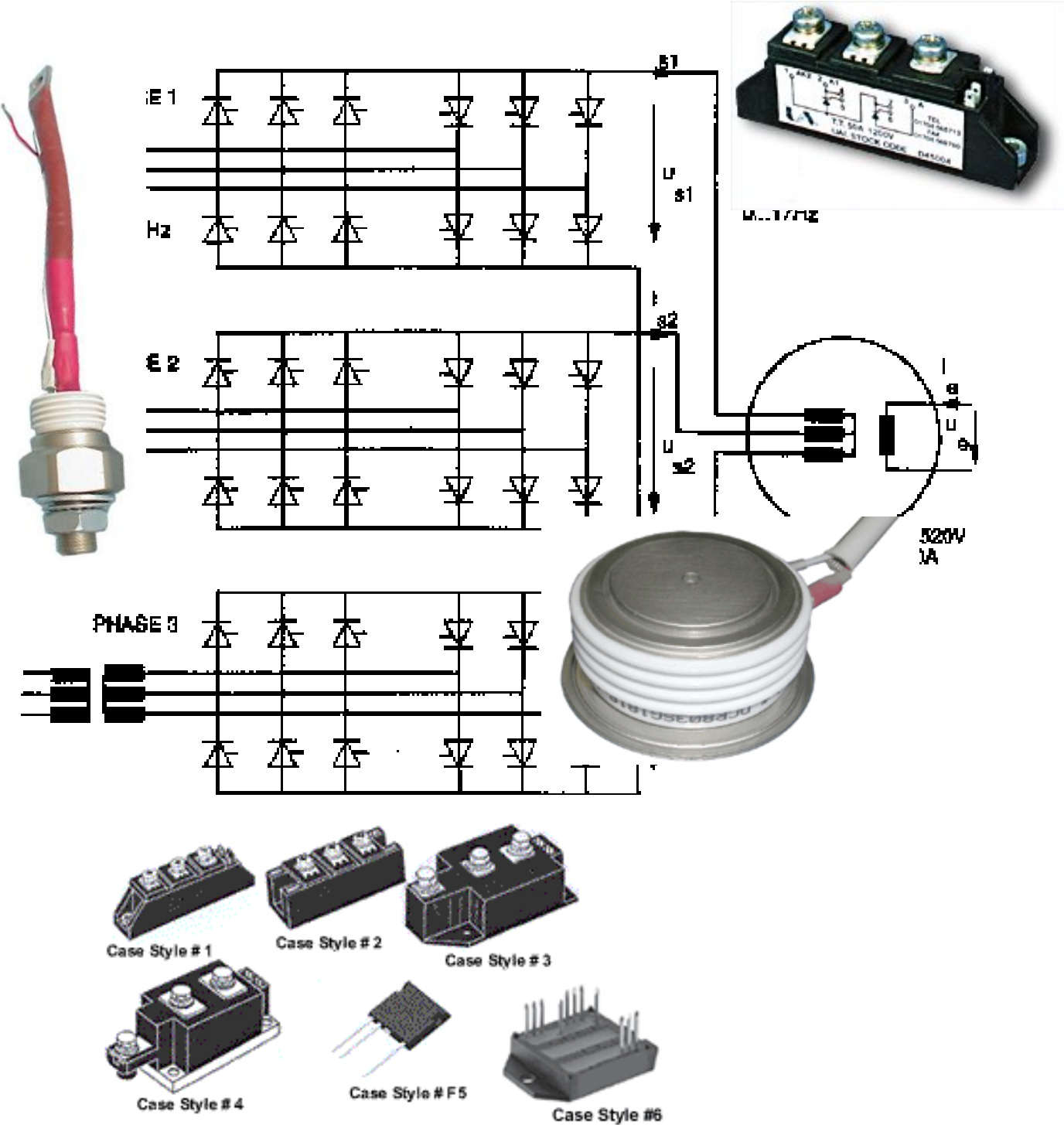


Composants de l'électronique de puissance



Claude Chevassu
A jour du 01/09/2005

Présentation de l'électronique de puissance :

L'électronique de puissance a pour but de modifier la présentation de l'énergie électrique avec un rendement maximum. Modifier la présentation de l'énergie électrique veut dire que :

- on transforme l'alternatif en continu : montages redresseurs,
- on transforme le continu en alternatif : montages onduleurs,
- on modifie la valeur efficace d'une tension alternative : montages gradateurs,
- on modifie la valeur moyenne d'une tension continue : montages hacheurs,
- on modifie la fréquence d'une tension alternative : montage cycloconvertisseurs.

