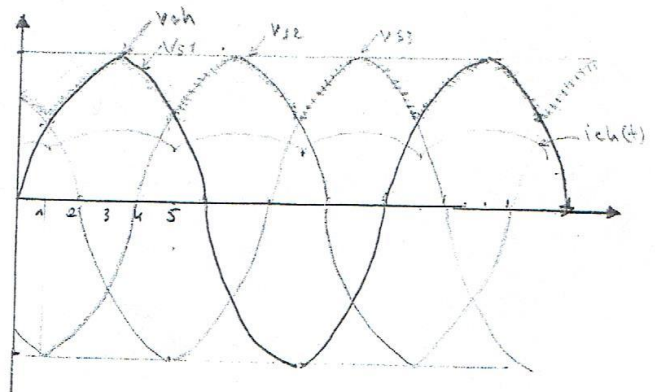
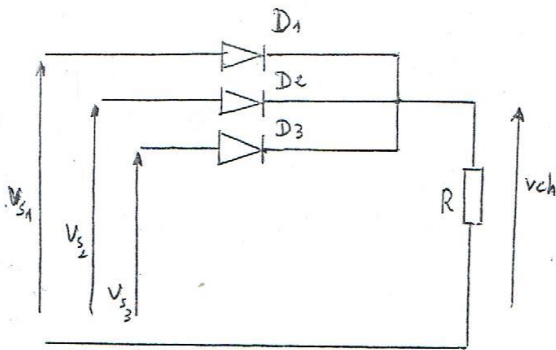


$$i_s = I_{T1} - I_{D1}$$

II - 5. Les redresseurs triphase:

a/ à l'aide des diodes (charge R):



$$v_{s1} = V_m \cdot \sin \omega t$$

$$v_{s2} = V_m \cdot \sin (\omega t - 120^\circ)$$

$$v_{s3} = V_m \cdot \sin (\omega t - 240^\circ)$$

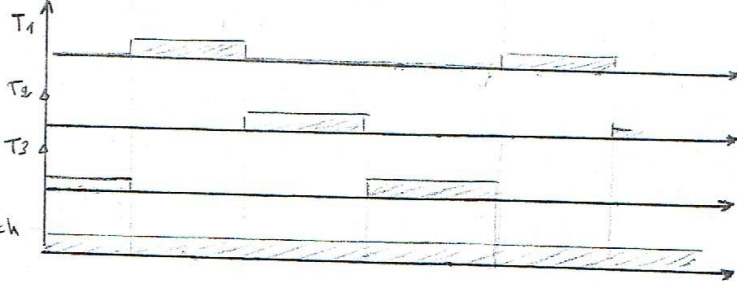
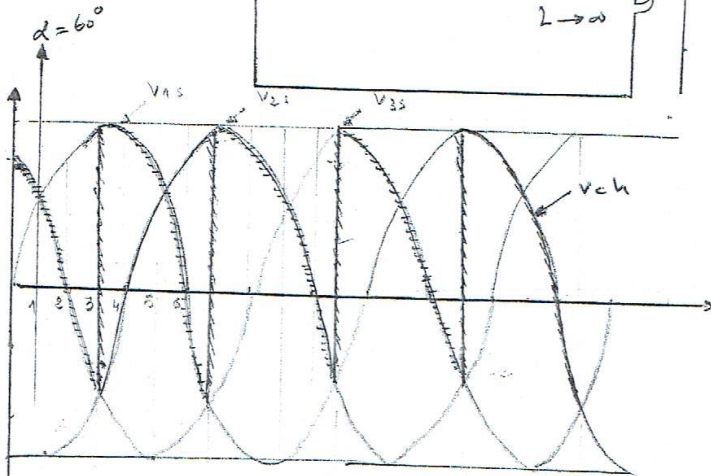
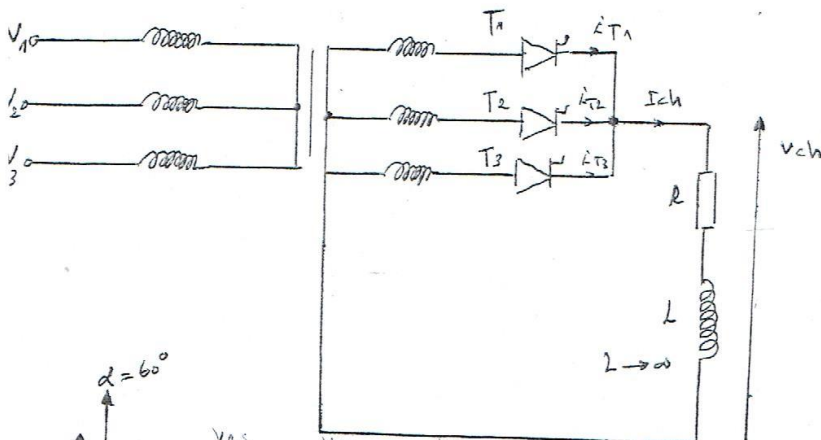
• La valeur moyenne de tension de sortie: (\bar{v}_{ch}):

$$\bar{v}_{ch} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} V_m \sin \theta \cdot d\theta$$

$$= \frac{3}{2\pi} V_m \left(\cos \frac{5\pi}{6} - \cos \frac{\pi}{6} \right) = \frac{3V_m}{2\pi} \left[-\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \right] = \frac{3V_m}{2\pi} \frac{2\sqrt{3}}{2} = \frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi}$$

$$\Rightarrow \bar{v}_{ch} = \frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi}$$

b/ à l'aide des thyristors (charge RL):



$$\begin{aligned}
 i_{s1} &= i_{T1} \\
 i_{s2} &= i_{T2} \\
 i_{s3} &= i_{T3} \\
 i_{ch} &= i_{T1} + i_{T2} + i_{T3}
 \end{aligned}$$

$\overline{v_{ch}} = ?$

$$\overline{v_{ch}} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{ch}(t) dt$$

$$\overline{v_{ch}} = \frac{3}{2\pi} V_m \int_{\alpha + \pi/6}^{5\pi/6 + \alpha} \sin \omega t \cdot \omega dt$$

$$= -\frac{3V_m}{2\pi} (\cos(\alpha + 5\pi/6) - \cos(\alpha + \pi/6))$$

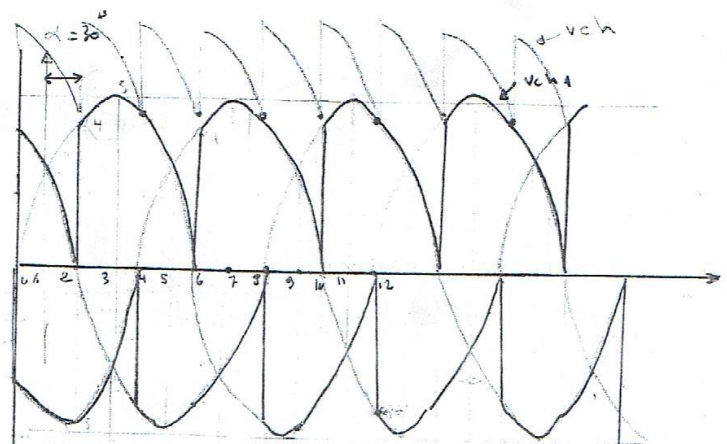
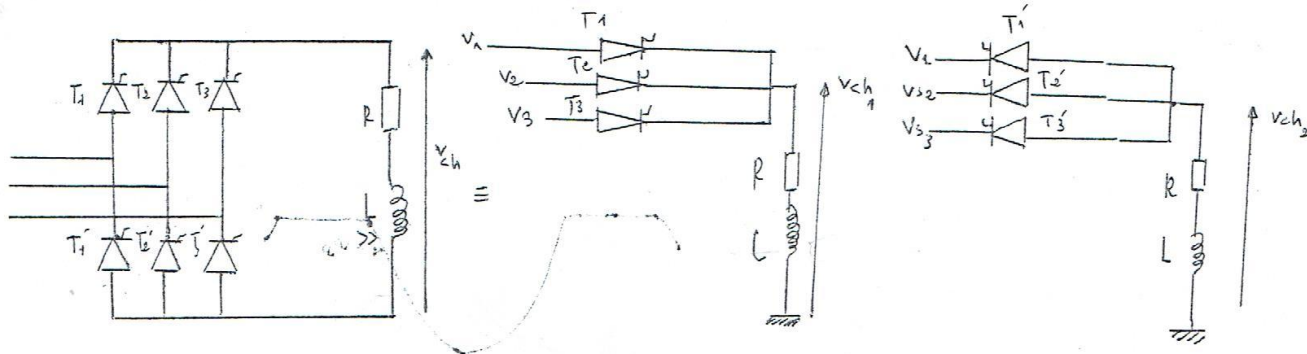
$$\cos(\alpha + 5\pi/6) = \cos \alpha \cdot \cos 5\pi/6 - \sin \alpha \cdot \sin 5\pi/6 = -\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \alpha - \frac{1}{2} \sin \alpha \rightarrow \text{a}$$

$$\cos(\alpha + \pi/6) = \cos \alpha \cdot \cos \pi/6 - \sin \alpha \cdot \sin \pi/6 = \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \alpha - \frac{1}{2} \sin \alpha \rightarrow \text{b}$$

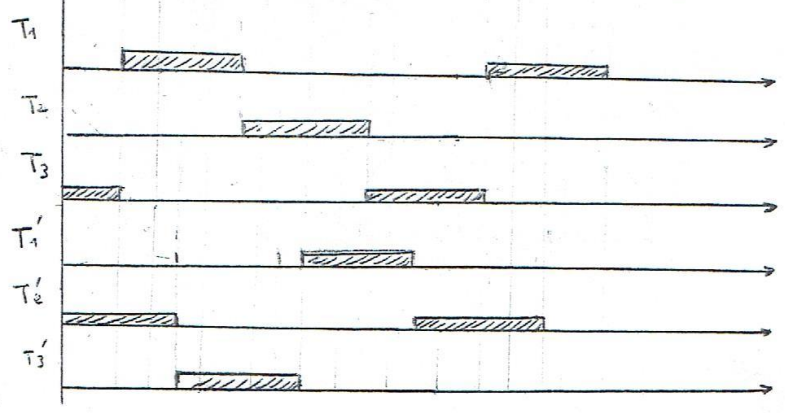
$$\text{a} - \text{b} = \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \alpha - \frac{1}{2} \sin \alpha \right) - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \alpha - \frac{1}{2} \sin \alpha \right) = -\sqrt{3} \cos \alpha$$

$$\overline{v_{ch}} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos \alpha$$

d/ en pont totalement commandé (6 thyristors):

