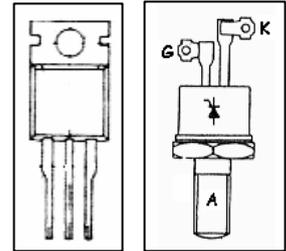
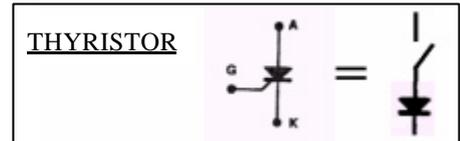


1 Intérêt des composants à avalanche

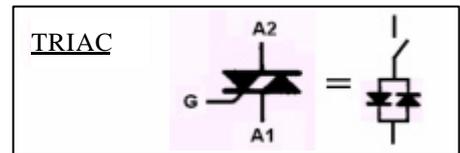
Les composants à avalanche (*thyristors et triacs*) sont utilisés pour réaliser des **interrupteurs de puissances** permettant de commuter de forts courants tout en conservant une relativement faible perte de tension (faibles pertes de conduction). Contrairement aux transistors, ils supportent de fortes tensions, non seulement en direct, mais également en inverse, ce qui leur permet d'être utilisés en régime alternatif.



Le **thyristor** se comporte comme une diode dont on peut déclencher la mise en conduction grâce au signal de gâchette (I_G). Comme une diode, ce composant permet de réaliser des interrupteurs unidirectionnels.



Le **triac** comprend 2 thyristors en anti-parallèle. Il se comporte donc comme un couple de 2 diodes montées en anti-parallèle dont on peut déclencher la mise en conduction grâce au signal de gâchette (I_G). Ce composant permet donc de réaliser des interrupteurs bidirectionnels.



Le thyristor et le triac sont ainsi des composants déclenchables par un signal de gâchette, qui ne peuvent donc fonctionner qu'en mode Tout Ou Rien. Contrairement aux transistors, une fois déclenchés, ces composants restent à l'état ON même sans signal de commande (... *ce qui explique la notion de « gâchette »*), jusqu'à ce que leur courant « s'annule » (... $I < I_H$ en réalité). Notons que cette particularité permet de limiter la puissance du circuit de commande.

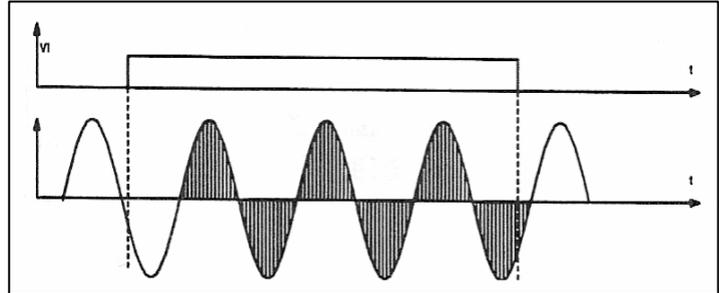
1.1 Avantages des thyristors et triacs vis à vis des interrupteurs électromécaniques

| <i>Interrupteurs électromécaniques</i> | <i>Thyristors et triacs</i> |
|---|---|
| <p>LENT (composant électromécanique) ... Commutation en quelques dizaines de ms $> T_{réseau}$</p> <p>⇒ ... <i>Commutations asynchrones</i></p> <p>⇒</p> | <p>RAPIDE (composant électronique) ... Commutation en quelques $\mu s \lll T_{réseau}$</p> <p>⇒ ... <i>Commutations synchrones possibles</i></p> <p>Rem. : Commutation ON→OFF auto-synchrone et Possibilités de commandes spéciales</p> |
| <p><i>Composant électromécanique</i></p> <p>⇒ \blacktriangleright rebonds :</p> <p> \blacktriangleright étincelles :</p> <p> $\blacktriangleright N^{bre}$ de manoeuvres :</p> | <p><i>Composant électronique</i></p> <p>⇒ \blacktriangleright rebonds :</p> <p> \blacktriangleright étincelles :</p> <p> $\blacktriangleright N^{bre}$ de manoeuvres :</p> |

1.2 Possibilité de types de commandes spéciaux

1.2.1 « Interrupteur synchrone »

(commande en Tout Ou Rien)



Objectifs : ♦ mettre la charge sous tension « à tension nulle » ($v_{rés} \gg 0$) $\Rightarrow di/dt$ très faible

- \Rightarrow ♦ « suppression » des sollicitations transitoires de mises sous tension de la charge et donc amélioration de la durée de vie de la charge ^[1]
- ♦ nette réduction de la chute de $v_{rés}$ lors de la fermeture de l'interrupteur c.à.d. très peu de « parasitage HF » du réseau

Pour parvenir à mettre la charge sous tension « à tension nulle », il est nécessaire de recourir à un « détecteur de passage par zéro ».

♦ mettre la charge hors tension « à courant nul » ($i_{charge} \gg 0$) $\Rightarrow di/dt$ très faible

- \Rightarrow ♦ « suppression » des sollicitations transitoires de mises hors tension de la charge et donc amélioration de la durée de vie de la charge
- ♦ « suppression » des surtensions générées vers le réseau lors de l'ouverture de l'interrupteur

La mise hors tension de la charge « à courant nul » se fait naturellement car les composants à avalanche passent à l'état OFF naturellement lorsque $I_T < I_H$.

En outre, l'utilisation de composants semi-conducteurs permet d'éviter les rebonds inhérents aux contacts d'un interrupteur mécanique ^[2], qui génèrent des ouvertures ($\Rightarrow di/dt \Rightarrow L.di/dt \dots$ surtensions !) et fermetures répétées de l'interrupteur, ce qui accentuent la durée des transitoires qui polluent le réseau, sollicitent la charge et détériorent les contacts de l'interrupteur !

- \Rightarrow ♦ la charge est « idéalement sollicitée »
- ♦ la pollution électrique du réseau de distribution électrique et de l'environnement est réduite au minimum
- ♦ aucune cellule d'anti-parasitage n'est nécessaire

¹ Il en est de même pour le composant à avalanche qui ne subit qu'un faible di/dt à l'amorçage.

² « rebonds » inévitables lors de toute manœuvre (ouverture comme fermeture) d'un interrupteur mécanique.

1.2.2 « Time-proportional control » (Commande proportionnelle liée au temps)

Objectif : alimenter la charge à puissance variable, tout en profitant des avantages de l'interrupteur synchrone, en utilisant le principe de la commande du « rapport cyclique » (d) de la puissance appliquée à la charge.

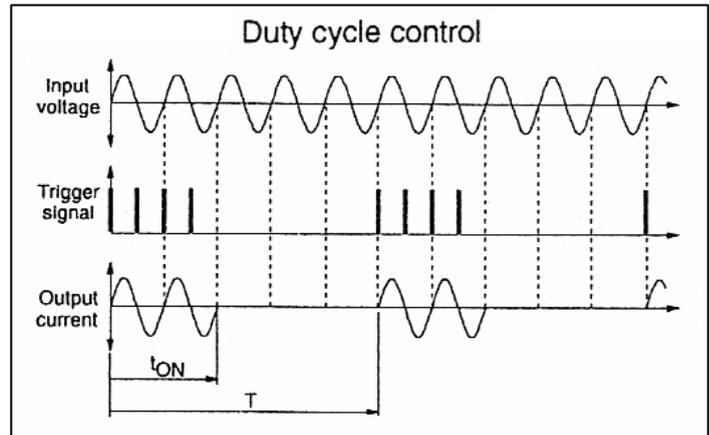
Cycle de commande :

◆ mise sous tension de la charge pendant n périodes **entières** de la tension du réseau ... « entières » afin d'éviter la génération d'harmoniques.

