Résumé Cours

Rédigé par Sandy Nemnoum

Electronique Industrielle

2ème Courant Fort

Semestre 1

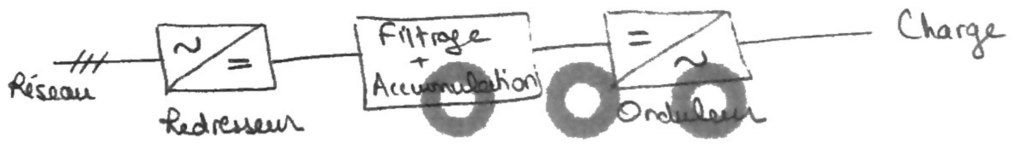
Electronique Industrielle

- Valeur continue → valeur moyenne non nulle
- Valeur alternatif → " " nulle
- Transformations possibles :

Types de conversion	Grandeurs réglées	Convertisseurs
AC - DC	fréq. - Amp.	Redresseur
DC - AC	fréq - Amp - Déphasage	Onduleur
DC - DC	Amp	Hacheur ↗ dévolteur $U_2 < U_1$ ↘ survolteur $U_2 > U_1$
AC - AC →	Amp	Gradateur (relais) $f_1 = f_2$
↘	Amp - fréq - Phase	Cyclo-convertisseur $f_1 \neq f_2$

- Convertisseur direct → conversion d'énergie au moyen d'une seule structure de base
- Convertisseur indirect → 2 ou plus structures de base

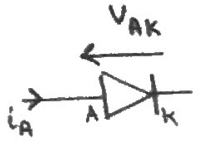
Ex AC-AC indirect (UPS)



- Interrupteur Tout-ou-rien → soit tout bloqué soit tout faire passer
- La fonction interrupteur permet de limiter la dissipation de puissance dans les semi-conducteurs ⟹ Augmenter le Rendement
- 3 types de semi-conducteurs de puissance :
  - ↳ non contrôlé diodes de puissance
  - ↳ contrôlé sans commande de blocage Thyristor - triac
  - ↳ contrôlé avec commande de blocage Transistor bipolaire de puissance MOSFET ....

• Diode

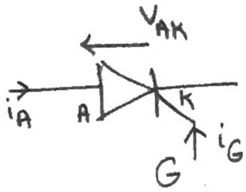
unidirectionel (fait passer le courant dans un seul sens)



- Allumage (diode passante éqv à un c-c)
  $V_{AK} > \underset{\smile}{V^*}$ tension seuil
- Blocage $i_A = 0$ $\boxed{\text{pas car } V_{AK} < 0}$
  (idéal diode éqv à un circuit ouvert
  non idéal —|⊢ᴧᴧ— source de tension + résistance

• Thyristor

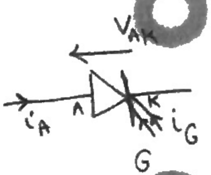
unidirectionel commandable à l'amorçage



- Amorçage $V_{AK} > 0$
  courant de gâchette a la bonne forme
  ⎍ $i_G > 0$
- Blocage $V_{AK} < 0$
  $i_A = 0$
  Temps de désamorçage du th → V_{AK} reste ⊖ pendant ce temps sinon th risque de s'amorcer à nouveau.

GTO - IGCT

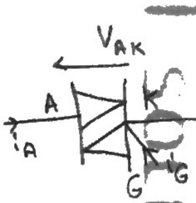
- unidirectionel
- commandable à l'amorçage et au blocage



- Passant $V_{AK} > 0$
  ⎍ $i_G > 0$
- Blocage ⊔ $i_G < 0$

Triac

- bidirectionel (laisse passer le courant dans les 2 sens)
- commandable à l'amorçage



- Passant $V_{AK} <> 0$
  ⎍ $i_G \neq 0$
- Blocage $i_A = 0$

(slide 19)

- Phénomène de commutation : (slide 21)

  ↳ l'interrupteur ne peut pas supporter des valeurs très grandes de tension (par ex soumis à 12V - au coupé de courant tension = 1000V)

  ↳ solution → on ne coupe pas un courant, on le commute → faire passer le courant ailleurs que par l'interrupteur

- Notions fondamentales :

  - $x(t)$ périodique de période $\underset{(s)}{T} > 0$ si $\boxed{x(t+T) = x(t)}$

    - fréquence $\boxed{f = \frac{1}{T} \ (Hz)}$
    - pulsation $\boxed{\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \ (rad/s)}$

  - valeur moyenne

$$X_0 = \langle x(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t)\, dt$$

$$X_0 = \langle x(t) \rangle = \frac{1}{\omega T} \int_{\omega t_0}^{\omega(t_0+T)} x(\omega t)\, d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_0}^{\omega t_0 + 2\pi} x(\omega t)\, d\omega t$$

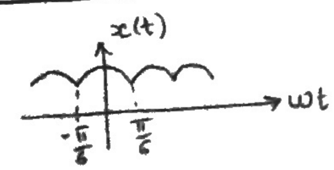
  - Signal alternatif → périodique à valeur moyenne nulle
  - signal * continu → " à valeur moyenne non nulle

    m̂ s'il contient une composante ondulatoire

$$x(t) = \langle x(t) \rangle + x_\sim(t) = X_0 + x_\sim$$

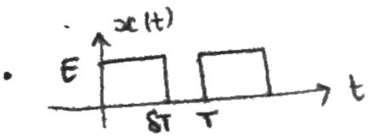
Taux d'ondulation $\boxed{\tau = \frac{\hat{x}_\sim}{X_0}}$

Calcul de X_0 :

- 

$x(\omega t) = V\sqrt{2} \cos(\omega t)$ pour $-\frac{\pi}{6} < \omega t < \frac{\pi}{6}$

$$\boxed{X_0 = \frac{3V\sqrt{2}}{\pi}}$$

- 

$$\boxed{X_0 = \delta E}$$

- Valeur efficace d'un signal périodique

  "

  valeur quadratique moyenne

  Rms = root mean square

$$\boxed{X_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x^2(t)\, dt}}$$

- voir s. 27.

- Série de Fourrier : (s. 28)

$$\boxed{x(t) = X_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} \left[a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)\right]}$$

$$\boxed{\begin{aligned} X_0 &= \frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} x(t)\,dt \\ a_n &= \frac{2}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} x(t)\cos(n\omega t)\,dt \\ b_n &= \frac{2}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} x(t)\sin(n\omega t)\,dt \end{aligned}}$$

$$x(t) = X_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} c_n \cos(n\omega t - \psi_n) \qquad x(t) = X_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} c_n \sin(n\omega t + \varphi_n)$$

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \qquad \tan\varphi_n = \frac{a_n}{b_n} \qquad \tan\psi_n = \frac{b_n}{a_n}$$

- $X_0 \longrightarrow$ valeur moyenne de $x(t)$
- $x_i(t) = c_i \sin(i\omega t + \varphi_i) \longrightarrow$ harmonique de rang i
- Pour $i=1$ $\quad x_1(t) = c_1 \sin(\omega t + \underbrace{\varphi_1}_{\text{déphasage initial à } t=0^+}) \longrightarrow$ fondamental
- $X_{i\,eff} = \dfrac{c_i}{\sqrt{2}} = C_i = \sqrt{\dfrac{a_i^2 + b_i^2}{2}}$ valeur efficace de l'harmonique de rang i
- Si $x(t)$ impair $\longrightarrow a_n = 0$

  Si $x(t)$ pair $\longrightarrow b_n = 0$

  (voir s. 31)

- Ronflement $\rightarrow$ la composante alternative du signal $x(t)$:

$$\boxed{x_{ca}(t) = x(t) - X_0 = \sum_{n=1}^{+\infty} c_n \cos(n\omega t - \psi_n)} \quad \text{avec} \quad \boxed{X_{ca\,eff} = \sqrt{\sum_{n=1}^{+\infty} X_{n\,eff}^2}}$$

- X_{eff} en fonction des coef de Fourrier :

$$X_{eff} = \frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} x^2(t)\,dt = \sqrt{X_0^2 + \sum_{n=1}^{+\infty} X_{n\,eff}^2} = \sqrt{X_0^2 + X_{ca\,eff}^2}$$

- $\boxed{\rho = \dfrac{X_{ca\,eff}}{X_0}}$ coeff de ronflement ou facteur harmonique

- Pour un signal alternatif :

  facteur de déformation $\boxed{\lambda = \dfrac{X_{1\,eff}}{X_{eff}} = \dfrac{X_{1\,eff}}{X_{ca\,eff}}} \Rightarrow \lambda$ tjs < 1

$\lambda = 1 \longrightarrow$ signal purement sinusoïdal

λ caractérise la déformation d'un signal par % à une sinusoïde

- puissance instantanée $\boxed{\begin{array}{l} p(t) = e(t)\, i(t) \\ (W) \end{array}}$

- energie fournie par la source pendant un intervalle t_x $\boxed{\underset{(J)}{W} = \int_0^{t_x} e(t)\, i(t)\, dt}$

- si e(t) périodique, puissance moyenne

$$\boxed{P = \frac{1}{T}\int_0^T e(t)\, i(t)\, dt = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} e(\omega t)\, i(\omega t)\, d(\omega t)}$$

↳ si $P > 0 \Longrightarrow$ source fournit de l'énergie

↳ si $P < 0 \Longrightarrow$ source reçoit de l'énergie et devient une charge.

- Cas d'une source de tension sinusoïdale monophasé : $e(t) = E\sqrt{2}\,\sin(\omega t)$
  $i(t) = I\sqrt{2}\,\sin(\omega t - \varphi)$ } déphasage de φ

1- Charge Linéaire

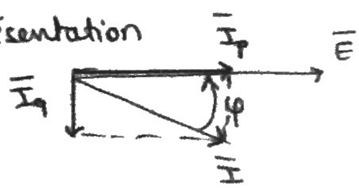
⟶ puissance instantanée $p(t) = e(t)\, i(t) = 2EI\,\sin(\omega t)\,\sin(\omega t - \varphi)$

$$= \underbrace{EI\cos\varphi}_{\text{terme cst}} - \underbrace{EI\cos(2\omega t - \varphi)}_{\text{terme harmonique}}$$

⟶ puissance moyenne $P = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} p(\omega t)\, d(\omega t) = EI\cos\varphi$

- Puissance apparente $\boxed{\begin{array}{l} S = EI \\ (VA) \end{array}}$ (produit des valeurs efficaces des tension et courant)

- Représentation



$$\bar{I} = \bar{I}_p + \bar{I}_q = I_p - j I_q = \underbrace{I\cos\varphi}_{I_p} - j\,\underbrace{I\sin\varphi}_{I_q}$$

$\bar{E} = E$

$\bar{I} = I e^{-j\varphi}$

$\bar{I}_p = I_p$ ⟵ composante en phase

$\bar{I}_q = I_q e^{-j\frac{\pi}{2}}$ ⟵ composante en quadrature

- Puissance active $\boxed{\begin{array}{l} P = E I_p = EI\cos\varphi \\ (W) \end{array}}$

- Puissance réactive $\boxed{\begin{array}{l} Q = E I_q = EI\sin\varphi \\ (VAR) \end{array}}$

- Puissance apparente complexe

$$\bar{S} = \bar{E}\,\bar{I}^* = EI\, e^{j\varphi} = EI\cos\varphi + jEI\sin\varphi = P + jQ$$

$$S^2 = P^2 + Q^2$$

- Facteur de puissance $\boxed{F_p = \frac{P}{S} = \frac{EI\cos\varphi}{EI} = \cos\varphi}$

  ‖

  mesure du déplacement ou du déphasage de l'onde fondamentale de courant par % à la tension

- Puissance réactive $\boxed{\begin{aligned} Q &= \frac{1}{T}\int_0^T i(t)\, E\sqrt{2}\,\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) dt \\ &= \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} e\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) i(\omega t)\, d(\omega t)\end{aligned}}$

→ c'est la puissance active que consommerait l'installation si, alimentée par une source de tension en quadrature arrière, elle consommait exactement le m̂ courant.

