

---

# Les composants de l'électronique de puissance

---

«Rien ne va de soi. Rien n'est donné. Tout est construit.»

Gaston Bachelard in « La Formation de l'esprit scientifique ».

## Résumé

L'électronique de puissance utilise des composants semi-conducteurs pour réaliser les **fonctions de commutation** (interrupteurs) chargées d'adapter les tensions et les courants issus d'un réseau de distribution pour satisfaire les besoins de la charge à alimenter.

Les **commutateurs non commandés** sont réalisés par les **diodes de puissance**. Lorsque les applications nécessitent une intervention extérieure, les **composants commandables** entrent en jeu : parmi ceux-ci, le document se limite à l'étude des **thyristors** et des **transistors** de puissance **bipolaires** ou **MOS**. Un bref aperçu du transistor **IGBT**, plus moderne, est présenté pour terminer.

L'étude de la **diode de puissance** commence par un rappel de ses fonctions, considérée parfaite et **fonctionnant en commutation**. Une extension relative aux **imperfections** essentielles amène naturellement aux **critères de son dimensionnement** tout en précisant les **moyens de sa protection**.

Élément majeur de l'électronique de puissance (en tous cas historiquement), le **thyristor** a un comportement proche de la diode avec la propriété d'une **conduction commandable électriquement**. Suivant le même plan que précédemment, sa description commence par l'élément parfait tandis que les moyens d'obtenir sa conduction et son blocage, par commutation naturelle ou forcée, sont précisés. Les **caractéristiques réelles** imposent des **conditions de fonctionnement** plus **contraignantes**. Similaires à ceux de la diode, le choix et la protection d'un thyristor en suivent les mêmes règles. Mais puisque ce composant est commandable, une large description des **circuits de commande** est réalisée : modèle électrique de la broche de commande, nature des signaux de contrôle et précaution de l'isolement galvanique (abordée par des moyens électromagnétiques ou électro-optiques).

Technologiquement plus récent, le **transistor bipolaire** supprime le thyristor pour les applications de moyenne puissance. Il peut se comporter comme un commutateur aisément contrôlable à l'ouverture et à la fermeture ce qui permet une **commande plus aisée**. Caractéristiques parfaites puis réelles permettent de fixer les éléments de choix et de protection de ce composant. A l'instar du thyristor, les structures et les modes de fonctionnement de la commande sont précisés à la fermeture et à l'ouverture. Les interfaces ne sont que rapidement évoquées (sans être étudiées) en s'appuyant sur des exemples industriels.

Toujours dans la lignée des transistors, le **MOS** apporte une **facilité de mise en œuvre** accrue pour des performances très proches des bipolaires. Pour terminer la description des composants principaux, le transistor **IGBT** est rapidement évoqué comme fusion des avantages des deux transistors précédents.

Pour terminer totalement, la dernière partie évoque le moyen de **constituer un commutateur réversible** en courant par association d'un transistor et d'une diode.



<b>I. Introduction.....</b>	<b>3</b>
<b>II. Diode de puissance .....</b>	<b>3</b>
II.1. Présentation.....	3
II.2. Fonctionnement du composant parfait .....	3
II.3. Composant réel et ses imperfections .....	4
II.4. Critères de choix d'une diode.....	4
II.5. Protection du composant.....	4
<b>III. Thyristor .....</b>	<b>5</b>
III.1. Présentation.....	5
III.2. Fonctionnement du composant parfait .....	5
III.2.1. Caractéristique et fonctionnement .....	5
III.2.2. Blocage par commutation naturelle .....	6
III.2.3. Blocage par commutation forcée .....	6
III.3. Composant réel .....	7
III.3.1. Caractéristique et limites de fonctionnement.....	7
III.3.2. Amorçage .....	7
III.3.3. Blocage .....	7
III.4. Choix d'un thyristor.....	7
III.5. Protection du composant.....	8
III.6. Circuits de commande de gâchette .....	8
III.6.1. Modélisation et commande de la gâchette .....	8
III.6.2. Mode de commande et précautions .....	8
III.6.2.1. Isolement galvanique magnétique par transformateur d'impulsions (T.I.) .....	9
III.6.2.2. Isolement galvanique optique par opto-coupleur ou fibre optique .....	9
III.6.3. Circuits intégrés de commande.....	10
<b>IV. Transistor bipolaire de puissance .....</b>	<b>11</b>
IV.1. Présentation .....	11
IV.2. Fonctionnement du composant parfait .....	11
IV.2.1. Fonctionnement et états du transistor .....	11
IV.2.2. Composant réel et limites de fonctionnement .....	11
IV.3. Choix d'un transistor.....	12
IV.4. Protection du composant.....	12
IV.5. Commutation du transistor .....	12
IV.5.1. À la fermeture .....	12
IV.5.2. À l'ouverture .....	12
IV.5.3. Les pertes dans le transistor.....	13
IV.6. Interfaces de commande.....	13
IV.7. Application : analyse partielle d'un montage industriel.....	14
<b>V. Transistor MOS et MOSFET de puissance .....</b>	<b>14</b>
V.1. Présentation .....	14
V.2. Fonctionnement et modèles du composant parfait .....	14
V.3. Limites de fonctionnement .....	15
V.4. Circuits de puissance à transistors MOS .....	15
<b>VI. Transistor IGBT : le mariage du bipolaire et du MOS.....</b>	<b>15</b>
<b>VII. Réversibilité en courant des transistors.....</b>	<b>15</b>
VII.1. Représentation par segments .....	15
VII.2. Recherche de la réversibilité en courant .....	16
VII.3. Cas du thyristor .....	16



## I. Introduction

L'**électronique de puissance** étudie les **convertisseurs statiques** d'énergie électrique. Ils utilisent des **composants** de l'électronique à **semi-conducteurs** et des éléments linéaires.

Pour contrôler des **puissances électriques importantes**, les composants sont parcourus par des **courants élevés** atteignant le kiloampère sous des **tensions importantes** avoisinant aisément le kilovolt.

Toutes ces contraintes leur imposent de **dissiper une puissance minimale** durant leur fonctionnement. Pour assurer cette particularité, les composants à semi-conducteurs fonctionnent en commutation (ils se comportent comme des **commutateurs** (*ie interrupteurs*) aussi parfaits que possible. Les éléments linéaires sont **réactifs** et **non dissipatifs**.

Dans un convertisseur, le choix d'un type de composant est basé sur sa **commandabilité** à l'ouverture et à la fermeture, en tension ou en courant, et sa **réversibilité**. La réversibilité en tension est l'aptitude à supporter des tensions directes et inverses à l'état bloqué, tandis qu'en courant, il s'agit de l'aptitude à laisser passer des courants directs et inverses à l'état passant.

L'étude des convertisseurs statiques est d'abord réalisée en considérant les commutateurs parfaits, puis vient l'approfondissement en tenant compte des imperfections des composants.

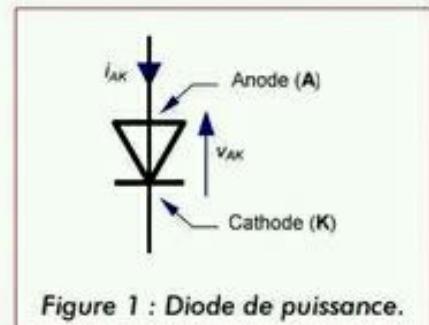
## II. Diode de puissance

### II.1. Présentation

La diode de puissance (**Figure 1**) est un composant non commandable (ni à la fermeture ni à l'ouverture).

