensateur*

A la fin de la charge du condensateur, le thyristor T_3 , toujours bloqué, se trouve polarisé en direct sous la tension :



$$v_{T3} = v_C = U ;$$

l'impulsion qui parvient sur sa gâchette à l'instant t_2 l'enclenche et C se décharge dans la maille contenant T_3 (dont on néglige la chute de tension à l'état conducteur) et la bobine d'inductance L (cf. figure .B.5).

Figure .B.5

L'étude du circuit oscillant ainsi réalisé conduit, compte tenu des conditions initiales ($v_C = U$ et $i' = 0$ à l'instant t_2), aux expressions suivantes de $v_C(t)$ et $i'(t)$:

$$v_C = U \cdot \cos \frac{t - t_2}{\sqrt{LC}}$$

$$i' = \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot U \cdot \sin \frac{t - t_2}{\sqrt{LC}} .$$

L'évolution de v_C et de i' est indiquée sur la figure .B.5. L'intensité du courant i' s'annule au bout d'une demi-période du régime oscillant ($\frac{T'}{2} = \pi\sqrt{LC}$) et T_3 se bloque ; la tension v_C vaut alors : $v_C = -U$ et le thyristor T_3 se trouve polarisé en inverse :

$$v_{T3} = v_C = -U .$$

∇ *troisième phase : enclenchement du thyristor principal*

Le thyristor T_1 est bloqué et sous la tension directe :

$$v_{T1} = U - u_d = U .$$

L'impulsion de commande qui lui parvient à l'instant t_3 l'amorce et, si on néglige la chute de tension à ses bornes, on a :

$$u_d = U \quad \text{et} \quad i = i_C .$$

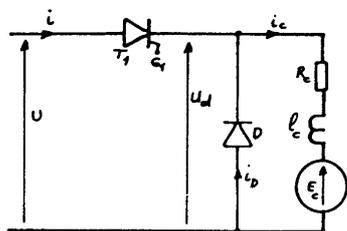


Figure B.6

En effet, l'enclenchement de T_1 place la diode de roue libre D sous tension inverse et la bloque ; l'intensité du courant de charge i_c est alors fournie par la source de tension U . Cette phase est donc l'enclenchement de l'interrupteur statique étudié.

∇ quatrième phase : blocage du thyristor principal

L'impulsion qui arrive à l'instant t_4 sur la gâchette de T_4 trouve ce thyristor polarisé sous la tension directe $v_{T4} = -v_C = U$ (la tension aux bornes de T_1 , enclenché, est négligeable devant U) ; ce thyristor s'amorce et dérive le courant appelé par la charge ;

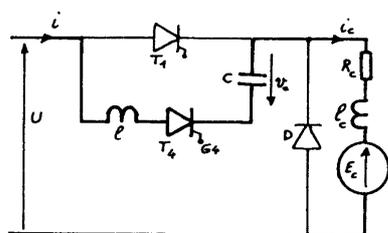


Figure B.7

ce courant emprunte désormais la maille contenant T_4 , C et l (cf. fig. *vro.B.7*) ; ce phénomène se poursuit durant toute la décharge de C (T_1 se trouve polarisé sous une tension $V_{T1} = v_C$ négative) ; si cette durée est supérieure au temps de blocage t_q du thyristor T_1 , ce dernier ne se réamorce pas lorsque la tension à ses bornes redevient positive.

La charge du condensateur C sous la tension $U - u_d$ se poursuit à travers T_3 , lorsque l'intensité i du courant de charge devient trop faible, le récepteur inductif est le siège d'une f.e.m. d'auto-induction qui amorce la diode de roue libre D grâce à laquelle le courant i_c est ininterrompu. Alors, la charge de C s'effectue sous la tension : $U - u_d = U$ (car $u_d = 0$ lorsque D conduit).

En fin de charge le thyristor T_4 se bloque (lorsque l'intensité de i devient inférieure à celle de son courant de maintien) et on a : $i = 0, v_C = U$.

On est revenu aux conditions initiales du fonctionnement (à la charge près du condensateur) et l'interrupteur statique est déclenché.

En définitive, l'interrupteur statique n'est enclenché qu'entre les instants t_3 et t_4 , soit une durée : $t_4 - t_3 = \alpha T$ (si on note T la période du cycle des impulsions de gâchettes).

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

Remarque 1 : l'analyse précédente du fonctionnement de l'interrupteur statique permet de choisir les composants du montage, connaissant les intensités des courants qui les traversent et les tensions qui leur sont appliquées (et sachant que les phénomènes de charge et de décharge du condensateur doivent être de très courte durée devant les intervalles entre les impulsions de commande) ;

Remarque 2 : l'analyse précédente montre aussi l'importance de l'ordre des différentes phases du fonctionnement. L'enclenchement de l'interrupteur statique (instant t_3) ne doit pas intervenir avant que le condensateur soit chargé (instant t_1 environ) ; sinon, il n'est plus possible de charger C et de bloquer T_1 . Le déclenchement de T_1 (instant t_4) ne doit pas arriver avant l'inversion de la tension aux bornes de C, sinon il n'y a pas déclenchement.

Remarque 3 : la bobine d'inductance l sert à limiter l'intensité du courant qui traverse le thyristor T_4 lors de son amorçage.

Remarque 4 : on peut calculer la capacité du condensateur C nécessaire pour dériver le courant de charge i_c (d'intensité maximale I_c) pendant une durée supérieure au temps de blocage t_q du thyristor T_1 ; initialement chargé sous tension $v_c = -U$ (avant l'instant t_4) le condensateur conserve une tension v_c négative (et donc maintient T_1 sous tension inverse) en débitant un courant d'intensité I_c pendant une durée Δt telle que : $C.U = I_c \cdot \Delta t$; cette durée est supérieure à t_q si :

$$\frac{C \cdot U}{I_c} = \Delta t > t_q$$

soit :

$$C > \frac{1}{U} \cdot I_c \cdot t_q \quad (F..B.1)$$

Remarque 5 : le cycle de fonctionnement étudié nous a conduit à un état final où C est chargé sous la tension U, ce qui rend inutile la première phase de fonctionnement étudiée ; on la conservera toutefois : elle sera utile à la mise sous tension du montage et si le courant dans la charge est interrompu.

Remarque 6 : l'enclenchement et le déclenchement de T_1 sont indépendants de la source et de la charge ; on est ici en régime de commutation forcée (auto-commutation).

Remarque 7 : le fonctionnement étudié conduit aux courbes suivantes :

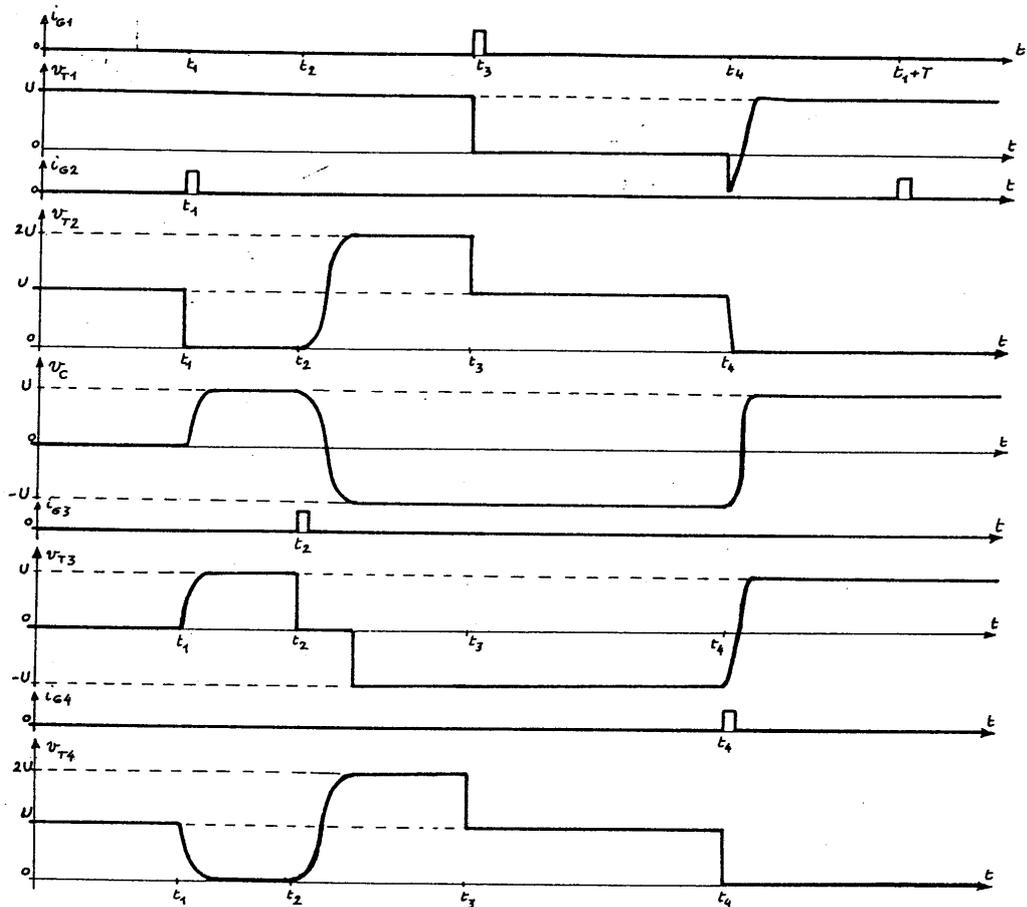


Figure .B.8

.B.II HACHEURS

Les *hacheurs* sont des convertisseurs statiques qui sont alimentés par des sources de tension continue et produisent aux bornes d'une charge une tension unidirectionnelle de valeur moyenne réglable. On peut imaginer un grand nombre de dispositifs électroniques réalisant cette fonction. On se contentera ici d'indiquer les types de montages les plus utilisés ainsi que quelques applications. Ces montages utiliseront des interrupteurs unidirectionnels statiques (cf. chapitre précédent) qui seront représentés par le symbole de la figure .B.9.

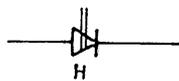


Figure .B.9

.B.II.1 HACHEUR SÉRIE (ABAISSEUR DE TENSION)

Le schéma de principe d'un tel montage est indiqué sur la fig -
 .B.10.a (on reconnaît le montage étudié au chapitre précédent). Le

fonctionnement du conver-
 tisseur se déduit de l'ana-
 lyse du comportement de
 l'interrupteur statique H :

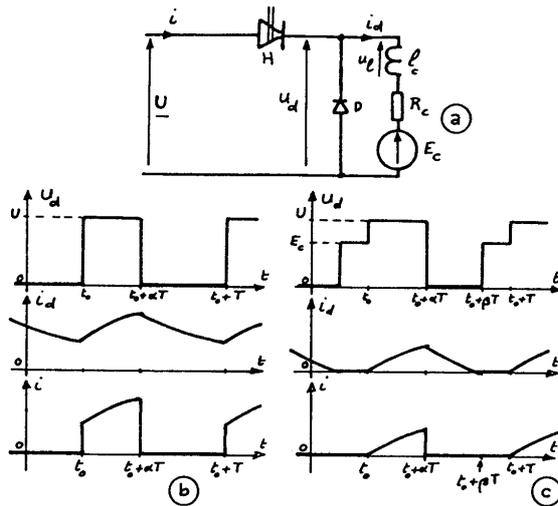


Figure .B.10

- H est enclenché pendant αT (par exemple entre les instants t_0 et $t_0 + \alpha T$); alors $u_d = U$ et $i_d = i$.
- H est déclenché pendant $(1 - \alpha)T$ (entre les instants $t_0 + \alpha T$ et T); alors $i = 0$ et i_d circule dans la diode de roue libre; la tension u_d vaut alors :
 $u_d = 0$ tant que la diode de roue libre conduit (tant que i_d est non nulle);

$u_d = E_c$ lorsque la diode de roue libre se bloque (extinction de i_d).

Deux types de fonctionnement :

- fonctionnement à courant ininterrompu dans la charge (figure e .B.10.b) où la valeur moyenne de u_d vaut :

$$U_{d\text{dia}} = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_0}^{t_0 + \alpha T} U \cdot dt = \alpha \cdot U \quad (F..B.2)$$

Par ailleurs, la f.e.m. E_c de la charge et la valeur moyenne $I_{d\text{dia}}$ de i_d sont liées par : $U_{d\text{dia}} = E_c + R_c \cdot I_{d\text{dia}}$

(car on sait qu'il n'y a pas de chute de tension moyenne aux bornes d'une bobine parcourue par un courant d'intensité périodique :

$$U_l = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0 + T} l_c \cdot \frac{d}{dt}(i_d) \cdot dt = l_c \cdot [i_d(t_0) - i_d(t_0 + T)] = 0.)$$

Cette relation définit $I_{d\text{dia}}$ si E_c est imposée par la charge (batterie)

ou bien elle fixe E_c (et donc la vitesse, dans le cas d'un moteur) lorsque $I_{di\alpha}$ dépend de la charge (moment du couple d'un moteur).