L'électronique de puissance ayant le souci de travailler à rendement maximum ne peut être qu'une électronique de commutation où les composants ne fonctionnent qu'en interrupteurs ouverts ou fermés.

Le mot "puissance" ne signifie pas que l'électronique de puissance ne s'intéresse qu'à la commande de moteur d'au moins 1MW ! Le domaine de l'électronique de puissance s'étend de quelques micro watts (nano machines électriques) à une centaine de méga watts (MW).

Les "interrupteurs" de l'électronique de puissance travaillent jusqu'à plusieurs dizaines de kHz. Il est impossible d'employer des interrupteurs classiques. Ceux-ci ne supporteraient pas de telles fréquences de fonctionnement. De plus, un arc électrique s'établirait entre les contacts qui ne couperaient plus aucun courant. Seuls les interrupteurs statiques à base de semi conducteurs sont utilisés. On trouve :

- la diode,
- le transistor bipolaire,
- le transistor à effet de champ à grille isolé (MOS),
- l'IGBT (insulated gate bipolar transistor),
- le thyristor "classique",
- le thyristor GTO (gate turn off).

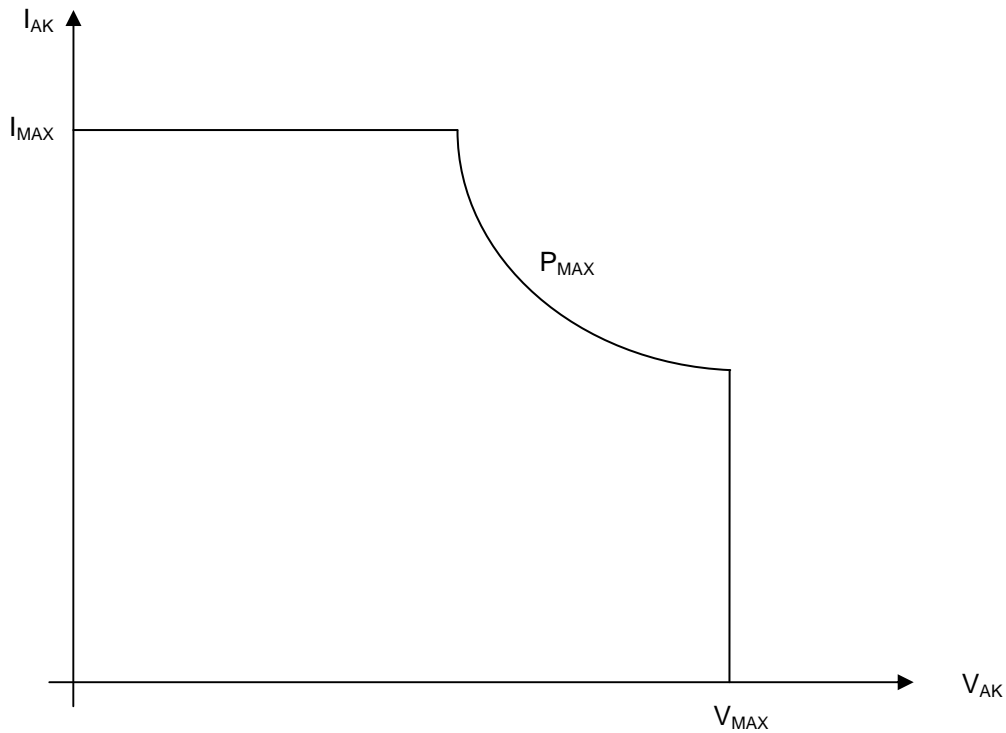
Principes fondamentaux :

Aire de sécurité en direct :

Un composant de puissance ne peut pas faire passer un courant infini, ni supporter des tensions infinies. On définit une aire de sécurité en direct qui correspond aux performances maximum du composant.