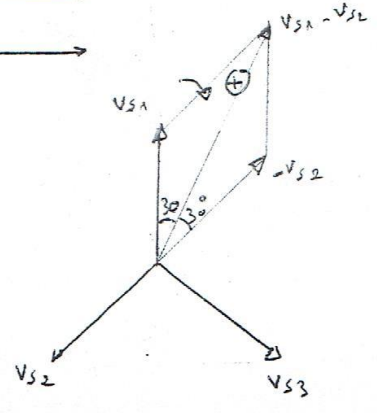


$$v_{ch} = v_{ch1} - v_{ch2}$$



$$\begin{aligned} \bar{v}_{ch} &= \frac{1}{T} \int_{\alpha + \pi/2}^{\pi} v_{ch}(t) \cdot dt \\ &= \frac{1}{2\pi/6} \int_{\alpha + \pi/6}^{\alpha + \pi/2} (V_{s1} - V_{s2}) \cdot d\theta \\ &= \frac{6}{2\pi} \int_{\alpha + \pi/6}^{\alpha + \pi/2} \sqrt{3} V_m \sin(\theta + 30) d\theta \end{aligned}$$

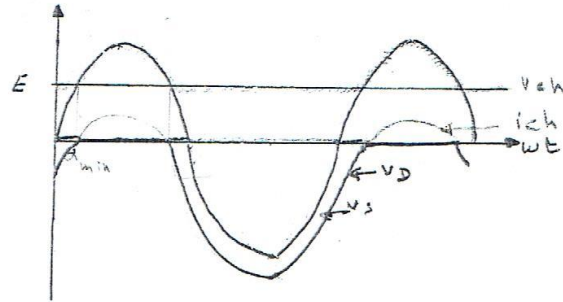
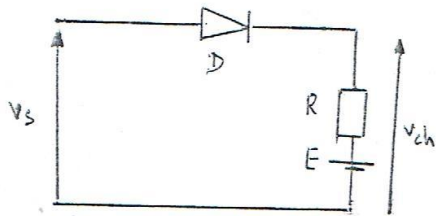
$$\bar{v}_{ch} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \int_{\alpha + \pi/6}^{\alpha + \pi/2} \sin(\theta + 30) d\theta$$



$$\begin{aligned} V_{12}^2 &= V_1^2 + V_2^2 + 2V_1V_2 \cos 60 \\ V_{12}^2 &= V_1^2 + V_2^2 + V_1V_2 \\ \Rightarrow V_{12}^2 &= 3V_1^2 \Rightarrow \boxed{V_{12} = \sqrt{3}V_1} \end{aligned}$$

II-6. Les redresseurs^{redrs} (charge R-E):

a/ mono-phasé à l'aide de diode (charge R-E):



$$(0 - \alpha_{\min}) E > V_s \Rightarrow D(\text{OFF}) \\ \Rightarrow V_{ch} = E$$

$$(\alpha_{\min} - \pi - \alpha_{\min}) V_s > E \Rightarrow D(\text{ON}) \\ \Rightarrow V_{ch} = V_s$$

$$(\pi - \alpha_{\min} \rightarrow \pi) E > V_s \Rightarrow D(\text{OFF}) \\ \Rightarrow V_{ch} = E$$

$$V_s = V_m \sin \omega t$$

l'expression du courant $i_{ch}(t)$?

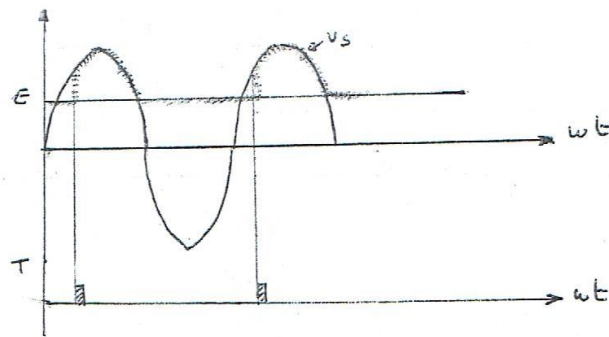
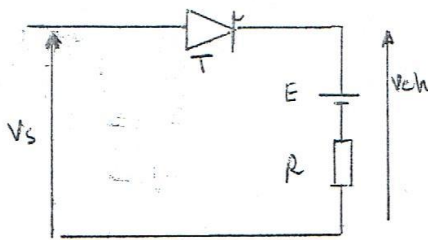
$$V_{ch} = E + R i_{ch} = V_s$$

$$\Rightarrow i_{ch}(t) = \frac{V_s - E}{R} \Rightarrow \frac{V_m \sin \omega t - E}{R} = i_{ch}(t)$$

$$E = V_m \sin \alpha_{\min} \Rightarrow \alpha_{\min} = \arcsin \frac{E}{V_m}$$

$$V_s - V_D - V_{ch} = 0 \Rightarrow V_s = V_{ch}$$

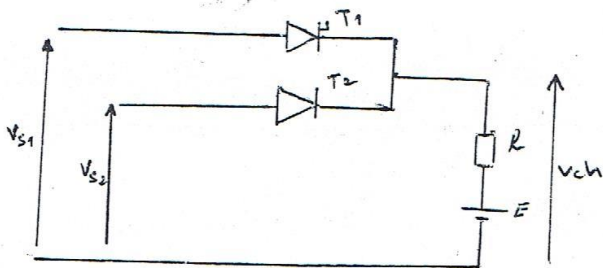
b/ mono-phasé à l'aide de thyristor (charge R-E):

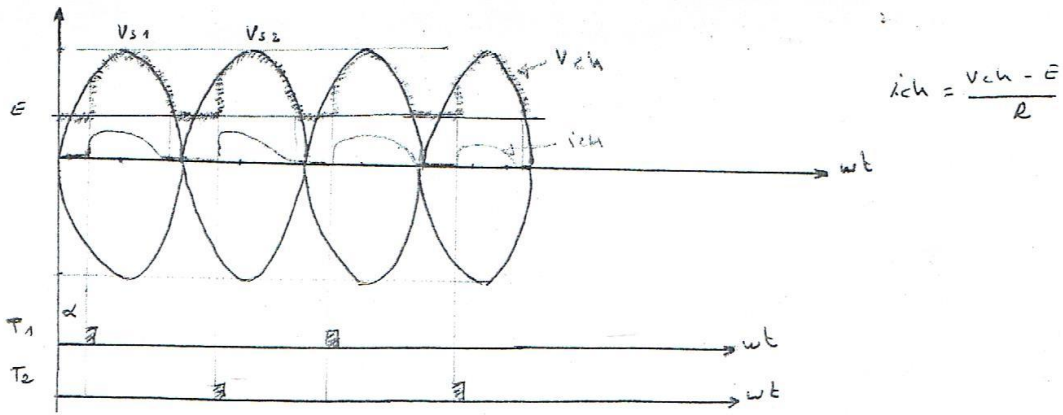


$$\alpha_{\min} = \arcsin \frac{E}{V_m}$$

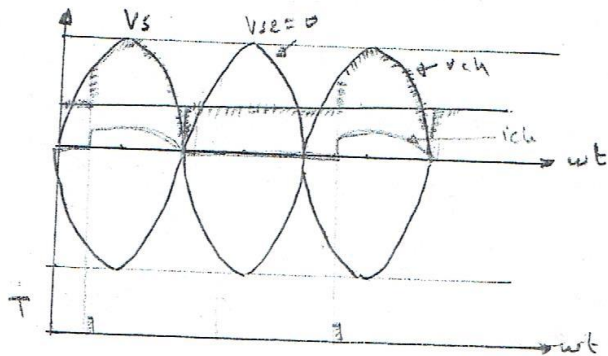
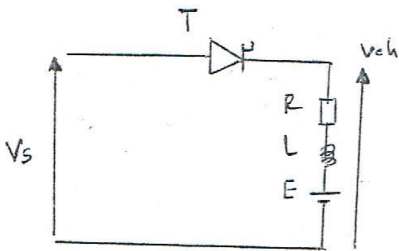
α_{\min} : l'angle minimale qui à partir d'elle on peut amorcer le thyristor.

c/ biphasé à l'aide des thyristors (charge R-E):





d/ monophasé à l'aide de thyristor (charge RLE):



• L'expression du courant $i_{ch}(t)$:

$$V_s = V_{ch} \Rightarrow V_m \sin \omega t = R i_{ch}(t) + L \frac{di_{ch}}{dt} + E$$

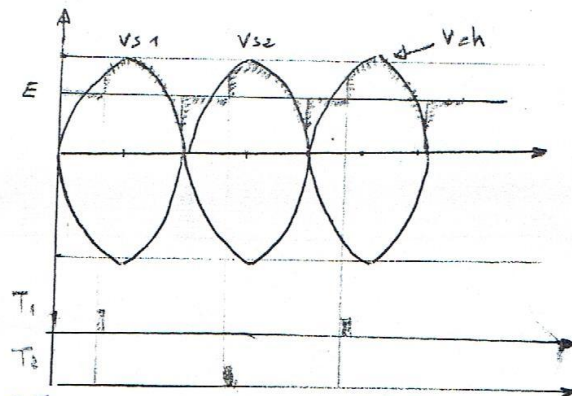
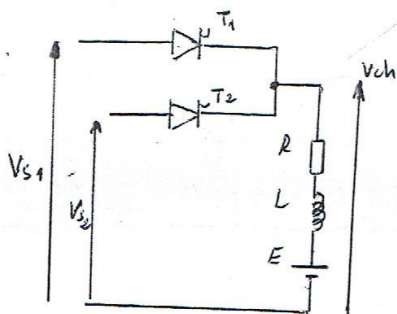
$$i_{ch}(t) = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi) + A \cdot e^{-t/\tau} - E/R$$