Elle n'est pas réversible en tension et ne supporte qu'une tension anode-cathode négative ( $v_{AK} < 0$ ) à l'état bloqué.

Elle n'est pas réversible en courant et ne supporte qu'un courant dans le sens anode-cathode positif à l'état passant ( $i_{AK} > 0$ ).

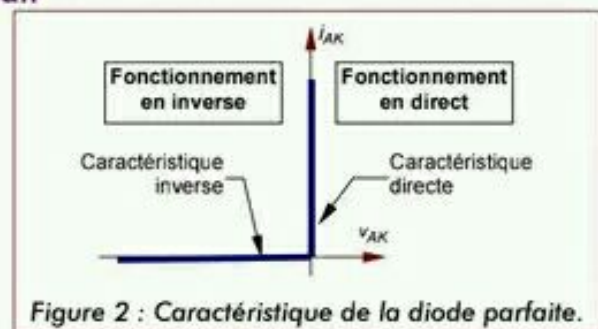


### II.2. Fonctionnement du composant parfait

Le fonctionnement de la diode s'opère suivant deux modes :

- diode passante (ou ON),  
tension  $v_{AK} = 0$  pour  $i_{AK} > 0$
- diode bloquée (ou OFF),  
tension  $i_{AK} = 0$  pour  $v_{AK} < 0$

On dit aussi que la diode a une caractéristique à **deux segments**.



En résumé, une diode se comporte comme un interrupteur parfait dont les commutations sont exclusivement spontanées :

- il est fermé ON tant que le courant qui le traverse est positif (conventions de la **Figure 1**).
- il est ouvert OFF tant que la tension à ses bornes est négative.

## II.3. Composant réel et ses imperfections

Le fonctionnement réel est toujours caractérisé par ses deux états :

- à l'état passant :  $v_{AK} \approx 0$ , le courant direct est limité au **courant direct maximal** ;
- à l'état bloqué :  $i_{AK} \approx 0$ , la tension inverse est limitée (phénomène de claquage par avalanche) à la **tension inverse maximale**.

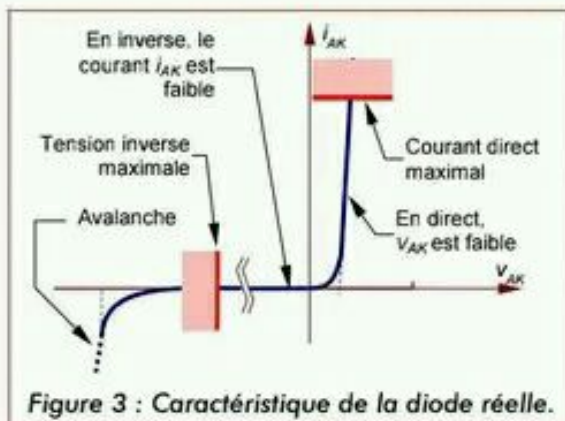


Figure 3 : Caractéristique de la diode réelle.

## II.4. Critères de choix d'une diode

Avant tout dimensionnement en vue de choisir les composants, l'étude du fonctionnement de la structure de conversion d'énergie permet de tracer les chronogrammes de  $v_{AK}$  et  $i_{AK}$ .

Ce sont les valeurs extrêmes de ces grandeurs qui sont prises en considération :

- la **tension inverse** de  $v_{AK}$  à l'état bloqué ;
- le **courant moyen** de  $i_{AK}$  ( $\langle i_{AK} \rangle$ ) à l'état passant ;
- éventuellement, le **courant maximal répétitif** (sans durée prolongée).

Par sécurité de dimensionnement, on applique un coefficient de sécurité (de 1,2 à 2) à ces grandeurs. C'est avec ces valeurs que le choix du composant est réalisé. (Cf. [document 1](#))

## II.5. Protection du composant

### Protection contre les surintensités

Cette protection est assurée par un **fusible ultra rapide** (UR) dont la contrainte thermique ( $I^2.t$ ) est plus faible que celle de la diode. (Si bien qu'il « fond » avant la diode.)

### Protection contre les surtensions

Les surtensions peuvent être atténuées en insérant un **circuit RC-série** en parallèle avec le commutateur (Figure 5) ou un **élément non linéaire** supplémentaire, la diode transil (Figure 5) : placée en parallèle avec l'élément ou en tête de l'installation, elle dissipe l'énergie de la surtension.

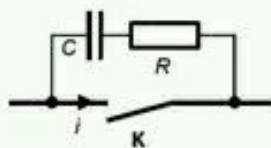


Figure 4 : Protection avec circuit RC.

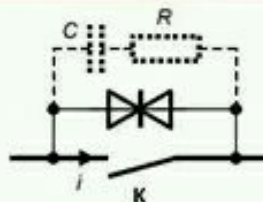


Figure 5 : Protection avec diode transil.

### Protection en $dv/dt$ et $di/dt$

Les semi-conducteurs sont très sensibles aux variations brutales de tension et de courant qui apparaissent lors des commutations. **Contre les variations de courant**, on utilise une **inductance** (qui retarde le courant) tandis que le **condensateur** retarde la **tension** (Figure 6). Pour amortir les oscillations induites par le circuit LC, les **circuits d'aide à la commutation** (CALC) ou adoucisseurs sont insérés (Figure 7).



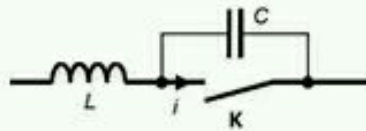


Figure 6 : Protection avec inductance et condensateur.

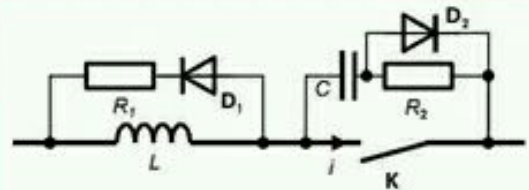


Figure 7 : Protection avec circuit adoucisseur ou CALC.

### Protection thermique

En fonctionnement normal, la jonction PN encoure le risque d'atteindre une température trop élevée ( $\theta_{jmax}$  donnée par le constructeur). Pour palier cet inconvénient, le composant est monté sur un dissipateur thermique ou « radiateur » pour assurer l'évacuation de l'énergie thermique.

Après avoir calculé la puissance maximale dissipée par le composant (en utilisant son schéma équivalent :  $f_{cem}$  ou  $\{f_{cem} + \text{résistance}\}$ ), on peut calculer la résistance thermique du radiateur à installer. (Cf. Fiche technique « Protection thermique des composants de puissance »).

## III. Thyristor

### III.1. Présentation

Le thyristor est un composant commandé à la fermeture, mais **pas à l'ouverture** (Figure 8).

Il est réversible en tension et supporte des tensions  $v_{AK}$  aussi bien positives que négatives.

Il n'est pas réversible en courant et ne permet que des courants  $i_{AK}$  positifs, c'est à dire dans le sens anode-cathode, à l'état passant.

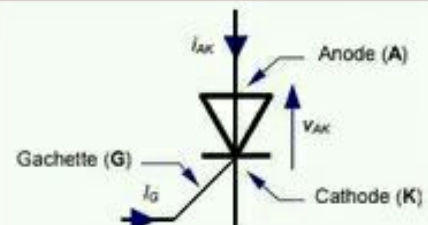


Figure 8 : Symbole du thyristor.