◆ mise hors tension de la charge pendant le reste du cycle.

$$\Rightarrow P = \frac{t_{ON}}{T_{cycle}} \cdot P_{max} = \frac{n \cdot T_{réseau}}{N \cdot T_{réseau}} \cdot P_{max}$$

$$\text{soit } \boxed{P = d \cdot P_{max}} \text{ avec } \boxed{d = \frac{n}{N}}$$



($P = \frac{2}{5} \cdot P_{max}$ soit $d = 40\%$ dans l'exemple ci-dessus)

(Résolution = 20% de P_{max} dans l'exemple ci-dessus)

Inconvénients de ce type de commande :

◆ Le réglage de puissance n'est pas continu ; la résolution est P_{max}/N . Pour obtenir une résolution assez fine, il faut donc choisir : $T_{cycle} \gg T_{réseau}$ Exemple : pour une résolution de 1% en 50 Hz : $T_{cycle} = 2$ s !

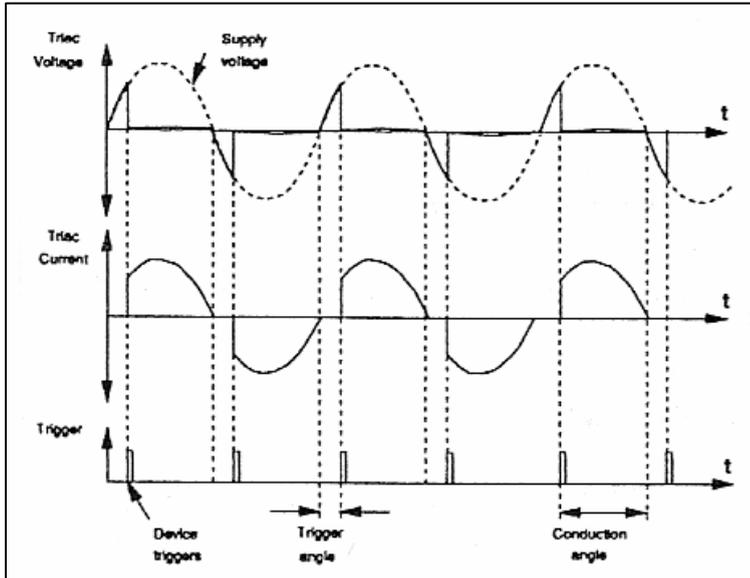
◆ Etant donné sa longue période de cycle, ce type de commande ne peut convenir qu'aux systèmes à grande inertie (grandes constantes de temps) ... **chauffage électrique** essentiellement ^[3].

³ Etant donné l'inertie thermique.

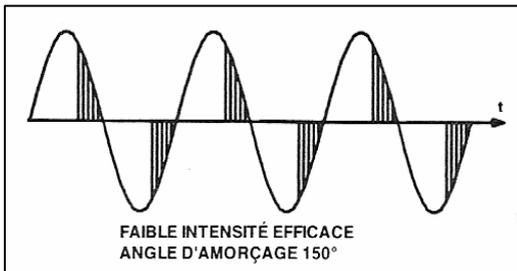
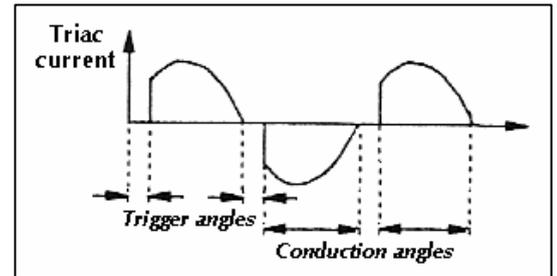
1.2.3 « Phase control » (Découpage de phase)

Objectif : alimenter la charge à puissance variable, en découpant la sinusoïde d'alimentation.

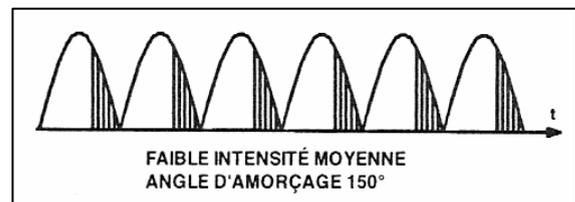
⇒ « jouer » sur « l'angle d'amorçage » du composant à avalanche



On définit « l'angle d'amorçage » (« Trigger angle ») et « l'angle de conduction » (« Conduction angle »).



Cas du redressement commandé



Inconvénients de ce type de commande :

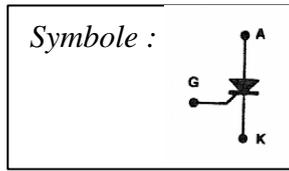
- ◆ Le découpage du signal du réseau produit des signaux non sinusoïdaux, donc des harmoniques, qui pollue le réseau de distribution électrique et l'environnement ... *déformation de la tension du réseau au niveau des consommateurs* ^[4], *surtensions parasites, pollution électromagnétique*.
- ◆ Le découpage du signal du réseau produit des transitoires qui sollicitent la charge et engendrent un « *parasitage HF* » généré par le circuit vers le réseau.
- ◆ Une cellule d'anti-parasitage est obligatoire pour réduire la pollution du réseau de distribution électrique.

⇒ le « *découpage de phase* » n'est à utiliser que si la « *commande proportionnelle au temps* » ne peut l'être, c.à.d. si la constante de temps du processus ne le permet pas.

⁴ Le découpage du signal du réseau produit des courants non sinusoïdaux, engendrant des chutes de tensions en ligne non sinusoïdales qui déforment la tension du réseau au niveau des consommateurs.

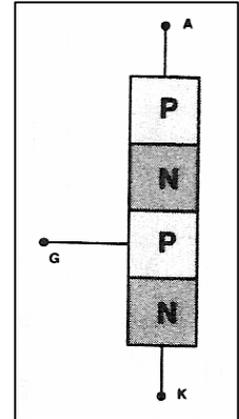
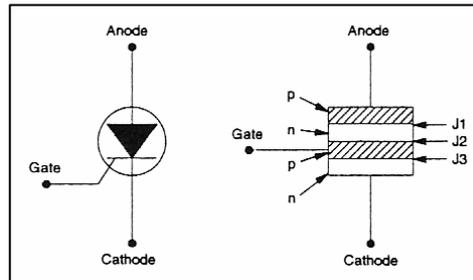
2 Etude des composants à avalanche