2_ Charge non-linéaire

$$\boxed{\begin{aligned} e(t) &= E\sqrt{2}\,\sin(\omega t) \\ i(t) &= \sum_{n=1}^{+\infty} I_n\sqrt{2}\,\sin(n\omega t - \varphi_n)\end{aligned}}$$

- puissance active fournie par la source $P = E I_1 \cos\varphi_1$
- " réactive " " " $Q = E I_1 \sin\varphi_1$
- " apparente au niveau de la source $S = EI = E\underbrace{\sqrt{\sum_{n=1}^{+\infty} I_n^2}}_{\text{soe de tous les courants harmoniques}}$

(slide 44)

* si la charge est linéaire, la forme du courant est la m̂ que la source ⟹ pas de distorsion.

- facteur de puissance $f_p = \frac{P}{S} = \frac{E I_1 \cos\varphi_1}{EI} = \underbrace{\frac{I_1}{I}}_{\lambda} \cos\varphi_1$

  $\frac{I_1}{I}$: valeur efficace du fondamental

  $\cos\varphi_1$ ← facteur de déplacement

  λ ← facteur de distorsion

facteur de déplacement → déphasage de l'onde fondamental par % à l'onde principale

- valeur scalaire de la puissance apparente S_1 associée au fondamental :

$$S_1^2 = P^2 + Q^2 = (E I_1 \cos\varphi_1)^2 + (E I_1 \sin\varphi_1)^2 = E^2 I_1^2$$

cas de charge non linéaire ⟹ ∃D

- valeur scalaire de la puissance apparente totale S

$$S^2 = E^2 I^2 = E^2 \sum_{n=1}^{+\infty} I_n^2$$

$$S^2 = E^2 I_1^2 + E^2 \sum_{n=2}^{+\infty} I_n^2 = S_1^2 + \underbrace{E^2 \sum_{n=2}^{+\infty} I_n^2}_{D^2}$$

$$\Rightarrow \boxed{S^2 = P^2 + Q^2 + D^2}$$

- D → représente les voltampères associés à la distorsion harmonique

$$\boxed{D^2 = E^2 \sum_{n=2}^{+\infty} I_n^2} = S^2 - S_1^2 = \boxed{E^2 (I^2 - I_1^2) = D^2}$$

Interrupteurs de Puissance

- Qualité principale → Le rendement
  - ↳ résistances rejetées et réduction de leur présence au min. possible
  - ↳ fonction chute de tension et commutation de courant obtenues à l'aide d'interrupteurs.

Interrupteur idéal → - pas de chute de tension qd ON
- pas de passage de courant qd OFF

Interrupteur = résistance sans pertes.

* slide 53 → la résistance assure les fonctions chute de tension et commutation de courant mais avec pertes très importantes.

* slide 54 → L'interrupteur assure les fonctions de chute de tension et commutation de courant.
  <u>Mais</u>
  système de commutat° → tension et courant de charge de forme hachée

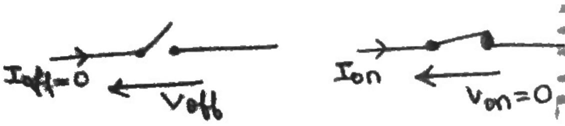
  . Nécessité d'ajouter des éléments réactifs (filtres)

* circuit (L-C) est oscillant pour réduire les oscillations → ajout de résistances (RLC)

capacité pour réduire les oscillat° en tension
inductance " " " " en courant

Système de l'élec de puissance → Interrupteur → permet le contrôle du transfert d'énergie
→ filtre → à base de L et de C permet de lisser les formes d'onde lors du transfert d'énergie.

1 - Interrupteur Idéal



- <u>Etat OFF</u> → $I_{off}=0$ courant le traversant nul
  $-\infty \leq V_{off} \leq +\infty$ capacité de supporter n'importe quelle tension entre ses bornes

- <u>Etat ON</u> → $V_{on}=0$ tension à ses bornes nulles
  $-\infty \leq I_{on} \leq +\infty$ capacité de faire transiter n'importe quel courant

* <u>Pertes nulles</u> aux états ON/OFF

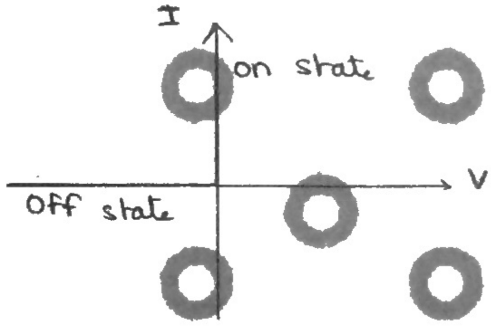
3° commutation ON/OFF et OFF/ON instantanées $\begin{cases} t_{on/off} = 0 \\ t_{off/on} = 0 \end{cases}$

4° Aucune énergie nécessaire aux commutations ni au maintien des états on et off

$E_{on} = 0 \quad E_{off} = 0 \quad E_{on/off} = 0 \quad E_{off/on} = 0$

5° Caractéristiques stables $\forall$ les conditions de fonctionnement

- perte nulles aux états passant et bloqué
- pertes nulles lors des commutations
- puissance de commande nulle
- interrupteur indestructible



Caractéristiques tension/courant de l'interrupteur idéal

2- Interrupteur Réel

1° <u>Etat off</u> $I_{off} \neq 0$ courant de fuite

$V_- \leq V_{off} \leq V_+$ tensions bloquées limitées

$\Rightarrow$ Pertes au blocage

2° <u>Etat ON</u> $V_{on} \neq 0$ chute de tension à l'état on

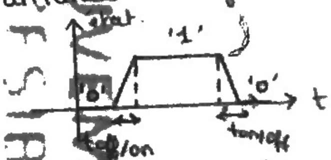
$I_- \leq I_{on} \leq I_+$

$\Rightarrow$ pertes par conduction

3° Commutations on/off et off/on non instantanées $\Rightarrow$ f maximale de fonctionnement limitée

$t_{on/off} \neq 0 \quad t_{off/on} \neq 0$

$\Rightarrow$ pertes par commutations



$\boxed{T \geq t_{on/off} + t_{off/on}}$

période de commutation

4° Besoin d'énergie pour les commutat. et pour le maintien des états

$E_{on} \neq 0 \quad E_{off} \neq 0 \quad E_{on/off} \neq 0 \quad E_{off/on} \neq 0$

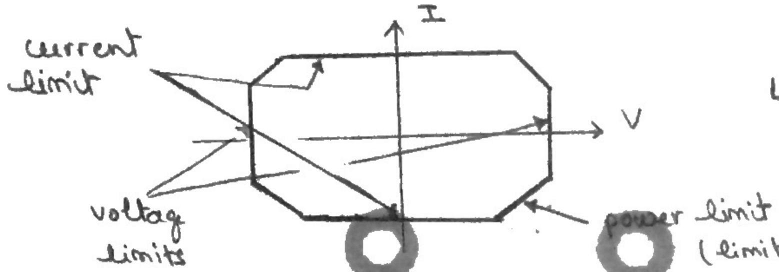
$\Rightarrow$ circuits annexes (drive circuits) fournissant l'apport d'énergie

5° Caractéristiques de l'interrupteur réel limitées en température (dissipation de puissance non nulle

$\Rightarrow$ apparait sous forme de chaleur et augmente la température du composant

$\Rightarrow$ Ajout d'éléments externes (ex: radiateur) permettant la dissipation de chaleur pour éviter les échauffements du composant.

- ⊕ on veut commuter vite, ⊕ puissance de dissipation grande, ⊕ échauffement
  ⟶ nécessité de protéger les interrupteurs.



Limites de fonctionnement de l'interrupteur réel

* pts de fonctionnements des états stables proches des axes définis dans le cas de l'int. idéal.

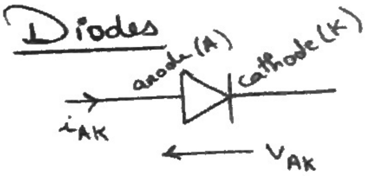
* Existence d'une zone de sécurité de fonctionnement à ne pas dépasser lors des commutations.

Catégories

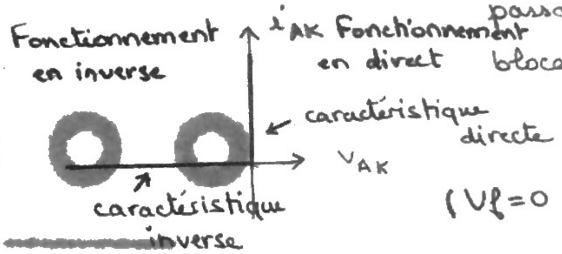
- Interrupteurs non commandables ⟶ diodes
  - état on et off dépendant du circuit de puissance
  - pas d'entrée de commande
- Interrupteurs semi-commandables ⟶ thyristors – triacs
  - mise en conduction possible par l'entrée de commande
  - blocage dépendant du circuit de puissance
- Interrupteurs commandables ⟶ · états on et off commandables avec une entrée de commande adéquate

---

Diodes



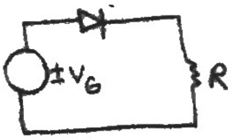
Caractéristique idéale

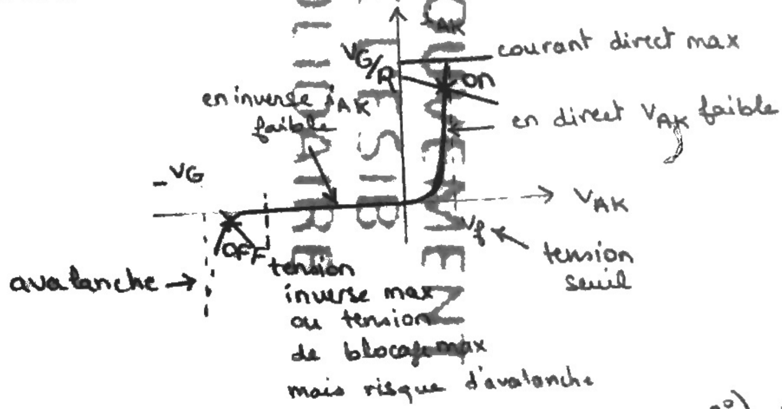


passage de courant ⊕
blocage de tension ⊖

($V_f = 0$ tension seuil)

* Interrupteur unidirectionnel en tension Et en courant
Circuit de commande inutile : circuit de puissance impose l'état ON ou OFF de la diode





1°) Pour $V_{AK} < 0$
$I_{off} = I_{rev} \simeq 0$
V_{off} dépend du circuit

2°) $V_{on} = V_f \simeq 0$
I_{on} dépend du circuit

3°) $P_{on} = V_f \, I_{on}$
$P_{off} = V_{off} \, I_{rev}$

4°) t_r = forward recovery time

t_{rr} = reverse recovery time ← impose la fréquence max de commutation de la diode

$t_r \ll t_{rr}$

pendant le temps de recouvrement inverse, un courant négatif I_{rr} s'écoule à travers le composant ⟶ d'où Q_{rr} = puissance de recouvrement inverse nécessaire pour bloquer les tensions inverses

*** Critères de choix :**

- Il faut multiplier les valeurs calculées $\langle i_{AK} \rangle$, V_{max} et i_{max} par le coeff de sécurité $(1{,}5 < K < 2)$

- I_F = courant direct moyen
  V_{RRM} = tension de blocage répétitive inverse
  V_F = tension directe à l'état ON
  I_R = courant de fuite à l'état OFF
  $R_{\theta JC}$ = impédance thermique
  t_{rr} = temps de recouvrement inverse
  I^2t = contrainte thermique ← pic d'énergie max à court terme que peut supporter la diode

*** Protections :**

* pour dimensionner le radiateur on a la puissance dissipée $P_d = \sum R_{\theta JC} \times \theta$

1°) Protection thermique : radiateur

2°) Protection contre les surcharges : fusible tel que $\boxed{I^2t_{fusible} < I^2t_{diode}}$

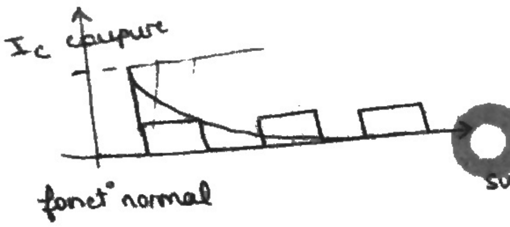
Il faut que le fusible brûle avant que la diode brûle.