### III.2. Fonctionnement du composant parfait

#### III.2.1. Caractéristique et fonctionnement

Le composant est **bloqué** (OFF) si le courant  $i_{AK}$  est nul (quelque soit la tension  $v_{AK}$ ). Si la tension  $v_{AK}$  est positive, le thyristor est **amorçable**.

L'**amorçage** (A) est obtenu par un courant de gâchette  $i_G$  positif d'amplitude suffisante alors que la tension  $v_{AK}$  est positive.

L'état **passant** (ON) est caractérisé par une tension  $v_{AK}$  nulle et un courant  $i_{AK}$  positif.

Le **blocage** (B) apparaît dès annulation du courant  $i_{AK}$ . On ne peut pas commander ce changement, mais on en distingue deux types : La **commutation naturelle** par annulation du courant  $i_{AK}$  ou la **commutation forcée** par inversion de la tension  $v_{AK}$ .

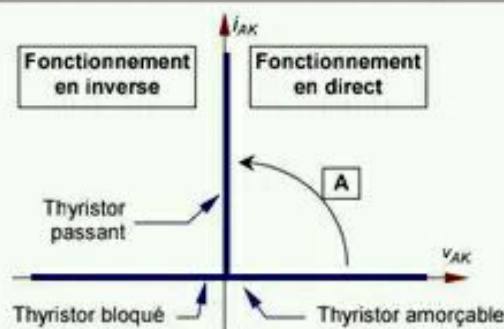


Figure 9 : Caractéristique du thyristor.

On peut remarquer que le thyristor, à la différence de la diode, a une caractéristique à **trois segments**, c'est à dire qu'une des grandeurs est **bidirectionnelle** (ici la tension).

### III.2.2. Blocage par commutation naturelle

Ce blocage intervient par extinction naturelle du courant anode-cathode.

Le montage de la Figure 10 fournit un exemple de commutation naturelle qui se traduit par les chronogrammes de la Figure 11.

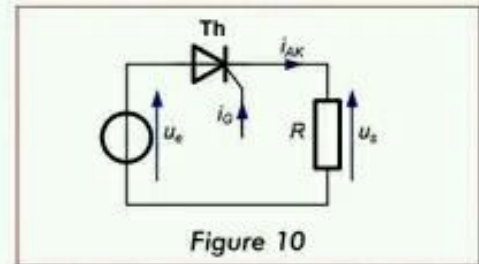


Figure 10

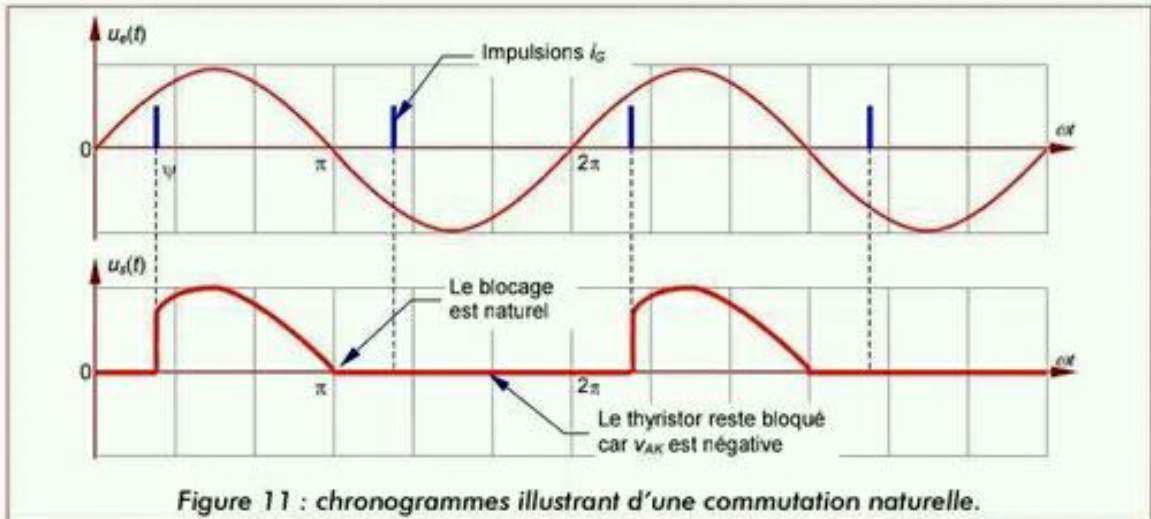


Figure 11 : chronogrammes illustrant d'une commutation naturelle.

### III.2.3. Blocage par commutation forcée

Ce blocage est imposé par la mise en conduction d'un autre composant, qui applique une tension négative aux bornes du thyristor, provoquant donc son extinction.

Les deux thyristors sont initialement bloqués. Dès que **ThP** est amorcé, il conduit et assure le courant  $i_p$  dans la charge.

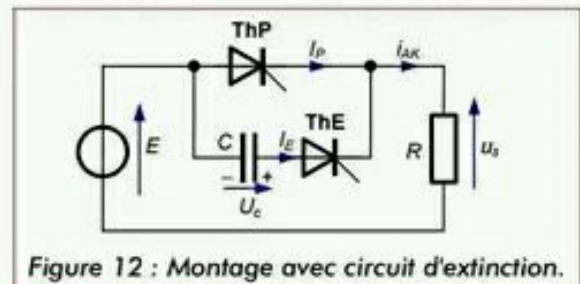


Figure 12 : Montage avec circuit d'extinction.

Dès l'amorçage de **ThE**, la tension  $v_{AK} = -u_c$  est donc négative et bloque **ThP**.

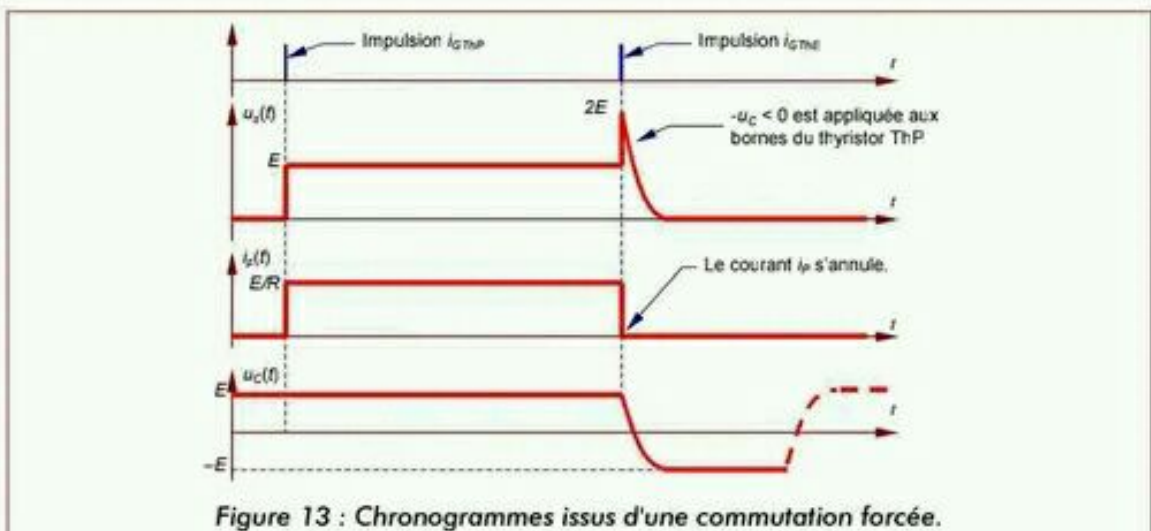


Figure 13 : Chronogrammes issus d'une commutation forcée.