A? $i(t/\omega) = 0 \Rightarrow \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) + A e^{-\alpha/\omega\tau} - E/R$

$$\Rightarrow A = \frac{-V_m/Z \sin(\alpha - \varphi) + E/R}{e^{-\alpha/\omega\tau}} \Rightarrow A = \left(\frac{V_m}{Z} \sin(\varphi - \alpha) + E/R \right) \cdot e^{+\alpha/\omega\tau}$$

$$i_{ch}(t) = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi) + \left(\frac{V_m}{Z} \sin(\varphi - \alpha) + E/R \right) \cdot e^{-\alpha/\omega\tau} \cdot e^{-t/\tau} - E/R$$

e/ triphasé à l'aide des thyristors (charge RLE):



• l'expression du courant $i_{ch}(t)$:

$$i_{ch}(t) = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi) + A \cdot e^{-t/\tau} - E/R$$

$$i_{ch}(\alpha/\omega) = I_1$$

$$i_{ch}(\frac{\alpha+\pi}{\omega}) = I_1$$

$$i_{ch}(\frac{\alpha}{\omega}) = \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) + A \cdot e^{-\alpha/\omega} - E/R = I_1 \dots$$

$$i_{ch}(\frac{\alpha+\pi}{\omega}) = \frac{V_m}{Z} \sin(\pi + \alpha - \varphi) + A \cdot e^{-\frac{\pi+\alpha}{\omega}} - E/R = I_1 \dots$$

$$(1) - (2) \Rightarrow \frac{2V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) + A e^{-\alpha/\omega} (1 - e^{-\pi/\omega}) = 0$$

$$\Rightarrow A = \frac{2V_m/Z \sin(\varphi - \alpha) \cdot e^{\alpha/\omega}}{1 - e^{-\pi/\omega}}$$

$$\Rightarrow I_1 = \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) + \frac{2V_m}{Z} \frac{\sin(\varphi - \alpha) \cdot e^{\alpha/\omega}}{1 - e^{-\pi/\omega}} - \frac{E}{R}$$

$$i_{ch}(t) = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi) + \left[\frac{2V_m}{Z} \frac{\sin(\varphi - \alpha) \cdot e^{\alpha/\omega}}{1 - e^{-\pi/\omega}} \right] \cdot e^{-t/\tau} - E/R$$

Conclusion:

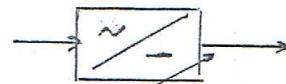
Le redressement

(conversion d'une tension v en une tension $-$)

Redressement non commandé



Redressement commandé



Utilisation:

• alimenter un récepteur en continu à partir du réseau de distribution alternatif.

• permet de faire varier la tension moyenne en sortie du pont, et donc de faire varier par exemple la vitesse du MCC.

• transport d'énergie THT.

Les inconvénients:

• Les harmoniques.

* Citer les différents interrupteurs semi-conducteurs que vous connaissez ?

- diode
- thyristor
- " GTO
- transistor

- Quelles sont les approximations que l'on fait dans l'étude des interrupteurs semi-conducteurs \Rightarrow ces convertisseurs ?

- Dans l'étude des interrupteurs semi-conducteurs, on fait les hypothèses suivantes :

- on néglige la chute de tension à l'état fermé.
- " " " le courant de fuite " " ouvert.
- " suppose que le changements d'état sont instantanés.

- L'étude réelle de montage redresseur :

Dans l'étude précédente, nous avons étudié le fonctionnement des redresseurs dans le cas idéal, c.-à.-d. en négligeant l'influence de la commutation naturelle (ou l'effet de l'impédance de l'alimentation alternative).

En effet la commutation naturelle provoque un empiètement des courants circulants dans les thyristors ; ce phénomène d'empiètement entraîne une réduction de la tension continue (redressée) appelée chute de tension inductives.

- Conditions pour l'étude du phénomène d'empiètement :

Pour l'étude de ce phénomène, on prend en compte les suppositions suivantes :

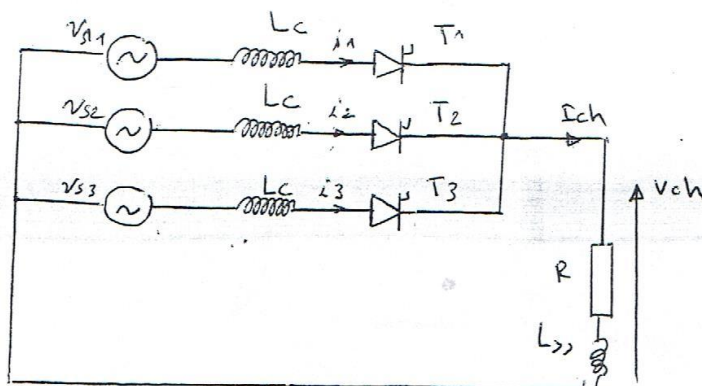
- L'inductance "L" de la charge $L \rightarrow \infty$ (courant continu bien lisse).
- L'inductance "Lc" dans le circuit de commutation est finie $L_c > 0$.

Avec : L'inductance L_c est la résultante de toutes les inductances :

$$L_c = L_{\text{ligne}} + L_{\text{transf}} + L_{cc} + \dots$$

- Exemple :

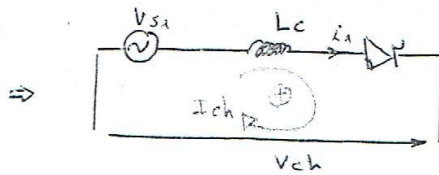
Soit un montage redresseur triphasé simple alternance :



• T_1 conducteur, T_2 bloqué

$$i_{ch} = i_1$$

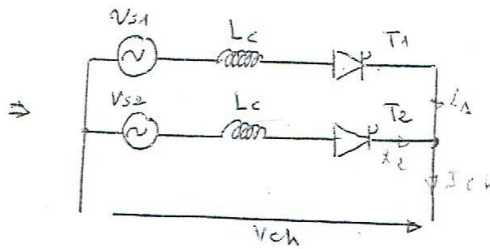
$$v_{ch} = v_{s1}$$



• La commutation de T_1 à T_2

$$i_1 \downarrow, i_2 \uparrow \Rightarrow i_{ch} = i_1 + i_2$$

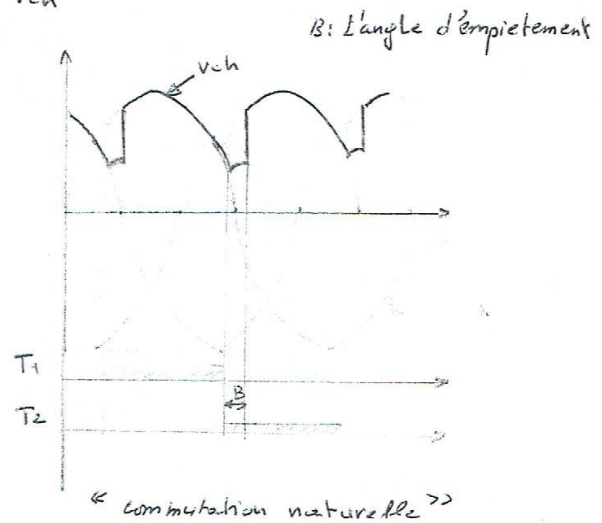
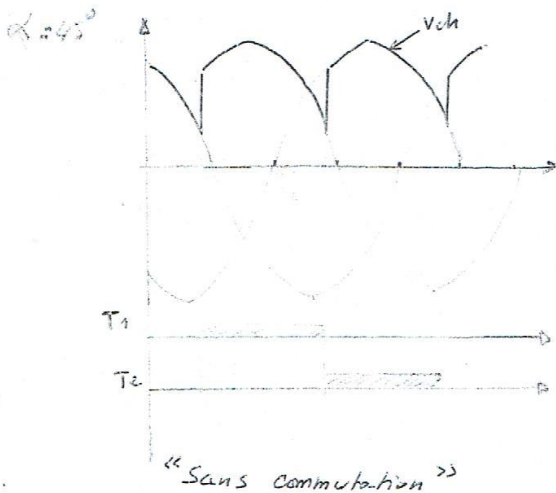
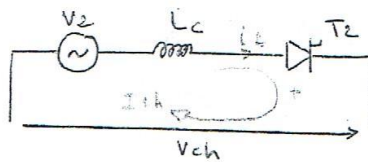
$$v_{ch} = ?$$



• T_2 conducteur, T_1 bloqué

$$i_{ch} = i_2$$

$$v_{ch} = v_{s2}$$



- pendant la commutation (L'empietement) on'a :

$$v_{ch} = v_{s1} - L \frac{di_1}{dt} \quad \text{--- (1)}$$

$$v_{ch} = v_{s2} - L \frac{di_2}{dt} \quad \text{--- (2)}$$

avec: $i_1 + i_2 = i_{ch}$ ($i_{ch} = \text{cte}$)

$$\frac{d(i_1 + i_2)}{dt} = \frac{d(i_{ch})}{dt} \Rightarrow \frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} = 0$$

$$(1) + (2) \Rightarrow 2v_{ch} = v_{s1} + v_{s2} - L \frac{di_1}{dt} - L \frac{di_2}{dt}$$

$$\Rightarrow 2v_{ch} = v_{s1} + v_{s2} - L \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \right)$$

$$\Rightarrow v_{ch} = \frac{v_{s1} + v_{s2}}{2}$$

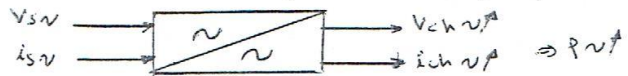
chapitre 3: Les gradateurs

Les convertisseurs Ac-Ac

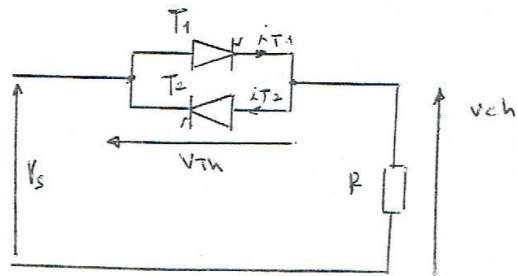
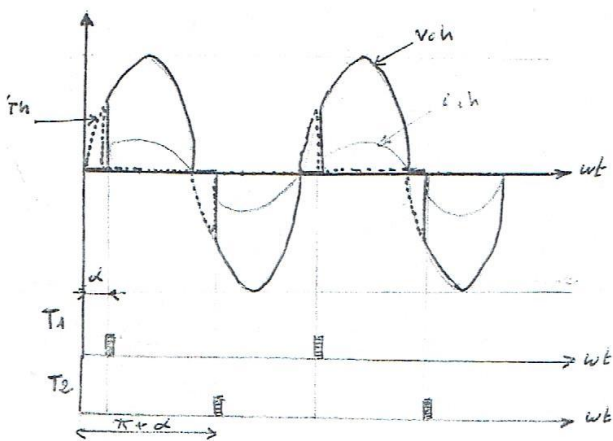
I. Introduction:

Les gradateurs (ou Les variateurs du courant alternatif), se sont des convertisseurs un courant alternatif produisant des tensions et des courants alternatifs à partir d'une alimentation alternatif à conditions qu'ils ne modifient pas la fréquence.