2.1 Thyristor (ou SCR ^[1])



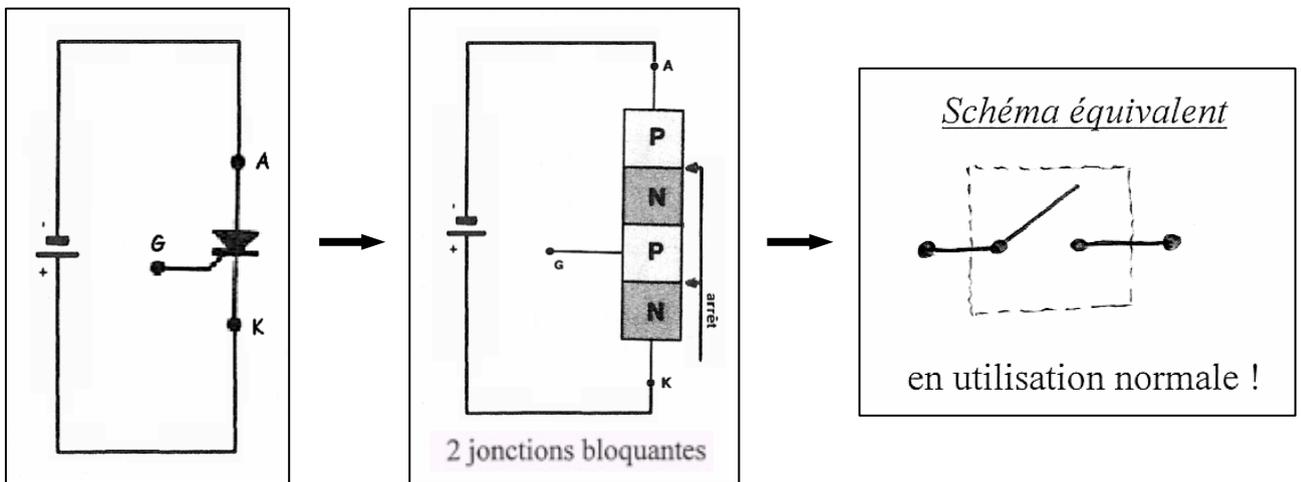
2.1.1 Structure

- ◆ 4 couches \Rightarrow 3 jonctions en série
- ◆ 2 accès principaux : A (anode)
K (cathode)
- ◆ un accès de « gâchette » : G



Remarque : Il est possible de concevoir 2 types de thyristors : un thyristor à gâchette d'anode et un thyristor à gâchette de cathode. Cependant, en pratique, il n'existe que des thyristors à gâchette de cathode.

2.1.2 Polarisation en sens inverse (*Reverse*)



☞ *En inverse : caractéristique thyristor \approx caractéristique diode classique*

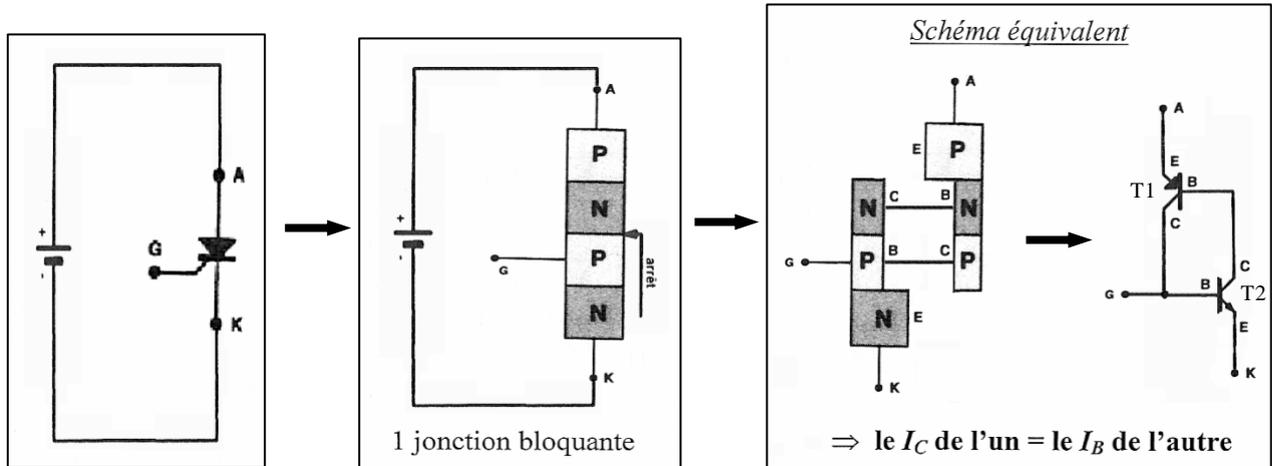
☞ *Thyristor = composant unidirectionnel (en utilisation normale)*

Sens de conduction : A (anode) \rightarrow K (cathode)

¹ « Silicon Controlled Rectifier » (ou encore « thyatron sec »)

2.1.3 Polarisation en sens direct (Forward)

2.1.3.1 Schéma équivalent



2.1.3.2 Amorçage et blocage

2.1.3.2.1 Principes d'amorçage et de blocage et condition générale

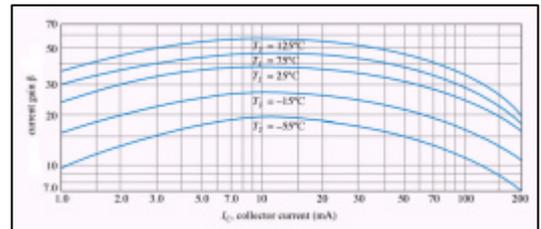
♦ I_C d'un transistor = I_B de l'autre \Rightarrow **phénomène d'avalanche** :

$$\dots \text{ si la conduction de } T_2 \nearrow \Rightarrow I_{C_2} = I_{B_1} \nearrow \Rightarrow I_{C_1} = b_1 \cdot I_{B_1} = I_{B_2} \nearrow$$

\Rightarrow la conduction des 2 transistors \nearrow (Il en est de même si la conduction de $T_1 \nearrow$)

\Rightarrow « après 1 boucle », I_T devient $I_T' = b_1 \cdot b_2 \cdot I_T$ [2]

♦ $b = f(I_C)$ \rightarrow notamment $b \ll (\dots < 1)$ si $I_C \ll$



♦ **Amorçage** : lorsque les $I_{C_{OFF}}$ atteignent leur valeur d'amorçage c.à.d. tels que $b_1 \cdot b_2 > 1$

\rightarrow effet d'avalanche jusqu'à ce que ... *transistors en saturation*

$$\Rightarrow \text{à l'état passant : } V_{T_{ON}} = V_{CE_{satT_1}} + V_{BE_{T_2}} \approx 1 \text{ V et } I_{T_{ON}} = \frac{V_{alim} - V_{T_{ON}}}{R_L} \approx \frac{V_{alim}}{R_L}$$

☞ A l'état ON : *thyristor* \approx \Rightarrow « *thyristor* \approx *diode* »

² En effet : $I_T = I_A = I_K = I_{E_2} = I_{C_2} + I_{B_2} = (b_2 + 1) \cdot I_{B_2}$ (en fonctionnement linéaire)

or : $I_{B_2} \rightarrow I_{C_2} = b_2 \cdot I_{B_2} = I_{B_1} \rightarrow I_{C_1} = b_1 \cdot I_{B_1} = I_{B_2}' \Rightarrow$ « après 1 boucle », I_{B_2} devient $I_{B_2}' = b_1 \cdot b_2 \cdot I_{B_2}$
 \Rightarrow « après 1 boucle », I_T devient $I_T' = (b_2 + 1) \cdot I_{B_2}' = b_1 \cdot b_2 \cdot (b_2 + 1) \cdot I_{B_2} = b_1 \cdot b_2 \cdot I_T$

♦ **Blocage** : lorsque les I_{CON} atteignent leur valeur de blocage c.à.d. tels que $b_1 \cdot b_2 < 1$, ce qui se produit lorsque $I_T < I_H \approx 0$ ^[3], paramètre caractéristique du composant.