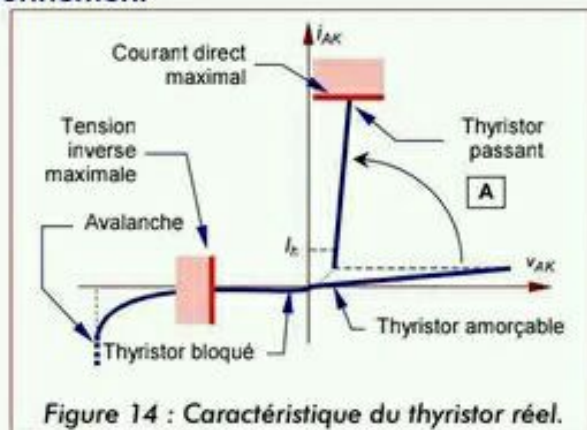


### III.3. Composant réel

#### III.3.1. Caractéristique et limites de fonctionnement

Le fonctionnement réel est, comme pour une diode, caractérisé par ses deux états (Figure 14) :

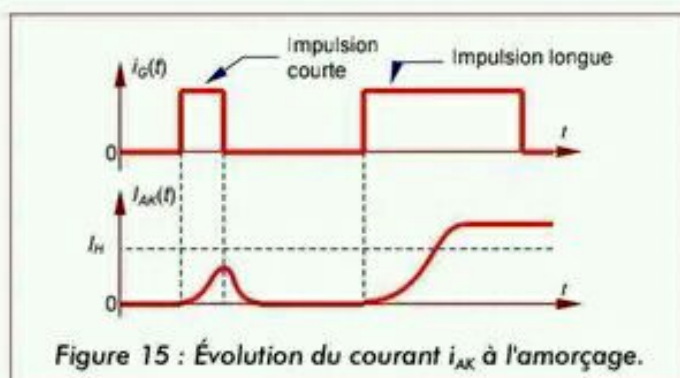
- à l'état passant,  $v_{AK} \approx 0$ , le courant direct est limité par le **courant direct maximal**.
- à l'état bloqué,  $i_{AK} \approx 0$ , la tension inverse est limitée (phénomène de claquage par avalanche) par la **tension inverse maximale**.



#### III.3.2. Amorçage

Pour assurer l'amorçage du composant, l'impulsion de gâchette doit se maintenir tant que le courant d'anode n'a pas atteint le courant de maintien  $I_h$ .

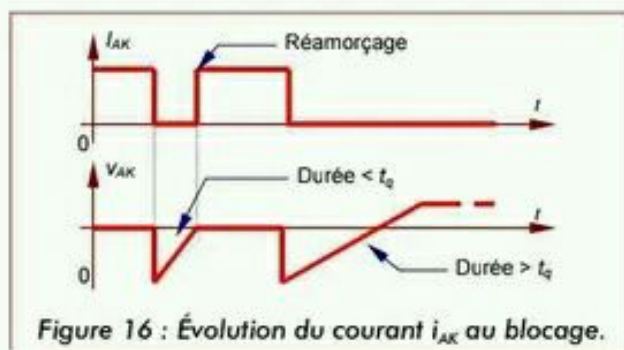
La largeur de l'impulsion de gâchette dépend donc du **type de la charge** alimentée par le thyristor. Sa durée sera d'autant plus importante que la charge sera inductive (Figure 15).



#### III.3.3. Blocage

Après annulation du courant  $i_{AK}$ , la tension  $v_{AK}$  doit devenir négative pendant un temps au moins égal au temps d'application de tension inverse  $t_q$  ( $t_q \approx 100 \mu s$ ).

Si ce temps n'est pas respecté, le thyristor risque de se réamorcer spontanément dès que  $v_{AK}$  tend à redevenir positive, même durant un court instant (Figure 16).



### III.4. Choix d'un thyristor

Après avoir établi les chronogrammes de fonctionnement du thyristor ( $v_{AK}$  et  $i_{AK}$ ) dans le système envisagé, on calcule les valeurs extrêmes prises par :

- la **tension inverse**  $V_{RRM}$  ou directe  $V_{DRM}$  maximale de  $v_{AK}$  (à l'état bloqué) ;
- le **courant moyen**  $I_O$  ( $= \langle i_{AK} \rangle$  à l'état passant) ;
- le **courant efficace**  $I_{AKeff}$  (à l'état passant).

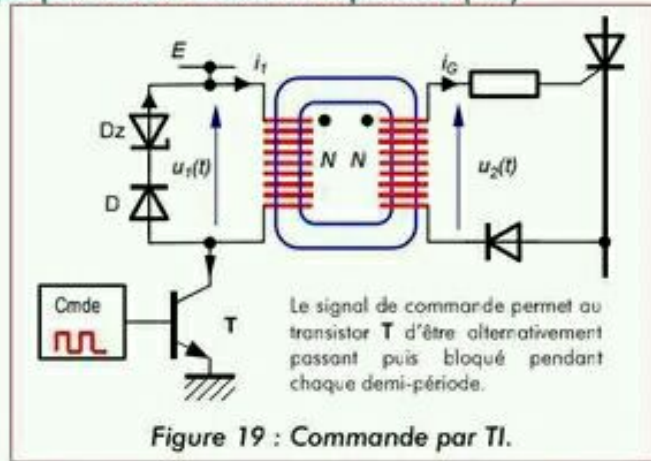
De la même manière que la diode, on applique un coefficient de sécurité (de 1,2 à 2) à ces grandeurs. C'est avec ces valeurs que le choix du composant est réalisé. (Cf. **document 2**).

### III.6.2.1. Isolement galvanique magnétique par transformateur d'impulsions (T.I.)

Un transformateur d'impulsions (Cf. Document 5) possède un circuit magnétique en **ferrite** pour minimiser les pertes fer. Son rapport de transformation est généralement unitaire (Figure 19).

Son utilisation normale a lieu dans la zone linéaire du matériau magnétique. Là, les relations qui s'appliquent sont :

- $u_1 = u_2 = N \frac{d\phi}{dt}$  (Faraday)
- $Ni_1 - Ni_2 = R\phi$  (Hopkinson).



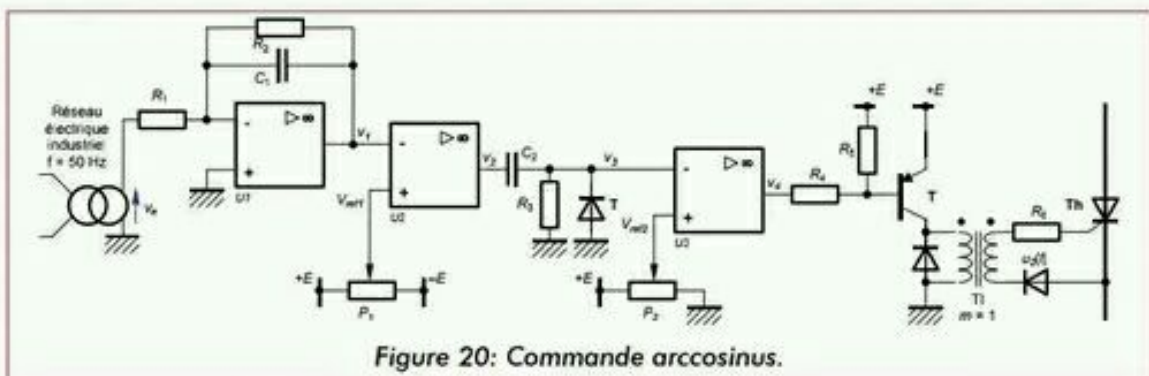
Pendant l'application d'une impulsion de commande à la base de **T**, la tension  $u_2 = u_1 = E$  apparaît au secondaire du T.I pour créer le courant d'armage  $i_G$  : c'est la **phase de magnétisation**.