II. Les gradateurs monophasés:



III. 2.1. charge ohmique (R):



$$v_s = V_m \sin \omega t$$

• L'expression du courant de charge pendant la phase de conduction de T_1 ou T_2 :

$$i_{ch} = \frac{v_{ch}}{R}$$

$$\text{car } i_{ch}(t) = \frac{V_m}{R} \sin \omega t \quad \begin{cases} \alpha < \omega t < \pi \\ \pi + \alpha < \omega t < 2\pi \end{cases}$$

• La puissance dissipée dans la charge: $P = R \cdot i_{ch,eff}^2$

$$i_{ch,eff}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{V_m}{R} \right)^2 \cdot \sin^2 \theta \cdot d\theta$$

$$\Rightarrow P = \frac{V_m^2}{2R} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)$$

2^e méthode: $P = \frac{v_{ch,eff}^2}{R}$

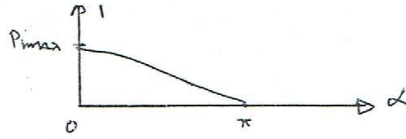
$$v_{ch,eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T v_{ch}^2(t) \cdot dt = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \sin^2 \theta \cdot d\theta + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} V_m^2 \sin^2 \theta \cdot d\theta \right]$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \sin^2 \theta \cdot d\theta \quad \text{avec: } \sin^2 \theta = \frac{1 - \cos 2\theta}{2}$$

$$v_{ch,eff}^2 = \frac{V_m^2}{\pi} \cdot \frac{1}{2} \left[\theta - \frac{1}{2} \sin 2\theta \right]_{\alpha}^{\pi} = \frac{V_m^2}{2\pi} \left[\pi - \alpha \right] + \frac{V_m^2}{2\pi} \left[+\frac{1}{2} \sin 2\alpha \right]$$

$$v_{ch,eff}^2 = \frac{V_m^2}{2} \left[1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha \right] \Rightarrow P = \frac{V_m^2}{2R} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha \right)$$

$$\Rightarrow P_{\max} = \frac{V_m^2}{2R}$$



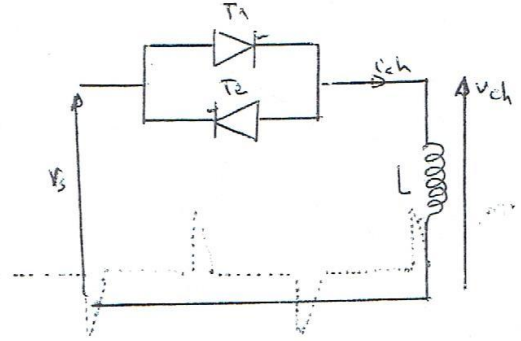
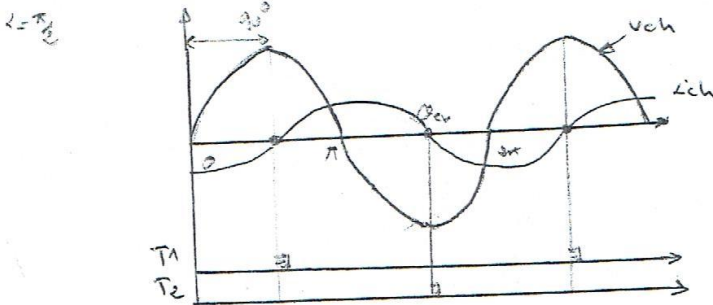
On remarque que :

$$\alpha = \pi \Rightarrow P_{ch} = 0$$

$$\alpha = 0 \Rightarrow P_{ch} = \hat{P}_{ch} = \frac{V_m^2}{2R}$$

$$\Rightarrow \alpha \uparrow \Rightarrow P_{ch} \downarrow$$

III. e.2. charge purement inductive (charge L): $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$



L'expression du courant $i_{ch}(t)$ pendant la phase de conduction de T_2 :

$$i_{ch} = v_s \Rightarrow \int L \frac{di_{ch}}{dt} = V_m \sin \omega t \cdot dt$$

$$\Rightarrow i_{ch}(t) = -\frac{V_m}{\omega L} \cos \omega t + C$$

$$i_{ch}(\frac{\alpha}{\omega}) = 0 \Rightarrow i_{ch}(\frac{\alpha}{\omega}) = -\frac{V_m}{\omega L} \cos \alpha + C = 0 \Rightarrow C = \frac{V_m}{\omega L} \cos \alpha$$

$$\text{donc: } i_{ch}(t) = -\frac{V_m}{\omega L} \cos \omega t + \frac{V_m}{\omega L} \cos \alpha \Rightarrow i_{ch}(t) = \frac{V_m}{\omega L} (\cos \alpha - \cos \omega t)$$

calcul de β ($i_{ch}(\beta) = 0$)

$$i_{ch}(t) = \frac{V_m}{\omega L} (\cos \alpha - \cos \omega t)$$

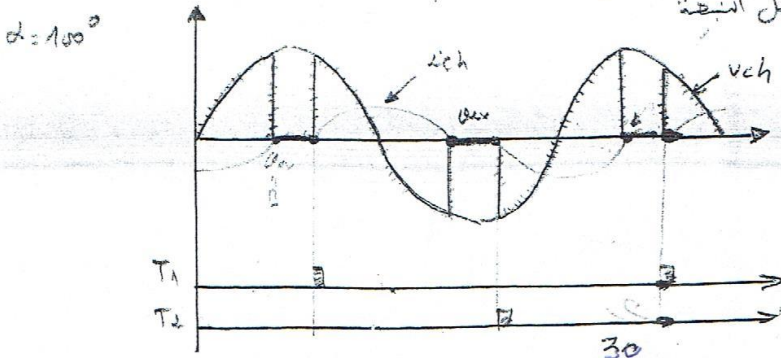
$$i_{ch}(\beta) = 0 \Rightarrow \cos \alpha - \cos \beta = 0 =$$

$$\Rightarrow \cos \alpha = \cos \beta$$

$$\Rightarrow \beta = \alpha + 2\pi \Rightarrow \beta = 2\pi - \alpha$$

$$\theta_{\text{ext}} = 2\pi - \alpha$$

$$\alpha = 90^\circ \Rightarrow \beta = 2\pi - 90$$



calcul de β par $i_{ch}(\beta) = 0$

$$i_{ch}(\frac{\alpha}{\omega}) = 0$$

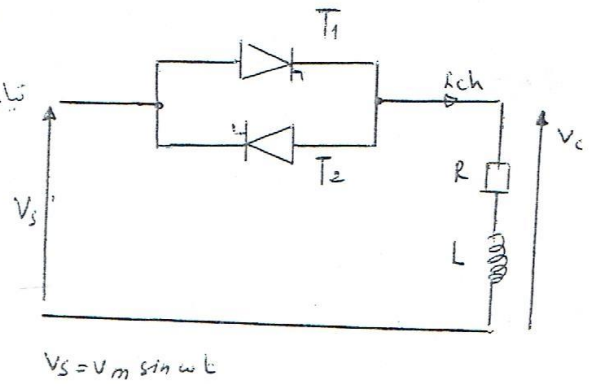
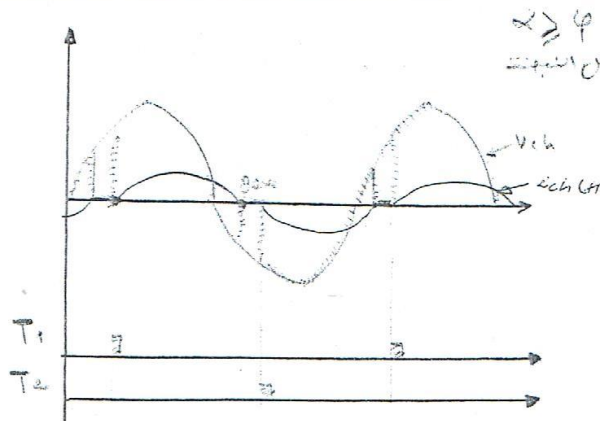
$$i_{ch}(\theta_{\text{ext}}) = 0$$

$$\theta_{\text{ext}} = 2\pi - 100$$

$$= 260^\circ$$

$$= 180 + 80$$

III.2.3 charge hémiqua et inductive; (RL):



L'expression du courant $i_{ch}(t)$ pendant la phase de conduction de T_1

$$V_s = v_{ch} \Rightarrow R i_{ch} + L \frac{di_{ch}}{dt} = V_m \sin \omega t$$

$$\Rightarrow i_{ch}(t) = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi) + A e^{-t/\tau}$$

avec: $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$, $\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}$, $\tau = L/R$