→ effet d'avalanche « inverse » jusqu'à ce que ... *transistors bloqués*

⇒ à l'état bloqué : $V_{TOFF} = V_{alim}$ et $I_{TOFF} = I_{fuite} \approx 0$ ^{[4] [5]}

☞ A l'état OFF : *thyristor* =  ⇒ « *thyristor ≈ diode* »

☞ *Un thyristor se bloque de lui-même lorsque $I_T < I_H \approx 0$*

2.1.3.2.2 Facteurs influençant l'amorçage

Puisque l'amorçage a lieu lorsque les courants I_{COFF} atteignent leur valeur d'amorçage (telle que $b_1 \cdot b_2 > 1$), tout facteur influençant l'intensité de ces courants I_{COFF} influe sur l'amorçage. Ainsi, les paramètres principaux (d'autres paramètres influencent également l'amorçage ... voir § « *Amorçages intempéstifs* ») sont :

V_T ... $I_{COFF} \uparrow$ si $V_T \uparrow$ car $I_{fuite} \uparrow$

On définit le paramètre $V_{BO} = V_T$ qui engendre l'amorçage à $I_G = 0$

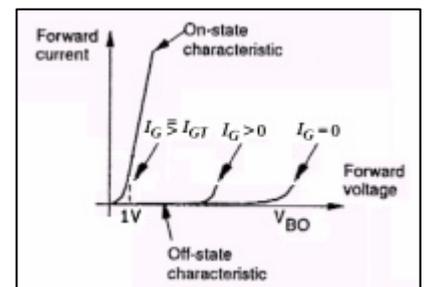
I_G ... $I_{COFF} \uparrow$ si $I_G \uparrow$ car I_G augmente la conduction du transistor « attaqué »

⇒ augmente la conduction des 2 transistors

⇒ si $I_G \uparrow$, l'amorçage a lieu à une valeur plus faible de V_T puisque I_{COFF} est déjà plus proche de sa « valeur d'amorçage »

⇒ tout se passe comme si $V_{BO} \searrow$ lorsque $I_G \uparrow$

☞ *Thyristor = diode à tension de seuil commandée par I_G*



On définit le **paramètre** I_{GT} ^[6] = I_G à partir duquel l'amorçage a lieu dès $V_{Tmin} \approx 1V$ (V_{TON}), c.à.d. dès que le thyristor est correctement polarisé.

⇒ si $I_G \geq I_{GT}$ l'amorçage a lieu dès que le thyristor est correctement polarisé par V_T .

³ I_H = courant de maintien ($H = Hold$) mesuré à $i_G=0$, lors du blocage.

⁴ A l'état bloqué, tout transistor est traversé par un courant de fuite (I_{CEO}) (en réalité, la relation entre I_C et I_B est : $I_C = I_{CEO} + bI_B$)

⁵ Ce courant de fuite n'engendre pas d'amorçage car $b < 1$ à cette intensité.

⁶ $GT = Gate Trigger$

2.1.3.2.3 Paramètres d'amorçage et condition pratique d'amorçage certain

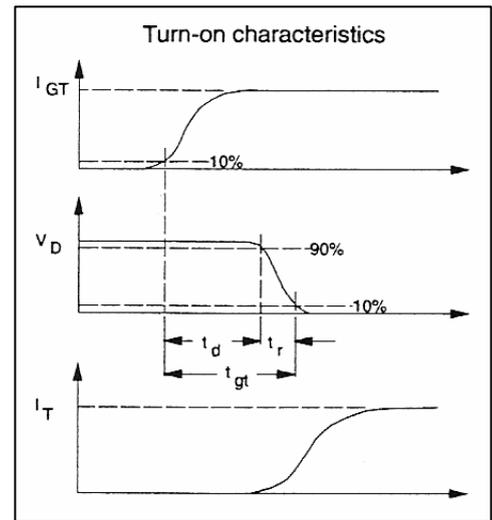
◆ Temps d'amorçage : t_{ON} (« t_{gt} »)

Le temps d'amorçage t_{ON} est dû au temps nécessaire au processus d'avalanche.

Ordre de grandeur : $t_{ON} \approx 1 \text{ à } 10 \mu\text{s}$

L'impulsion de gâchette ne pourra pas disparaître tant que le thyristor n'aura pas entièrement terminé sa phase d'amorçage.

$$\Rightarrow t_p \text{ (durée d'application de } I_G) > t_{ON}$$



Rem. : en cas de commande impulsionnelle, il existe un rapport cyclique minimal à respecter d_{min} :

$$t_{p_{min}} = d_{min} \cdot T = t_{ON} \Rightarrow d_{min} = f \cdot t_{ON}$$

En 50 Hz, on peut ignorer l'existence de d_{min} ($d_{min} \approx 50 \cdot 10 \mu = 0,0005$!!). Par contre, dans le cas des alimentations à découpage, d_{min} est responsable de la limitation en fréquence.

◆ Courant d'accrochage : I_L (Latching current) [7]

Après une phase d'amorçage (après t_{ON}), le composant à avalanche est équivalent à un interrupteur fermé et le courant I_T commence alors à augmenter à une vitesse imposée par le circuit de charge. Cependant, le signal de gâchette doit encore être maintenu jusqu'à ce que l'intensité du courant I_T dépasse I_L , valeur à partir de laquelle les courants $I_{C_{ON}}$ sont suffisants pour assurer seuls la condition de conduction ($b_1 \cdot b_2 > 1$). Ce paramètre est ainsi appelé *courant d'accrochage*.

Lors de l'utilisation de charges selfiques (I_T en retard sur V_T car les selfs s'opposent aux di/dt), il sera important de prêter attention à cette caractéristique.

Rem. : $I_L \approx 1,5 \text{ à } 3 \cdot I_H$

◆ Courant de gâchette I_{GT} (voir page précédente)

☞ **Condition pratique d'amorçage certain** : $I_G > I_{GT}$ pendant $\Delta t > t_{ON} + \Delta t_{pour I_T > I_L}$

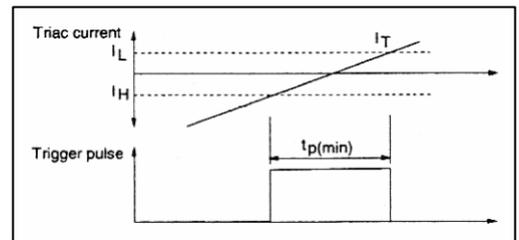
⁷ Origine : $\left\{ \begin{array}{l} \text{il faut évidemment que : } I_T > \left[I_{T_{V_{BO}}} \right]_{I_G > 0} \\ \text{or : } \left[I_{T_{V_{BO}}} \right]_{I_G > 0} < \left[I_{T_{V_{BO}}} \right]_{I_G = 0} \end{array} \right\} \Rightarrow \text{il faut : } I_T > \left[I_{T_{V_{BO}}} \right]_{I_G = 0} = I_L \text{ lorsque } I_G \text{ s'annule}$

2.1.3.2.4 Paramètres de blocage et condition pratique de blocage

◆ **Courant de maintien I_H (Holding current)**

Lors d'une phase de blocage, en absence de courant de gâchette, I_H est l'intensité du courant principal I_T en dessous de laquelle le phénomène d'avalanche « inverse » apparaît (I_C tels que $b_1 \cdot b_2 < 1$), menant au blocage. Ce paramètre est ainsi appelé *courant de maintien*.