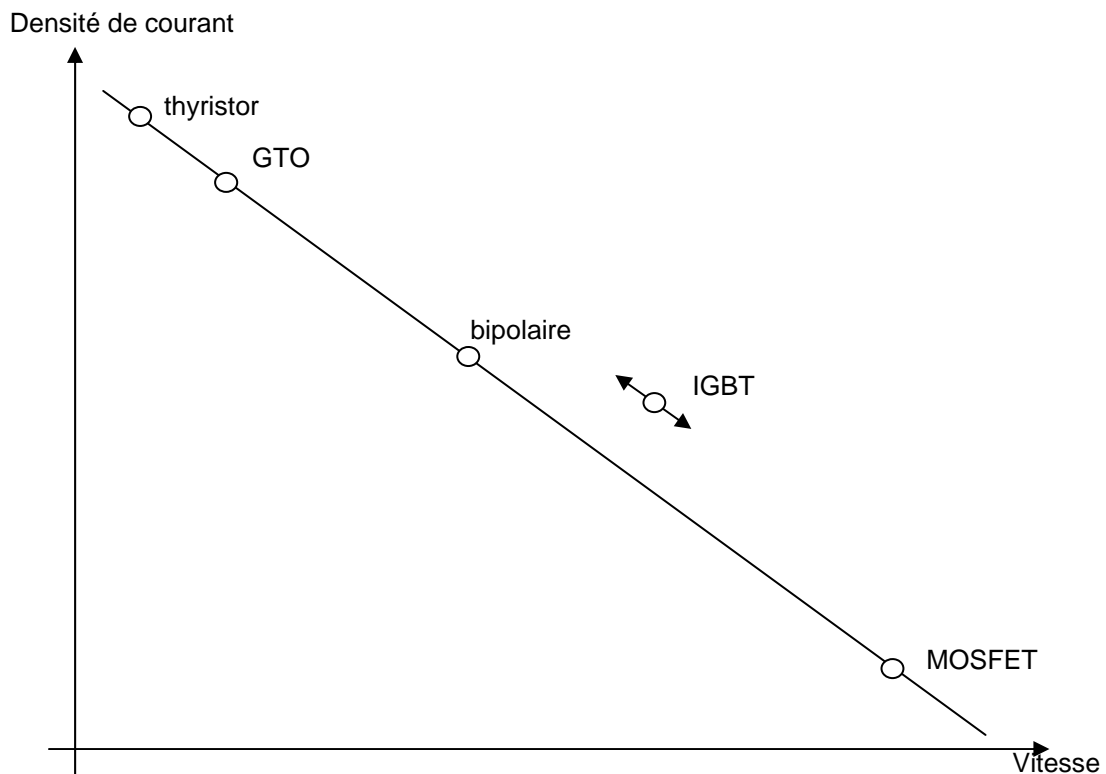
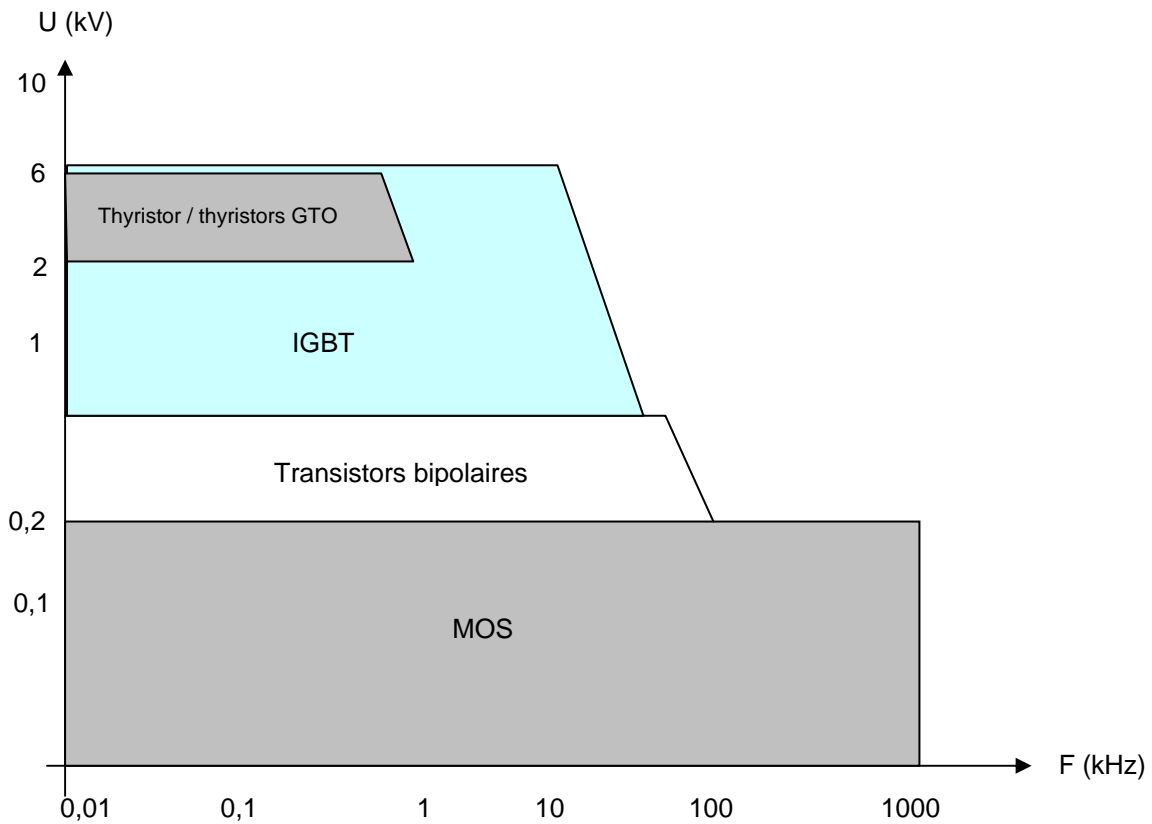
Elle se découpe en 3 parties :