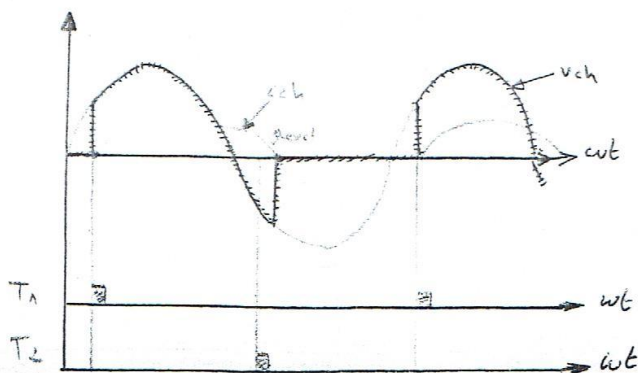
A=? $i_{ch}(\alpha/\omega) = 0 \Rightarrow \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) + A e^{-\alpha/\omega} = 0$

$$\Rightarrow A = -\frac{V_m}{Z} \cdot \sin(\alpha - \varphi) \cdot e^{\alpha/\omega}$$

donc: $i_{ch}(t) = \frac{V_m}{Z} \left[\sin(\omega t - \varphi) - e^{-t/\tau} \cdot \sin(\alpha - \varphi) \right]$

$$\Rightarrow i_{ch}(t) = \frac{V_m}{Z} \left[\sin(\omega t - \varphi) - e^{-(\omega t - \alpha)/\tau} \cdot \sin(\alpha - \varphi) \right]$$

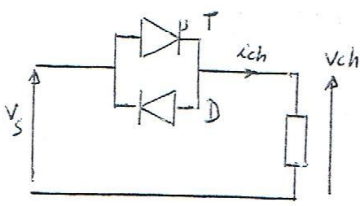
Remarque: gradateur \Leftrightarrow redresseur charge RL - monophasé. ?



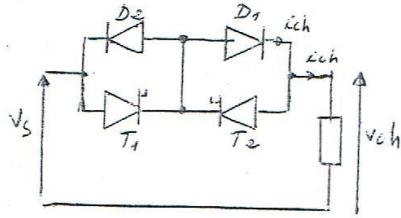
tracé d'impulsion $\Rightarrow v_{ch}$ non commutée.

III.2.4. quelques exemples des gradateurs monophasés:

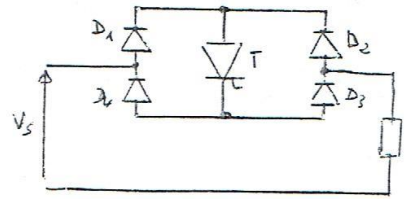
III. 2.4. Quelques exemples des gradateurs monophasés:



gradateur monophasé
Unidirectionnel



gradateur monophasé
bidirectionnel à cathode commune



gradateur monophasé bidirectionnel avec 1 seul thyristor.

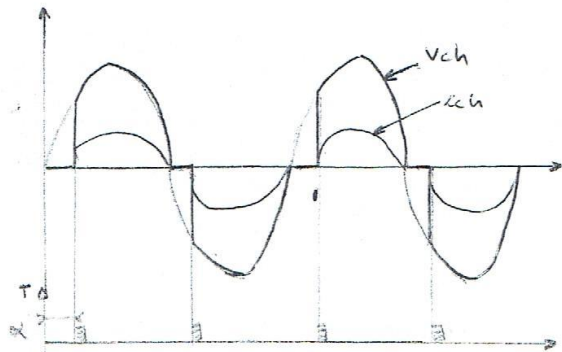
Fig 1. (Chugor)

exemple:

(Fig 1)

on donne le montage ci-contre, on le thyristor est amorcé périodiquement à chaque demi cycle avec un retard de 60° .

- Tracer les allures v_{ch} , i_{ch} ,



III - 3. Les gradateurs triphasés:

gradateurs 3~

Les gradateurs à thyristors

Y

Δ

Les gradateurs mixtes

Y

Δ

Remarque:

On'a: $V_{s1} = V_m \sin \omega t$

$V_{s2} = V_m \sin(\omega t - 120^\circ)$

$V_{s3} = V_m \sin(\omega t - 240^\circ)$

donc:

$V_{s12} = V_1 + V_2 + 2 V_1 V_2 \cos 60^\circ$

$\Rightarrow V_{s12}^2 = V_1^2 + V_2^2 + V_1^2$

$\Rightarrow V_{s12} = \sqrt{3} \angle +30^\circ$

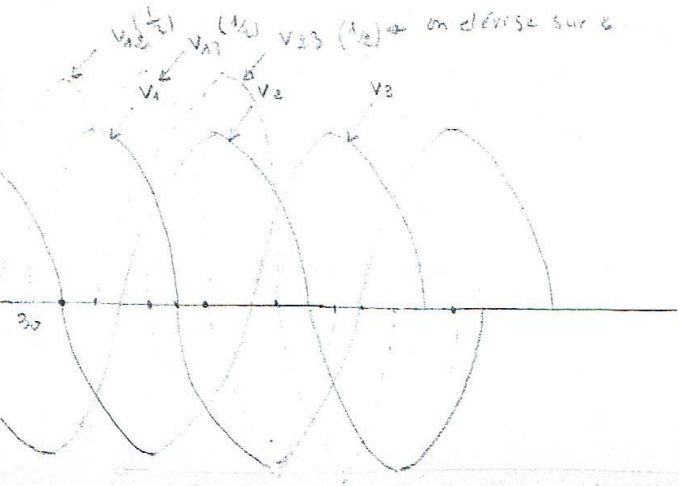
donc: $V_{s13} = \sqrt{3} \angle -30^\circ$

$V_{s23} = \sqrt{3} \angle -90^\circ$

redresseur
3~

nd
ur
v

$\frac{1}{2} V_{s12} = \frac{\sqrt{3}}{2} \angle +30^\circ$
 $\frac{1}{2} V_{s13} = \frac{\sqrt{3}}{2} \angle -30^\circ$
 $\frac{1}{2} V_{s23} = \frac{\sqrt{3}}{2} \angle -90^\circ$



Exemple:

gradateur triphasé en étoile à tout thyristors (charge R):

Il existe 3 modes de conduction:

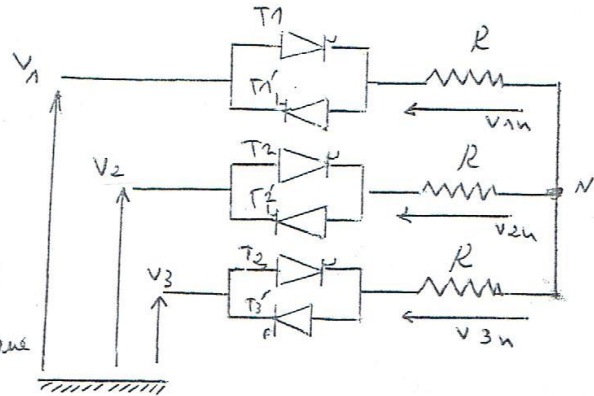
1^{er} mode $0 < \alpha < \frac{\pi}{3}$

2^{ème} mode $\frac{\pi}{3} < \alpha < \frac{\pi}{2}$

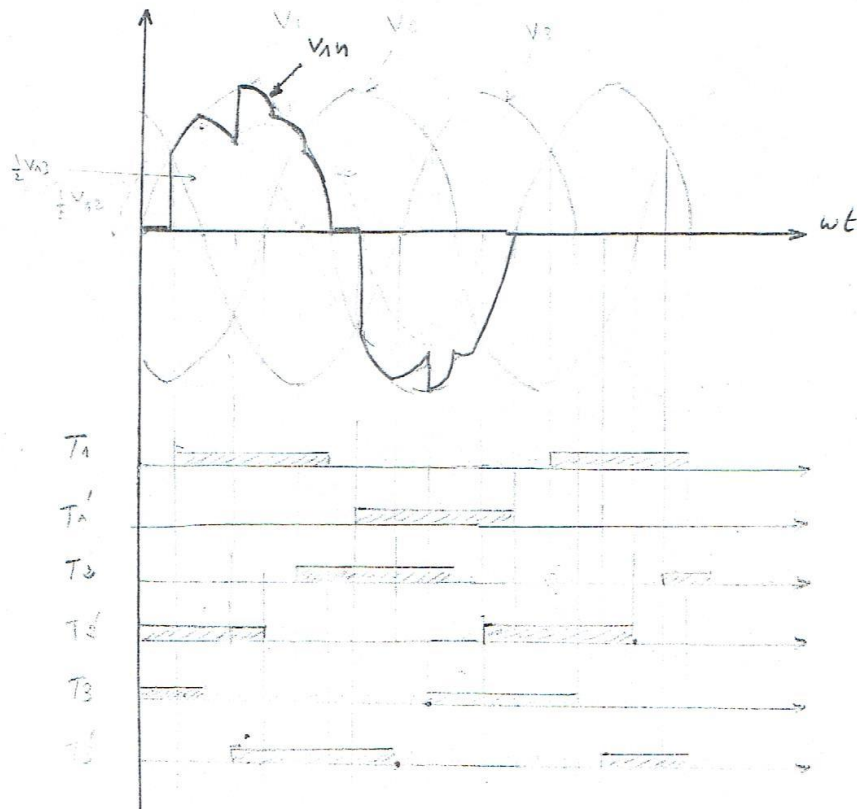
3^{ème} mode $\frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{5\pi}{6}$

L'angle d'amorçage α est mesuré

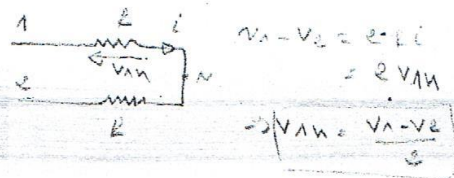
à partir de la passage par zéro de chaque tension simple.