Au blocage de **T**, les diodes **D** et **Dz** sont transitoirement passantes pour imposer une tension négative au primaire du T.I. Ceci provoque la décroissance puis l'annulation du flux : c'est la **phase de démagnétisation**.

#### Exemple de carte de commande industrielle : la commande arccosinus

Dans le cas de la commande d'un redresseur, il faut assurer une évolution linéaire de la tension moyenne de sortie du pont. L'expression de celle-ci est proportionnelle au cosinus de l'angle d'armage. Si la commande d'armage varie suivant une fonction arccosinus, la relation entre la tension moyenne et la tension de commande externe sera linéaire.

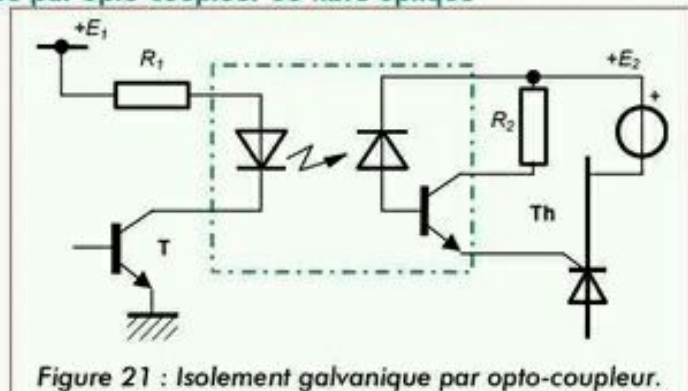
Le schéma de la Figure 20 représente une carte de commande de thyristor utilisée dans un pont redresseur commandé. Le potentiomètre  $P_1$  permet de régler l'angle d'armage tandis que  $P_2$  contrôle la largeur des impulsions de commande.



### III.6.2.2. Isolement galvanique optique par opto-coupleur ou fibre optique

L'isolement galvanique de l'impulsion de gâchette peut être obtenue par un intermédiaire optique : un opto-coupleur et/ou une fibre optique par exemple (Cf. Documents 6).

Sur la Figure 21, le transistor de sortie du composant est saturé lorsque la diode émissive envoie une énergie lumineuse suffisante. Il est bloqué sinon.





L'inconvénient majeur de cette solution est la nécessité d'une alimentation isolée  $E_2$  référencée par rapport à la cathode du thyristor **Th** pour fournir l'énergie nécessaire au déblocage (donc une alimentation par composant si les cathodes ne sont pas communes).

Par contre, ce système possède l'avantage de pouvoir transmettre des impulsions longues, et il est insensible aux perturbations électromagnétiques.

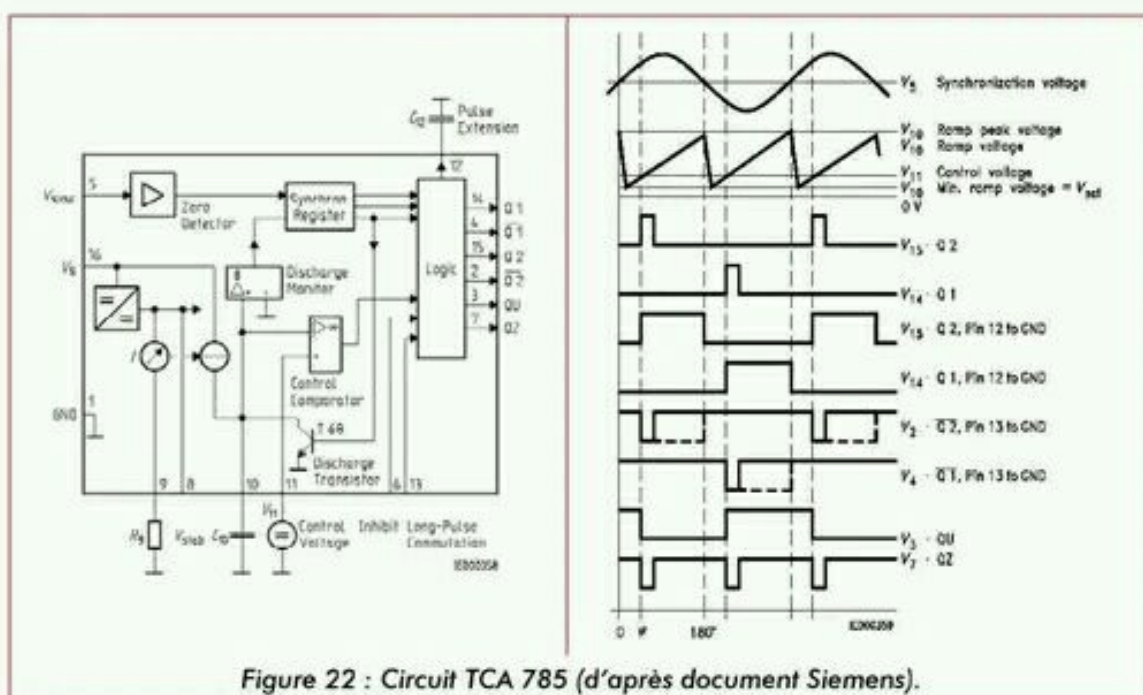
**Document 6** : autres exemples d'application d'opto-coupleurs.

**Remarque** : pour les systèmes fonctionnant dans un environnement perturbé sur le plan électromagnétique, ou lorsque la distance entre la carte de commande et le dispositif de puissance est important, l'isolement par fibre optique offre d'excellentes performances. Le principe de fonctionnement est le même.

### III.6.3. Circuits intégrés de commande

Avant l'interfaçage, le circuit de commande de gâchette peut être réalisé à l'aide de composants discrets. Mais ces structures sont aujourd'hui totalement supplantées par des circuits intégrés spécialisés qui peuvent même parfois être pilotés par un microprocesseur ou un microcontrôleur.

La Figure 22 montre un exemple de composant très répandu, le TCA785 de Siemens.



## IV. Transistor bipolaire de puissance

### IV.1. Présentation

Parmi les deux types, NPN et PNP, le transistor de puissance existe essentiellement dans la première catégorie (Figure 23).

Le transistor est un composant totalement commandé : à la fermeture et à l'ouverture. Il n'est **pas réversible en courant**, ne laissant passer que des courants de collecteur  $i_c$  positifs. Il n'est **pas réversible en tension**, n'acceptant que des tensions  $v_{CE}$  positives lorsqu'il est bloqué.

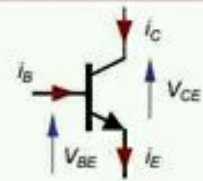


Figure 23 : Transistor NPN de puissance.

### IV.2. Fonctionnement du composant parfait

Le transistor possède deux types de fonctionnement : le mode en commutation (ou non linéaire) est employé en électronique de puissance tandis que le fonctionnement linéaire est plutôt utilisé en amplification de signaux.

Dans son mode de fonctionnement linéaire, le transistor se comporte comme une **source de courant**  $i_c$  commandée par le courant  $i_b$ . Dans ce cas, la tension  $v_{CE}$  est imposée par le circuit extérieur.

La Figure 24 propose l'évolution des grandeurs entre le blocage, le fonctionnement linéaire et la saturation.