Et

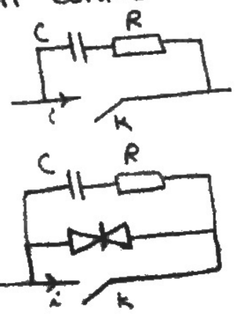
$\boxed{I_{C\,fusible} < I_{FRM\,diode}}$

courant de coupure du fusible

valeurs max du courant direct moyen



3°) Protection contre les surtensions :



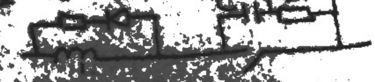
- insertion d'un circuit RC-série en parallèle avec l'interrupteur
- élément non linéaire supplémentaire (diode transil) placée en // avec l'élément ou en tête de l'installation (elle dissipe l'énergi de la surtension)

4°) Protection dynamiques :

. un semi-conducteurs très sensibles aux variations brutales de tension $\frac{dv}{dt}$ et de courant $\frac{di}{dt}$ qui apparaissent lors des commutations.

- Inductance (retarde le courant) ⟶ contre les variations de courant
- Condensateur (retarde la tension) ⟶ " " " de tension

. Pour amortir les oscillations induites par le circuit LC, insertion de circuits d'aide à la commutation (CALC) ou adoucisseurs.



* Datasheet de la diode très rapide

↳ 1200 V tension max qu'elle est capable de bloquer (V_{RRM})

↳ $I_f = 30A$ (average rectified forward current) courant moyen sous lequel la diode fonctionne le mieux.

dimensioner la diode

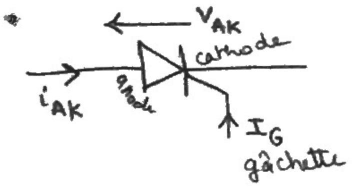
$1,5 < K < 2$

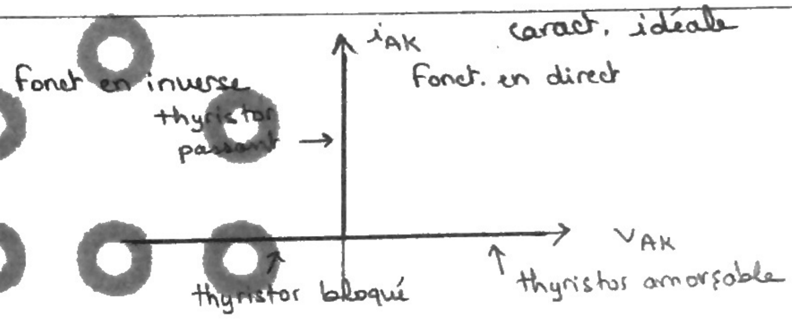
$$\boxed{\begin{array}{l} K\, i_{AK})_{max} < I_{FRM} \leftarrow \text{repetitive peak surge current} \\ K < i_{AK} > \, < I_{F(AV)} \leftarrow \text{average rectified forward current} \\ K\, v_{AK})_{max} < V_{RRM} \leftarrow \text{peak repetitive reverse voltage} \end{array}}$$

$\boxed{\cancel{i_{AK})_{déf.} > I_{FSM}}}$ ← non repetitive peak surge current

---

Thyristor Et Triac





* Thyristor bloqué (OFF) $\boxed{\text{si } i_{AK} = 0 \ \forall V_{AK}}$

* si $V_{AK} > 0$ thyristor est amorçable

* Qd le thyristor bloque une tension ⊕ ⟹ thyristor amorçable (bloqué en direct)

* Amorçage obtenu par un courant de gâchette $i_G > 0$ d'amplitude suffisante alors que la tension $V_{AK} > 0$

* Etat passant (ON) $\boxed{V_{AK} \neq 0 \ \ \forall i_{AK} > 0}$

* Blocage dès que $i_{AK} = 0$

* Changement d'état non commandable

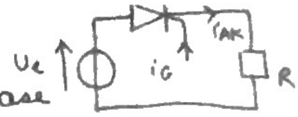
* Caractéristique à 3 segments ⟶ tension réversible

* 2 types de commutation :

⟶ commutation naturelle par annulation de i_{AK}

⟶ " forcée par inversion de V_{AK}

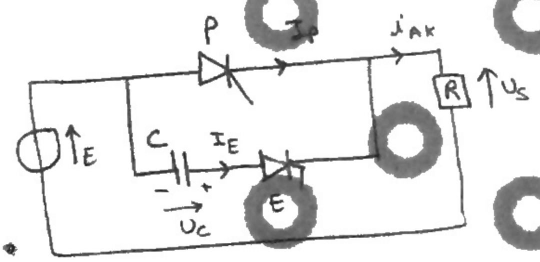
* Blocage par commutation naturelle (S.80)



- Pour une charge résistive ⟶ courant et tension en phase
- Si on envoie une impulsion de gâchette lorsque la tension aux bornes du thyristor est ⊖ ⟶ thyristor reste bloqué
- Pour amorcer le thyristor, on envoie une impulsion de gâchette lorsque la tension à ses bornes est ⊕ ⟶ thyristor reste passant jusqu'à l'annulation du courant.

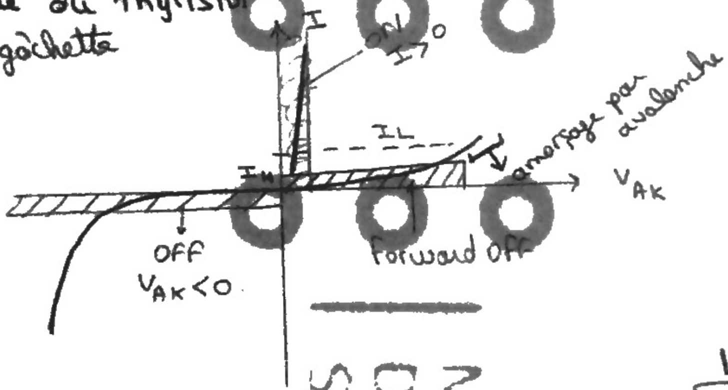
* Blocage par commutation forcée (S.81) ⟶ Ajouter des circuits auxiliaires pour commuter en forcée

- Après la décharge de la capacité jusqu'à (−E) pour que la boucle se répète il faut inverser la tension aux bornes de la capacité (circuit d'inversion)
- I_P s'annule au moment de $I_{GTh E}$ car la capacité est déchargée pas de courant



* Caractéristique du thyristor

°* sans impulsion de gâchette $i_G=0$



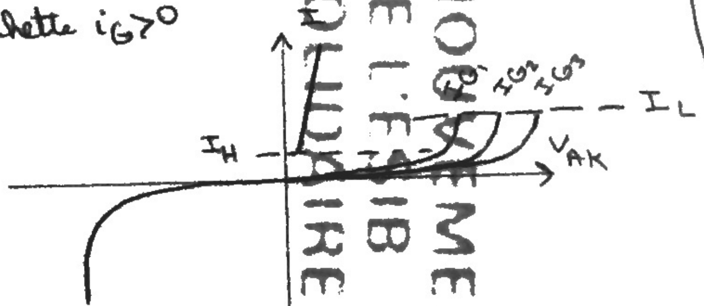
I_H = holding current
courant de maintien

I_L = latching current
courant d'amorçage

Limites actuelles

6000 V de tension d'avalanche
3500 A pour courant direct

2°* impulsion de gâchette $i_G>0$



* ⚠ si on n'envoie pas une impulsion de gâchette, si la tension à ses bornes est ⊕ en dépassant une valeur limite ⟶ risque d'amorçage ⟹ amorçage par avalanche

* pour $i_G=0$ si $i_{thyristor} > i_L$ ⟹ amorçage
si $i_{thyristor} < i_H$ ⟹ blocage

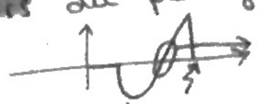
* Amorçage par impulsion de courant sur la gâchette

* Pour assurer l'amorçage du thyristor, i_G doit se maintenir tant que $i_{AK} < i_L$

* Plus la charge est inductive plus la durée de l'impulsion de gâchette est importante.

* Amorçage non contrôlé par gradient de tension

si $\frac{dv_{AK}}{dt}$ trop grand lors du passage de $V_{AK} < 0$ à $V_{AK} > 0$



$\frac{dv_{AK}}{dt} \ggg$

* Amorçage non contrôlé par effet de température

température $\ggg$ $\longrightarrow$ courants de fuite $\ggg$ $\Longrightarrow$ risque d'amorçage non désiré

* Amorçage par rayonnement sur la gâchette

* Méthode la plus appropriée pour amorcer le thyristor $\longrightarrow$ impulsion de courant sur la gâchette

* Condition de bon fonctionnement $\longrightarrow$ Respect du temps de désamorçage

$$\boxed{t_r > t_q}$$

t_r = temps de repos $\longrightarrow$ pendant lequel $V_{AK} < 0$ après blocage du thyristor

t_q = temps de désamorçage $\longrightarrow$ temps minimum pendant lequel le thyristor doit être en blocage inverse pour ne pas avoir de réamorçage intempestif (du constructeur)

* pour une durée $< t_q \Longrightarrow$ thyristor s'amorçe tout seul.

" " " $> t_q \Longrightarrow$ " besoin de i_G pour s'amorçer.

* Commutations du thyristor :

Valeurs du constructeur :

t_d = delay time (th. garde m̂ état)

$\left.\frac{di_T}{dt}\right)_{max}$ gradient de courant max à l'amorçage (protect° dynamique)

I_{RM} = max recovery current

t_{rr} = temps de recouvrement inverse

t_q temps de désamorçage

V_{RRM} tension de blocage répétitive inverse

t_{fv} = voltage fall time $\leftarrow$ fréq max pour laquelle on peut commuter

$\left.\frac{dv_{AK}}{dt}\right)_{max}$ gradient de tension max (protect° dyna)

$I_{F(AV)}$ courant direct moyen

V_F tension direct à l'état ON perte par conduction

I_R courant de fuite à l'état OFF perte au blocage

R_{thjc} impédance thermique radiateur

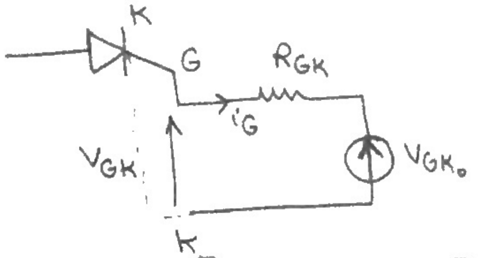
I^2t contraint thermique fusible

V_{DRM}. tension de blocage répétitive directe

on a 3 segments

le th peut bloquer des tensions > 0 et < 0

* Commande de gâchette



* Gâchette assimilée à une diode de grande résistance dynamique
  - tension seuil V_{GK_0}
  - résistance R_{GK}

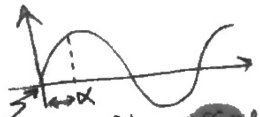
$V_{GK} = \underbrace{V_{GK_0} - R_G}_{\text{notre choix}} i_G$ ⟶ il faut que cette droite se trouve dans la zone d'amorçage certain.

* il faut que i_G existe tant que $i_{AK} < i_L$ pour assurer l'amorçage.

* En pratique on envoie 2 impulsions successives et rapides pour ne pas affecter $t_{amorsage}$.

(slide 90)
91

* top-zéro ⟶ à partir duquel on va compter le temps de retard pour amorcer le thyristor à un instant donné α.



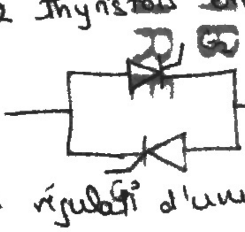
l'amorçage du thyristor retardé par % à cet instant.