- fonctionnement à courant de charge interrompu (figure .B.10.c); on a alors .

$$E_c + R_c \cdot I_{di\alpha} = U_{di\alpha} = \frac{1}{T} \left[\int_{t_0}^{t_0 + \alpha T} U \cdot dt + \int_{t_0 + \beta T}^{t_0 + T} E_c \cdot dt \right] = \alpha \cdot U + (1 - \beta) \cdot E_c .$$

(si le courant de charge i_d est éteint entre les instants $t_0 + \beta T$ et $t_0 + T$).

Dans tous les cas, on voit que la valeur moyenne $U_{di\alpha}$ de la tension produite est fonction de α , nombre compris entre 0 et 1 et que l'on nomme *rapport cyclique*; ce nombre caractérise la durée de conduction de H relativement à la période des impulsions de commande. On réglera la valeur de $U_{di\alpha}$ en modifiant le rapport cyclique α ; ceci pourra être obtenu :

- soit en modifiant la durée de conduction de H (sans toucher à la période T);
- soit en modifiant la fréquence du hacheur (c'est-à-dire la période T), sans toucher à la durée de conduction.

Remarque : on note que le montage proposé permet à l'interrupteur H de connecter une source de tension supportant des discontinuités de courant (voir l'allure de $i(t)$ en fig. B.10) à une charge qui ne les admet pas (effet inductif, voir $i_d(t)$); inversement, la source peut ne pas accepter les discontinuités de tension alors que la charge les supporte (voir $u_d(t)$). Cette observation

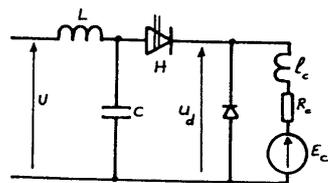


Figure .B.11

est généralisable : on ne peut connecter entre eux des dipôles ayant les mêmes contraintes dynamiques. Application : si la source du montage précédent ne supporte pas les discontinuités de courant, de même que la charge, il est impossible de les connecter au moyen de H; on tourne la difficulté en disposant aux bornes de la source un condensateur-tampon (figure .B.11); ce condensateur dérive l'écart des intensités de la source et de la charge au moment de l'enclenchement de H; il transforme la source de courant en source de tension (tension du condensateur pratiquement constante à l'enclenchement de H, quel que soit le courant appelé par la charge, à condition que la capacité de C soit suffisante).

.B.II.2 HACHEUR PARALLÈLE (ÉLÉVATEUR DE TENSION)

Ce convertisseur permet le fonctionnement inverse du précédent, c'est-à-dire l'alimentation d'une charge qui supporte les discontinuités de courant (au besoin grâce à un condensateur-tampon en parallèle) par une source qui ne les accepte pas (effet inductif). L'interrupteur statique est disposé en parallèle aux bornes de la source et de la charge. Le montage utilise la propriété des circuits inductifs de produire des f.e.m. élevées à l'ouverture.

On va analyser le fonctionnement de ce convertisseur en supposant la tension aux bornes de la charge constante ($U_{d\alpha} = Cte$).

On distingue deux phases de fonctionnement :

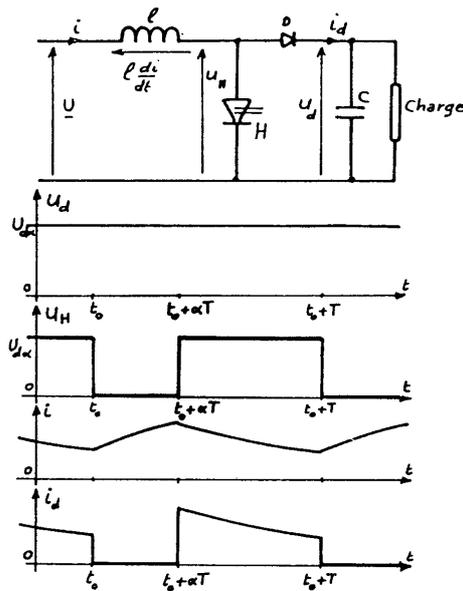


Figure .B.12

$$u_H = U_{d\alpha}, i_d = i.$$

La bobine d'inductance l se trouve sous une tension :

$$l \cdot \frac{di}{dt} = U - U_{d\alpha} < 0$$

et l'intensité de i diminue.

- pour $t_0 < t < t_0 + \alpha T$, l'interrupteur H est fermé et l'intensité du courant i augmente au cours du temps (sa valeur tend vers celle du courant de court-circuit) on a :

$$u_H = 0, i_d = 0, u_d = U_{d\alpha}$$

- pour $t_0 + \alpha T < t < t_0 + T$, H s'ouvre ; la bobine l est le siège d'une f.e.m. élevée (et négative dans le cas de nos conventions) et la tension :

$$U - l \cdot \frac{di}{dt}$$

devient très supérieure à U ; la diode D se débloque et :

D'où les courbes de la figure .B.12.

On peut déterminer facilement la relation qui lie la tension de sortie $U_{d\alpha}$ à celle de la source U . On remarque pour cela que la valeur moyenne de la tension u_H aux bornes de H s'exprime (à partir de la courbe $u_H(t)$) :

$$U_{H\alpha} = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_0 + \alpha T}^{t_0 + T} U_{d\alpha} \cdot dt = (1 - \alpha) \cdot U_{d\alpha} .$$

Or, la valeur moyenne $U_{H\alpha}$ est égale à U (tension de la source) car la chute de tension moyenne aux bornes de la bobine d'inductance ℓ est nulle ; d'où :

$$U = U_{H\alpha} = (1 - \alpha) \cdot U_{d\alpha} \text{ et } U_{d\alpha} = \frac{1}{1 - \alpha} \cdot U \text{ (F .B.3)}$$

On voit que la valeur de $U_{d\alpha}$ dépend du rapport cyclique α . On remarque aussi qu'elle est toujours supérieure à celle de U (élévateur de tension) puisque α est un réel compris entre 0 et 1. On peut donc réaliser au moyen de ce montage des tensions de sortie très élevées mais il ne faut pas oublier que, du fait de la conservation de l'énergie d'un système isolé et en négligeant les pertes des composants, les valeurs moyennes I_α de $i(t)$ et $I_{d\alpha}$ de $i_d(t)$ sont liées par :

$$I_{d\alpha} = (1 - \alpha) \cdot I_\alpha . \quad \text{(F .B.4)}$$

Cette relation permet de prévoir les éléments du hacheur (section du conducteur de la bobine et interrupteur statique H) en fonction de l'intensité du courant de charge désiré et du rapport cyclique maximal prévu.

APPLICATION

Le montage étudié ci-dessus pourrait être un moteur restituant au freinage de l'énergie à une source de tension plus élevée que sa propre

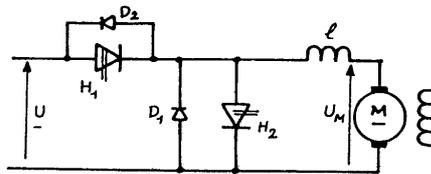


Figure .B.13

f.e.m. ; d'où le principe général de l'alimentation réversible des moteurs à courant continu par hacheur (exemple : traction électrique avec freinage par récupération) exposé sur la figure .B.13 : un hacheur série (utilisant l'in-

terrupteur H_1 et la diode de roue libre D_1) permet l'alimentation du moteur à partir de la source de tension (f.e.m. E_c du moteur inférieure à U) ; un hacheur parallèle (H_2, D_2) permet le freinage en alimentant la source U (batteries, par exemple) à partir du moteur.

.B.II.3 HACHEURS À ACCUMULATION

On nomme ainsi les convertisseurs disposant entre source et charge d'un composant intermédiaire accumulant de l'énergie provenant de la source avant de la restituer à la charge. La figure .B.14 représente un tel dispositif;

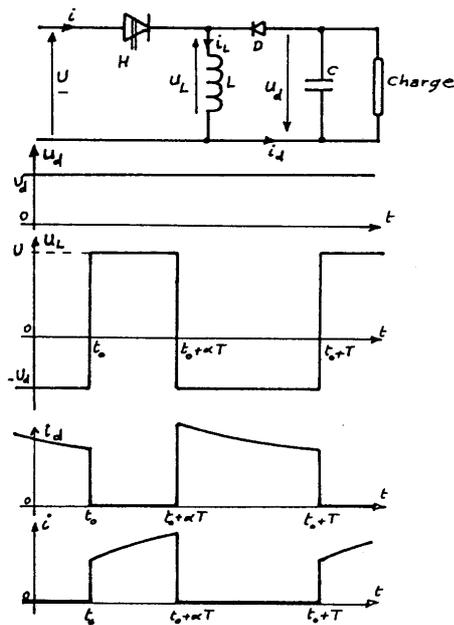


Figure .B.14

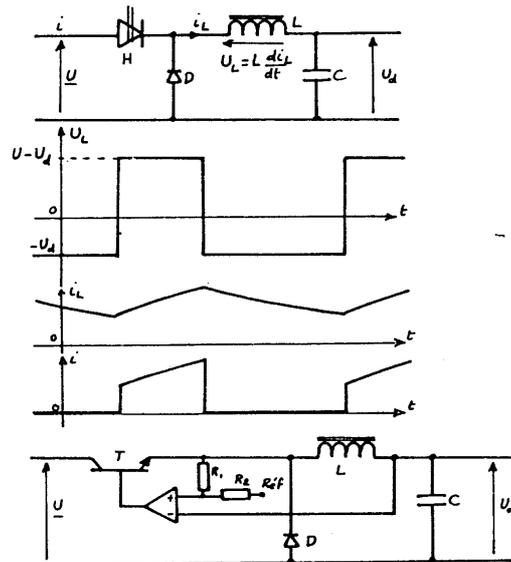


Figure .B.16

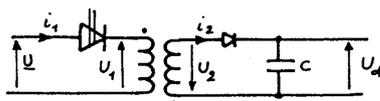


Figure.B.15

On voit qu'il est alors possible d'alimenter une charge n'admettant pas les discontinuités de tension par une source de même contrainte (mais on va voir qu'elles ne sont jamais connectées l'une à l'autre).

Le fonctionnement s'analyse ainsi :

- pour $t_0 < t < t_0 + \alpha T$, H est enclenché, $u_L = U$, i_L augmente (sa valeur tend vers celle du courant de court-circuit de la source) et

HACHEURS ET ONDULEURS

la diode D, polarisée en inverse sous la tension $U+U_{d\alpha}$ est bloquée :

$$i_d = 0, i = i_L$$

- pour $t_o + \alpha T < t < t_o + T$, H est bloqué ; le déclenchement de H provoque une f.e.m. induite $u_L = L \cdot \frac{d}{dt} (i_L)$ très négative qui débloque D ; alors :

$$u_L = -U_{d\alpha}, i_L = i_d$$

L'énergie accumulée dans L est fournie à la charge et i_L diminue.

D'où les courbes de la figure .B.14 dont on peut déduire la relation entre U et $U_{d\alpha}$ (supposée indépendante du temps) ; la courbe $u_L(t)$ permet de calculer la valeur moyenne U_L de cette grandeur, valeur moyenne que l'on sait être nulle ; d'où

$$0 = U_{L\alpha} = \frac{1}{T} \int_{t_o}^{t_o + \alpha T} U \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{t_o + \alpha T}^{t_o + T} (-U_{d\alpha}) \cdot dt = \alpha \cdot U - (1 - \alpha) \cdot U_{d\alpha}$$

On en déduit :

$$U_{d\alpha} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot U \quad (F .B.5)$$

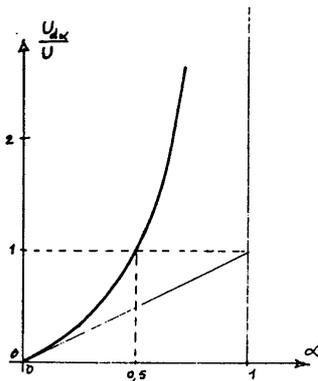


Figure .B.17

L'évolution de $\frac{U_{d\alpha}}{U}$ en fonction de la valeur α du rapport cyclique est indiquée sur la figure .B.17 ; on voit que ce convertisseur permet de réaliser des tensions de sortie inférieures ou supérieures à celle de la source. On montrerait facilement que les valeurs moyennes I_α , $I_{L\alpha}$ et $I_{d\alpha}$ de $i(t)$, $i_L(t)$ et $i_d(t)$ sont liées par :

$$\frac{I_\alpha}{\alpha} = I_{L\alpha} = \frac{I_{d\alpha}}{1 - \alpha} \quad (F .B.6)$$

ce qui permet de choisir la source et la bobine en fonction des conditions de charge fixées.