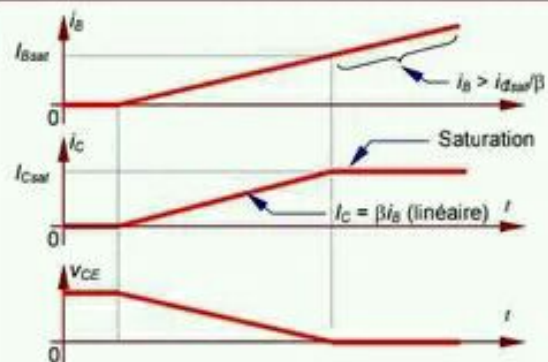


Figure 24 : Modes de fonctionnement.

#### IV.2.1. Fonctionnement et états du transistor

- **Transistor bloqué (B) ou OFF** : état obtenu en annulant le courant  $i_b$  de commande, ce qui induit un courant de collecteur nul et une tension  $v_{CE}$  non fixée. L'équivalent est un commutateur ouvert.
- **Transistor saturé (S) ou ON** : ici, le courant  $i_b$  est tel que le transistor impose une tension  $v_{CE}$  nulle tandis que le courant  $i_c$  atteint une valeur limite dite de saturation,  $i_{Csat}$ . L'équivalent est un commutateur fermé.

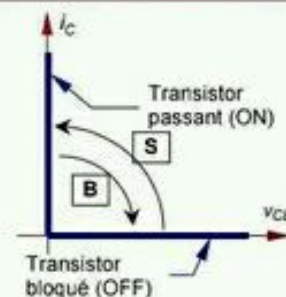


Figure 25 : Caractéristique du transistor parfait.

Le transistor est un composant « deux segments » en raison de la forme de sa caractéristique.

#### IV.2.2. Composant réel et limites de fonctionnement

Le composant réel subit quelques différences par rapport à l'élément parfait (Cf. document 3).

##### A l'état saturé

- le transistor est limité en puissance : courbe limite dans le plan  $(v_{CE}, i_c)$ , l'hyperbole de dissipation maximale ;
- le courant maximal moyen de collecteur est donc lui aussi limité ( $I_{Cmax}$ ) ;
- la tension  $v_{CE}$  n'est pas tout à fait nulle ( $V_{CEsat} \neq 0$ ).



#### A l'état bloqué

- la tension  $v_{CE}$  ne peut dépasser une tension ( $V_{CE0}$ ) qui provoquerait de claquage de la jonction ;
- un courant résiduel dû aux porteurs minoritaires circule dans le collecteur ( $I_{CBO}$ ).

### IV.3. Choix d'un transistor

Après avoir établi les chronogrammes de fonctionnement ( $v_{CE}$  et  $i_C$ ), on calcule les valeurs extrêmes prises par :

- la tension  $v_{CE}$  (à l'état bloqué) ;
- le courant maxi  $i_C$  (à l'état saturé).

Par sécurité de dimensionnement, on applique un coefficient de sécurité (1,2 à 2) à ces valeurs. Elles doivent être supportées par le composant choisi. (Cf. **Document 3**).

On doit ensuite déterminer le courant  $i_E$  ( $> i_C/\beta$ ) que doit délivrer la commande.

### IV.4. Protection du composant

#### Protection contre les court circuits

Les fusibles ne sont pas suffisamment rapides pour protéger les transistors. En effet ceux-ci « claquent » très rapidement lorsque le courant dépasse  $I_0$ .

La protection est donc assurée par l'intermédiaire d'un circuit électronique qui mesure  $i_C$  ou  $i_E$  et interrompt la commande en cas de danger.

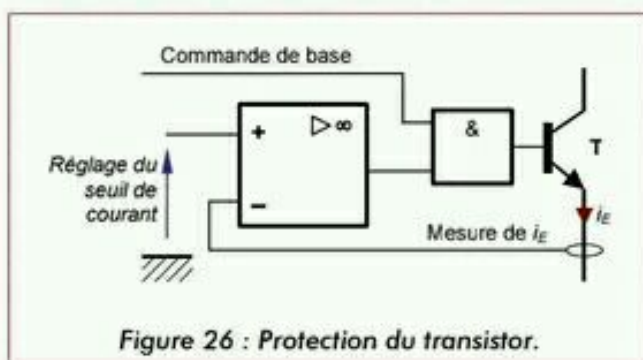


Figure 26 : Protection du transistor.

#### Protection thermique

La puissance dissipée, évacuée par un radiateur, a deux origines :

- **pertes en conduction**,  $\langle v_{CE} \cdot i_C \rangle$  à l'état saturé car ces grandeurs ne sont pas nulles ;
- **pertes en commutation**,  $\langle v_{CE} \cdot i_C \rangle$  car pendant les commutations courants et tensions coexistent.

### IV.5. Commutation du transistor

Le passage de l'état saturé à l'état bloqué (ou inversement) ne s'effectue pas instantanément. Ce phénomène doit être systématiquement étudié si les commutations sont fréquentes (fonctionnement en haute fréquence), car il engendre des pertes qui sont souvent prépondérantes.

#### IV.5.1. À la fermeture

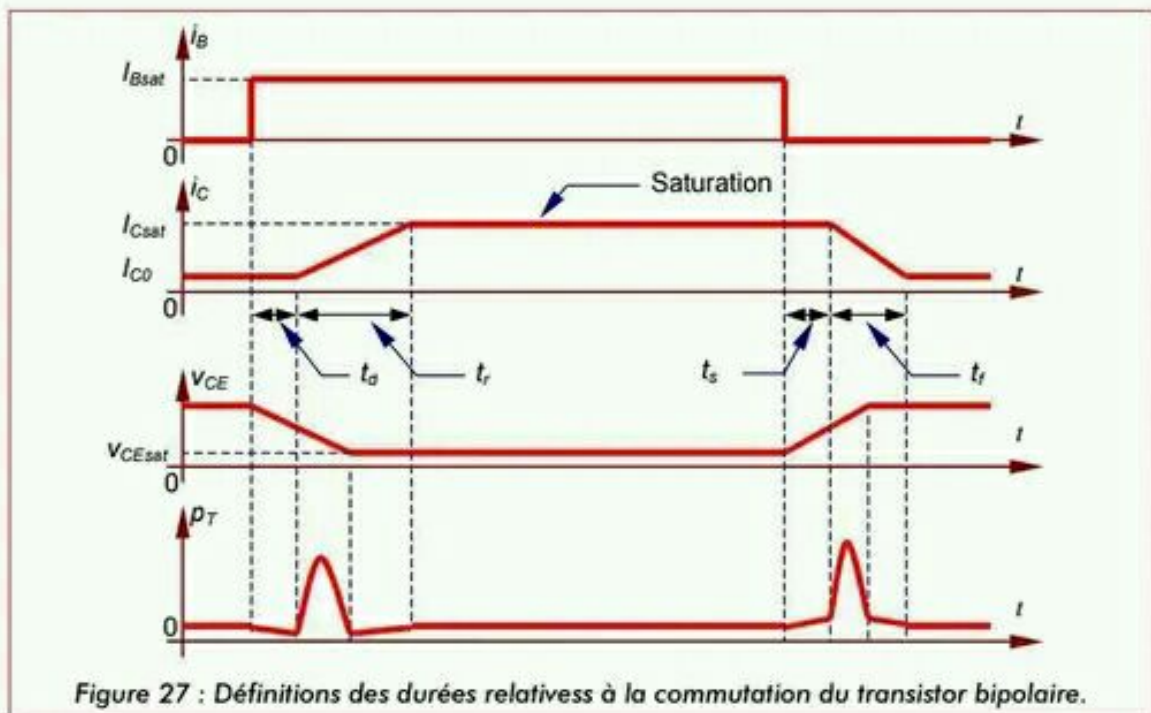
Un retard de croissance de  $i_C$  apparaît à la saturation. Le constructeur indique le temps de retard (*delay time*) noté  $t_d$  et le temps de croissance (*rise time*) noté  $t_r$  (Figure 27).