Rem. : En cas de fonctionnement « Full-Wave », si l'on désire conserver la conduction permanente du triac, il est préférable d'appliquer le signal de gâchette avant que le courant ne descende en dessous de I_H , afin que le courant de gâchette maintienne la conduction.

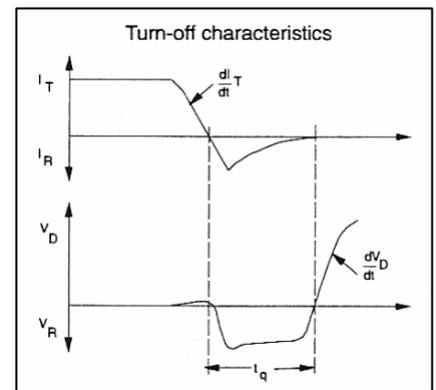


◆ **Temps de blocage : t_{OFF} (« t_q »)**

Le temps de blocage d'une diode est dû au temps nécessaire aux porteurs de charges pour regagner leur place de « repos » ... On parle de recouvrement inverse ($t_{rr} = \text{time Reverse Recovery}$).

Il en est donc de même pour un transistor bipolaire, et par conséquent pour un thyristor ou un triac.

Ordre de grandeur : $t_{OFF} \approx 10$ à $100 \mu s$

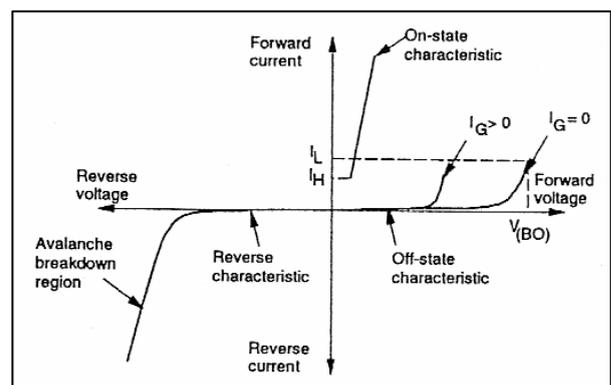
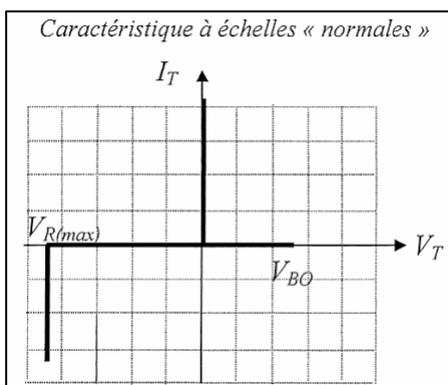


Pendant cette phase de recouvrement inverse (t_{rr}), un courant inverse circule (I_R).

Ces charges libres encore présentes sont susceptibles de réamorcer le thyristor si V_T se réinverne avant t_{OFF} , compté à partir de la condition de blocage : $I_T < I_H$

👉 **Condition pratique de blocage** : $I_T < I_H$ pendant $\Delta t > t_{OFF}$

2.1.4 Caractéristique $i=f(u)$ d'un thyristor

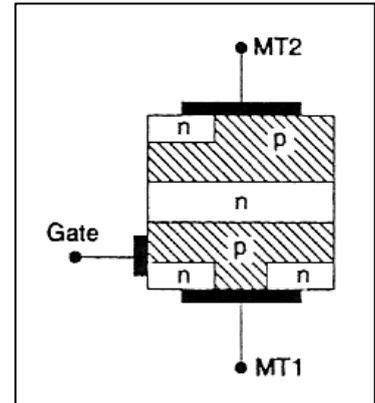
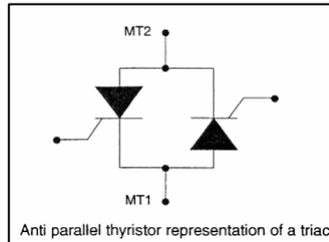
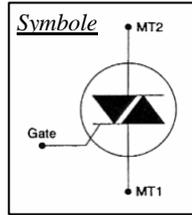


2.2 Le Triac

2.2.1 Structure

Triac = 2 thyristors en anti-parallèle

+ structure particulière permettant l'amorçage quelle que soit la polarité de V_G et V_T et ce, à l'aide d'une seule gâchette.

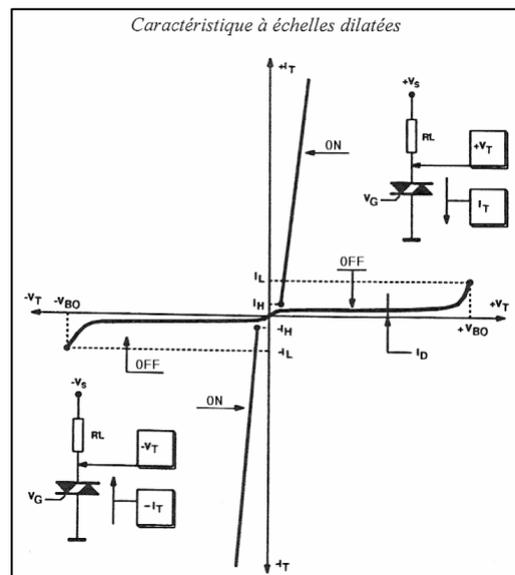
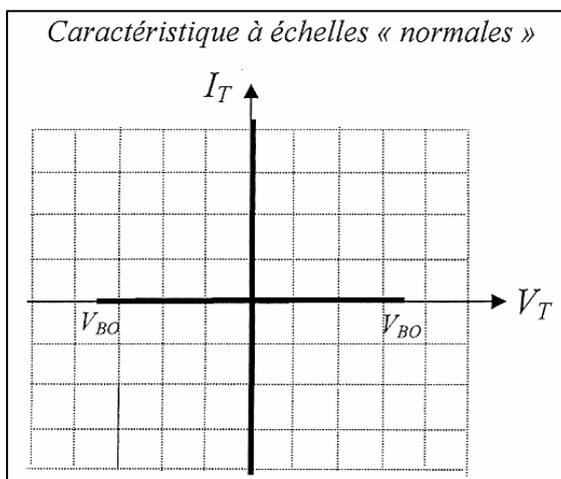


☞ La gâchette d'un Triac est placée du côté «MT1 » ⇒ **le signal de gâchette doit impérativement être appliqué entre G et « MT1 »**
 (MT = Main Terminal)

Vu sa constitution, le Triac a les mêmes conditions d'amorçage et de blocage qu'un Thyristor.