1. limitation du courant maximum par la section des connexions de sortie ;
2. limitation par la puissance maximum que peut dissiper le composant $I_{AK} \times V_{AK} < P_{MAX}$;
3. limitation par l'avalanche (tension inverse maximum).



Ces trois paramètres sont essentiels pour le choix d'un composant de puissance.

Lorsque l'on étudie les performances relatives des composants en fonction des tensions d'alimentation et des fréquences auxquelles le composant est capable de fonctionner, on peut tracer le domaine suivant. Notons qu'il est valable aujourd'hui en 2003, mais qu'il peut être assez profondément modifié dans le futur en fonction de l'évolution des composants, évolution qui est très rapide.



Classification des commutateurs de puissance

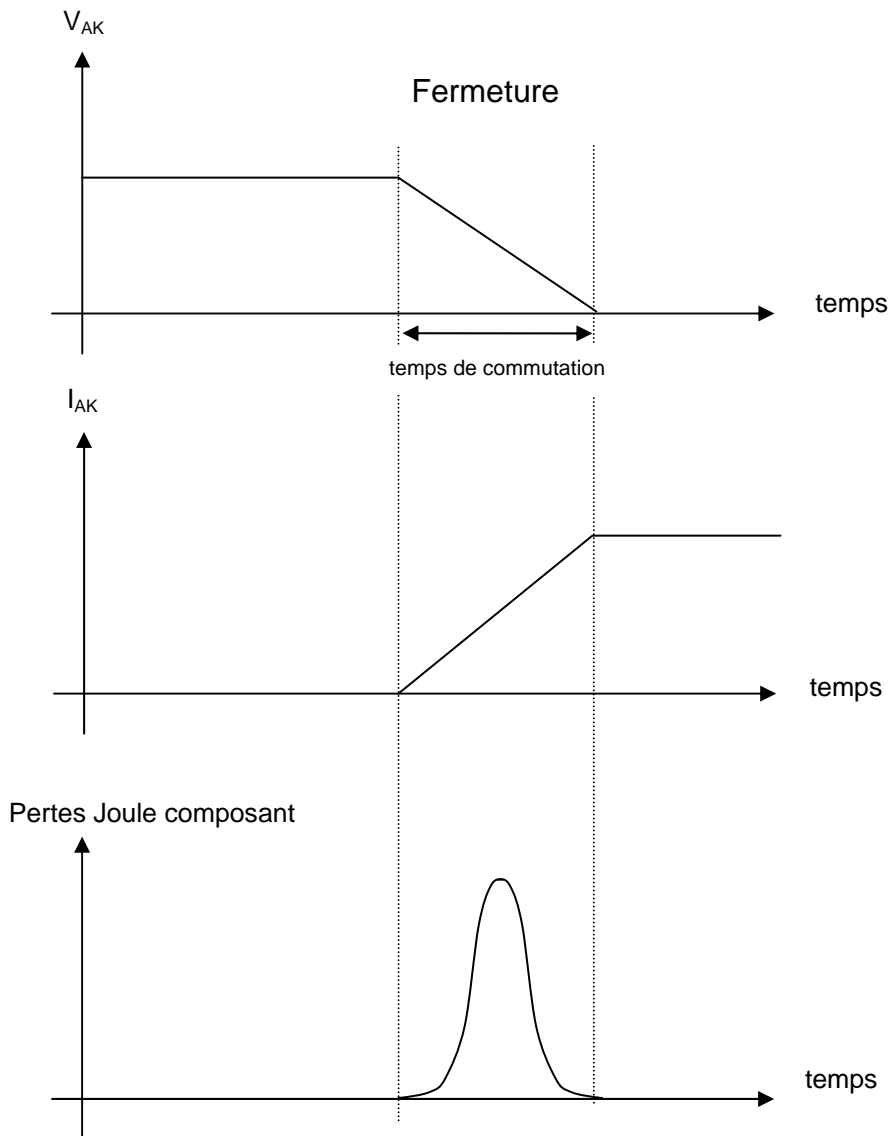
Pertes Joule à la coupure ou à la fermeture :

Supposons un composant de puissance idéal du point de vue de ses qualités statiques d'interrupteur et non idéal du point de vue dynamique, c'est-à-dire que cet interrupteur se ferme ou s'ouvre en un temps non nul.

Ce composant ne présente pas de perte Joule lorsqu'il est à l'état d'interrupteur fermé. En effet, la d.d.p. à ses bornes est nulle et donc $V_{AK} \times I_{AK} = 0 \times I_{AK} = 0$.

Lorsqu'il est à l'état d'interrupteur ouvert, ce composant est également le siège de pertes nulles car, cette fois ci, c'est le courant qui est nul. Donc, $V_{AK} \times I_{AK} = V_{AK} \times 0 = 0$.

Par contre, à l'ouverture ou à la fermeture du composant, la tension et le courant ne sont pas simultanément nul (ouverture ou fermeture prennent un temps non nul) :