C'est moi qui choisit α, en connaissant la tension continue
(gain × cos α) ⟹ je connais cos α ⟹ je tire α.
$\langle u_c \rangle = k \cos\alpha$.

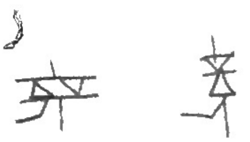
(slide 92 → 100)

* Triac
  ↳ composant bidirectionnel → conduit le courant dans les 2 sens lorsqu'on applique une impulsion sur sa gâchette

↳ assimilable à 2 thyristors en "tête-bêche"

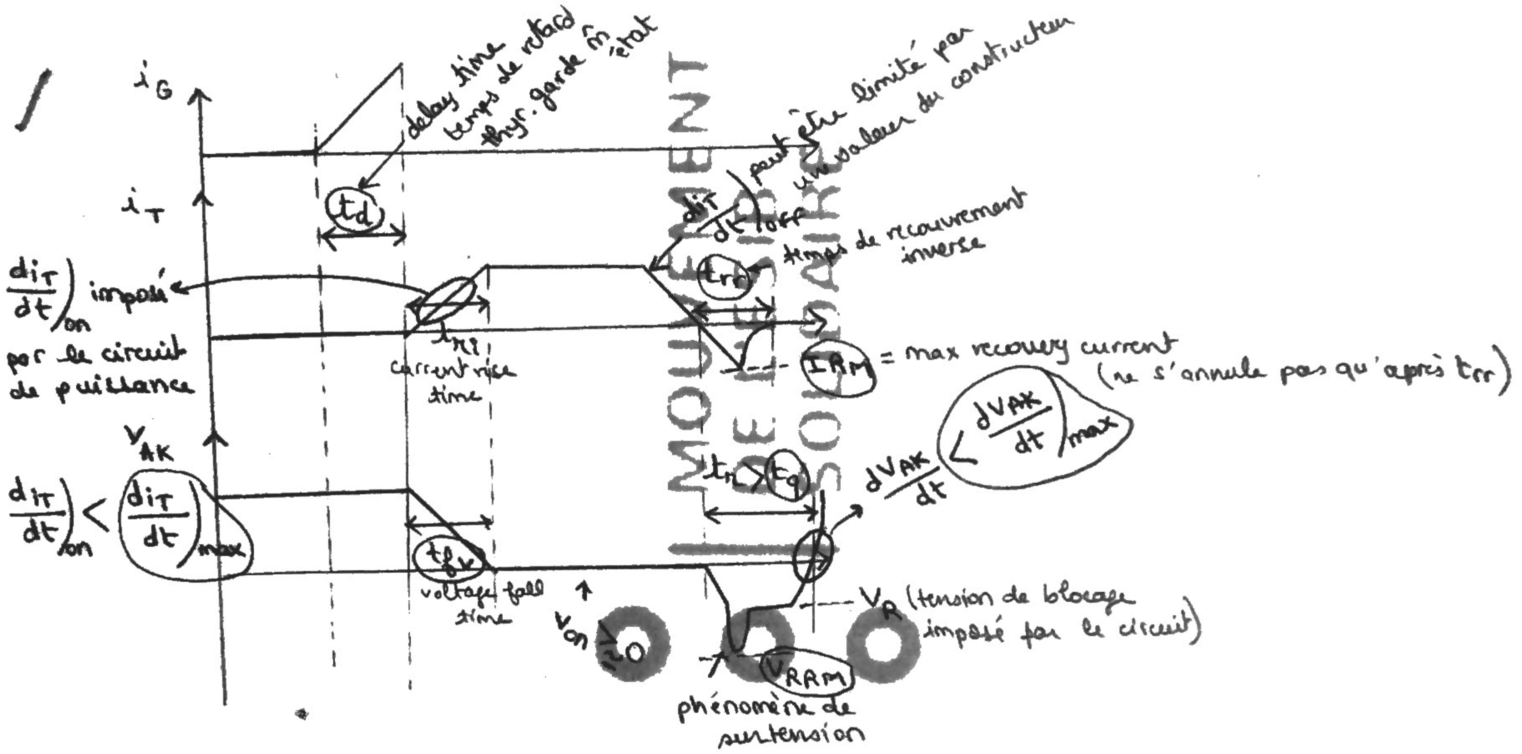


$G_1 \equiv G_2$



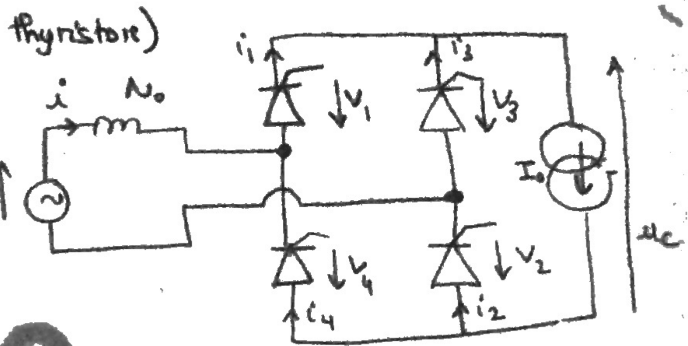
↳ employé pour la régulati° d'une tension alternative

↳ le triac cesse de conduire lorsque le courant à l'anode diminue en dessous du i_H (holding current)
La seule façon de le faire passer à l'état de repos est de réduire le courant à un niveau suffisamment faible.



○ valeurs tirées du constructeur

* Redresseur monophasé (pont à 4 thyristors)
(AC-DC)



- Retard à l'amorçage α
- $v(t) = V\sqrt{2} \sin \omega t$
- inductance N_o ← limite le courant $i(t)$ entre I_o et $-I_o$ qd les 4 th sont passants.
- $x = \omega t$
- charge = source de courant continu I_o cst.

* 2 états possibles

① $T_1 - T_2$ bloqués, $T_3 - T_4$ passants

② $T_1 - T_2$ passants, $T_3 - T_4$ bloqués.

On prend cse état initial l'état ②

- $u_c(t) = -v(t)$
- $i(t) = -I_o$
- $v_{T_3} = v_{T_4} = 0$
- $i_{T_3} = i_{T_4} = I_o$
- $v_{T_1} = v_{T_2} = v(t) > 0$ possibilité d'amorcer
- $i_{T_1} = i_{T_2} = 0$

- Il est possible d'amorcer T_1 et T_2 en envoyant des impulsions de gâchettes convenables à $\alpha \in [0; \pi] \bmod 2\pi$.
- Après amorsage de T_1 et T_2 on a les 4 thyristors simultanément passants.
  - $u_c(t) = 0$
  - $v_{T_1} = v_{T_2} = v_{T_3} = v_{T_4} = 0$
  - $i_1 = i_2$
  - $i_3 = i_4$
  - $i_1 + i_3 = i_2 + i_4 = I_o$
  - $i(t)$?

$v(t) = V\sqrt{2} \sin x = N_o \omega \dfrac{di}{dx} \Rightarrow i(x) = -\dfrac{V\sqrt{2}}{N_o\omega} \cos x + K$ avec $K =$ cste
or $i(\alpha) = -I_o$ à $t = 0$.

alors $$i(x) = \frac{V\sqrt{2}}{N_o\omega}[\cos\alpha - \cos x] - I_o.$$

C'est la phase de commutation de durée angulaire u, se termine à $(\alpha + u)$

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + u) = \frac{2 N_o \omega I_o}{V\sqrt{2}}$$

- A $(\alpha + u)$ T_3 et T_4 bloqués et T_1 et T_2 passants ⟹ état ①

Etat ①

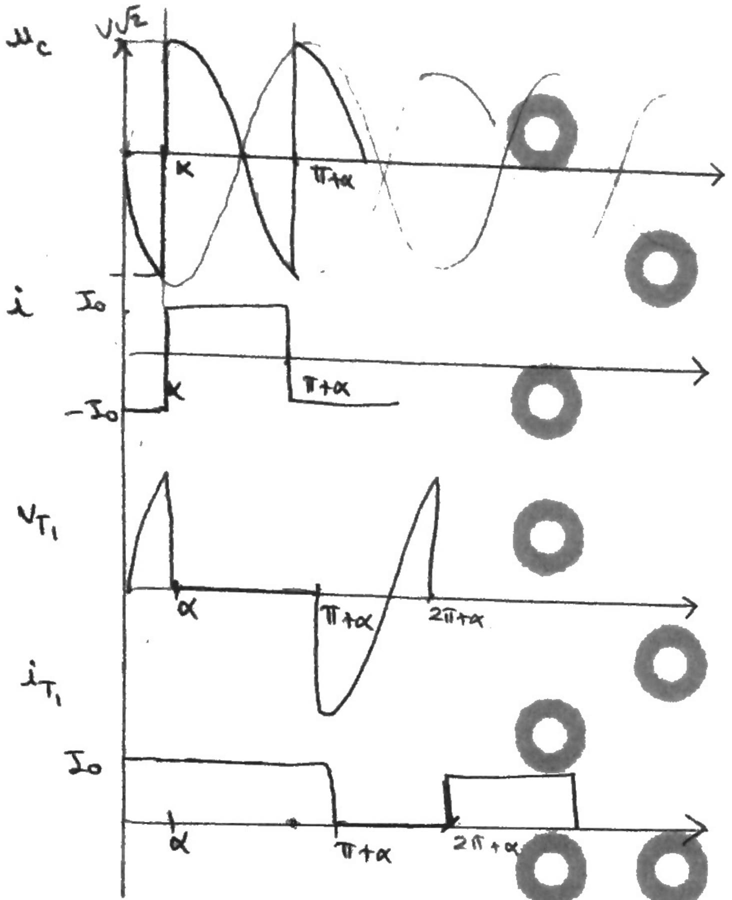
- $u_c(t) = v(t)$
- $i(t) = I_o$
- $v_{T_3} = v_{T_4} = -v(t)$
- $i_{T_1} = i_{T_2} = I_o$
- $v_{T_1} = v_{T_2} = 0$
- $i_{T_3} = i_{T_4} = 0$

Il est possible d'amorcer T_3 et T_4 où $x = \pi \bmod 2\pi$ et on va retrouver la phase de commutation puis l'état ② alors fonctionnement périodique

* $\langle u_c \rangle = \frac{2}{\pi} V\sqrt{2} \cos\alpha$

$P_c = \langle u_c I_0 \rangle = \frac{2}{\pi} V\sqrt{2}\, I_0 \cos\alpha$

Sans tenir compte de la commutation (de l'inductance N_0)

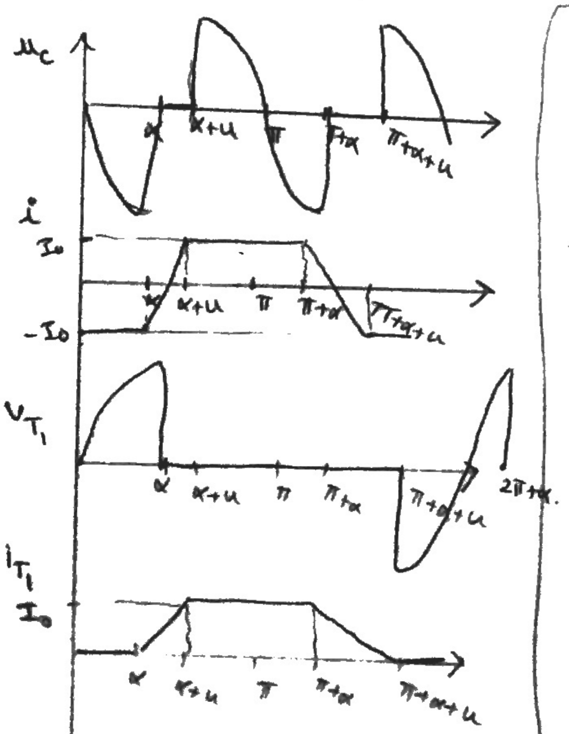


- valeur efficace de $i(t)$
  $I_{eff} = I_0$
- facteur de déformation
  $\lambda = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$
- déphasage $\varphi_1 = \alpha$
- puissance fournie par la source
  $P_s = \frac{2}{\pi} V\sqrt{2}\, I_0 \cos\alpha$

En tenant compte de la commutation (angle u, N_0 interviennent)

- $\langle u_c \rangle = \frac{2}{\pi} V\sqrt{2}\cos\alpha - \frac{2}{\pi} N_0 \omega I_0$

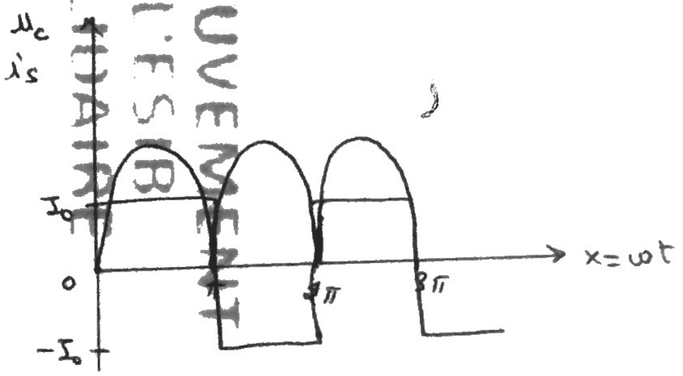
$P'_c = \langle u_c I_0 \rangle = \frac{2}{\pi} V\sqrt{2}\, I_0 \cos\alpha - \frac{2}{\pi} N_0 \omega I_0^2$



+ pont à 4 diodes (avec $\alpha = 0$)

la tension de la charge u_c.