2.2.2 Caractéristique $I_T=f(V_T)$

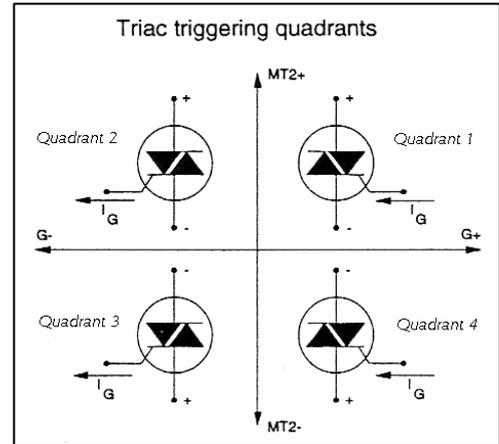
Etant donné sa structure : *caractéristique d'un Triac = celle d'un thyristor en sens direct dans les 2 sens de polarisation*



2.2.3 Modes d'amorçage

Selon les polarités de MT2 et G (par rapport à MT1), 4 modes d'amorçage sont possibles.

| Operating quadrants for triacs | | |
|--------------------------------|-------------------------|---------------|
| Quadrant | Polarity of MT2 wrt MT1 | Gate polarity |
| 1 | MT2+ | G+ |
| 2 | MT2+ | G- |
| 3 | MT2- | G- |
| 4 | MT2- | G+ |



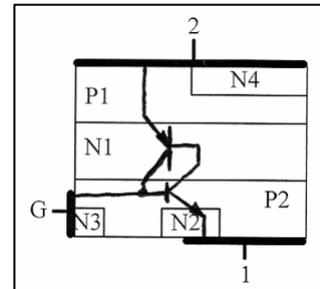
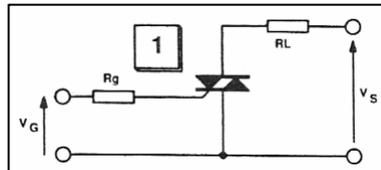
2.2.3.1 Principe de fonctionnement des 4 modes d'amorçages d'un triac

Puisqu'il contient 2 thyristors en tête-bêche et une seule gâchette, le triac utilise les 2 types de gâchette possibles : gâchette de cathode et gâchette d'anode ^[8].

2.2.3.1.1 Mode d'amorçage 1

◆ thyristor = $P_1N_1P_2N_2$

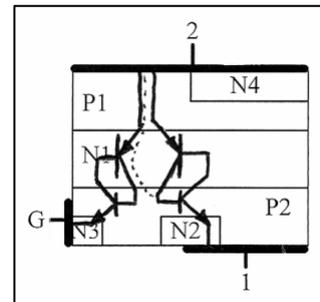
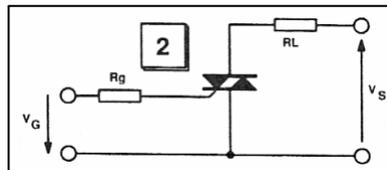
◆ amorçage classique par gâchette de cathode comme dans le cas d'un composant thyristor.



2.2.3.1.2 Mode d'amorçage 2

◆ thyristor = $P_1N_1P_2N_2$

◆ amorçage particulier utilisant le thyristor auxiliaire $P_1N_1P_2N_3$, pour lequel :
 ◆ le « V_T » est $V_T' = V_G + V_T$
 ◆ la gâchette est B_1



◆ thyristor auxiliaire amorcé par gâchette de cathode

⇒ I_T' dont une partie fournit le I_G qui amorce le thyristor principal par gâchette de cathode.

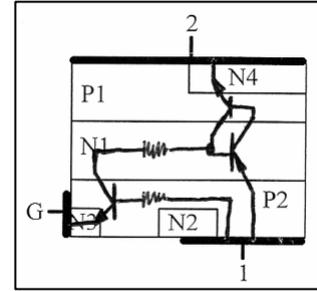
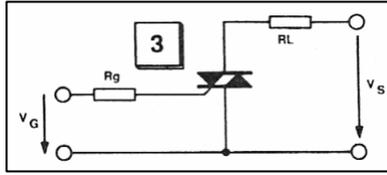
⁸ Pour rappel, l'amorçage d'un thyristor peut s'obtenir soit en injectant I_{GK} (thyristor à gâchette de cathode), soit en « tirant » I_{GA} (thyristor à gâchette d'anode).

2.2.3.1.3 Mode d'amorçage 3

♦ thyristor = $P_2N_1P_1N_4$

♦ amorçage particulier utilisant un transistor auxiliaire.

♦ $V_G \Rightarrow$ transistor auxiliaire conduit, dont $I_C = I_{GA}$ du thyristor, qui s'amorce à la manière d'un thyristor à gâchette d'anode.



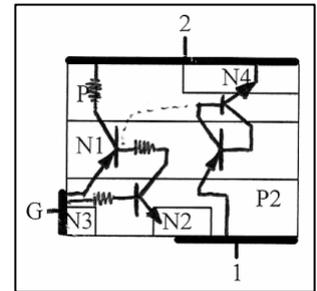
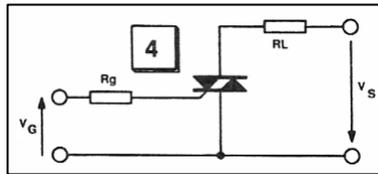
2.2.3.1.4 Mode d'amorçage 4

♦ thyristor = $P_2N_1P_1N_4$

♦ amorçage particulier utilisant 2 transistors auxiliaires

♦ $V_G \Rightarrow$ transistor T_1 entre en conduction $\Rightarrow I_{C1}$
 T_1 déclenche le transistor T_2 car $I_{B2} = I_{C1} \Rightarrow I_{C2}$

Une partie de I_{C2} fournit le I_G du thyristor, qui s'amorce par gâchette de cathode.



2.2.3.2 Sensibilités des 4 modes d'amorçages

Si l'amorçage est possible quel que soit le sens de V_T et V_G , les sensibilités sont cependant différentes pour les 4 modes :

- mode 1 : le plus sensible
- mode 2 et 3 : réclament un I_G légèrement $> I_{G(mode 1)}$
- mode 4 : le moins sensible ... à éviter

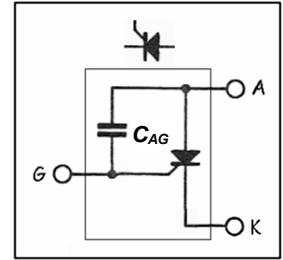
\Rightarrow Si I_G doit être toujours de même signe : utiliser de préférence les modes 2 et 3 ($\Rightarrow I_G < 0$)

Si I_G est de signe alterné : utiliser les modes 1 et 3

4.1.2 $dV_T/dt \geq (dV_T/dt)_{max}$

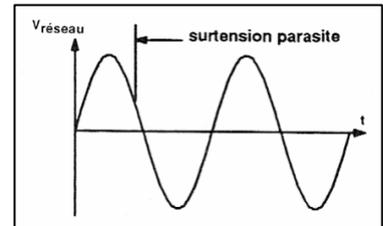
Origine : Un condensateur parasite C_{AG} existe entre anode et gâchette.