Le montage de la figure .B.15 fonctionne en vertu du même principe (c'est le transformateur qui joue le rôle de la bobine précédente) ; les relations entre grandeurs de sortie et d'entrée sont identiques (au rapport de transformation m près) :

$$U_{d\alpha} = \frac{\alpha \cdot m}{1 - \alpha} U \quad I_{d\alpha} = \frac{1 - \alpha}{\alpha \cdot m} \cdot I_\alpha$$

Ce montage présente en plus l'avantage d'isoler galvaniquement la sortie de l'entrée.

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

Ce type de montage est utilisé en électronique pour réaliser des alimentations de tension continue à découpage. On peut citer aussi le dispositif de la figure .B.16, disponible sous forme de circuit intégré (à l'exception du transistor de puissance, de la bobine, du condensateur et de la diode D) ; la fréquence de découpage est de l'ordre de quelques kilohertz à quelques dizaines de kilohertz.

L'analyse du fonctionnement est assurée sur les courbes de la figure .B.16 et on montre facilement que :

$$U_{d\alpha} = \alpha \cdot U \quad (F .B.7)$$

.B.II.4 ASSOCIATIONS DE HACHEURS

On peut souhaiter augmenter la puissance disponible à la sortie d'un hacheur sans accroître la durée de conduction des composants (pour limiter l'échauffement) ni augmenter la fréquence d'utilisation de ces composants (fréquence limitée dans le cas des thyristors). On résoud ce problème (important dans le cas de la traction électrique) en disposant plusieurs hacheurs en parallèle (trois dans le cas de la figure .B.18). Les impulsions de commande sont décalées dans le temps de T/n (s'il y a n hacheurs en parallèle), ce qui permet de

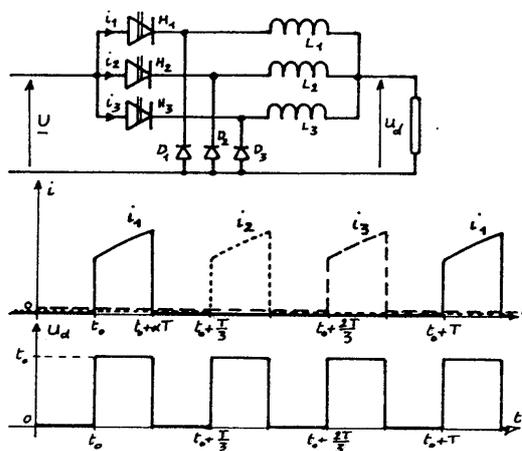


Figure .B.18

produire, aux bornes de la charge, une tension u_d de fréquence $n \cdot f$ (si f est la fréquence de découpage d'un hacheur) et de rapport cyclique $n \cdot \alpha$ (cf. figure .B.18). Ce montage présente plusieurs avantages :

GRADATEURS ET CYCLOCONVERTISSEURS

- chaque hacheur élémentaire n'a à fournir qu'une partie de la puissance utile (exactement la fraction $\frac{1}{n}$ de la puissance totale), et est donc calculé en conséquence ;
- les dispositifs de filtrage éventuels, côté source ou côté charge, doivent être calculés pour une fréquence fondamentale $n.f$ au lieu de f ; ils sont d'autant plus faciles à réaliser que la fréquence fondamentale de la décomposition harmonique est plus élevée ;
- il permet de travailler à fréquence de découpage élevée pour chaque hacheur élémentaire (ce qui simplifie le filtrage) tout en conservant la possibilité de faire varier le rapport cyclique α sur la plage $(0,1)$; en effet, pour avoir un rapport cyclique unitaire il suffit que chaque hacheur élémentaire conduise pendant $\frac{T}{n}$. Ceci ne pouvait pas être obtenu au moyen d'un seul hacheur pour lequel (à fréquence élevée) le rapport α ne peut approcher de l'unité sans prendre le risque de ne plus pouvoir bloquer H (il faut que la durée d'extinction de H soit supérieure au temps de blocage t_q du thyristor).

.B.III. ONDULEURS AUTONOMES

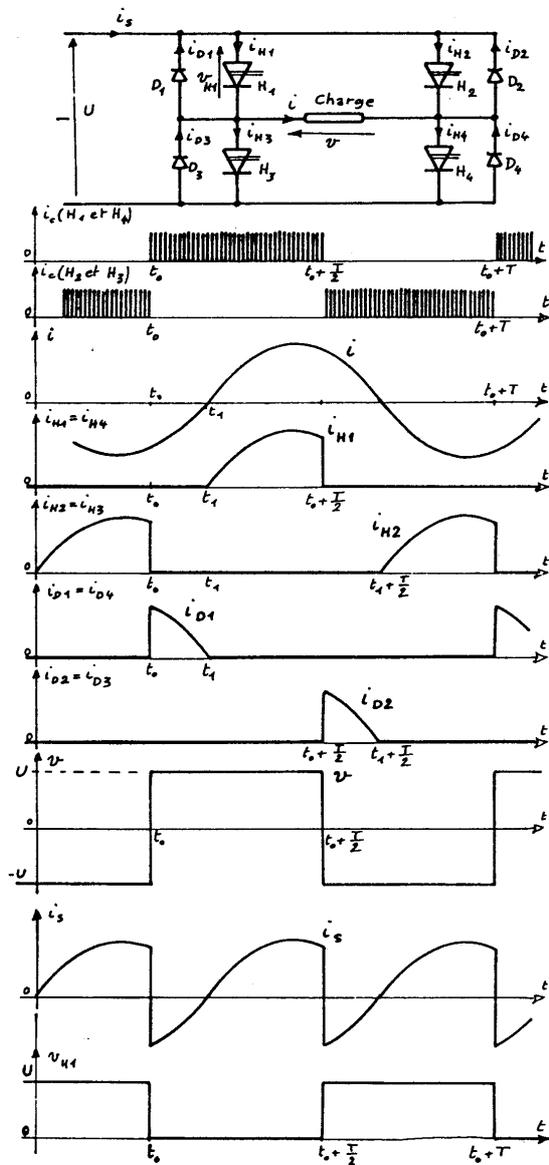
Le principe général des onduleurs autonomes a déjà été exprimé au chap. .B.I (figure .B.1.b) ; il consiste à inverser périodiquement la tension aux bornes de la charge (ou l'intensité du courant dans cette charge). On va étudier le principe de quelques montages utilisés.

.B.III.1 ONDULEURS MONOPHASÉS AUTO-COMMUTÉS

(A COMMUTATION FORCÉE)

a. Onduleur de tension

Le principe d'un tel convertisseur est indiqué sur la figure .B.19. Tout se passe comme si deux hacheurs permettaient d'alimenter périodiquement la charge sous des tensions opposées à partir d'une même



source de tension continue. La charge, qui doit donc supporter des variations discontinues de la tension, ne supporte pas les discontinuités de courant ; d'où les diodes de retour disposées aux bornes des interrupteurs statiques.

Pour simplifier l'analyse du fonctionnement de ce montage, on supposera que l'intensité $i(t)$ du courant de charge est une fonction sinusoïdale du temps (ce qui revient à ne considérer comme important que le premier terme de la décomposition harmonique de $i(t)$). D'où le fonctionnement décrit par les courbes de la figure .B.19 (dans le cas d'une charge inductive) :

Figure.B.19

- peu avant l'instant t_0 , les interrupteurs H_2 et H_4 sont enclenchés ; l'intensité du courant i est négative ;
- à l'instant t_0 , H_2 et H_3 sont bloqués et H_1 et H_4 reçoivent des signaux d'amorçage ; mais l'intensité i est toujours négative et ne peut être discontinuée ; ce sont les diodes D_1 et D_4 qui vont permettre au courant i de s'annuler ;

GRADATEURS ET CYCLOCONVERTISSEURS

- l'intensité i s'annule à l'instant t_1 et H_1 et H_4 peuvent s'enclencher (à condition de recevoir des impulsions de commande) ; la tension appliquée à la charge vaut alors $v = U$ (ce qui était déjà le cas entre les instants t_0 et t_1)
- les interrupteurs H_1 et H_4 sont bloqués à $t_0 + \frac{T}{2}$; ce sont alors les diodes D_2 et D_3 qui conduisent et $v = -U$.

La tension $v(t)$ aux bornes de la charge a l'allure indiquée sur la figure ; le premier terme de sa décomposition harmonique est de la forme (par raison de symétrie) :

$$v_1 = V_1 \sqrt{2} \cdot \sin \omega(t - t_0) \quad (\text{où } \omega = \frac{2\pi}{T} \text{ et } V_1 = \frac{\sqrt{2}}{T} \cdot \int_{t_0}^{t_0+T} v \cdot \sin \omega(t - t_0) \cdot dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U).$$

L'intensité du courant de charge est de la forme : $i = I\sqrt{2} \cdot \sin \omega(t - t_1)$.

On en déduit :

- la valeur moyenne de l'intensité i_s du courant débité par la source :

$$I_s = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T/2} i_s \cdot dt = \frac{2I\sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos \omega(t_1 - t_0) = \frac{2I\sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos \phi_1$$

si on note ϕ_1 le retard angulaire $\omega(t_1 - t_0)$ de l'intensité du courant $i(t)$ sur le terme fondamental $v_1(t)$ de la décomposition harmonique de la tension v .

D'où la puissance utile de l'onduleur (si on néglige ses propres pertes) :

$$P = U \cdot I_s = V_1 \cdot I \cdot \cos \phi_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot UI \cdot \cos \phi_1$$

- la valeur moyenne de l'intensité du courant dans un interrupteur statique :

$$I_H = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_1}^{t_0+T/2} I\sqrt{2} \cdot \sin \omega(t - t_1) \cdot dt = \frac{I}{\pi\sqrt{2}} \cdot (1 + \cos \phi_1).$$

Cette expression permet de choisir les composants (thyristors ou transistors de puissance) constituant les interrupteurs statiques.

On voit de plus que chacun de ces interrupteurs doit supporter une tension directe U à l'état bloqué.

Remarque 1 : la source de tension doit accepter le débit d'une intensité négative (batterie d'accumulateurs, pont redresseur avec batterie de condensateurs aux bornes).

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

Remarque 2 : on a vu que les interrupteurs H_2 et H_3 sont bloqués à l'instant t_0 alors que H_1 et H_4 ne pourront être enclenchés qu'à une date ultérieure, t_1 , fonction de la nature de la charge ; d'où la nécessité de commander la fermeture des interrupteurs, soit par un signal large (largeur $\frac{T}{2}$ pour permettre le retard maximal), soit par un peigne d'impulsions (voir figure) susceptible d'enclencher les interrupteurs dès que les conditions de fermeture sont réunies.

Remarque 3 : le dispositif étudié est bien sûr réversible (on reconnaît un pont redresseur monophasé) et permet donc de fonctionner en récupération.

Remarque 4 : le fonctionnement du montage proposé se simplifie lorsque le courant de charge $i(t)$ est en avance sur la tension $v(t)$; l'extinction de H_2 et H_3 se produit alors à un instant t_1 antérieur à t_0 ; les diodes D_2 et D_3 assurent le passage d'un courant d'intensité positive avant l'enclenchement de H_1 et H_4 (c'est-à-dire entre les instants t_1 et t_0), polarisent ces interrupteurs sous tension directe de valeur v_{H1} et $v_{H4} = U$. La première impulsion de commande arrivant en t_0 à H_1 et H_4 les enclenche. Un tel fonctionnement économise le peigne des impulsions de commande ainsi que les dispositifs de blocage des interrupteurs (ils sont bloqués par l'inversion du courant dans la charge).

Les montages utilisant cette propriété (commutation par la charge) sont dits onduleurs à circuit oscillant : On étudiera plus loin ce type de matériels.