~~tens~~ courant de ligne i_s.



Redresseurs assistés par le réseau alternatif

but → obtenir un signal continu à valeur moyenne réglable

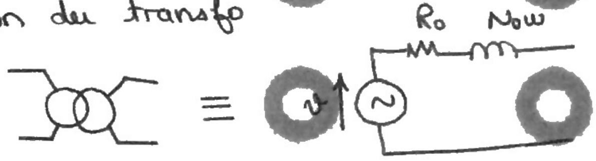
2 ponts → pont monophasé à 4 thyristors
→ pont triphasé à 6 thyristors.

Rq pont de diodes est un cas particulier d'un pont à thyristors avec $\alpha = 0$ (angle d'amorçage)

1 – Pont monophasé à 4 thyristors

→ côté alternatif : rôles du transfo → isolation galvanique
→ adapter la tension du réseau à la tension souhaitée côté continu.

→ modélisation du transfo



$\boxed{v = V\sqrt{2} \sin\omega t}$

→ côté continu : le réseau à courant unidirectionnel
→ charge fortement inductive ≡ source de courant constante unidirectionnelle $= I_o$
→ charge RL

1-1- Cas d'une charge fortement inductive côté continu

▷ Etude en régime permanent ($i_c = I_o = \text{cte}$)

→ 2 états électriques possibles T_1T_2 ON ou T_3T_4 ON

→ 2 cas → 1 négliger la commutation
→ 2 prise en compte de la commutation

1-1-a- Commutation négligée

- Si T_1T_2 ON et T_3T_4 OFF : (chute de tension aux bornes de R_o et N_o négligeable)

$v_{T_3} = v_{T_4} \simeq -v(t)$ (chute de tension ~~v(t)~~ négative (entre π et 2π)

⟹ T_3 et T_4 amorçable pour $v(t)$ négative

- Si T_3T_4 ON et T_1T_2 OFF :

$v_{T_1} = v_{T_2} = v(t)$

⟹ T_1T_2 amorçable pour $v(t)$ positive (entre 0 et π)

- Etat initial T_1 et T_2 amorcé pour $\omega t = \alpha$ compris entre 0 et π ($0 < \alpha < \pi$)

- $u_c = v - R_oI_o - \cancel{N_o\omega \frac{dI_o}{dt}} \to 0$ car $I_o = \text{cst}$
- $u_c = v - R_oI_o$
- $i = I_o$
- $v_{T_1} = v_{T_2} = 0$
- $i_1 = i_2 = I_o > 0$ thyr. passant (thyr. supposé idéal)
- $v_{T_3} = v_{T_4} = -v_T + R_oI_o$

$i_3 = i_4 = 0$

• **État** T_3 et T_4 amorcés en $x = \alpha + \pi$

commutation négligée $\longrightarrow$ $T_1 T_2$ instantanément bloqués (OFF)

$u_c = -v(t) - R_0 I_0$	$v_{T_3} = v_{T_4} = 0$
$i = -I_0$	$i_3 = i_4 = I_0$
$v_{T_1} = v_{T_2} = v + R_0 I_0$	
$i_1 = i_2 = 0$	

Rq ▷ condition du bon fonctionnement $t_r > t_q$ ← temps de désamorçage

avec ωt_r = durée pendant laquelle la tension aux bornes du thyristors reste $\ominus$

$$v_{T_1} = v(t) + R_0 I_0 = V_0\sqrt{2}\sin\omega t + R_0 I_0 = 0$$

$$\Longrightarrow \sin\omega t = \frac{-R_0 I_0}{V_0\sqrt{2}}$$

$$\Longrightarrow \omega t = -\arcsin\frac{R_0 I_0}{V_0\sqrt{2}}$$

$$\omega t_r = 2\pi - (\pi + \alpha) + \omega t$$

$$\omega t_r = \pi - \alpha - \arcsin\frac{R_0 I_0}{V_0\sqrt{2}} \quad \text{et} \quad t_r > t_q$$

Il faut que $\omega t_r > \omega t_q$

$$\boxed{0 < \alpha < \pi - \omega t_q - \arcsin\frac{R_0 I_0}{V_0\sqrt{2}}}$$

• Grandeurs particulières $\langle u_c \rangle$ I_{eff} $\langle P_c \rangle$ (puissance côté charge) $\langle P_s \rangle$ (puissance côté source) f_p

$\longrightarrow$ valeur moyenne de la tension côté continu

$$\langle u_c \rangle = \frac{1}{\pi}\int_\alpha^{\pi+\alpha} (V_0\sqrt{2}\sin x - R_0 I_0)\,dx$$

$$= \frac{1}{\pi}\left[\left[-V_0\sqrt{2}\cos x\right]_\alpha^{\pi+\alpha} - \left[R_0 I_0 x\right]_\alpha^{\pi+\alpha}\right]$$

$$= \frac{1}{\pi}\left[-V_0\sqrt{2}\cos(\pi+\alpha) + V_0\sqrt{2}\cos\alpha - R_0 I_0 \pi - \cancel{R_0 I_0 \alpha} + \cancel{R_0 I_0 \alpha}\right]$$

$$= \frac{1}{\pi}\left[2V_0\sqrt{2}\cos\alpha - R_0 I_0 \pi\right]$$

$$\boxed{\langle u_c \rangle = \frac{2}{\pi} V_0\sqrt{2}\cos\alpha - R_0 I_0}$$

$\longrightarrow$ $I_{eff} = \left(\frac{1}{2\pi}\int_\alpha^{2\pi+\alpha} \langle i \rangle^2 dx\right)^{1/2} = \left[\frac{1}{2\pi}\int_\alpha^{\pi+\alpha} I_0^2\,dx + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} I_0^2\,dx\right]^{1/2} = \left[\frac{I_0^2}{2\pi}\left(\pi + \alpha - \alpha + 2\pi + \alpha - \pi - \alpha\right)\right]^{1/2}$

$$= \left[\frac{I_0^2}{2\pi}(2\pi)\right]^{1/2} = I_0$$

$$\boxed{I_{eff} = I_0}$$

$\rightarrow \langle P_c \rangle = \langle u_c i_c \rangle = I_0 \langle u_c \rangle = \boxed{\frac{2}{\pi} V_0 I_0 \sqrt{2} \cos\alpha - R_0 I_0^2}$

$\rightarrow \langle P_s \rangle$?

En négligeant toutes les pertes (commutation, fer, hystérésis ...) sauf les pertes Joules

$$\langle P_s \rangle = \langle P_c \rangle + \underbrace{R_0 I_0^2}_{P_J}$$

$$\boxed{\begin{aligned} \langle P_s \rangle &= \frac{2}{\pi} V_0 I_0 \sqrt{2} \cos\alpha \\ &= V_0 I_1 \cos\phi_1 \\ &= V_0 I_{eff} f_p \end{aligned}}$$

$\rightarrow f_p$?

$$\boxed{f_p = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos\alpha = \lambda \cos\phi_1}$$

$\rightarrow$ Graphiquement : déphasage entre i et le fondamental i_1 est α

$$\boxed{\begin{aligned} \phi_1 &= \alpha \\ \lambda &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} < 1 \end{aligned}}$$

$\rightarrow$ il faut chercher à améliorer λ, faire tendre λ vers 1

<u>Rq</u> Pour $\alpha \in [0, \frac{\pi}{2}[\implies \langle P_s \rangle$ et $\langle P_c \rangle$ (+)

$\alpha \in]\frac{\pi}{2}, \pi] \implies \langle P_s \rangle$ et $\langle P_c \rangle$ (−) (cas d'une source de courant)

$\rightarrow \boxed{\langle Q_s \rangle = \frac{2}{\pi} V_0 I_0 \sqrt{2} \sin\alpha}$

- $\langle P_s \rangle > 0$ pour $0 < \alpha < \frac{\pi}{2}$ $\rightarrow$ fonction : redresseur
  $\langle P_s \rangle < 0$ pour $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$ $\rightarrow$ " onduleur
  $\langle Q_s \rangle > 0 \quad \forall \alpha$ $\rightarrow$ pont consomme tjs de la puissance réactive
  $\rightarrow$ inconvénient $\rightarrow$ d'où nécessité d'ajouter des interfaces qui diminue $\langle Q_s \rangle$

- Caractéristiques du convertisseur

on a $\langle u_c \rangle = \frac{2}{\pi} V_0 \sqrt{2} \cos\alpha - R_0 I_0$

soit $Z_{2n} = \frac{V_0}{I_{0m}}$ ← valeur max du courant côté continu (valeur max efficace variant de 0 à I_{0m})

impédance nominale au secondaire du transfo

$$\langle u_c \rangle^* = \frac{\langle u_c \rangle}{\frac{2}{\pi} V_0 \sqrt{2}} \quad \text{et} \quad \langle i_c \rangle^* = \frac{I_0}{I_{0m}}$$

($R_0 I_0$ négligé et on a pris le cas maximale qui est le pire des cas)

$$\boxed{\langle u_c \rangle^* = \cos\alpha - \frac{\pi}{2\sqrt{2}} r_0 \langle i_c \rangle^*}$$

__Rq__ $\langle u_c \rangle^*$ limitée par

↳ t_q → intérêt à travailler avec des thyc. rapides

↳ x_0 → " " " " des transfo à faible P_J

1-1-b- Prise en compte de la commutation

- Phase de commutation → 4 thyc passants → charge court-circuitée
- Pour $x = \alpha$ → amorçage de T_1 et T_2 pendant que $T_3 T_4$ ON pendant un angle de commutat° u
- $v = V_0\sqrt{2} \sin x = R_0 i + N_0\omega \dfrac{di}{dx}$ soit $\begin{cases} \tan\phi = \dfrac{N_0\omega}{R_0} \\ i^* = \dfrac{i}{\frac{V_0\sqrt{2}}{R_0}} \end{cases}$

$$\boxed{\frac{\sin x}{\tan\phi} = \frac{1}{\tan\phi} i^* + \frac{di^*}{dx}}$$

solution → $i^* = i^*_g + i^*_p$

$i^*_g = A e^{-\frac{x}{\tan\phi}}$; $i^*_p = B\cos x + C \sin x$

C.I → A : $\boxed{i(\alpha) = -I_0}$

$$i^*(x) = \cos\phi \left[\sin(x-\phi) - \sin(\alpha-\phi)\, e^{-\frac{(x-\alpha)}{\tan\phi}}\right] - \frac{I_0}{\frac{V_0\sqrt{2}}{R_0}} e^{-\frac{(x-\alpha)}{\tan\phi}}$$