$\alpha = 30^\circ$



- $(0 - 30) \rightarrow T_2' T_3 \Rightarrow v_{1n} = 0$
- $(30 - 60) \rightarrow T_1 T_2' T_3 \Rightarrow v_{1n} = V_1$
- $(60 - 90) \rightarrow T_1 T_2' \Rightarrow v_{1n} = \frac{1}{2}(V_1 - V_2) \Rightarrow$
- $(90 - 120) \rightarrow T_1 T_2' T_3 \Rightarrow v_{1n} = V_1$
- $(120 - 150) \rightarrow T_1 T_3' \Rightarrow v_{1n} = \frac{1}{2}(V_1 - V_3)$
- $(150 - 180) \rightarrow T_1 T_2' T_3 \Rightarrow v_{1n} = V_1$

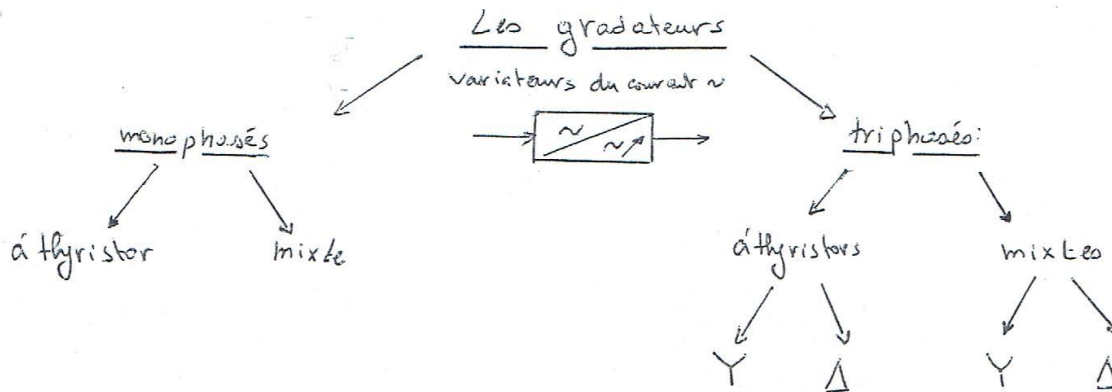


• La puissance dissipée dans la charge:

$$P = 3 R_{\text{eff}}^2$$

$$\Rightarrow P = \frac{9 V_m^2}{R \cdot \pi} \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{4} + \sin \frac{2\alpha}{8} \right)$$

Conclusion:



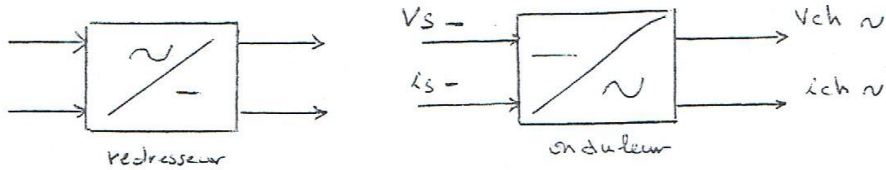
• L'utilisation:

- La variation de la vitesse du Moteur à courant alternatif
- Réglage de la température
- Réglage de l'intensité de l'éclairage.

Chapitre 4: Les Onduleurs (Les convertisseurs DC - AC)

IV.1. Introduction:

Les onduleurs permettent de produire une tension alternative à fréquence variable à partir d'une source de tension continue.



IV.2. Onduleur monophasé en demi-pont:

IV.2.1. Charge R:

Il est commandé de la manière suivante:

T_{r1} passant pour $0 \leq t < T/2$

T_{r2} passant pour $T/2 \leq t < T$

⇒

$[0 - T/2]$: T_{r1} ON, T_{r2} OFF et:

$$V_{ch} = V_{s/2}, \quad i_{ch} = V_{ch}/R$$

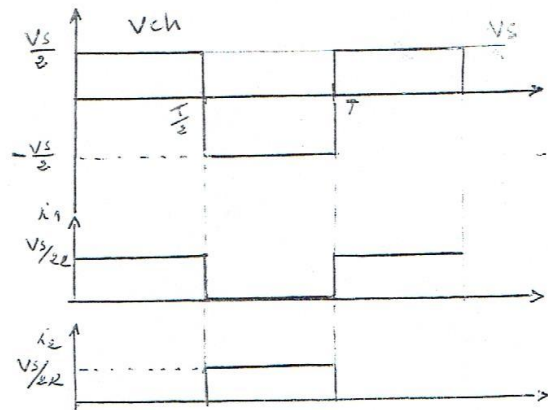
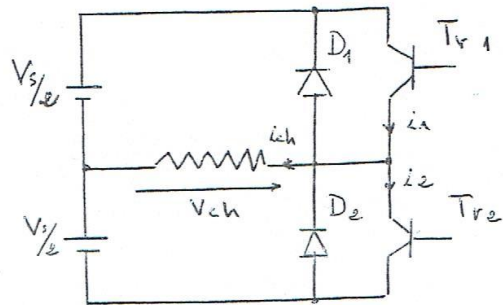
$[T/2, T]$: T_{r2} ON, T_{r1} OFF et:

$$V_{ch} = -V_{s/2}, \quad i_{ch} = \frac{V_{ch}}{R}$$

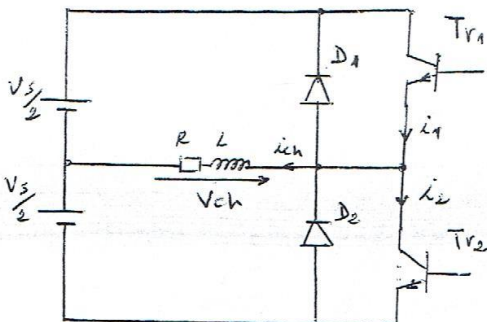
→ La valeur efficace de la tension de sortie ($V_{ch,eff}$)

$$V_{ch,eff} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \frac{V_s}{4} \cdot dt \Rightarrow V_{ch,eff} = \frac{2}{T} \cdot \frac{V_s}{4} \cdot \left(\frac{T}{2}\right)$$

$$\Rightarrow V_{ch,eff} = \frac{V_s}{2}$$

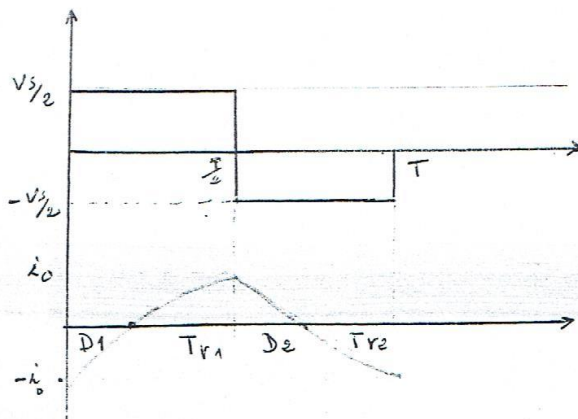


IV.2.2. Charge RL:



$(0 - T/2) \Rightarrow T_{r1}$ ON, T_{r2} OFF

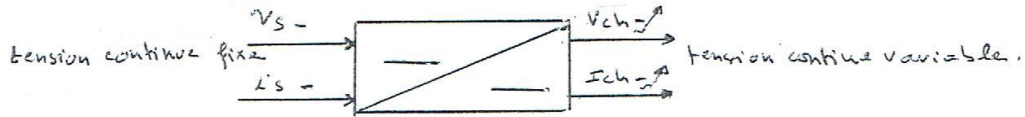
$(T/2 - T) \Rightarrow T_{r1}$ OFF, T_{r2} ON



Chapitre 5: Les hacheurs
"Les convertisseurs DC-DC"

V.1. Introduction:

Dans plusieurs applications industriels, il est nécessaire de convertir une tension continue d'amplitude fixe à une tension variable en utilisant les hacheurs.

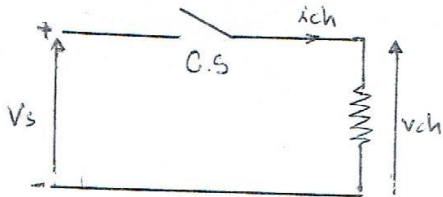


V.2. Les hacheurs

- hacheurs à base des transistors:
 - éleveur (hacheur parallèle)
 - abaisseur (hacheur série)
- Les hacheurs à commutation forcée.

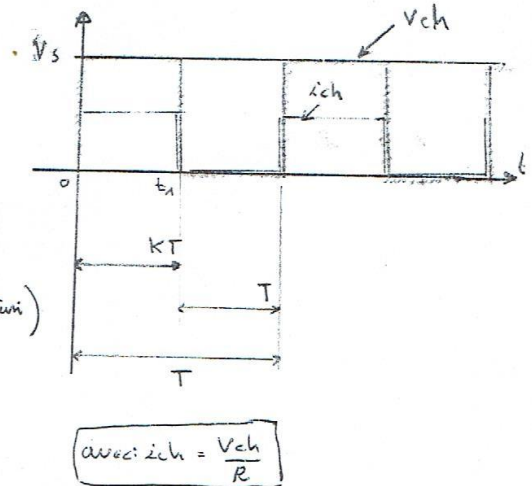
V.2.1. hacheur série (Dévolteur ou abaisseur):

V.2.1.a. charge R:



C.S. Le contacteur statique (GTO ou un thy à commutation forcée)

- 0 - t₁: Le C.S est fermé et V_{ch} = V_s
- t₁ - T: Le C.S est ouvert et V_{ch} = 0



avec: $I_{ch} = \frac{V_{ch}}{R}$

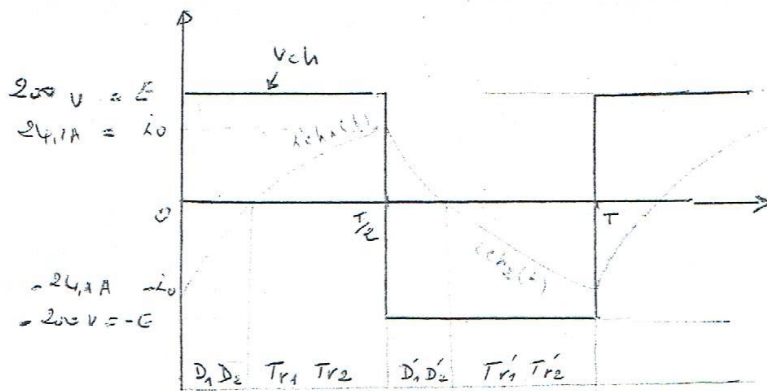
- La valeur moyenne de V_{ch}:

$$V_{ch} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ch}(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} V_s \cdot dt = \frac{V_s}{T} t_1 = k \cdot V_s$$

donc: $V_{ch} = k \cdot V_s$, avec $k = \frac{t_1}{T}$, k est le rapport cyclique d'un hacheur