\Rightarrow un dV_T/dt produit $i_{C_{AG}} = C_{AG} \cdot dV_{AG}/dt$ qui engendre un i_G qui peut amorcer le composant à avalanche !



Causes :

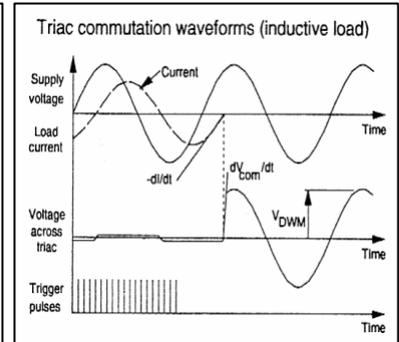
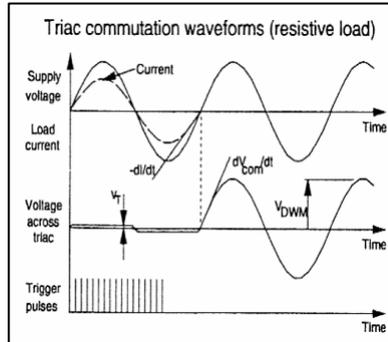
- Le $[(dV_T/dt)_{max}]_{statique}$ ^[6] est essentiellement dépassé en cas de présence de signaux parasites car ils présentent de très rapides variations.



- Le $[(dV_T/dt)_{max}]_{dynamique}$ ^[7] peut être dépassé en cas d'utilisation de charges selfiques car dans ce cas la tension V_T n'est pas « nulle » lorsque le courant I_T s'annule :

$$\Rightarrow \left[\left(\frac{dV_T}{dt} \right)_{dynamique} \right]_{max} \approx \frac{V_{T_{MAX}}}{\Delta t_{OFF}}$$

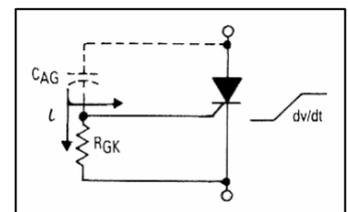
(cas d'une charge selfique pure (déphasage de 90 °))



Rem. : $[(dV_T/dt)_{max}]_{dynamique} < [(dV_T/dt)_{max}]_{statique}$ car le thyristor/triac étant en phase d'extinction, des charges sont encore présentes, lesquelles contribuent au courant de gâchette.

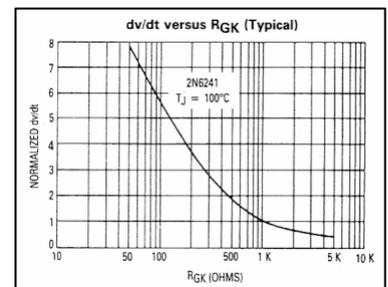
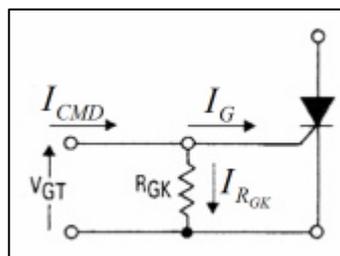
Remèdes :

- Utilisation d'une **résistance R_{GK}** car cette résistance dérive une partie du courant engendrée par le dV_T/dt , réduisant ainsi la sensibilité au dV_T/dt comme l'illustre le graphique ci-contre.



La conséquence de cette solution est évidemment une augmentation de l'intensité du courant de gâchette nécessaire.

Il faut évidemment en tenir compte dans le calcul du courant de commande : $I_{CMD} = I_G + I_{R_{GK}}$

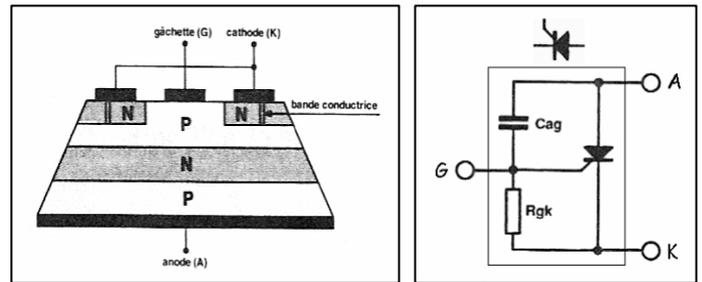


⁶ C.à.d. lorsque le composant est OFF

⁷ C.à.d. lorsque le composant est ON. Si le dV/dt est trop élevé lors de la phase de blocage d'un composant On, le i_G dû à i_{Cag} risque de réamorcer le composant !

- Choix d'un composant moins sensible aux dV_T/dt

Les constructeurs utilisent le « principe de la résistance R_{GK} » pour réaliser des composants supportant de plus forts dV_T/dt , en insérant de fines bandes conductrices entre gâchette et cathode afin de créer une résistance R_{GK} interne.



- Utilisation de « *snubber* » (filtres RC (ou RLC)) ou de « **VDR** » (*Voltage Dependent Resistor*) afin de limiter l'amplitude des surtensions, donc le dV_T/dt (voir plus haut).

4.1.3 Effet de la température

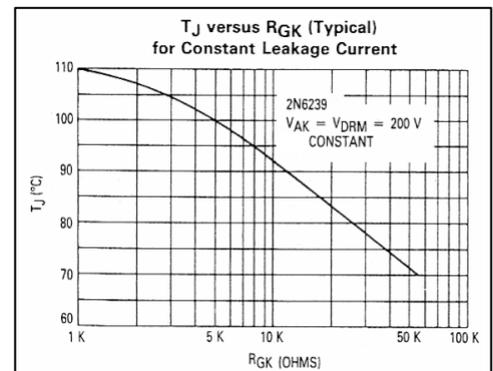
Origine : si température $\uparrow \Rightarrow b \uparrow$ [8]

- \Rightarrow à I_G donné, l'amorçage a lieu à une valeur plus faible de V_T (V_{BO} plus faible), puisque l'on est déjà plus proche de la condition générale d'amorçage $b_1 \cdot b_2 > 1$!
- \Rightarrow déclassement en température du V_{BO} du composant à avalanche.

Notons également qu'une augmentation de température réduit la capacité qu'a le thyristor/triac de supporter un dV_T/dt .