↳ expression complexe difficile à manipuler d'où à simplifier

→ Pendant la commutation $R_0 i \lll N_0\omega \dfrac{di}{dx}$

$$\boxed{i(x) = \frac{V_0\sqrt{2}}{N_0\omega}(\cos\alpha - \cos x) - I_0}$$

→ Commutation se termine pour $I(\alpha + u) = I_0$

$$\boxed{\begin{array}{c} \cos\alpha - \cos(\alpha+u) = 2 I_0 \dfrac{N_0\omega}{V_0\sqrt{2}} \\ ||| \\ \cos\alpha - \cos(\alpha+u) = \sqrt{2}\, n_0\omega \langle i_c \rangle^* \end{array}}$$

__Rq__ Quand $\alpha \nearrow$, $u \searrow$

Quand $n_0\omega \nearrow$, $u \nearrow$

Dans la pratique $\alpha > \alpha_{min} \sim 10° - 15°$ (u tjs faible)

* Incidences de la commutation

→ tension côté continu

$$\Delta\langle u_c\rangle = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\alpha+u} V_0\sqrt{2}\sin x\, dx$$

avec $\cos\alpha - \cos(\alpha+u) = \frac{2 N_0 \omega}{V_0\sqrt{2}} I_0$

$$\boxed{\Delta\langle u_c\rangle = \frac{2}{\pi} N_0 \omega I_0}$$

$$\boxed{\langle u_c\rangle = \underbrace{\frac{2}{\pi} V_0\sqrt{2}\cos\alpha - R_0 I_0}_{\langle u_c\rangle_{sc}} - \frac{2}{\pi} N_0\omega I_0}$$

→ courant côté alternatif

$$\alpha + u = \phi_1' > \phi_1 = \alpha$$

$$F_p' \sim F_p$$

$$\lambda' \cos\phi_1' \sim \lambda \cos\phi_1$$

$\lambda' > \lambda \longrightarrow$ courant plus proche du fondamental (forme sinusoïdal)

→ tension des thyristors

ωt_r (sans commutation)

$$\omega t_r = \boxed{\pi - \alpha - \arcsin\frac{R_0 I_0}{V_0\sqrt{2}}} - u$$

$$0 < \alpha < \alpha_M = \pi - \omega t_q - \arcsin\frac{R_0 I_0}{V_0\sqrt{2}} - u$$

→ caractéristique du convertisseur (fig 10)

$$\langle u_c\rangle^* = \cos\alpha - \left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}} r_0 + \frac{n_0\omega}{\sqrt{2}}\right)\langle i_c\rangle^*$$

sans commutation

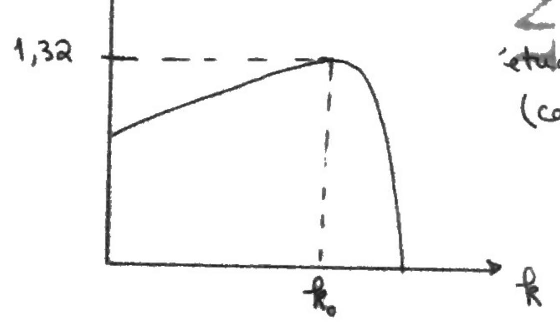
$r_{cc} = \sqrt{r_0^2 + (n_0\omega)^2}$ impédance de C-C connue (constructeur)

* $r_0 = k\, r_{cc}$

$n_0\omega = r_{cc}\sqrt{1-k^2}$ avec $0 < k < 1$

$$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} r_0 + \frac{n_0\omega}{\sqrt{2}} = \left(\frac{\pi}{2}k + \sqrt{1-k^2}\right)\frac{r_{cc}}{\sqrt{2}} \qquad f(k)$$

$$\langle u_c\rangle^* = \cos\alpha - 1{,}32\, r_{cc}\, \langle i_c\rangle^*$$



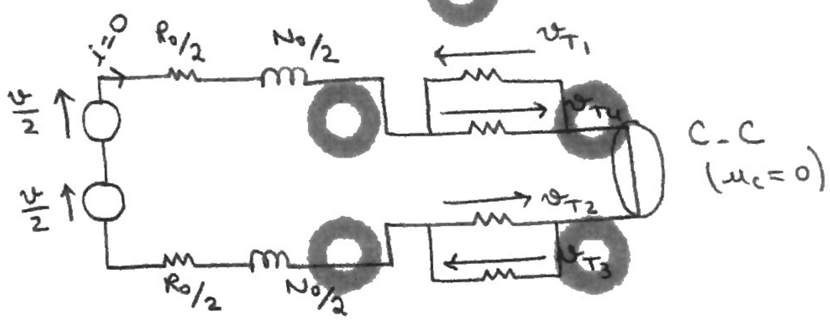
étude pour le cas max en k_0 (cas le plus défavorable)

1 – 2 – Pont monophasé à 4 thyristors débitant sur une charge R-L (fig 11)

Rq $\begin{cases} R > R_0 \\ L \ggg N_0 \omega \end{cases}$

- **C.I** $\begin{cases} \langle u_c \rangle = 0 \quad , u_c = 0 \\ i_c = 0 \\ v = V_0\sqrt{2}\sin\omega t = V_0\sqrt{2}\sin x \end{cases}$

- Thyristors tous bloqués <=> à des résistances élevées ($\ggg$)



$v_{T_1} = v_{T_2} = \frac{v}{2}$ amorçable entre 0 et π

$v_{T_3} = v_{T_4} = -\frac{v}{2}$ " " π et 2π

- Soit $0 < \alpha < \pi \longrightarrow T_1 T_2$ ON

$$\begin{cases} v = V_0\sqrt{2}\sin x = (R_0 + R)\, i_c + (N_0 + L)\,\omega \dfrac{di_c}{dx} \\ i = i_c \\ i_c(0) = i_c(\alpha) = 0 \end{cases}$$

$\longrightarrow$ Chercher $i_c(x)$ pour savoir qd i_c s'annule

- Soit $v^* = \dfrac{v}{V_0\sqrt{2}} = \sin x \qquad i_c^* = \dfrac{i_c}{\frac{V_0\sqrt{2}}{R_0 + R}} \qquad \tan\phi = \dfrac{(L + N_0)\omega}{R + R_0}$

$$\boxed{\sin x = i_c^* + \tan\phi \frac{di_c^*}{dx}}$$ avec $i_c^*(\alpha) = 0$

solution

$\longrightarrow i_c^*(x) = \cos\phi \left(\sin(x - \phi) - e^{-\frac{(x-\alpha)}{\tan\phi}} \sin(\alpha - \phi)\right)$

- $i_c^*(\pi + \alpha) = -\cos\phi \sin(\alpha - \phi) \left[\overbrace{1 + e^{-\pi/\tan\phi}}^{>0}\right]$

- charge inductive $\longrightarrow$ courant en retard par % à la tension
- signe de $i_c^*(\pi + \alpha)$ dépend de sin(α

→ 1° si $\alpha > \phi$ ⟶ $\cancel{i_c^*(\pi+\alpha)} < 0$ ⚠ n'existe pas

2° si $\alpha < \phi$ ⟶ $i_c^*(\pi+\alpha) > 0$ ⟶ amorçage de $T_3 T_4$ alors que $T_1 T_2$ conduisent (phénomène de commutation)

3° si $\alpha = \phi$ ⟶ $i_c^*(\pi+\alpha) = 0$ ⟶ cas critique

Cas 1° ⟹ conduction discontinue (fig 13)

- Pour $\alpha > \phi$ ⟶ i_c s'annule en $\beta < \pi + \alpha$
  - ⟶ $T_1 T_2$ se bloquent
  - ⟶ état électrique identique aux C.I
  - ⟶ i_c a des paliers nuls

- $L \gg N_0$ et $R > R_0$

$N_0 \sim$ q/q 10 μH
$\frac{N_0}{L} \sim 1\%$ ou ⊖ ⟶ possibilité de négliger N_0 devant L

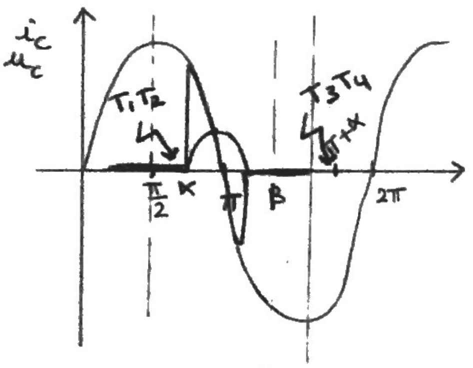
$\boxed{N_0 \ll L}$

$\langle u_c \rangle = f(\alpha, \beta)$ donc dépend de la charge

⟶ fonctionnement non souhaité pour ce type de ponts.

Rq si $\alpha > \frac{\pi}{2}$

i_c va s'annuler avant l'amorçage du couple de thyr suivants



Graphiquement : la partie où $u_c > 0$ est bcp + grande que $u_c < 0$ donc le courant i_c qui va augmenter tant que $u_c > 0$ va s'annuler avant l'amorçage de $T_3 T_4$

* Seul le fonct° en conduction discontinue est envisagé
* $\langle i \rangle = 0$ courant alternatif mais non sinusoïdal
  valeur moyenne

Cas 2° ⟹ Cas Critique (fig 14)

- Pour $\alpha = \phi$

$i_c^*(x) = \cos\phi \sin(x - \phi) = \cos\alpha \sin(x - \alpha)$

Le courant i est sinusoïdal

Cas 3 $\Longrightarrow$ Conduction Continue

- Pour $\alpha < \phi$

  T_3T_4 amorcé à $\pi+\alpha$ alors que T_1T_2 passants car $i_c > 0$

  $\longrightarrow$ commutation

- $v = V_0\sqrt{2}\sin x = R_0 i + N_0\omega \dfrac{di}{dx}$ côté alternatif

  $0 = R i_c + L\omega \dfrac{di_c}{dx}$ côté continu

  On a 2 cst de temps $\dfrac{N_0}{R_0}$ et $\dfrac{L}{R}$

  $\dfrac{L}{R} \gg \dfrac{N_0}{R_0}$ donc plus rapide

- variation de i_c plus lent que la variation de i
- commutation très courte $\longrightarrow$ considérer i_c cste pendant u

  $\equiv$ $I_0 = i_c(\pi+\alpha)$

- Il suffit d'étudier i durant la commutation

  CI $\quad i(\alpha+\pi) = i_c(\alpha+\pi)$

  CF $\quad i(\alpha+\pi+u) = -i_c(\alpha+\pi)$

- On a $i_1 + i_3 = i_c(\pi+\alpha)$ $\quad$ $i_1 - i_4 = i$

  $i_2 + i_4 = i_c(\pi+\alpha)$ $\quad$ $i_2 - i_3 = i$

- $0 < i_1 < i_c(\alpha+\pi)$ $\quad$ $0 < i_3 < i_c(\alpha+\pi)$

  $0 < i_2 < i_c(\alpha+\pi)$ $\quad$ $0 < i_4 < i_c(\alpha+\pi)$

- $V_0\sqrt{2}\sin x = R_0 i + N_0\omega \dfrac{di}{dx}$

$$\begin{cases} R_0 i \ll N_0\omega \dfrac{di}{dx} \\ i(\alpha+\pi) = i_c(\alpha+\pi) \end{cases}$$

solution

$$i(x) = \frac{V_0\sqrt{2}}{N_0\omega}\left[\cos(\alpha+\pi) - \cos x\right] + i_c(\pi+\alpha)$$

jebneha ta nchouf amtin commutation btoufla

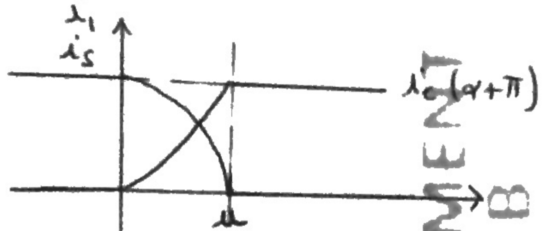
Commutation se termine pour $\boxed{i(\pi+\alpha+u) = -i_c(\pi+\alpha)}$

$$\boxed{\cos\alpha - \cos(\alpha+u) = \frac{\sqrt{2}\,N_0\omega}{V_0}\, i_c(\alpha+\pi)}$$