- La valeur efficace de V_{ch}:

$$V_{ch}^2_{eff} = \frac{1}{T} \int_0^{kT} (V_s)^2 \cdot dt = \frac{V_s^2}{T} kT \Rightarrow V_{ch\,eff} = \sqrt{k} \cdot V_s$$



* L'expression de courant $i_{ch}(t)$.

$$\left[0 - \frac{T}{2}\right] : i_{ch_1}(t) = \frac{V_s}{R} + A e^{-t/\tau} \quad \text{avec } \tau = L/R$$

A = ?

$$i_{ch_1}(0) = -L_0 \Rightarrow \frac{V_s}{R} + A = -L_0 \quad \text{--- (1)}$$

$$i_{ch_1}(T/2) = L_0 \Rightarrow \frac{V_s}{R} + A e^{-\frac{T}{2\tau}} = L_0 \quad \text{--- (2)}$$

de (1) et (2), on trouve :

$$A = \frac{-2V_s}{R(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}})}$$

$$L_0 = \frac{V_s}{R} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}$$

$$\text{donc : } i_{ch_1}(t) = \frac{V_s}{R} \left(1 - \frac{e^{-t/\tau}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right)$$

de même pour $i_{ch_2}(t)$.

$$\left[\frac{T}{2} - T\right] i_{ch_2}(t) = \frac{-V_s}{R} + B e^{-t/\tau}$$

B = ?

$$i_{ch_2}(T/2) =$$

$$i_{ch_2}(T) =$$

de (3) et (4) on trouve : A =

L_0 =

donc :

$$i_{ch_2}(t) =$$

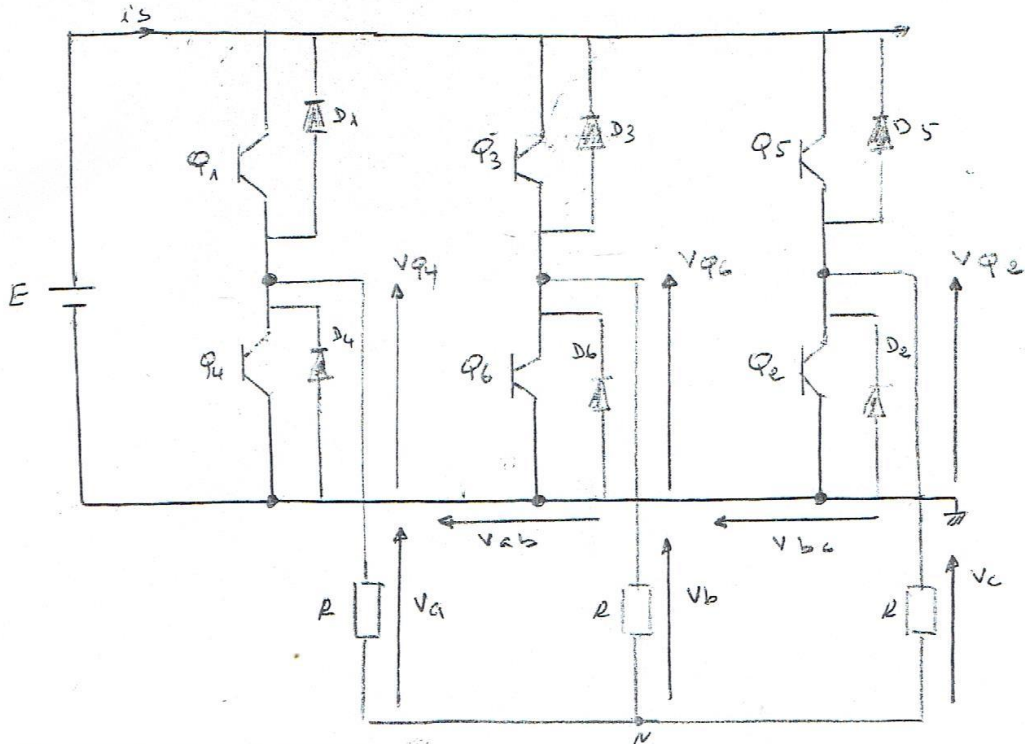
IV - 4 - Les onduleurs triphasés :

Deux contrôle qui^{ou} peut être utilisé pour l'amorçage :

- la conduction de 180°

- la conduction de 120°

* la conduction de $1\varphi^3$:



$$\bullet V_{ab} = V_a - V_b = V_{\varphi_4} - V_{\varphi_6} \quad \dots (1)$$

$$\bullet V_{bc} = V_b - V_c = V_{\varphi_6} - V_{\varphi_2} \quad \dots (2)$$

$$\bullet V_{ca} = V_c - V_a = V_{\varphi_2} - V_{\varphi_4}$$

$$\bullet (1) - (2) \Rightarrow V_a - 2V_b + V_c = V_{\varphi_4} - 2V_{\varphi_6} + V_{\varphi_2} \quad \dots (3)$$

$V_a + V_b + V_c = 0$ système équilibré.

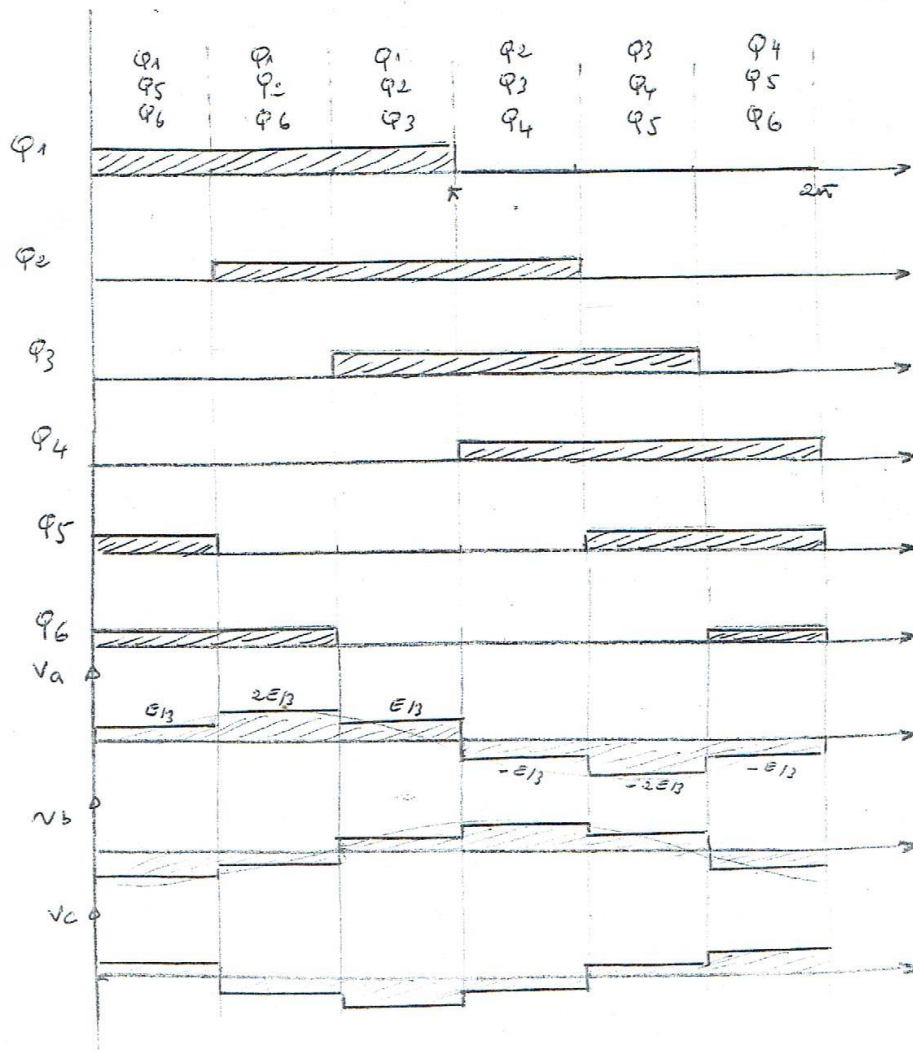
$$\Rightarrow V_a + V_c = -V_b \quad \dots (4)$$

$$(4) \approx (3) \Rightarrow -V_b - 2V_b = V_{\varphi_4} - 2V_{\varphi_6} + V_{\varphi_2}$$

$$\Rightarrow 3V_b = 2V_{\varphi_6} - V_{\varphi_4} - V_{\varphi_2}$$

donc:

$$\Rightarrow \begin{cases} V_b = \frac{2V_{\varphi_6} - V_{\varphi_4} - V_{\varphi_2}}{3} \\ V_a = \frac{2V_{\varphi_4} - V_{\varphi_6} - V_{\varphi_2}}{3} \\ V_c = \frac{2V_{\varphi_2} - V_{\varphi_6} - V_{\varphi_4}}{3} \end{cases}$$



Les séquences de conduction

$$(0 - \frac{\pi}{3}) \quad \varphi_1 \varphi_5 \varphi_6$$

$$(\frac{\pi}{3} - \frac{2\pi}{3}) \quad \varphi_1 \varphi_2 \varphi_6$$

$$(\frac{2\pi}{3} - \pi) \quad \varphi_1 \varphi_2 \varphi_3$$

$$(0 - \frac{\pi}{3}) : v_a = \frac{E}{3}$$

$$(\frac{\pi}{3} - \frac{2\pi}{3}) : v_a = \frac{2E}{3}$$

$$(\frac{2\pi}{3} - \pi) : v_a = \frac{E}{3}$$

IV.5. Contrôle de la tension de sortie pour un onduleur monophasé :

La méthode la plus utilisée pour contrôler le gain d'un onduleur (et la tension de sortie) est d'incorporer la commande MLI dans l'inducteur. Parmi ces techniques de commande, on cite :

- 1 - Commande découplée.