Remèdes : \blacktriangleright surdimensionnement du composant à avalanche (thyr./triac)

- \blacktriangleright utilisation d'une résistance R_{GK} qui dérive une partie du courant de fuite engendrée par l'augmentation de température comme l'illustre le graphique ci-contre.
- \blacktriangleright utilisation d'un *radiateur* (*refroidisseur*)

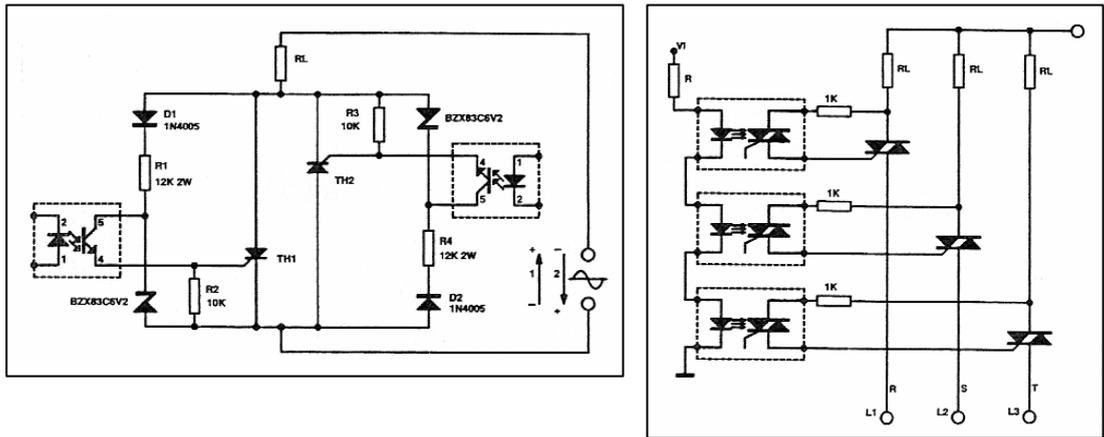


⁸ ... création de paires électrons-trous $\Rightarrow I_{C_{OFF}} \uparrow$

5 Isolation galvanique (circuit de commande ↔ circuit de puissance)

Objectifs : ▶ sécurité

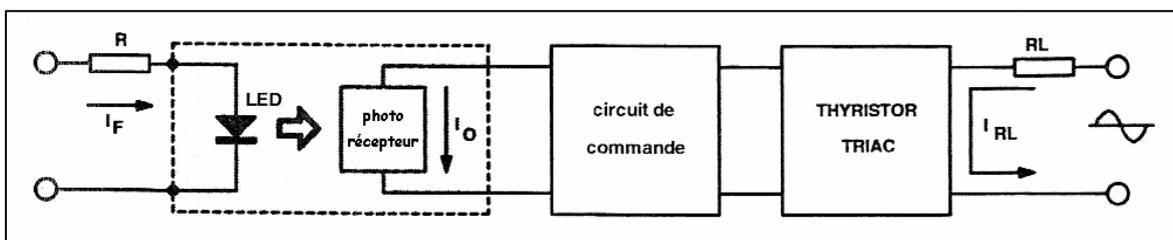
- ▶ possibilité de commandes via des systèmes « intelligents » sans liaison galvanique
- ▶ permet la commande de composants à avalanche n'ayant pas de points communs, ce qu'illustre les figures ci-dessous.



Rem. : Pour obtenir une isolation galvanique complète, elle doit se faire autant au niveau commandes des gâchettes qu'au niveau synchronisation secteur.

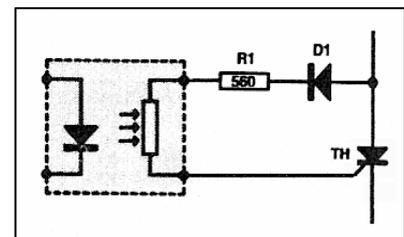
5.1 Isolation galvanique par couplage optique : « optocouplage »

Principe général :

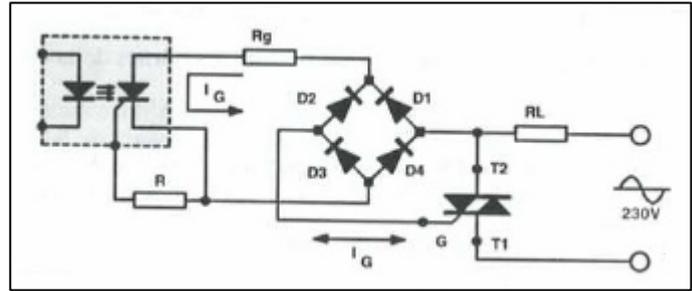


5.1.1 Optocouplage par LDR (Light Dependent Resistor)

Les LDR sont très peu utilisées pour la commande des thyristors ou des triacs, et pour l'optocouplage de manière générale.



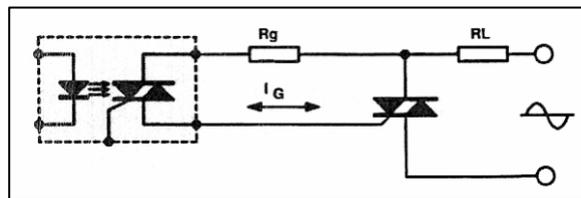
Remarquons que le *photothyristor* étant unidirectionnel, il nécessitera des composants supplémentaires en cas de commande d'un triac.



5.1.4 Optocouplage par phototriac

Etant donné qu'un *phototriac* supporte de fortes tensions et est bidirectionnel, ce type d'optocouplage nécessite le moins de composants lors de la commande d'un triac.

Exemple de montage :



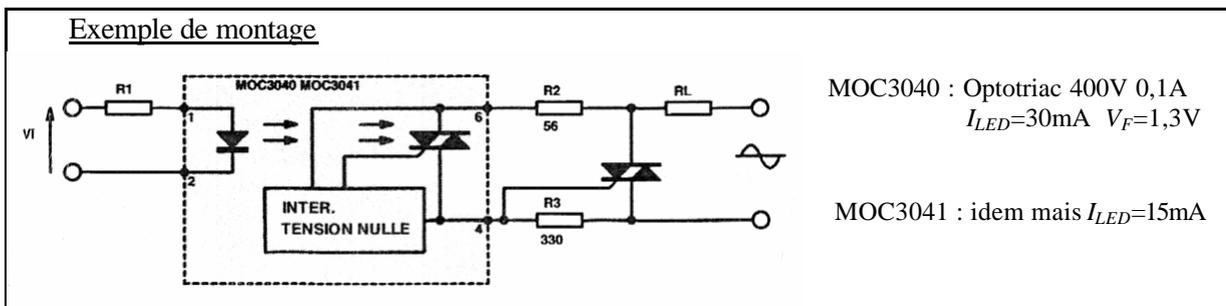
Optotriac à déclenchement à tension nulle

Ce type des composants intègre un *optotriac* et un *détecteur de passage par zéro*

→ l'*optotriac* est amorcé au premier passage à zéro qui suit l'activation du signal d'entrée

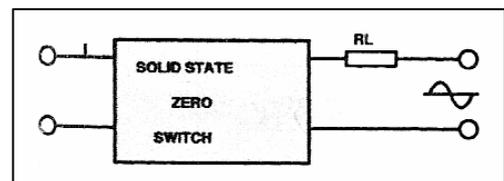
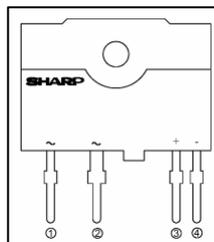
⇒ ce type de composant est évidemment dédié à la fonction d'*interrupteur synchrone*.

Exemple de montage



Solid State Relay (Relais statique)

= composant intégrant l'ensemble de l'interrupteur statique du schéma ci-dessus (*optotriac* et triac de puissance).



Ce type de composant est donc le correspondant du *relais électromécanique*, ce qui justifie son appellation de *relais statique*.