On obtiendrait un diagramme symétrique de celui-ci dessus pour l'ouverture du composant. Ceci montre que les pertes Joule dans le composant ont lieu essentiellement lors des commutations. On comprend qu'il y a intérêt à limiter la fréquence de travail des composants de puissance afin de ne pas augmenter ces pertes. La fréquence de travail d'un dispositif d'électronique de puissance est le résultat d'un compromis. On aurait souvent intérêt à travailler à fréquence la plus élevée possible. Par exemple pour un hacheur, plus la fréquence est élevée, plus la tension de sortie est lisse. Mais, d'une part les performances du composant employé imposent une limite haute à cette fréquence, d'autre part la nécessité de réduire les pertes Joule dans le composant limite également cette fréquence.

Exemple numérique :

Prenons $E = 200 \text{ V}$, $I = 10 \text{ A}$, $P = 1000 \text{ W}$, tous les temps de commutation $\Delta T = 100 \text{ ns}$, fréquence de découpage $f = 100 \text{ kHz}$.

Les pertes par commutation seront de $f \cdot 2\Delta T \cdot E \cdot I = 40 \text{ W}$ soit 4 % de P . Les pertes par commutation sont directement proportionnelles à la fréquence de découpage pour un composant actif donné. C'est de là que

provient la limite en fréquence d'utilisation. On souhaiterait que cette fréquence soit la plus élevée possible, cela permettrait d'obtenir des ondes plus sinusoïdales par exemple ou bien des courants plus lisses. Mais, étant donné que les pertes augmentent avec cette fréquence, il faut trouver un compromis entre une forme d'onde acceptable (fréquence la plus élevée possible) et des pertes raisonnables (limiter la fréquence).