On peut réaliser à partir du même principe de fonctionnement des onduleurs de tension à deux thyristors et transformateur à point milieu (schéma de la figure .B.20). Les éléments H_1 et H_2 sont de simples thyristors (munis de leurs circuits de protection et de commande) ; le dipôle comprenant le condensateur de capacité C et la bobine d'inductance L assure la commutation des thyristors (la bobine ne sert qu'à limiter l'intensité du courant de charge de C à une valeur acceptable) ; les courbes de la figure .B.20 permettent d'analyser le comportement de l'ensemble :

- avant l'instant t_0 , H_2 conduit, $v = \frac{n_2}{\frac{n_1}{2}} \cdot v_2 = \frac{2n_2}{n_1} \cdot v_2 = 2.m. (-U) = -2mU$;

D'où : $v_1 = \frac{n_1}{2.n_2} \cdot v = -U = v_2$

GRADATEURS ET CYCLOCONVERTISSEURS

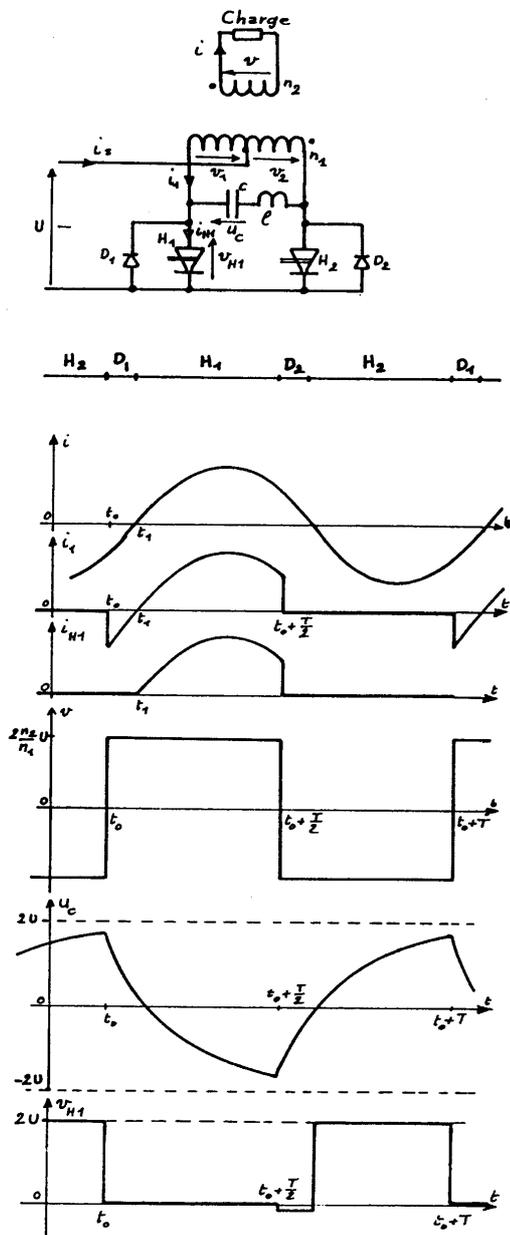


Figure..B.20

Le condensateur C se charge sous la tension : $-v_1 - v_2 = 2.U$ et la tension u_C à ses bornes tend vers $2.U$. Le thyristor H_1 doit supporter une tension directe : $v_{H1} = -v_1 - v_2 = 2U$.

- le thyristor H_1 est commandé à l'instant t_0 ; il s'amorce et permet au condensateur C de se décharger (à travers H_1 , L et D_2); privé de courant pendant une durée supérieure à son t_q , H_2 s'éteint. H_1 se bloque aussi si l'intensité du courant appelé par la charge reste négative (dans nos conventions et pour une charge inductive) et c'est D_2 qui assure la continuité de $i(t)$;

- le courant $i(t)$ change de sens à l'instant t_1 ; H_1 peut alors s'amorcer (dès réception d'un signal de commande) et $v_1 = v_2 = U$; d'où : $v = m.(v_1 + v_2) = 2.m.U$ et le condensateur C se charge sous la tension $-v_1 - v_2 = -2.U$.

On remarque que chaque thyristor doit supporter en direct à l'état bloqué une tension de valeur maximale $2.U$ (les diodes de retour doivent accepter une tension inverse de même valeur maximale).

L'onduleur de tension en pont de la figure .B.21 fonctionne sur le même principe; la commutation des thyristors est obtenue au moyen des condensateurs et des

bobines représentés : le condensateur C_3 se charge sous la tension U pendant que T_1 est enclenché ; la première impulsion d'amorçage reçue

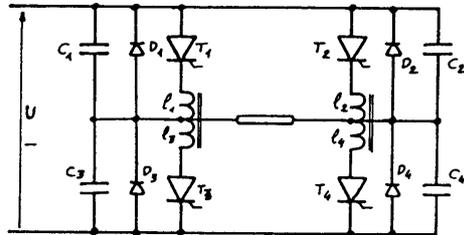


Figure .B.21

par T_3 provoque la décharge de C_3 à travers l_3 et T_3 ; la f.e.m. produite par l_1 , couplée à l_3 , bloque T_1 .

b. Onduleur de courant (commutateur)

Le schéma de principe de ce convertisseur est indiqué sur la figure .B.22 : des interrupteurs statiques permettent d'inverser l'alimentation d'une charge acceptant les discontinuités de courant (condensateur en parallèle) à partir d'une source de courant (bobine d'inductance en série). Le fonctionnement du montage est décrit par les courbes de la figure .B.22 (dans le cas d'une charge inductive et en supposant sinusoïdale la tension v aux bornes de la charge) :

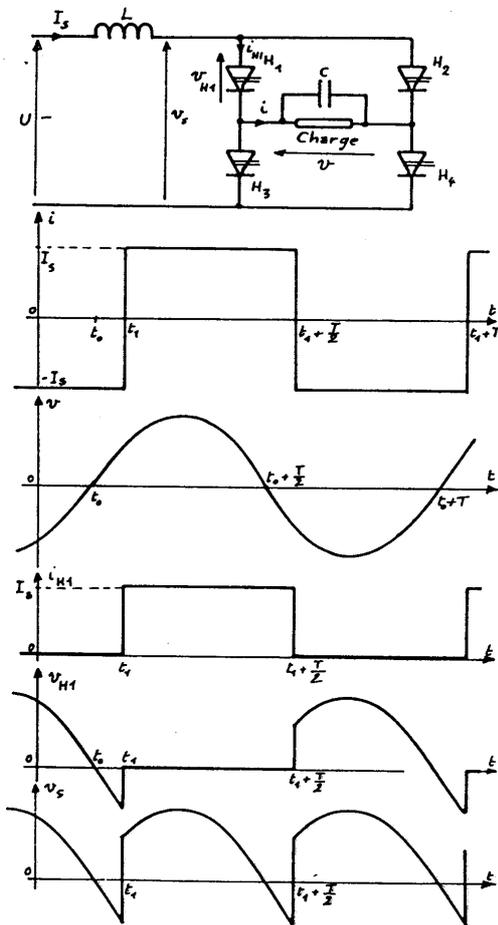


Figure .B.22

- avant l'instant t_0 les interrupteurs H_2 et H_3 sont enclenchés, l'intensité du courant i et la tension v prennent des valeurs négatives (dans nos conventions) ;
- à l'instant t_0 la tension v s'annule puis change de signe ;
- à l'instant t_1 , les interrupteurs H_2 et H_3 sont bloqués puis H_1 et H_4 enclenchés ; l'intensité i s'inverse ($i = I_s$).

La courbe $v_{H1}(t)$ montre qu'à l'instant t_1 la tension aux bornes de H_1 est négative ; H_1 ne s'amorcera donc qu'après que H_2 aura été bloqué.

GRADATEURS ET CYCLOCONVERTISSEURS

Les performances de cet onduleur se déduisent des courbes de la figure B.22. On peut exprimer :

- la valeur efficace I_1 de la composante fondamentale (de pulsation $\omega = \frac{2\pi}{T}$) de $i(t)$, d'allure (par raison de symétrie) :

$$i_1 = I_1 \sqrt{2} \cdot \sin \omega(t - t_1)$$

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i \cdot \sin \omega(t - t_1) \cdot dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_s$$

(si I_s est l'intensité, supposée constante, du courant débité par la source).

- la tension aux bornes de la charge, de forme : $v = V\sqrt{2} \cdot \sin \omega(t - t_0)$.
- la valeur moyenne de l'intensité du courant dans un interrupteur statique :

$$I_H = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T/2} I_s \cdot dt = \frac{I_s}{2} = \frac{\pi}{4\sqrt{2}} \cdot I_1$$

- la valeur maximale de la tension appliquée à un interrupteur statique :

$$V_{iM} = V_{DM} = V\sqrt{2}$$

- la valeur moyenne de la tension v_s aux bornes du pont onduleur :

$$V_s = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T/2} V\sqrt{2} \cdot \sin \omega(t - t_0) \cdot dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot V \cdot \cos \pi(t_1 - t_0) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot V \cdot \cos \phi_1$$

(en notant toujours ϕ_1 le retard angulaire $\omega(t_1 - t_0)$ de $i_1(t)$ sur $v(t)$). Cette valeur moyenne de v_s est nécessairement égale à U puisqu'il n'y a pas de chute de tension moyenne aux bornes de la bobine d'inductance L .

$$\text{D'où : } U = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot V \cdot \cos \phi_1, \quad V = \frac{\pi \cdot U}{2\sqrt{2} \cdot \cos \phi_1}, \quad V_{iM} = V_{DM} = \frac{\pi \cdot U}{2 \cdot \cos \phi_1}$$

Ces relations permettent de choisir les éléments du montage (composants, source) en fonction du but recherché.

Remarque 1 : durant la commutation de H_1 et H_3 , la source est mise en court-circuit. La bobine d'inductance L sert alors à limiter l'intensité du courant débité à une valeur acceptable ; elle limite aussi l'intensité du courant appelé par la charge lors de la fermeture des interrupteurs.

Remarque 2 : comme l'onduleur de tension dont il est le dispositif dual, l'onduleur de courant commute naturellement lorsque la charge est capacitive (voir plus loin : onduleurs à commutation par la charge).

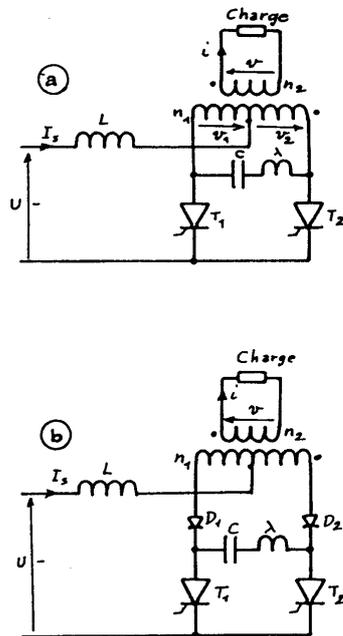


Figure B.23

Remarque 3 : on peut faire l'économie de deux thyristors en réalisant le montage en demi-pont de la fig . . .23.a. Il fonctionne sur le même principe que le précédent mais chaque thyristor doit supporter en direct à l'état bloqué une tension maximale double de celle appliquée par la source à chaque demi-enroulement primaire du transformateur. Un inconvénient de ce montage provient du fait que la tension finale de charge du condensateur C varie avec le déphasage ϕ_1 ; on n'est donc pas assuré que la charge de C soit suffisante pour réaliser la commutation des thyristors ; on résoud ce problème en disposant des diodes de blocage (D_1 et D_2 sur la figure .B.23.b) qui permettent au condensateur de se charger sous la tension maximale mais lui interdisent de se décharger dans une maille ne contenant pas de thyristor (exemple : si T_1 conduit, C se charge à travers D_2 mais ne pourra se décharger qu'à travers T_2 lorsque ce dernier recevra une impulsion de commande).

c. Onduleur à modulation de largeur d'impulsions (M.L.I.)

La figure .B.24 représente un onduleur de tension à M.L.I. ainsi que le système des signaux de commande des interrupteurs statiques (les impulsions positives produisent l'enclenchement tandis que les impulsions négatives représentent les signaux d'ouverture). On a aussi représenté l'allure de la tension $v(t)$ aux bornes de la charge et celle de l'intensité $i(t)$ du courant de charge.

Un choix convenable des durées successives de conduction des divers interrupteurs permet :

- soit de produire un courant de charge dont l'intensité est une fonction très voisine d'une sinusoïde ;
- soit de réaliser une tension $v(t)$ aux bornes de la charge dont la décomposition harmonique ne contient pas de termes à des fréquences indésirables (trop basses pour être filtrées efficacement ou interdites pour d'autres raisons : résonances , fréquences utilisées par des matériels voisins).