La tension  $v_{CE}$  est alors imposée par le circuit extérieur (charge, alimentation) et par l'allure de  $i_C$ .

#### IV.5.2. À l'ouverture

Le courant de collecteur  $i_C$  ne s'annule pas instantanément. Le constructeur indique le temps de stockage (*storage time*), noté  $t_s$ , correspondant à l'évacuation des charges stockées (ce temps dépend du coefficient de saturation  $\beta \cdot i_E / i_{Csat}$ ) et le temps de descente (*fall time*) noté  $t_f$  (Figure 27).

**Remarque :** dans la pratique, les courants évoluent de manière plutôt « arrondie ». Pour en tenir compte, les temps sont référencés par rapport à 10% et 90% du maximum.



### IV.5.3. Les pertes dans le transistor

L'allure des tension et courant permettent de déduire la forme de la puissance dissipée par le transistor. Durant les périodes de conduction, la puissance dissipée est constante. Elle participe aux **pertes en conduction** qui sont sensiblement constantes. Les légères pentes de la puissance durant  $t_d$  et  $t_s$  ne sont que rarement prises en compte, on considère alors cette puissance participe aux pertes en conduction. Pendant les commutations la puissance est une succession de paraboles. Cela constitue les **pertes en commutation** qui sont d'autant plus importantes que la fréquence est élevée.

## IV.6. Interfaces de commande

La réalisation d'interfaces de commande doit satisfaire plusieurs exigences, liées aux caractéristiques des transistors bipolaires :

- le gain en courant des transistors bipolaires étant faible, un courant de base important est souvent nécessaire, d'où la nécessité d'un étage **amplificateur de courant à transistors**, pouvant comporter plusieurs transistors en cascade ;
- pour assurer une désaturation rapide du transistor de puissance (diminution de  $t_s$ ), le circuit d'interface doit être capable d'extraire les charges stockées dans sa base en faisant circuler un **courant  $i_b$  négatif** à l'instant du blocage (polarisation négative) ;

**Remarque** : il existe d'autres circuits ayant les mêmes buts et rassemblés sous l'appellation « circuit d'aide à la commutation » ou CALC.

- dans le cas de circuits de puissances en pont, il arrive fréquemment que les potentiels de la base de plusieurs transistors soient « flottants » (les références de tension sont différentes). Le remède à cette situation est l'**isolement galvanique** entre la commande et l'interface. Les solutions les plus souvent rencontrées sont les opto-coupleurs car les temps de commande plutôt faibles sont incompatible avec le produit  $E \cdot t$  des transformateurs d'impulsions ;
- en outre, la plupart du temps, les circuits d'interface comportent certains composants permettant au transistor principal une saturation limitée (en empêchant son  $v_{CE}$  de devenir trop faible). Ceci assure un blocage rapide du composant. On y retrouve également des systèmes de protection en courant.
- On trouve maintenant des circuits intégrés qui assurent toutes les fonctions décrites.



## IV.7. Application : analyse partielle d'un montage industriel

Ce schéma (**Document 7**) présente une commande de transistors de puissance (2 BUX24 en parallèle).

### Transistors $T_1$ , $T_2$ , $T_B$ , $T_D$

$T_1$  et  $T_2$  : structure Darlington pour augmenter le gain.

$T_B$  : permet la commande de  $T_P$ .

$T_D$  : permet de bloquer la commande de  $T_P$  par action du disjoncteur.

### Transistors $T_B$ , $T_A$ ?

Circuit de la polarisation négative de la base de  $T_P$  (tirent le potentiel à une valeur négative).

### Diode DAS

Assure l'évacuation de charges de la base au blocage dde  $T_P$

### $r_v$ , $r_o$ , $C$ et diodes associées

Circuits d'aide à la commutation (CALC).

## V. Transistor MOS et MOSFET de puissance

### V.1. Présentation

Le transistor MOS est un composant totalement commandé : à la fermeture et à l'ouverture.

Il est rendu passant grâce à une tension  $v_{GS}$  positive (de l'ordre de quelques volts). La grille est isolée du reste du transistor, ce qui procure une impédance grille-source très élevée. La grille n'absorbe donc aucun courant en régime permanent. La jonction drain-source est alors assimilable à une résistance très faible :  $R_{DSon}$  de quelques  $m\Omega$ .

On le bloque en annulant  $v_{GS}$ ,  $R_{DS}$  devient alors très élevée.

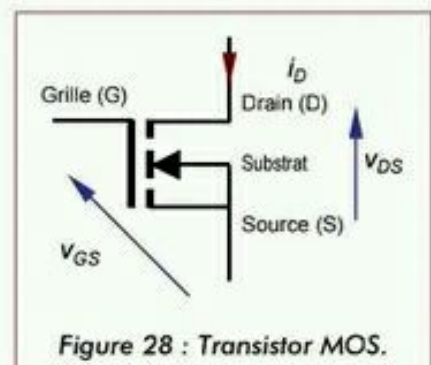


Figure 28 : Transistor MOS.

### V.2. Fonctionnement et modèles du composant parfait

- **Transistor ouvert (OFF)** : État obtenu en annulant la tension  $v_{GS}$  de commande, procurant une impédance drain-source très élevée, ce qui annule le courant de drain  $i_D$ . La tension  $v_{DS}$  est fixée par le circuit extérieur. L'équivalent est un interrupteur ouvert.
- **Transistor fermé (ON)** : Une tension  $v_{GS}$  positive rend  $R_{DS}$  très faible et permet au courant  $i_D$  de croître. L'équivalent est un interrupteur fermé.

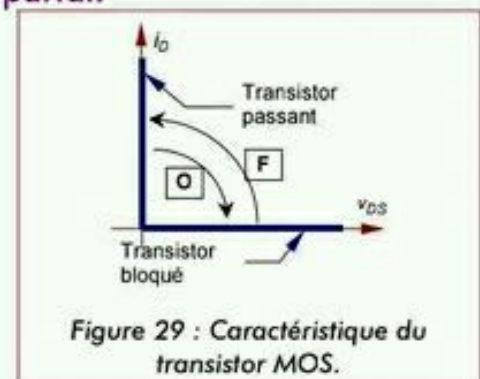


Figure 29 : Caractéristique du transistor MOS.

#### Remarque

A l'instar du transistor bipolaire, le transistor MOS possède également un mode de fonctionnement linéaire mais qui n'est pas utilisé en électronique de puissance. Il se comporte alors comme une résistance ( $R_{DS}$ ) commandée en tension ( $v_{GS}$ ).

### V.3. Limites de fonctionnement

Comparables à celles des transistors bipolaires (Cf. **document 4**).