- Puisque 4 thyr. identiques

$$i_1 = i_2 = \frac{i + i_c(\alpha+\pi)}{2} = i_c(\alpha+\pi) + \frac{V_0\sqrt{2}}{2N_0\omega}\left(\cos(\alpha+\pi) - \cos x\right)$$

$$i_3 = i_4 = \frac{-i + i_c(\alpha+\pi)}{2} = \frac{-V_0\sqrt{2}}{2N_0\omega}\left(\cos(\alpha+\pi) - \cos x\right)$$



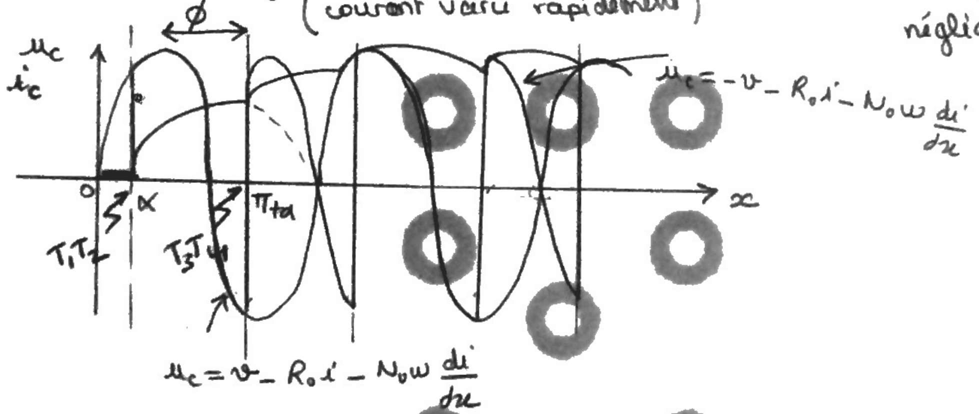
- Gradients de courant dans les thyristors

$$\boxed{\left.\frac{di_T}{dt}\right)_\alpha = \frac{V_0\sqrt{2}}{\underline{\underline{2N_0}}}\sin\alpha}$$

gradient max pour $\alpha = \frac{\pi}{2} \longrightarrow \left.\frac{di_T}{dt}\right)_{\alpha max} = \frac{V_0\sqrt{2}}{\underline{\underline{2\,N_0}}}$

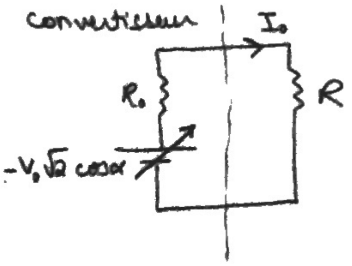
$\longrightarrow$ Importance de N_0 :

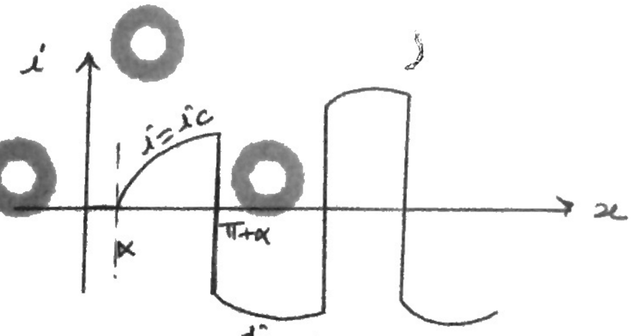
- N_0 limite le gradient de courant à l'amorçage et au blocage des thy
- N_0 guarantie la non destruction des thyr.
- N_0 faible $\longrightarrow$ gradient de courant grand $\longrightarrow$ durée de commutat° faible $\downarrow$ négliger la commutation
  (courant varie rapidement)



$\boxed{i_c = \langle i_c \rangle + i_{c\sim}}$ lorsque $i_{c\sim} \ll \langle i_c \rangle \longrightarrow \boxed{i_c \simeq I_0 = \langle i_c \rangle} \equiv$ $\langle i_c \rangle$ I_0

$$\boxed{\begin{aligned} \langle u_c \rangle &= \frac{2}{\pi} V_0\sqrt{2}\cos\alpha - R_0 I_0 \\ \langle i_c \rangle &= I_0 = \frac{2}{\pi}\frac{V_0\sqrt{2}}{R+R_0}\cos\alpha \end{aligned}}$$





- Voir Recapitulatif p.20

2 - Ponts triphasés à 6 thyristors

- Le courant va tjs passer dans la branche la plus ⊕ et donc on ne peut pas amorcer 3 thyr. ensemble → il y a tjs 1 thyr de ces 3 qui va être bloquer

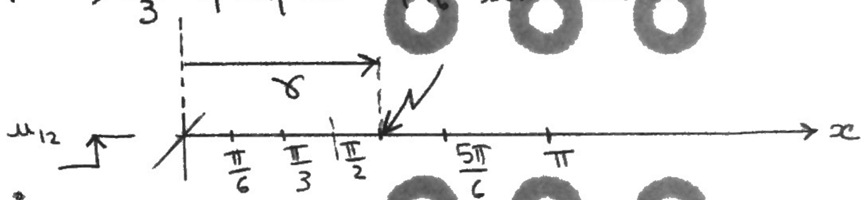
- Tous les thyr T_i et $T_{i\pm3}$ ensemble passants → CC la charge → Non
  T_i et $T_{i\pm2}$ " " → CC la source → Non

- 6 combinaisons possibles

$T_6 T_1$	$T_3 T_4$
$T_1 T_2$	$T_4 T_5$
$T_2 T_3$	$T_5 T_6$

- En prenant le front montant de u_{12} coe origine des temps.
T_1 et T_6 amorçables entre $\frac{\pi}{6}$ et $\frac{5\pi}{6}$
(le déphasage entre tension simple et tension composée $= \frac{\pi}{6}$)

- Soit un pt $> \frac{\pi}{3}$ q'cq où $T_1 T_6$ sont amorcés



$$u_{12} = U_0\sqrt{2}\sin x = (R+2R_0)\, i_c + (L+2N_0)\,\omega \frac{di_c}{dx}$$

$$i_c(0) = 0 = i_c(\gamma)$$

Soit $L\omega \gg 2N_0\omega$ $\left(\frac{N_0}{L} < \frac{1}{100}\right)$

on pose $u^* = \frac{U_{12}}{U_0\sqrt{2}} = \sin x$ $\quad i_c^* = \frac{i_c}{U_0\sqrt{2}/R+2R_0}$ $\quad \tan\phi = \frac{L\omega}{R+2R_0}$

$$\boxed{\sin x = i_c^* + \tan\phi \frac{di_c^*}{dx}}$$

solution

$$i_c^*(x) = \cos\phi\left[\sin(x-\phi) - e^{-\frac{(x-\gamma)}{\tan\phi}} \sin(\gamma-\phi)\right]$$

Qd $i_c = 0$??

→ En $\boxed{\left(\gamma + \frac{2\pi}{6}\right)}$ amorçage d'un nouveau couple de thyr.

<u>Rq</u> hyp. tout est nul → on commence par $\frac{\pi}{6} = \gamma$
hyp. régime permanent → " " par $\frac{\pi}{3} = \gamma$

• signe de $i_c(\gamma+\frac{2\pi}{6})$

1 → $i_c(\gamma+\frac{2\pi}{6})<0 \rightarrow i_c(\beta)=0$ avec $\beta<\gamma+\frac{2\pi}{6}$
conduction discontinue
état élec éqv aux CI

2 → $i_c(\gamma+\frac{2\pi}{6})=0 \rightarrow i_c(\beta)=0$ avec $\beta=\gamma+\frac{2\pi}{6}$
cas limite.

3 → $i_c(\gamma+\frac{2\pi}{6})>0 \rightarrow i_c(\beta)=0$ pour $\beta>\gamma+\frac{2\pi}{6}$
en $\gamma+\frac{2\pi}{6}$ amorçage d'un nouveau couple de thyr pendant que T_1T_6 passants
conduction continue
phénomène de commutation.

<u>Cas 1°</u> conduction discontinue (fig 7')

- Pour $x=\beta \longrightarrow T_1T_6$ se bloquent
  Le système retrouve théoriquement ~~son état~~ élec initial avec $v_{T_1}=v_1>0$ ⚠
  Or en pratique, après avoir conduit, le thyr <=> à une source de courant ⊖
  (phénomène de recouvrement inverse)
  ⟶ Le système de tous th. bloqué n'est pas cyclique
- Prendre en compte ⟶ I_{RR} du thyr concerné par la commutation
  \+ celui des thyr concernés par la conduction précédente

. En $x=\gamma+\frac{2\pi}{6} \longrightarrow T_1$ voit une tension $v<0$ à ses bornes du courant
son amorçage est fait grâce à une impulsion de gâchette convenable

. $\cancel{\frac{\pi}{6}<\gamma<\frac{5\pi}{6}}$ mais $\frac{\pi}{6}<\gamma<\pi$

En $x=\gamma+2\pi$
$v_T \sim u_{13} \neq v_1 \longrightarrow$ angle d'amorçage naturel = front montant de u_{13}
$\Longrightarrow \cancel{\frac{\pi}{6}<\gamma<\pi}$ mais $\boxed{\frac{\pi}{3}<\gamma<\pi}$

T_1T_6 ON $\longrightarrow u_c = u_{12} - 2R_0 i_c - 2N_0\omega \frac{di_c}{dx}$

soit $u_c^* = \frac{u_c}{U_0\sqrt{2}}$ et $i_c^* = \frac{i_c}{U_0\sqrt{2}/(2R_0+R)}$

$$u_c^* = \sin x - \frac{2R_0}{U_0\sqrt{2}}\,\frac{2R_0+R}{2R_0+R}\,i_c - \frac{2N_0\omega}{U_0\sqrt{2}}\,\frac{2R_0+R}{2R_0+R}\,\frac{di_c}{dx}$$

or $\sin x = i_c^* + \tan\phi \frac{di_c^*}{dx}$

$$\boxed{u_c^* = \left(1-\frac{2N_0}{L}\right)\sin x - \left(\frac{2R_0}{2R_0+R} - \frac{2N_0}{L}\right) i_c^*}$$

or $\frac{N_0}{L} \ll$ d'où $\boxed{u_c^* = \sin x - \frac{L N_0}{2R_0 + R} i_c^*}$

terme petit car $R_0 \ll$

Alors tension continue u_c^* très voisine de $\sin x$

(u_c^* va être une tension composée puis au passage à un nouveau couple de thyr u_c^* va être la tension composée suivante)

Cas 2 Cas limite

$i_c(\beta) = 0$ avec $\beta = \gamma + \frac{2\pi}{6}$

Cas 3 Conduction Continue

- $T_1 T_2$ amorcés alorsque $T_1 T_6$ ON
- $i_c\left(\gamma + \frac{2\pi}{6}\right) > 0$ $T_6 T_1 T_2$ ON $\longrightarrow$ commutation

Rq pour savoir le type de conduction, il faut voir i_c non i aux bornes du thyr

ex i_c présente des paliers nuls $\longrightarrow$ conduction discontinue

- Soit ϕ tel que $\beta > \gamma + \frac{2\pi}{6}$ et $i_c(\beta) = 0$
- A partir de γ :

$$i_c^*(x) = \cos\phi \left[\sin(x - \phi) - e^{-\frac{(x-\gamma)}{\tan\phi}} \sin(\gamma - \phi)\right]$$

Fig 9

$$\begin{cases} v_{1n} - (R_0 + R) i_c - (L + N_0)\omega \frac{di_c}{dx} = v_{2n} - R_0 i_2 - N_0 \omega \frac{di_2}{dx} & (1) \\ \phantom{v_{1n}} = v_{3n} - R_0 i_3 - N_0 \omega \frac{di_3}{dx} & (2) \\ i_2 + i_3 + i_c = 0 \quad (3) \text{ éq des noeuds} \end{cases}$$