GRADATEURS ET CYCLOCONVERTISSEURS

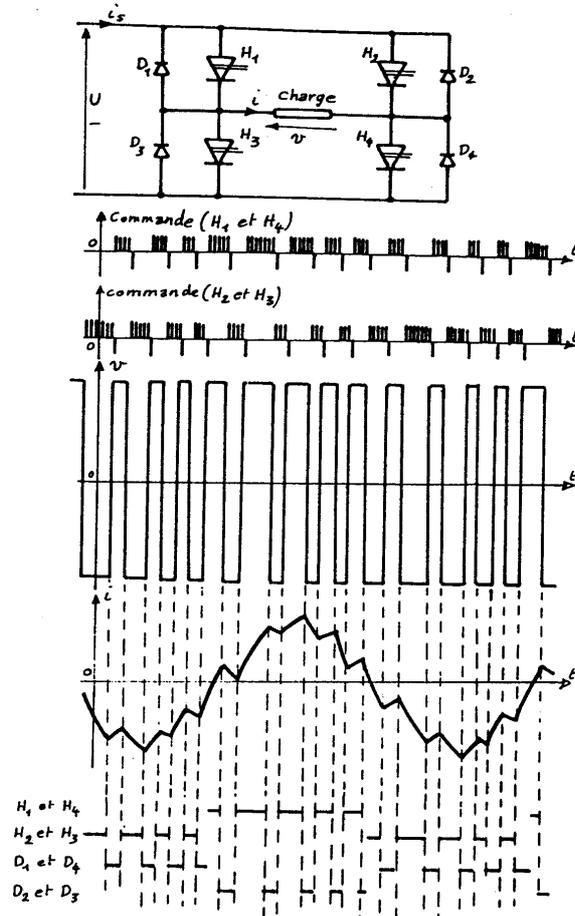


Figure .B.24

.B.III.2 ONDULEURS TRIPHASÉS

Ils découlent immédiatement des onduleurs monophasés : trois onduleurs monophasés auto-commutés, dont les signaux d'enclenchement et de déclenchement sont décalés dans le temps de $\frac{T}{3}$ lorsqu'on passe d'un onduleur au suivant, constituent un onduleur triphasé. Il sera parfois possible de rassembler un certain nombre de fonctions communes aux trois onduleurs dans le but de simplifier le montage.

Le montage de la figure .B.25 indique le principe d'un onduleur de tension triphasé réalisé à partir de trois onduleurs monophasés indépendants alimentés par la même source de tension continue.

Dans le cas d'une charge triphasée équilibrée, un montage plus simple peut être adopté en remarquant que la somme des intensités des courants

en ligne est alors toujours nulle. Le dispositif de la figure .B.26 est suffisant puisque cette condition est imposée par le montage.

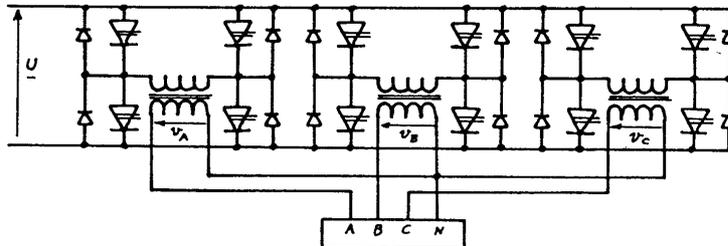


Figure .B.25

Ce type de réalisation permet de réduire le nombre des interrupteurs statiques (et donc aussi celui des dispositifs de commande et de commutation).

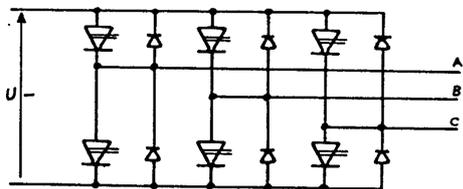


Figure .B.26

La figure .B.27 représente un montage de ce type à un seul dispositif de commutation par "phase" c'est-à-dire par couple de thyristors, chacun de ces couples commutant une tension simple de l'onduleur (une tension simple de l'onduleur).

Les thyristors auxiliaires permettent la charge et la décharge du condensateur de blocage suivant un principe analogue à ceux déjà étudiés.

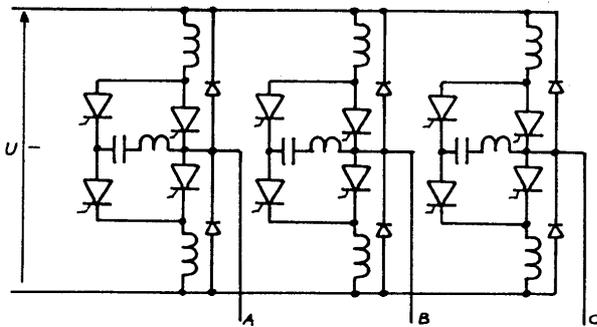


Figure .B.27

On peut aussi rassembler l'ensemble des circuits de blocage utilisés par les trois onduleurs élémentaires ; d'où le montage de la figure .B.28 un seul condensateur permet de bloquer successivement les différents thyristors de l'onduleur. La charge du condensateur est obtenue au moyen d'un pont de thyristors auxiliaires à partir de la tension de la source continue (si elle est suffisante) ou d'une source auxiliaire (E).

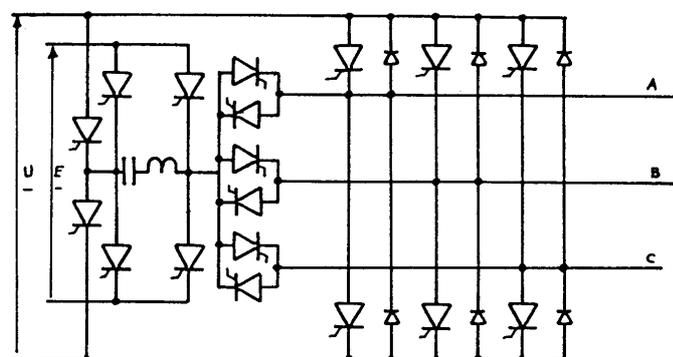


Figure B.28

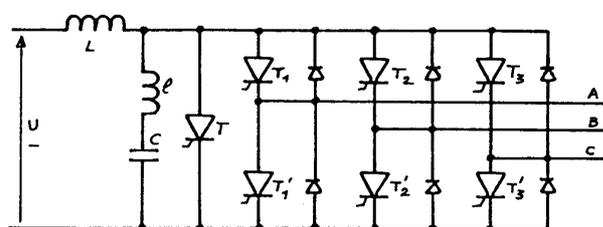


Figure B.29

Enfin, le convertisseur de la figure B.29, dit à extinction totale, procède par blocage périodique de tous les thyristors (enclenchement du thyristor T) ; après chaque extinction, il suffit d'enclencher les thyristors choisis pour la phase suivante du fonctionnement.

L'allure des tensions produites par un onduleur triphasé est représentée sur la figure B.30.a.

On a construit successivement :

- les tensions simples v_A , v_B et v_C issues du pont triphasé onduleur : elles prennent les valeurs 0 et U (tension de la source) et sont décalées dans le temps d'un tiers de période et dans l'ordre A,B, C (par exemple) ;
- les tensions composées u_{AB} , u_{BC} et u_{CA} définies par :

$$u_{AB} = v_A - v_B, \quad u_{BC} = v_B - v_C, \quad u_{CA} = v_C - v_A ;$$

(on n'a représenté que u_{AB} , les autres tensions composées ayant même forme).

Ces tensions composées sont aussi les d.d.p. aux bornes des éléments de la charge si ces derniers sont connectés en triangle ;

- les tensions par élément de la charge si cette dernière est couplée en étoile (figure B.31) ; ces grandeurs, v_{AN} , v_{BN} et v_{CN} satisfont à :

$$v_{AN} - v_{BN} = u_{AB} = v_A - v_B \quad (1)$$

$$v_{BN} - v_{CN} = u_{BC} = v_B - v_C \quad (2)$$

$$v_{CN} - v_{AN} = u_{CA} = v_C - v_A \quad (3)$$

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

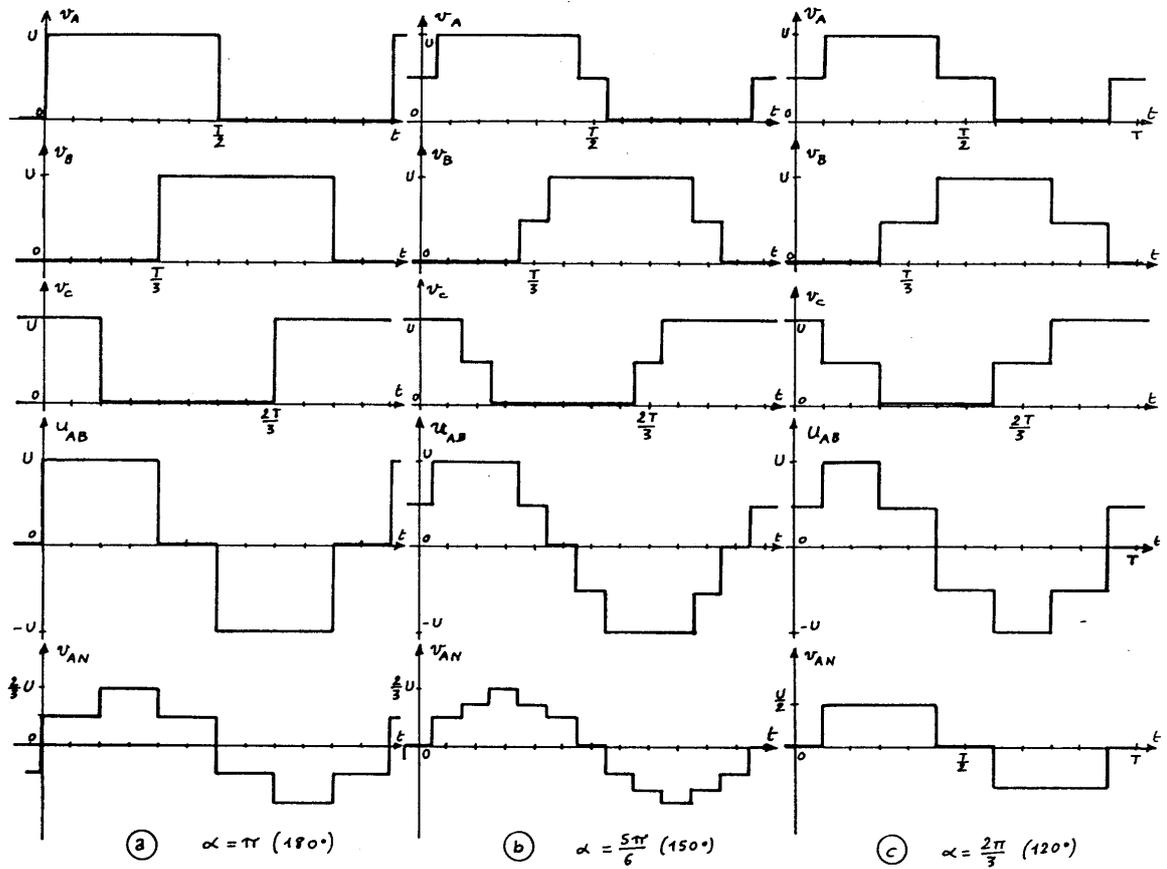


Figure .B.30

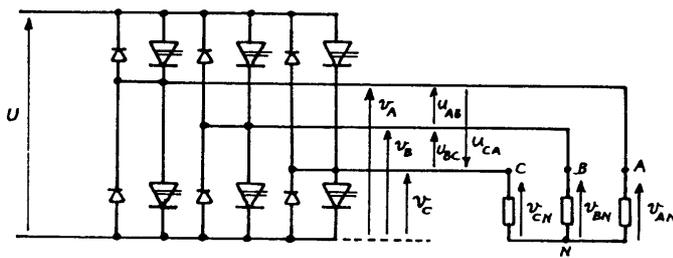


Figure .B.31

Si la charge est triphasée équilibrée, la somme des tensions simples est nulle à chaque instant (les f.e.m. internes, triphasées, ont une somme nulle et la somme des chutes de tensions

dans les impédances égales des trois éléments est nulle puisque la somme des intensités est elle-même nulle) ; d'où la relation :

$$v_{AN} + v_{BN} + v_{CN} = 0 \quad (4)$$

D'où, en portant dans la relation (2) :

GRADATEURS ET CYCLOCONVERTISSEURS

$$v_{BN} - v_{CN} = 2 \cdot v_{BN} + v_{AN} = v_B - v_C \quad (2')$$

$$v_{AN} - v_{BN} = v_A - v_B \quad (1)$$

On en déduit immédiatement :

$$v_{AN} = \frac{2}{3} \cdot v_A - \frac{1}{3} \cdot (v_B + v_C) = v_A - \frac{1}{3} \cdot (v_A + v_B + v_C).$$

Les grandeurs v_{BN} et v_{CN} s'en déduisent par permutation circulaire des indices.