De par sa technologie, le transistor MOS est entaché de moins de défauts que le bipolaire. Les grandes différences sont :

- Une commande en tension plus aisée à réaliser. En régime statique, le courant de grille est quasi nul. Il n'apparaît que durant les commutations car la capacité de la jonction Grille-source impose des charges dans le circuit de grille ;
- Peu de charges stockées car la technologie n'est pas bipolaire. En conséquence, en régime de commutations, seules les durées  $t_r$  et  $t_f$  sont influentes ;

### V.4. Circuits de puissance à transistors MOS

Les interfaces sont beaucoup plus simples que pour les transistors bipolaires, car les transistors MOS sont commandés en tension (le courant de grille très faible est sans influence). Ils peuvent donc être directement commandés par un simple circuit numérique en logique TTL ou CMOS.

Les seuls problèmes qui apparaissent sont liés aux potentiels de source élevés ou flottants. Les solutions adoptées sont les mêmes que pour les transistors bipolaires (opto-coupleurs : Cf. **Document 6**).

Le **document 8** présente la commande d'un transistor MOS.

## VI. Transistor IGBT : le mariage du bipolaire et du MOS

Le transistor bipolaire assure une chute de tension à l'état passant ( $V_{CE}$ ) plus favorable que le MOSFET. Par contre, c'est le MOSFET qui est plus avantageux en raison de sa commande en tension. Un transistor hybride, commande MOS en tension et circuit de puissance bipolaire, permet de meilleures performances : c'est le transistor IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*).

Ses caractéristiques sont reprises de celles du transistor bipolaire :  $V_{CEsat}$  et  $i_{CSat}$ .

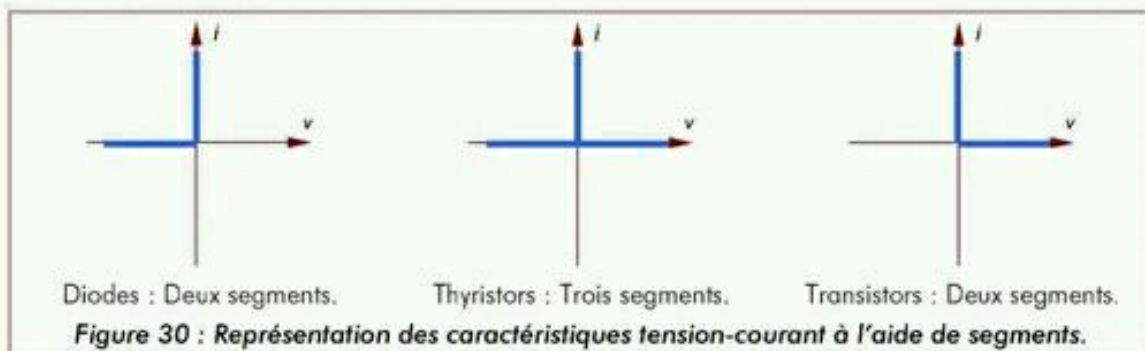
## VII. Réversibilité en courant des transistors

### VII.1. Représentation par segments

Les états d'un composant parfait fonctionnant en commutation sont représentés par des demi-droites coïncidant avec un axe (puisque soit le courant, soit la tension sont nuls). La caractéristique tension-courant du composant se résume à un ensemble des segments représentatifs du nombre d'états. On distingue deux états au minimum et quatre au maximum.

Cette représentation procure l'avantage de décrire la réversibilité en tension et en courant en fournissant une indication claire de la « fonction » réalisée par le composant. De plus, suivant le nombre de segments, on peut réaliser une classification des commutateurs. Enfin, elle aide à la recherche de la fonction « hybride » obtenue par assemblage de composant élémentaires.

Les trois types de composants étudiés précédemment peuvent être représentés par les caractéristiques de la Figure 30. On voit alors très bien la réversibilité des grandeurs : Aucune pour la diode et le transistor (courant et tension unidirectionnels) et une réversibilité en tension pour le thyristor.

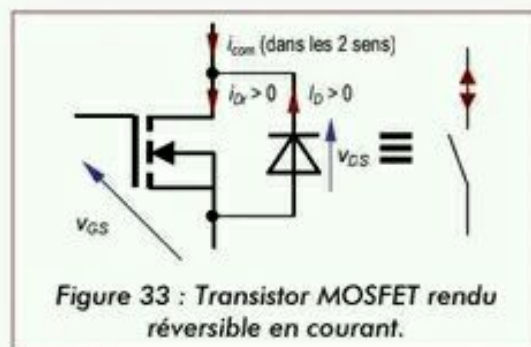
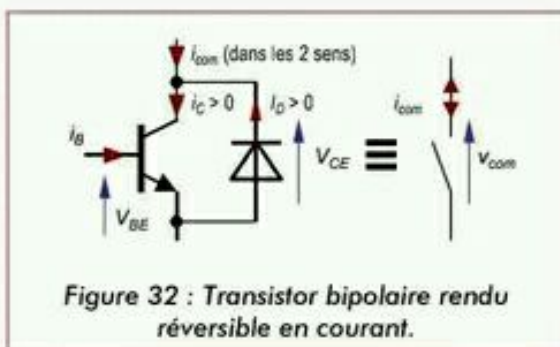
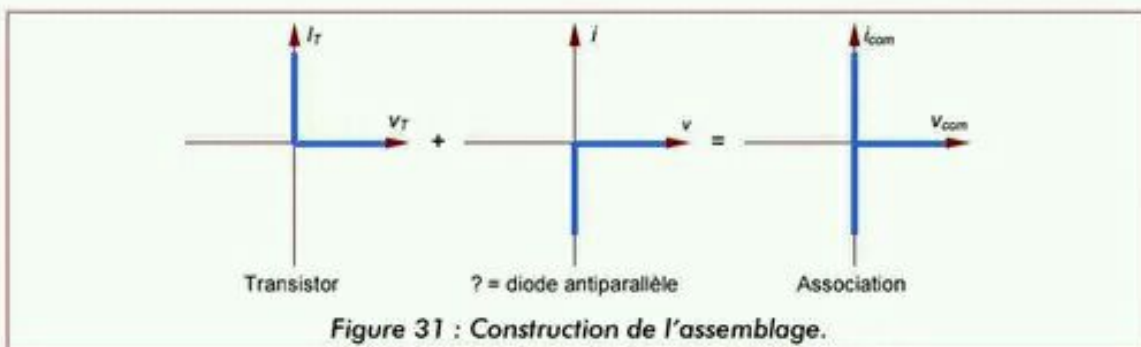




## VII.2. Recherche de la réversibilité en courant

Les transistors bipolaires et MOS sont des composants deux segments que l'on pourrait aussi qualifier de « un quadrant » : La **tension et le courant** sont **exclusivement positifs**. On cherche à étendre leurs caractéristiques en les associant à d'autres éléments pour en faire des **commutateurs réversibles en courant**.

L'usage des caractéristiques par segments aide à cette recherche. Sur la Figure 31, l'assemblage réversible en courant contient le transistor (à gauche) et un élément (au centre) qui se trouve être par inversion du sens des grandeurs une diode placée en parallèle inverse (antiparallèle). Le schéma résultant est indiqué à la Figure 32 pour le bipolaire et à la Figure 33 pour le MOSFET. Il est à noter que le groupement résultant n'est pas réversible en tension.



## VII.3. Cas du thyristor

Un raisonnement similaire avec le thyristor (Figure 34) est illustré par les caractéristiques de la Figure 35.

On notera qu'il s'agit bien d'un interrupteur à trois segments bidirectionnel en courant et pas en tension car la diode impose une tension nulle lorsque le courant est négatif : le segment  $v_{com} < 0$  ne peut apparaître (pour ajouter ce segment, il faudrait placer une diode en série avec le thyristor)