Diode de puissance

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 ($I_{AK} > 0$).

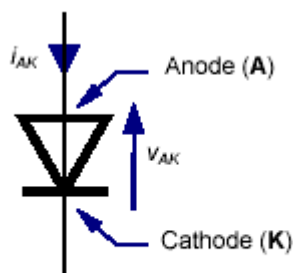


Figure 1 : diode de puissance.

Fonctionnement du composant parfait

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

- diode passante, tension anode cathode = 0 pour $V_{AK} > 0$
- diode bloquée, courant anode cathode = 0 pour $V_{AK} < 0$

C'est un interrupteur automatique qui se ferme dès que $V_{AK} > 0$ et qui s'ouvre dès que $I_{AK} = 0$.

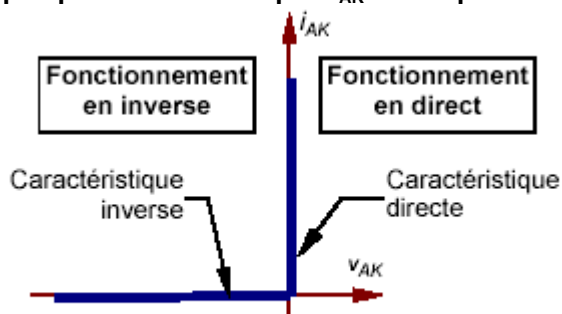


Figure 2 : caractéristique de la diode parfaite.

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

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

Composant réel et ses imperfections

Le fonctionnement réel est toujours caractérisé par ses deux états :

- à l'état passant : I_{AK} , le courant direct est limité au courant direct maximal ;
- à l'état bloqué : V_{AK} , la tension inverse est limitée (phénomène de claquage par avalanche) à la tension inverse maximale.

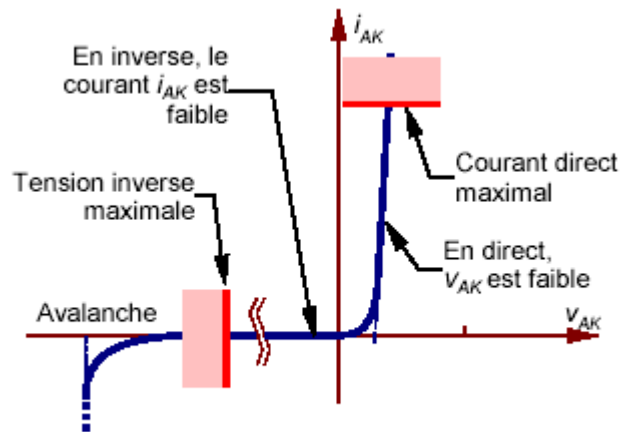


Figure 3 : caractéristique de la diode réelle.

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} à l'état passant ;
- Éventuellement, le courant maximal répétitif (sans durée prolongée).

Par sécurité de dimensionnement, on applique une marge de sécurité (de 1,2 à 2) pour ces grandeurs. C'est avec ces valeurs que le choix du composant est réalisé.

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 4) 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.

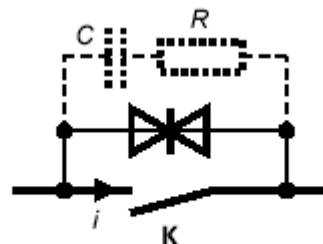
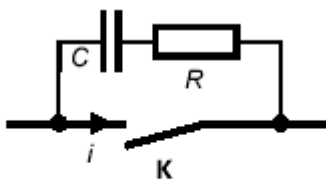


Figure 4 : protection avec circuit RC. Figure 5 : protection avec diode transil.

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 snubber) ou adoucisseurs sont insérés (Figure 7).

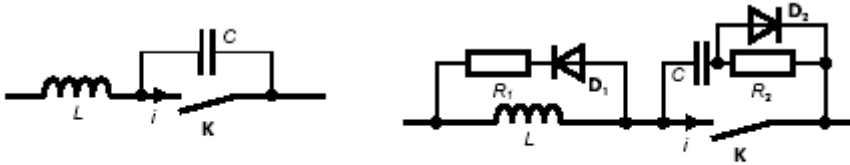


Figure 6 : protection avec inductance et condensateur. Figure 7 : protection avec circuit adoucisseur ou CALC.