Les courbes établies jusqu'ici (figure .B.30.a) concernent un onduleur triphasé dont chaque interrupteur statique est commandé pour être enclenché pendant une demi-période (chaque tension simple vaut U pendant $\frac{T}{2}$, zéro pendant $\frac{T}{2}$; on dit qu'un tel onduleur a un angle de conduction $\alpha = \pi$). On peut imaginer de réduire la durée d'application des tensions extrêmes U et 0 aux bornes de la charge. Par exemple, dans le cas d'une charge purement résistante, la limitation à $\frac{5\pi}{6}$ (150°) ou à $\frac{2\pi}{3}$ (120°) de l'angle de conduction des interrupteurs conduit à des tensions simples, composées et par élément (en étoile) représentées en fig .B.30.b et fig .B.30.c. Ces courbes, légèrement différentes de celles qui correspondent à une charge quelconque, montrent qu'on peut produire des tensions plus voisines de grandeurs sinusoïdales du temps en modulant la durée de conduction : une étude quantitative montrerait que le taux des composantes harmoniques de rang faible ($5f$ et $7f$) est minimal au voisinage de $\alpha = \frac{5\pi}{6}$. Le choix d'une telle durée de conduction simplifie donc le problème du filtrage des fréquences harmoniques parasites ; mais, il complique la commande de l'onduleur pour laquelle il faut élaborer des signaux d'enclenchement ou de déclenchement chaque $\frac{T}{12}$ (ou chaque $\frac{\pi}{6} = 30^\circ$).

.B.III.3 ONDULEURS A COMMUTATION PAR LA CHARGE

(OU A CIRCUIT OSCILLANT)

a. Onduleur série

L'onduleur monophasé série à charge oscillante est un onduleur de tension identique à celui étudié au paragraphe .B.III.1.a commandé en retard sur l'intensité du courant qui circule dans la charge. Le fonctionnement du dispositif, analogue à celui de l'onduleur de tension est décrit par les courbes de la figure .B.32 :

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

- l'intensité du courant i devient positive à l'instant t_1 : T_2 et T_3 se bloquent et D_2 et D_3 assurent la continuité de i ;
- les thyristors T_1 et T_2 reçoivent une impulsion de commande à l'instant t_0 , postérieur à t_1 ; ils sont alors polarisés en direct et s'enclenchent, bloquant D_2 et D_3 .

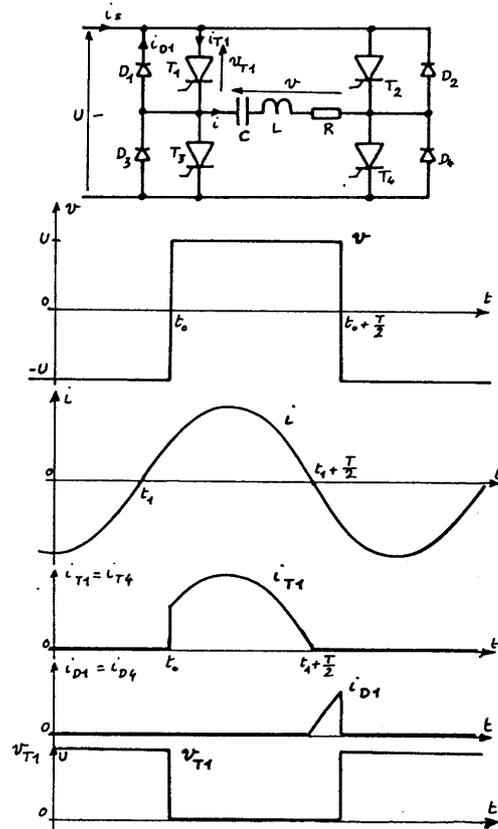


Figure B.32

parente du circuit de charge de valeur réduite) ; la fréquence d'ondulation est réglée au moyen du retard à l'amorçage des thyristors (retard compté à partir de l'inversion du courant) ; ce retard ne pourra pas devenir trop réduit : s'il devenait inférieur au temps de blocage (t_q) des thyristors, la commutation ne serait plus assurée.

La mise en court-circuit de la bobine ou l'ouverture du circuit oscillant conduisent à l'extinction de l'oscillation.

On pourra réaliser d'autres montages utilisant le même principe (voir le dispositif en demi-pont à transformateur à point milieu de

On voit qu'une seule impulsion de commande par thyristor suffit désormais ; le blocage est assuré par la charge à condition que l'intensité du courant $i(t)$ soit en avance sur la composante fondamentale de la tension $v(t)$, ce qui se traduit en disant que l'impédance de la charge (à la pulsation d'oscillation) doit être capacitive ; d'où :

$$-\frac{1}{C\omega} + L\omega < 0 \text{ soit } \omega < \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

ou : $f < f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$.

L'onduleur travaille donc à une fréquence inférieure à celle de la résonance du circuit (mais voisine si on veut avoir une impédance ap-

la figure .B.20). Les performances de ces onduleurs (relations entre les tensions de la source et de la charge, entre les intensités des courants de la source, de la charge et dans les thyristors) sont identiques à celles établies pour l'onduleur de tension.

b. Onduleur parallèle

C'est le montage dual du précédent et un onduleur de courant (cf. § .B .III.1.b) dont la commutation est assurée par la charge. Le

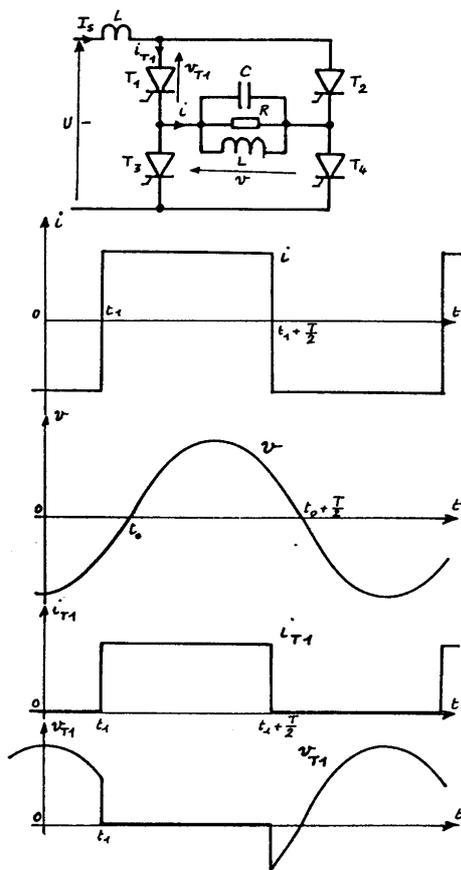


Figure .B.33

montage et le fonctionnement sont rappelés sur la figure .B.33 :

- le courant i de la charge est inversé à l'instant t_1 antérieur à l'inversion de la tension $v(t)$; les thyristors T_1 et T_4 sont alors polarisés sous tension directe :
($v_{T1} = v_{T4} = -v > 0$ avant l'instant t_1) et s'amorcent spontanément, bloquant T_2 et T_3 car :
($v_{T2} = v_{T3} = v < 0$ à l'instant où T_1 et T_4 s'enclenchent)
- la tension v s'inverse à l'instant t_0 ; T_2 et T_3 se trouvent alors polarisés par la tension v positive (dans notre cas de figure) : ils restent bloqués si la durée $t_0 - t_1$ est supérieure à leur temps de blocage.

La condition de fonctionnement d'un tel onduleur est donc aussi : onde fondamentale du courant $i(t)$ en avance sur la tension $v(t)$ aux bornes de la charge, c'est-à-dire circuit

capacitif (aux fréquences de travail de l'onduleur) ; d'où :

$$\frac{L\omega}{1 - LC\omega^2} < 0 \quad \text{soit} \quad 1 - LC\omega^2 < 0 .$$

Donc :

$$\omega > \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{ou} \quad f > f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} .$$

L'onduleur parallèle fonctionne donc à des fréquences supérieures

à celle de la résonance du circuit. La fréquence dépend de l'avance $t_0 - t_1$ qu'ont les signaux d'amorçage des thyristors sur la tension aux bornes du circuit.

On peut imaginer d'autres montages utilisant le même principe (montage en demi-pont de la figure .B.23, en supprimant le circuit de commutation). Les performances de ces onduleurs sont identiques à celles établies pour les commutateurs de courant (§ .B .III.1.b).

L'amorçage d'un onduleur parallèle suppose un courant circulant dans le circuit oscillant de charge (puisque c'est la charge du condensateur qui assure la commutation des thyristors) ; il faudra donc en général prévoir un dispositif (décharge d'un condensateur chargé au préalable) injectant de l'énergie dans la charge avant la mise en route de l'onduleur.

c. Onduleur à injection de courant

Le principe de ce type de dispositif est indiqué par la figure .B.34. Un circuit oscillant parallèle reçoit périodiquement des impulsions de courant apportant l'énergie dissipée dans la charge au cours de la période.

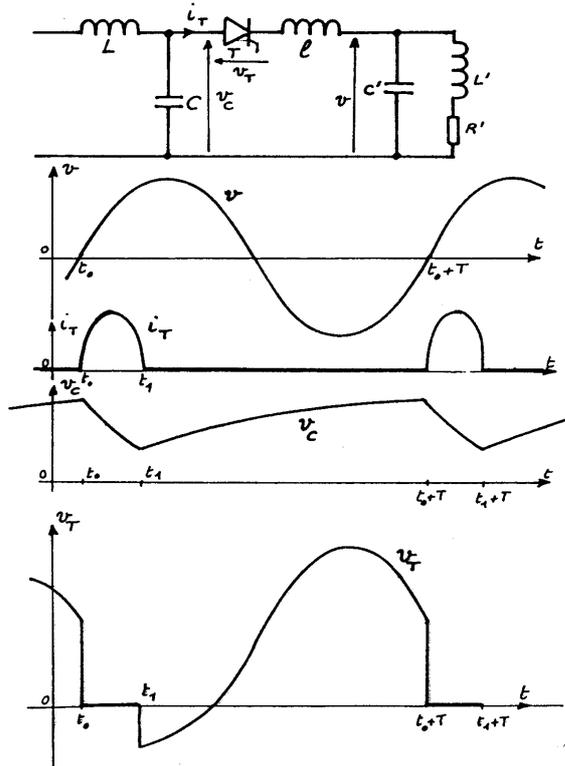


Figure .B.34

Ces impulsions sont commandées par l'inversion de la tension (dans le sens croissant, dans notre cas de figure) aux bornes de la charge ; elles proviennent de la décharge d'un condensateur C, décharge provoquée par l'enclenchement d'un thyristor T ; les bobines servent à limiter l'intensité des courants de charge (L) et de décharge (l).

La figure .B.34 indique aussi l'évolution de la tension v_C aux bornes du condensateur et de celle, v_T , aux bornes du thyristor ; on voit en particulier que cette der-

GRADATEURS ET CYCLOCONVERTISSEURS

nière, qui s'exprime, lorsque T est bloqué :

$$v_T = v_C - v$$

prend une valeur maximale voisine de la somme des valeurs maximales de v_C et de v .

.B.III.4 APPLICATIONS DES ONDULEURS

Nous pouvons citer quelques domaines d'applications :

- productions de fréquences moyennes (de quelques kilohertz à quelques dizaines de kHz) : soudage, chauffage par induction, ozoneurs ;
- alimentations alternatives de secours fonctionnant sur batteries d'accumulateurs ;
- alimentation des moteurs à courant alternatif à fréquence variable (on peut en particulier réaliser un moteur synchrone auto-piloté : la commande des interrupteurs statiques de l'onduleur est pilotée par un capteur de position de la roue polaire).