(1)-(2)

$$\begin{cases} \frac{u_{12} + u_{13}}{2} = \left(\frac{3R_0}{2} + R\right) i_c + \left(\frac{3N_0}{2} + L\right)\omega \frac{di_c}{dx} \\ u_{23} = R_0(i_2 - i_3) + N_0 \omega \frac{d(i_2 - i_3)}{dx} \\ -i_c = i_2 + i_3 \end{cases}$$

- Pratiquement, i_c varie lentement par % aux courants de phase
- $i_c \approx i_c\left(\gamma + \frac{2\pi}{6}\right) = \text{cste}$ pendant la commutation

chute de tension $\ll$

- $u_{23} = \underbrace{2R_0 i_2}_{\text{terme d'amortissement faible}} + R_0 i_c\left(\gamma + \frac{2\pi}{6}\right) + 2N_0\omega \frac{di_2}{dx}$

$u_{23} \approx 2N_0 \omega \frac{di_2}{dx}$

CI $i_2\left(\gamma + \frac{2\pi}{6}\right) = -i_c\left(\gamma + \frac{2\pi}{6}\right) = -i_{T_6}\left(\gamma + \frac{2\pi}{6}\right)$

• En prenant pour origine des temps le front montant de u_{23}

$$i_2(x) = \frac{U_0\sqrt{2}}{2N_0\omega}\left[\cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{6}\right) - \cos x\right] - i_c\left(\gamma + \frac{2\pi}{6}\right)$$

u_{23} (+) durant la commutation donc i_2 croissant → i_{T_6} décroissant

Commutation se termine qd $i_{T_6} = 0$

• Durée de commutation

$$\boxed{\cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{6}\right) - \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{6} + u\right) = \frac{2N_0\omega}{U_0\sqrt{2}}\, i_c\left(\gamma + \frac{2\pi}{6}\right)}$$

$$i_2\left(\gamma - \frac{2\pi}{6} + u\right) = 0$$

• Gradient de courant : $\left.\frac{di_{T_2}}{dt}\right)_{\gamma + \frac{2\pi}{6}} = -\left.\frac{di_{T_6}}{dt}\right)_{\gamma + \frac{2\pi}{6}} = \frac{U_0\sqrt{2}}{2N_0}\sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{6}\right)$

→ gradient maximal pour $\gamma - \frac{2\pi}{6} = \frac{\pi}{2} \Longrightarrow \boxed{\gamma = \frac{\pi}{6}}$

→ inductance de fuites (N_0) → garantie la non destruction des thyr

$N_0\omega <<$ → u durée faible → commutation à négligée

_ Génération des impulsions de commande

→ procédé par " double impulsion "

consiste à répéter l'impulsion sur le Th_{n-1} lorsqu'on désir rendre passant Th_n

→ permet la $1^{ère}$ mise en conduction

→ " le fonct° en conduction discontinue

2-2- P3φCT connecté à une source de courant unidirectionnel cst :

2-2-1- Commutation quasi-instantanée :

	u_c	i_1	v_{T_1}
T_1T_6	$u_{12} - 2R_0I_0$	I_0	0
T_1T_2	$u_{13} - 2R_0I_0$	I_0	0
T_2T_3	$u_{23} - 2R_0I_0$	0	$u_{12} + R_0I_0$
T_3T_4	$u_{21} - 2R_0I_0$	$-I_0$	$u_{12} + 2R_0I_0$
T_4T_5	$u_{31} - 2R_0I_0$	$-I_0$	$u_{13} + 2R_0I_0$
T_5T_6	$u_{32} - 2R_0I_0$	0	$u_{13} + R_0I_0$

Pour fig 15 $\alpha = \frac{5\pi}{6}$ car α compté à partir du front montant de u_{13}

$$\omega t_r = 2\pi - \arcsin\frac{R_0I_0}{U_0\sqrt{2}} - \left(\frac{\pi}{3} + \alpha + \frac{2\pi}{6} + \frac{2\pi}{6}\right)$$

$$\boxed{\begin{aligned} &\omega t_r = \pi - \arcsin\frac{R_0I_0}{U_0\sqrt{2}} - \alpha > \omega t_q \\ &\alpha < \alpha_M = \pi - \omega t_q - \arcsin\frac{R_0I_0}{U_0\sqrt{2}} - u \end{aligned}}$$

cas en commutation

C'est ωt_r du pire des cas donc ωt_r le plus petit (pour dimensionner le thyr)

* Grandeurs Caractéristiques (fig 13 - 14 - 15)

$$\longrightarrow \langle u_c \rangle = \frac{1}{\frac{2\pi}{6}} \int_{\alpha+\frac{\pi}{3}}^{\alpha+\frac{\pi}{3}+\frac{\pi}{3}} \left[U_0\sqrt{2} \sin x - 2 R_0 I_0 \right] dx$$

$$\boxed{\langle u_c \rangle = \frac{3}{\pi} U_0 \sqrt{2} \cos\alpha - 2 R_0 I_0} \longrightarrow$$ $\langle u_c \rangle$ en cas d'un pont 3φ à 6T est meilleur

$$\longrightarrow I_{1eff}^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\frac{2\pi}{3}} I_0^2 \, dx \longrightarrow \boxed{I_{1eff} = \sqrt{\frac{2}{3}}\, I_0}$$

$$\longrightarrow \langle p_c \rangle = \frac{3}{\pi} U_0 \sqrt{2} I_0 \cos\alpha - 2 R_0 I_0^2$$

$$\longrightarrow \langle p_s \rangle = \langle p_c \rangle + 3 R_0 I_{1eff}^2 = 2 R_0 I_0^2$$

$$= \frac{3}{\pi} U_0 \sqrt{2} I_0 \cos\alpha = \sqrt{3}\, U_0 I_{1eff} F_p = \sqrt{3}\, U_0 I_{11} \cos\phi_1$$

$$\longrightarrow F_p = \frac{3}{\pi} \cos\alpha = \lambda \cos\phi_1$$

or d'après fig 16 on a $\alpha = \phi_1$ d'où $\lambda = \frac{3}{\pi} \approx 0{,}95 \longrightarrow$ + sinusoïdale qu'en monophasé

Rq

- $F_p > 0$ pour $0 < \alpha < \frac{\pi}{2} \longrightarrow$ source fournie de l'énergie à la charge
  Redresseur
- $F_p < 0$ pour $\frac{\pi}{2} < \alpha < \alpha_m \longrightarrow$ charge fournie à la source
  Onduleur
- $\langle Q_s \rangle = \frac{3}{\pi} U_0 \sqrt{2} I_0 \sin\alpha$ tjs $> 0 \longrightarrow$ pont 3φ à 6T consomme tjs de la puissance réactive (inconvénient)

* Caractéristiques du convertisseur

- $I_{2n} = I_{0m} \sqrt{\frac{2}{3}}$
- $Z_{2n} = \frac{V_{2n}}{I_{2n}}$; I_{2n} courant nominal au secondaire du transfo peut être égale à i_1, i_2 et i_3
- $Z_{2n} = \frac{U_0}{\sqrt{3}\, I_{0m} \sqrt{\frac{2}{3}}}$
- $\langle u_c \rangle^* = \frac{\langle u_c \rangle}{\frac{3}{\pi} U_0 \sqrt{2}}$
- $\langle i_c \rangle^* = \frac{I_0}{I_{0m}}$

$$\boxed{\langle u_c \rangle^* = \cos\alpha - \frac{\pi}{3} r_0 \langle i_c \rangle^*}$$

- Prise en compte de la commutation

Calcul analogique à celui de la charge RL

$\left(\gamma = \alpha + \frac{\pi}{3}\right) \longrightarrow$ $\boxed{\cos\alpha - \cos(\alpha + u) = r_0 \omega \langle i_c \rangle^*}$

⟶ u_c pendant la commutation ?

$$u_c = u_{AB} = u_{AC} = \frac{u_{AB} + u_{AC}}{2} \quad (\text{fig } 19)$$

$$\begin{cases} u_{AB} = u_{12} - R_0 I_0 + R_0 i_2 + N_0 \omega \dfrac{di_2}{d\alpha} \\ u_{AC} = u_{13} - R_0 I_0 + R_0 i_3 + N_0 \omega \dfrac{di_3}{d\alpha} \end{cases}$$

$$\boxed{u_c = \frac{u_{12} + u_{13}}{2} - \frac{3}{2} R_0 I_0}$$

après dans le calcul on va majorer ce terme par $2 R_0 I_0$

Avant commutation $u_c = u_{12} - 2 R_0 I_0$

Après " $u_c = u_{13} - 2 R_0 I_0$

- Incidence de la commutation

⟶ pour u_c :

$\langle u_c \rangle$ de la surface hachurée (fig 20)

$$\Delta \langle u_c \rangle = \frac{1}{\frac{2\pi}{6}} \int_{\gamma + \frac{\pi}{3}}^{\gamma + \frac{\pi}{3} + u} \left[u_{13} - \frac{u_{12} + u_{13}}{2} \right] d\alpha$$

α en prenant le front montant de u_{13}

$$u_{23} = U_0\sqrt{2} \sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$\cdot\ \Delta \langle u_c \rangle = \frac{3}{2\pi} \int_{\gamma + \frac{\pi}{3}}^{\gamma + \frac{\pi}{3} + u} (u_{13} - u_{12})\, d\alpha = \frac{3}{2\pi} \int_{\gamma + \frac{\pi}{3}}^{\gamma + \frac{\pi}{3} + u} 2 N_0 \omega \frac{di_2}{d\alpha}$$

$$= \frac{3}{\pi} N_0 \omega \underbrace{\int_{\gamma + \frac{\pi}{3}}^{\gamma + \frac{\pi}{3} + u} \frac{di_2}{d\alpha}}_{I_0} = \frac{3}{\pi} N_0 \omega I_0$$

$$\boxed{\begin{aligned} &\Delta \langle u_c \rangle = \frac{3}{\pi} N_0 \omega I_0 \\ &\langle u_c \rangle = \frac{3}{\pi} U_0\sqrt{6} \cos\alpha - 2 R_0 I_0 - \frac{3}{\pi} N_0 \omega I_0 \\ &\langle u_c \rangle^* = \cos\alpha - \left[\frac{r_0 \omega}{2} + \frac{\pi}{3} r_0 \right] \langle i_c \rangle^* \end{aligned}}$$

chute résistive

→ Sur le courant alternatif

$\phi_1' > \phi_1$

$\Rightarrow f_p' \sim f_p$

$\longrightarrow \lambda' > \lambda \longrightarrow$ allure du courant un peu plus sinusoïdale

→ Sur v_T (tension aux bornes du thy)

$(\omega t_r > \omega t_q) \longrightarrow \alpha_M = \pi - \omega t_q - u - \arcsin \frac{R_0 I_0}{U_0\sqrt{2}}$

+

discontinuités de tension aux bornes des composants avec pour $\frac{\pi}{3} < \alpha < \frac{2\pi}{3}$ un gradient de tension ∞ du blocage inverse au blocage direct

→ risque de réamorçage des thyr. non controlés.

- Incidence de la commutation sur la caract. du convertisseur

$$\begin{cases} \langle u_c \rangle^* = \cos\alpha - \left[\frac{r_0 \omega}{2} + \frac{\pi}{3} r_0\right] \langle i_c \rangle^* \\ \cos\alpha - \cos(\alpha + u) = r_0 \omega \langle i_c \rangle^* \\ 0 < \alpha < \pi - \omega t_q - u - \arcsin \frac{r_0 \langle i_c \rangle^*}{2} \end{cases}$$

$$\left.\begin{cases} r_{cc} = \sqrt{r_0^2 + (r_0 \omega)^2} \\ r_0 = k\, r_{cc} \end{cases}\right\} \quad f(k) \text{ max à calculer}$$

$\Longrightarrow \langle u_c \rangle^* = \cos\alpha - 1{,}16\, r_{cc} \langle i_c \rangle^*$

<u>Récapitulatif</u>

P1φ4T, P3φ6T } * systèmes essentiellement non-linéaires
* certains ponts nécessitent un développement particulier afin de les améliorer.