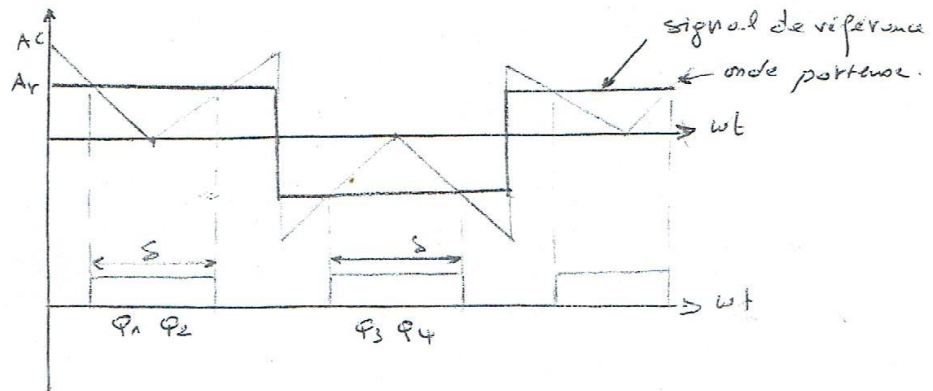
2. MLI simple (à une impulsion)
3. MLI multiple (à plusieurs impulsions)
4. MLI sinusoïdale.
5. MLI sinusoïdale modifiée

MLI : la modulation de largeur d'impulsion.

PWM : pulse width modulation.

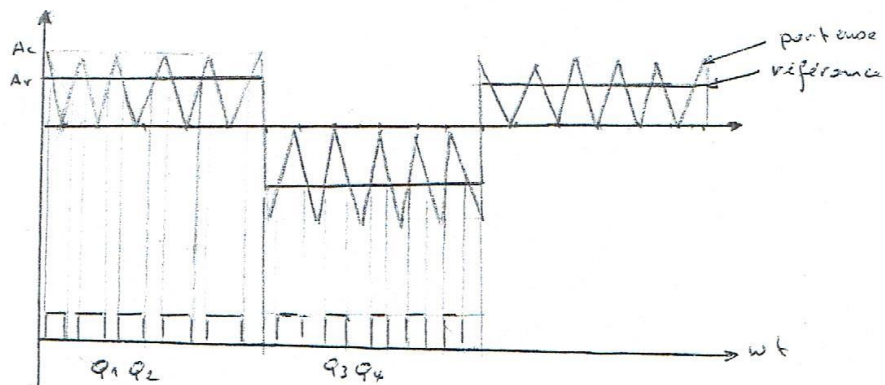
• MLI simple :

Dans cette technique, le signal de commande est obtenu par la comparaison d'un signal de référence rectangulaire d'amplitude A_r avec une onde porteuse triangulaire d'amplitude A_c .

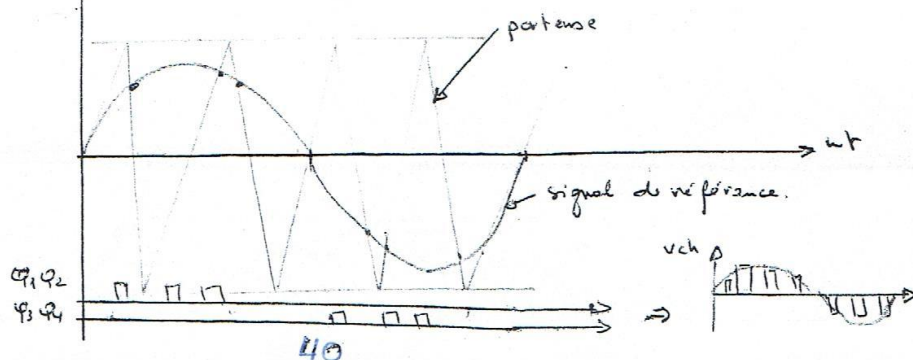


• MLI multiple :

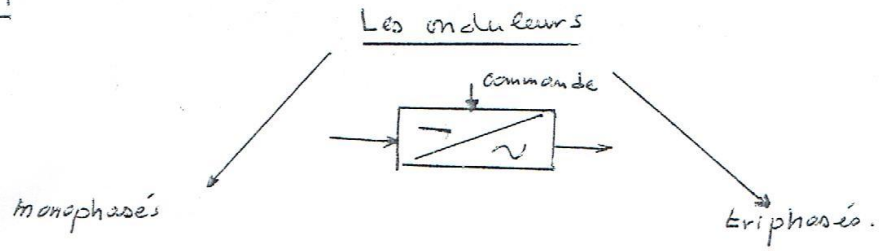
$A_r > A_c \Rightarrow \varphi = 1$



• MLI sinusoïdale :



conclusion:



L'utilisation:

- L'entraînement des moteurs à C.A (courant alternatif) à vitesse variable.
- Les alimentations de secours.
- transport d'énergie T.H.T.

IV-3 onduleur en pont monophasé (charge RL)

- L'expression du courant de charge $i_{ch}(t) = ?$ $\frac{1}{2}$ point

$(0 - \frac{T}{2})$ Tr_1 ON, Tr_2 OFF

$$R i_{ch} + L \frac{d i_{ch}}{dt} = \frac{V_s}{2} \Rightarrow i_{ch}(t) = \frac{V_s}{2R} + A e^{-t/\tau}$$

$(\frac{T}{2} - T)$ Tr_1 OFF, Tr_2 ON

$$L \frac{d i_{ch}}{dt} + R i_{ch} = -\frac{V_s}{2} \Rightarrow i_{ch}(t) = -\frac{V_s}{2R} + B e^{-t/\tau}$$

A = ?

à $t=0 \Rightarrow i_{ch}(0) = -i_0$

donc: $i_{ch}(0) = \frac{V_s}{2R} + A = -i_0 \Rightarrow A = -i_0 - \frac{V_s}{2R}$

à $t = \frac{T}{2} \Rightarrow i_{ch}(\frac{T}{2}) = \frac{V_s}{2R} + A e^{-\frac{T}{2\tau}} = i_0$

$$\Rightarrow i_{ch}(t) = \frac{V_s}{2R} - \left(i_0 + \frac{V_s}{2R} \right) e^{-t/\tau}$$

à $t = \frac{T}{2} \Rightarrow i_{ch}(\frac{T}{2}) = i_0$

donc: $i_{ch}(\frac{T}{2}) = -\frac{V_s}{2R} + B e^{-\frac{T}{2\tau}} = i_0 \Rightarrow B = \left(i_0 + \frac{V_s}{2R} \right) e^{\frac{T}{2\tau}}$

à $t = T \Rightarrow i_{ch}(T) = -i_0$

donc: $i_{ch}(T) = -\frac{V_s}{2R} + B e^{-T/\tau} = -i_0$

$$\Rightarrow i_{ch}(t) = -\frac{V_s}{2R} + \left(i_0 + \frac{V_s}{2R} \right) e^{-t/\tau}$$

à partir de ① et ②, on trouve:

$$\begin{cases} \frac{V_s}{2R} + A = -i_0 \dots \text{①} \\ \frac{V_s}{2R} + A e^{-\frac{T}{2\tau}} = i_0 \dots \text{②} \end{cases}$$

① + ② $\Rightarrow \frac{V_s}{2R} + A + \frac{V_s}{2R} + A e^{-\frac{T}{2\tau}} = 0 \Rightarrow \frac{V_s}{R} + A(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}) = 0 \Rightarrow A = -\frac{V_s}{R(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}})} \dots \text{③}$

③ \rightarrow ① $\Rightarrow \frac{V_s}{2R} + \left(\frac{-V_s}{R(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}})} \right) = -i_0$

$$\Rightarrow \frac{V_s}{2R} \left(1 - \frac{2}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right) = -i_0$$

$$\Rightarrow \frac{V_s}{2R} \left(\frac{-1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right) = -i_0 \Rightarrow i_0 = \frac{V_s}{2R} \left(\frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right)$$

on a $i_{ch}(t) = \frac{V_s}{2R} + A e^{-t/\tau}$

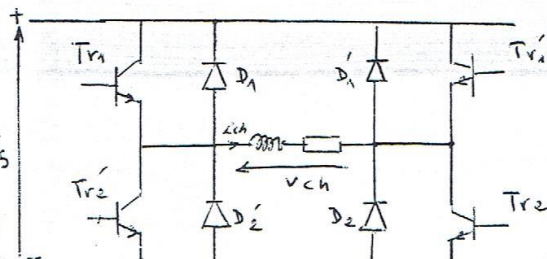
donc: $i_{ch}(t) = \frac{V_s}{2R} - \frac{V_s}{R(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}})} e^{-t/\tau} \Rightarrow i_{ch}(t) = \frac{V_s}{2R} \left(1 - \frac{2}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right) e^{-t/\tau}$

de même pour $i_{ch}(t)$

IV-3 onduleur en pont monophasé (charge RL)

$(0 - \frac{T}{2})$ Tr_1 } passants, Tr_2 } bloqués, d'où $v_{ch} = V_s$

$(\frac{T}{2} - T)$ Tr_2 } passants, Tr_1 } bloqués, d'où $v_{ch} = -V_s$



• on néglige les pertes dans l'hacheur, on remarque que la puissance d'entrée est égale la puissance dissipée dans la charge.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^{kT} v_{ch}(t) \cdot i_{ch}(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^{kT} \frac{v_{ch}^2}{R} dt = \frac{k \cdot V_s^2}{R}$$

• L'utilisation des hacheurs:

- Les entraînement des moteur a. D.C (courant continue) à vitesse variable. (Mcc)
- Train et métro.