.C. Onduleur non autonome

.C.1 PRINCIPE DU FONCTIONNEMENT

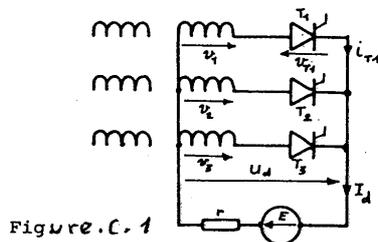
On a établi au cours du chapitre précédent qu'un montage redresseur tout thyristors permet de réaliser, lors d'un fonctionnement à débit de courant ininterrompu, une tension de sortie $u_d(t)$ dont la valeur moyenne s'exprime :

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

(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_{dia} , à condition que le montage redresseur continue à débiter un courant $i_d(t)$ ininterrompu et positif (la convention de signe présidant à la mesure de i_d est liée au sens du courant direct des thyristors).

Les conditions d'un tel fonctionnement (U_{dia} 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.1 montre le principe



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 :

$$I_d = \frac{U_{dia} + E}{r} = \frac{U_{dio} \cdot \cos \alpha + E}{r}$$

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

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

$U_{di\alpha}$ 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 :

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

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).

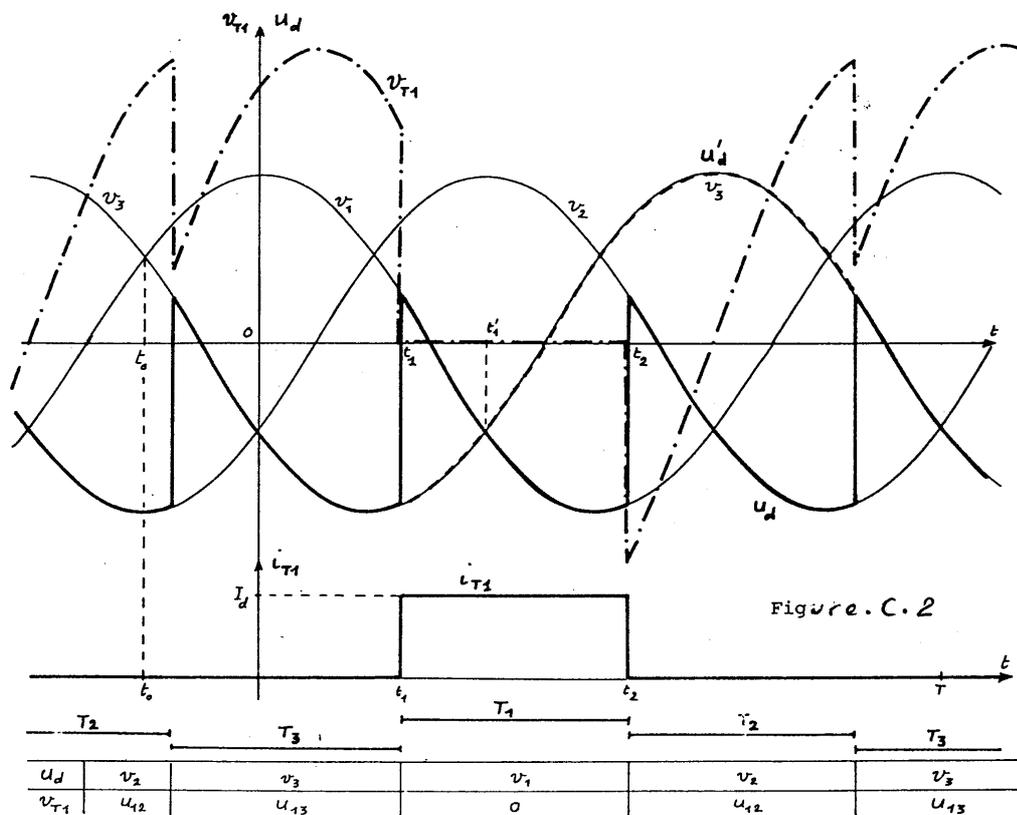
Exemples d'utilisation :

- 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 . 2 PROBLÈMES PARTICULIERS DE L'ONDULEUR ASSISTÉ

La figure . C . 2 indique l'allure des tensions et courants obtenus au moyen du montage étudié en exemple (figure . C . 1). Elle permet d'analyser le fonctionnement en onduleur et met en évidence deux contraintes :

- les thyristors doivent supporter à l'état bloqué une tension directe, due au montage, prenant la valeur maximale (*redressement commandé*). 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

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

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 fig. que si l'instant t_1 de commande de T_1 est trop voisin de t'_1 ($t'_1 = t_o + \frac{T}{2}$ 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.

.D.

Gradateurs et cycloconvertisseurs

Ces convertisseurs produisent des tensions et des courants alternatifs à partir d'une alimentation alternative. Ce sont des gradateurs s'ils ne modifient pas la fréquence des tensions, des cycloconvertisseurs si la fréquence des grandeurs de sortie diffère de celle de l'alimentation.

.D.1 INTERRUPTEURS STATIQUES

Les composants électroniques permettent de réaliser des interrupteurs bidirectionnels statiques. Deux thyristors disposés tête-bêche (figure .D.1.a) ou un triac (figure .D.1.b) constituent de tels dispositifs.

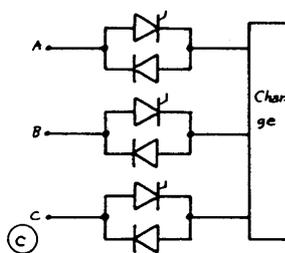
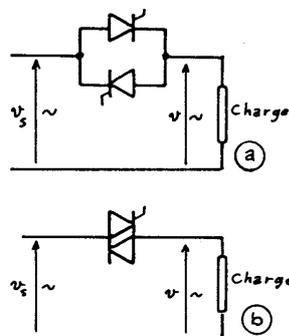


Figure .D.1

S'ils reçoivent des impulsions de commande dès qu'ils sont polarisés en direct, l'interrupteur est toujours fermé ; si on supprime les signaux de commande, l'interrupteur s'ouvre après extinction du courant dans les derniers composants amorcés.

On peut réaliser la même fonction en triphasé au moyen du montage de la figure .D.1.c (il suffit alors d'un thyristor par phase, dans le cas d'une alimentation trois fils).

Les avantages de ces matériels sur les interrupteurs électromécaniques résident dans la rapidité de fermeture et d'ouverture (ce qui permet une utilisation en séquences très brèves), dans l'absence de rebondissement et dans leur encombrement moindre. Par contre, ils supportent moins bien les surcharges ou les surtensions à l'état bloqué.

.D.2 GRADATEUR MONOPHASÉ

Un gradateur est un interrupteur statique utilisé pour "découper" la tension alternative d'une source. La figure D.2 montre un gradateur monophasé placé entre une source de tension sinusoïdale et une charge (R-L).

Les thyristors reçoivent des signaux d'amorçage retardés de $\frac{\alpha}{\omega}$ sur les débuts des alternances de la tension sinusoïdale v_s .

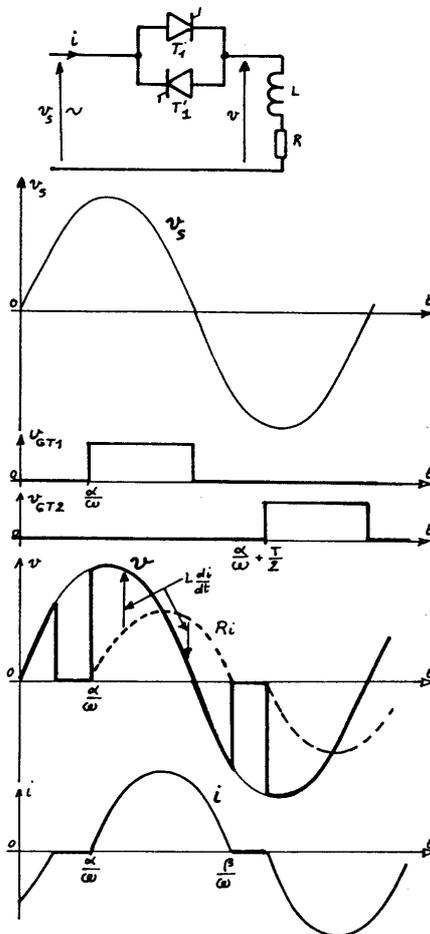


Figure D.2

Le fonctionnement du convertisseur est analysé sur les courbes de la figure D.2 :

- la tension d'alimentation v_s étant de la forme (du fait du choix de l'origine des temps) :

$$v_s = V\sqrt{2} \cdot \sin \omega t$$

- le thyristor T_1 reçoit une impulsion de commande à l'instant $\frac{\alpha}{\omega}$ (soit avec un retard angulaire α sur l'amorçage "naturel") ; T_1 est alors polarisé en direct (si T_1 est bloqué) et s'amorce ; alors :

$$v_s = V\sqrt{2} \cdot \sin \omega t = v = R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt}$$

La résolution de cette équation conduit à une expression de $i(t)$ comprenant la solution en régime permanent :

$$i_p = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \cdot \sin(\omega t - \phi) \text{ où}$$

$$Z = R + jL\omega = Z \cdot e^{j\phi}$$

et un terme transitoire de la forme :

$$i_t = I_t \cdot e^{-\frac{1}{L} \cdot Rt} = I_t \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \text{ où } \tau = \frac{L}{R}$$

Les conditions initiales ($i = 0$ pour $t = \frac{\alpha}{\omega}$) permettent d'établir la valeur de la constante d'intégration I_t :

$$I_t = -\frac{V\sqrt{2}}{Z} \cdot e^{\left(\frac{\alpha R}{L\omega}\right)} \sin(\alpha - \phi)$$

D'où :

$$i = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \cdot (\sin(\omega t - \phi) - \exp\left(\frac{\alpha R}{L\omega} - \frac{R}{L} \cdot t\right) \cdot \sin(\alpha - \phi))$$

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

L'allure de $i(t)$ a été représentée sur la figure .D.2. L'intensité i s'annule (et le thyristor T_1 se bloque) à une date $\frac{\beta}{\omega}$ (c'est-à-dire avec un retard angulaire α sur le début de l'alternance positive) telle que :

$$\sin(\beta - \phi) = \exp\left(\frac{\alpha R}{L\omega} - \frac{\beta R}{L\omega}\right) \cdot \sin(\alpha - \phi) .$$

Deux cas se présentent alors :

- a. le retard α est supérieur au déphasage ϕ de la charge : $\alpha > \phi$
alors : $\sin(\alpha - \phi) > 0$ et le retard β à l'extinction est tel que :
 $\sin(\beta - \phi) > 0$, soit : $\beta - \phi < \pi$

d'où : $\beta < \pi + \phi < \pi + \alpha$

et le thyristor T_1 se bloque (avec un retard β) avant que T_2 reçoive (avec un retard $(\alpha + \pi)$) une impulsion de commande ; les deux thyristors sont bloqués entre les instants $\frac{\beta}{\omega}$ et $\frac{\alpha + \pi}{\omega} = \frac{\alpha}{\omega} + \frac{T}{2}$; la tension v est alors nulle.

Les courbes de la figure .D.2 ont été établies dans ce cas de figure.

- b. le retard α est inférieur au déphasage ϕ ; alors : $\sin(\alpha - \phi) < 0$
et le retard β à l'extinction est tel que : $\sin(\beta - \phi) < 0$;

d'où : $\beta - \phi > \pi$ et $\beta > \pi + \phi > \pi - \alpha$

T_1 se bloque (à l'instant $\frac{\beta}{\omega}$) après que T_2 a reçu le signal d'amorçage (instant $\frac{\alpha + \pi}{\omega} = \frac{\alpha}{\omega} + \frac{T}{2}$). Si le signal de commande se résume à une seule impulsion, T_2 ne s'amorce pas, T_1 sera réenclenché à l'alternance positive suivante et on réalise une tension redressée. Pour produire une tension alternative, il faut commander l'amorçage des thyristors par des signaux larges (ou des peignes d'impulsions) susceptibles de provoquer l'enclenchement dès que les conditions sont réunies (thyristor sous tension directe positive).

L'analyse plus qualitative des courbes de la figure .D.2 montre que :

- la tension v le courant de charge i sont toujours des grandeurs périodiques de période T (celle des tensions d'alimentation) mais ne sont plus des fonctions sinusoïdales du temps ; on peut donc décomposer chacune d'elles en un terme fondamental (de fréquence $f = \frac{1}{T}$) auquel sont superposées des composantes harmoniques de fréquences multiples ;
- les valeurs efficaces des termes des décompositions harmoniques évoquées ci-dessus sont fonctions du retard α à la commande de

GRADATEURS ET CYCLOCONVERTISSEURS

de l'interrupteur ; on conçoit aisément que les valeurs efficaces des tension et courant fondamentaux diminuent lorsque la valeur du retard augmente ; d'où l'emploi du gradateur pour moduler la valeur efficace de la tension appliquée à une charge (fonction remplie auparavant par le régulateur d'induction, l'autotransformateur ou l'amplificateur magnétique).

D.3 GRADATEURS TRIPHASÉS

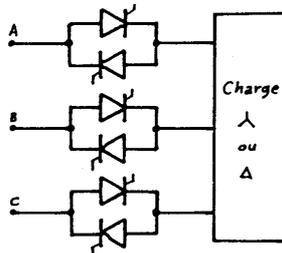


Figure D.3

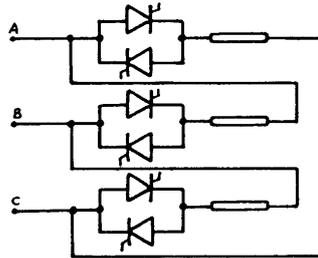


Figure D.4

On peut réaliser en triphasé le même "découpage" des tensions d'alimentation qu'en monophasé, à condition de déclencher les commandes des différents interrupteurs statiques dans

le même ordre et du même angle que les tensions simples découpées par chacun d'eux.

Les figure D.3 et Fig.D.4 indiquent deux des types de gradateurs triphasés réalisés : les interrupteurs statiques peuvent être disposés entre source et récepteur (montage de la figure D.3) ou en série avec chaque élément du récepteur (figure D.4 dans le cas d'un récepteur en triangle).

L'étude complète du fonctionnement d'un gradateur triphasé sur

charge quelconque dépasse l'ambition de ce cours ; on retiendra que, comme son homologue monophasé, il permet de moduler les tensions appliquées à la charge et introduit des composantes harmoniques de fréquences $n.f$ (n entier) de tension et de courant.

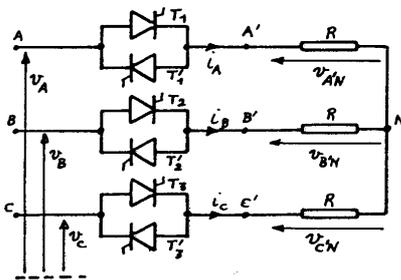


Figure D.5

L'allure des tensions produites par un tel convertisseur sera établie dans le cas simple du montage de la figure D.5 ; la charge est

CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES

constituée par trois résistances égales disposées en étoile sans fil neutre, ce qui implique : $i_A + i_B + i_C = 0$

et :

$$v_{AN} + v_{BN} + v_{CN} = R \cdot (i_A + i_B + i_C) = 0 .$$

Les courbes de la figure .D.6 donnent l'allure de la tension simple

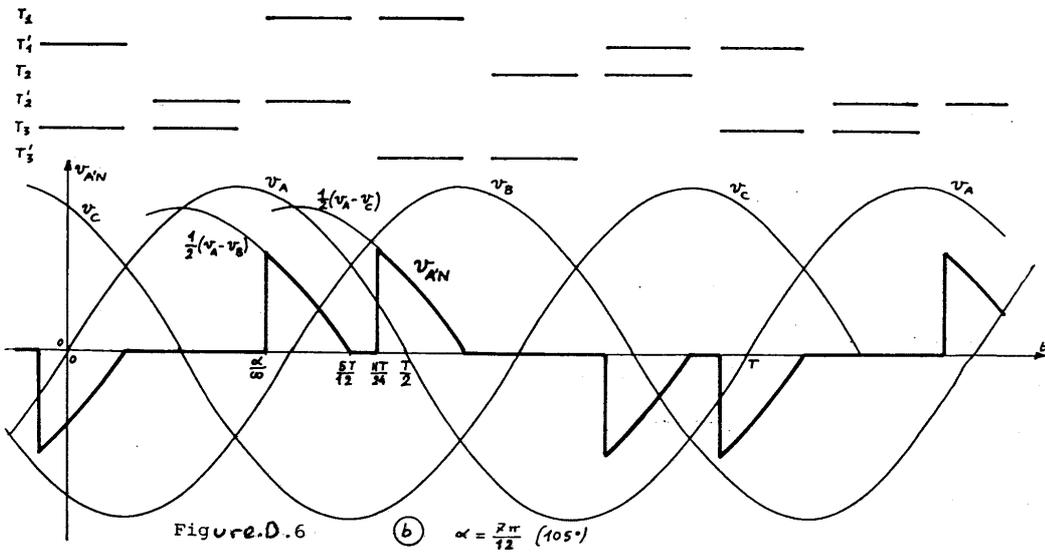
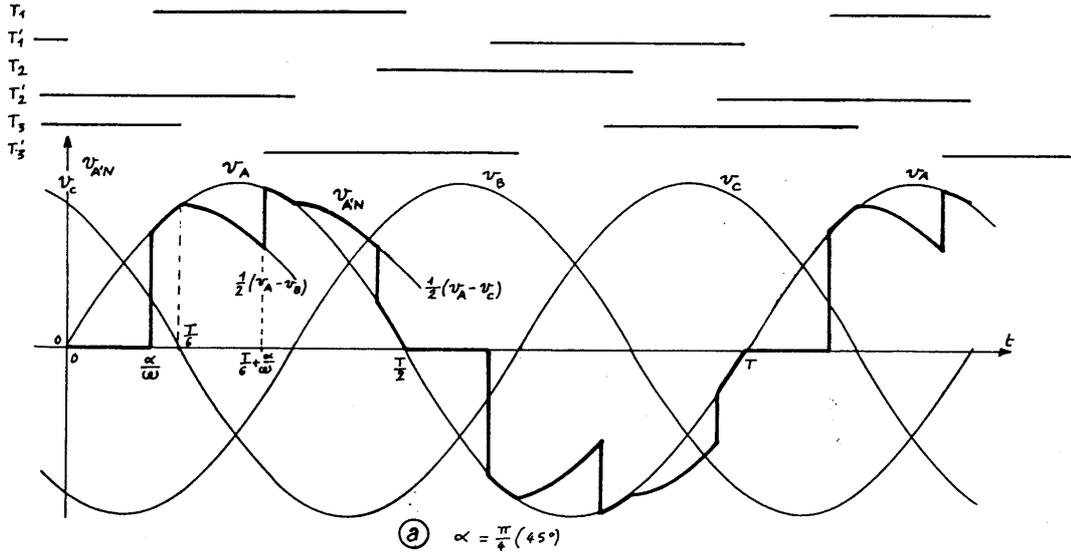


Figure.D.6

$v_{A,N}$ aux bornes d'un élément de la charge dans deux cas de fonctionnement :

figure .D .6.a : retard à la fermeture $\alpha = \frac{\pi}{4} (45^\circ)$

figure .D .6.b = retard $\alpha = \frac{7\pi}{12} (105^\circ)$.

GRADATEURS ET CYCLOCONVERTISSEURS

L'analyse de ces fonctionnements se résume ainsi :

- chaque thyristor est commandé avec un retard $\frac{\alpha}{\omega}$ sur son amorçage naturel (tension positive de l'alternance qu'il peut appliquer à la charge) et s'éteint lorsque le courant qui le traverse s'annule ;
- lorsqu'il y a trois thyristors simultanément enclenchés (T_1 , T_2 et T_3 entre les instants $\frac{\alpha}{\omega}$ et $\frac{T}{6}$, dans le cas où $\alpha = \frac{\pi}{4}$), les points A et A' sont au même potentiel, de même que B et B', C et C' ; la somme des tensions $v_{A'N}$, $v_{B'N}$ et $v_{C'N}$ étant nulle (voir plus haut), le point N est un neutre artificiel et a même potentiel que celui de l'alimentation triphasée ;

d'où :

$$v_{A'N} = v_A, \quad v_{B'N} = v_B, \quad v_{C'N} = v_C$$

- lorsque deux thyristors sont simultanément enclenchés, par exemple T_1 et T_2 entre les instants $\frac{T}{6}$ et $\frac{T}{6} + \frac{\alpha}{\omega}$ (toujours dans le cas où $\alpha = \frac{\pi}{4}$), il vient :

$$v_{A'N} - v_{B'N} = v_A - v_B = 2 \cdot R \cdot i_A$$

d'où :

$$v_{A'N} = R \cdot i_A = \frac{1}{2} \cdot (v_A - v_B) = \frac{1}{2} \cdot u_{AB} \quad \text{et} \quad v_{B'N} = -v_{A'N} = -\frac{1}{2} \cdot u_{AB}$$

- chaque thyristor s'éteint lorsque la tension simple aux bornes de la branche correspondante de la charge tend à s'inverser (la charge étant purement résistante, la tension et le courant s'inversent simultanément).

On établit ainsi de proche en proche les courbes de la figure .D..6.

On remarque que, lorsque le retard α prend une valeur supérieure à $\frac{\pi}{2}$ (90°), la conduction de chaque thyristor est interrompue; la fig .6.b montre en effet que, T_1 étant enclenché, T_2 s'éteint (à l'instant $\frac{5T}{12}$) avant que T_3 reçoive le signal d'amorçage (instant $\frac{T}{6} + \frac{\alpha}{\omega} = \frac{11T}{24}$ lorsque $\alpha = \frac{7\pi}{12}$). Ce fonctionnement n'est possible que si T_1 reçoit à nouveau un signal de commande à l'instant où T_3 s'enclenche : d'où nécessité d'un signal de commande large pour chaque thyristor où d'impulsions de confirmation (à l'enclenchement de T_3 , une impulsion est aussi envoyée à T_1 pour s'assurer de son enclenchement).

On vérifie que les tensions produites par un gradateur triphasé (on n'a représenté qu'une tension par élément de charge) sont toujours périodiques et alternatives : la forme de ces tensions (et donc leur composition harmonique) dépend du retard α à la fermeture et de la nature de la charge.

.D.4 CYCLOCONVERTISSEUR

Le cycloconvertisseur est un convertisseur de fréquence ; il utilise la propriété des ponts triphasés tout thyristors de fonctionner en redresseur (tension et courant de même signe, dans la convention des générateurs) ou en onduleur (tension et courant de signes contraires).

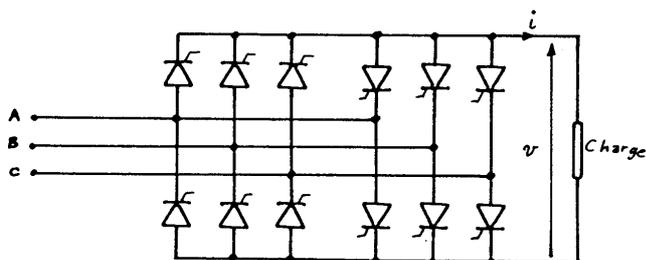


Figure.D.7

On peut construire un cycloconvertisseur à partir de deux ponts triphasés montés tête-bêche (figure.D.7). Chaque pont fournira une alternance du courant de charge. On produit une tension de sortie alternative de fréquence dif-

férente de celle des tensions d'alimentation en modulant le retard à l'enclenchement des thyristors.

La figure.D.8 donne l'allure de la tension produite aux bornes de la charge par un cycloconvertisseur monophasé.

On voit qu'il n'est possible de produire des grandeurs de sortie de forme à peu près sinusoïdale qu'à des fréquences très faibles devant celle du réseau d'alimentation.

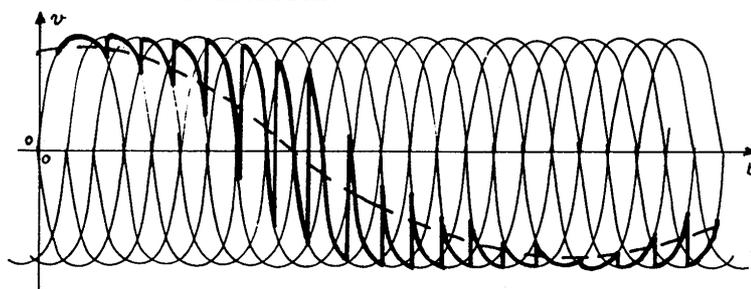


Figure.D.8

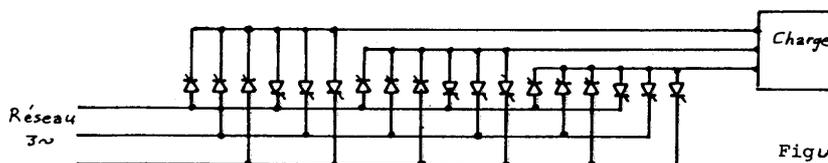


Figure.D.9

La figure.D.9 indique le montage d'un cycloconvertisseur triphasé. On peut utiliser un tel dispositif pour alimenter un moteur synchrone à très basse fréquence.