Protection thermique

En fonctionnement normal, la jonction PN encoure le risque d'atteindre une température trop élevée (θ_{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.

Diode de roue libre

Hormis les applications de redressement, les montages d'électronique de puissance sont souvent équipés de diodes dites de "roue libre". Le but de ces diodes est d'empêcher l'apparition de surtensions $e = L \frac{di}{dt}$ dues aux

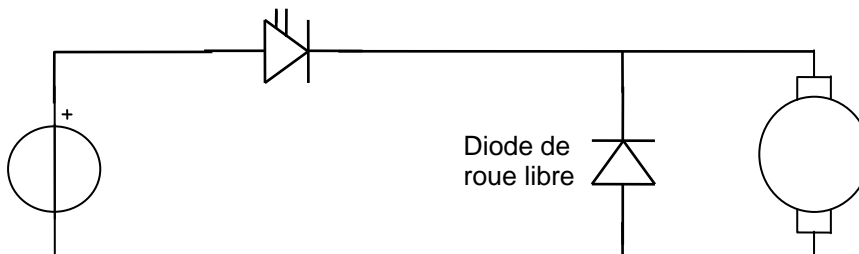
brusques variations d'intensité (essentiellement à la coupure) dans les charges inductives (moteurs, transformateurs). Les surtensions qui apparaîtraient en l'absence de DRL (diode de roue libre) auraient tôt fait de détruire les composants de puissance du montage. On peut illustrer le phénomène de la coupure de l'intensité dans un récepteur inductif à l'aide de l'analogie hydraulique : circuit électrique = canalisation où circule un liquide (tension = différence de pression entre deux points du circuit, intensité électrique = débit de liquide).

L'analogie hydraulique d'un circuit inductif est une canalisation où circule plus ou moins rapidement le liquide. Imaginons la longue partie rectiligne d'un terminal pétrolier où le pipe line qui va remplir les citernes peut faire quelques centaines de mètres de long pour un diamètre de l'ordre du mètre. La vitesse de la veine liquide atteint quelques kilomètres à l'heure. Il n'est pas question de fermer brusquement la vanne se trouvant juste avant le pétrolier. L'énergie cinétique du pétrole circulant dans le pipe provoquerait une montée très brusque et très rapide de la pression (la ddp) et la canalisation se romprait, exploserait au niveau de la vanne. De même que lorsque qu'un véhicule automobile rentre dans un mur, les dégâts sont considérables, même à vitesse réduite.

Dans un autre ordre d'idée, imaginons un cycliste dont les pieds seraient attachés aux pédales d'un vélo sans roue libre. Lancé à vive allure, le cycliste arrête brusquement de pédaler. L'énergie cinétique va faire basculer cycliste et vélo cul par-dessus tête. Tout change si on muni la bicyclette d'une roue libre. L'engin va continuer "sur son erre" lorsque le cycliste arrête de pédaler et rien de fâcheux ne lui arrivera. La diode de roue libre remplit cet office pour les circuits électriques. Elle permet à l'énergie accumulée dans les inductances

($\int_0^i \frac{1}{2} Li^2$) de se dissiper sans occasionner de dommages.

Ces diodes doivent être promptes à commuter, on emploie souvent pour ce faire des diodes de types Schottky.



Exemple d'application des DRL dans un hacheur

Transistor bipolaire de puissance

Présentation

Parmi les deux types : NPN et PNP, le transistor de puissance existe essentiellement dans la première catégorie (*Figure 8*).

C'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.

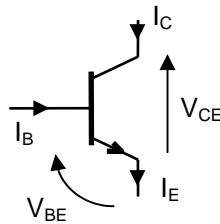


Figure 8

Fonctionnement du composant parfait

Le transistor possède deux types de fonctionnement :

- le mode en commutation (ou non linéaire) est employé en électronique de puissance
- le fonctionnement linéaire est plutôt utilisé en amplification de signaux.

Fonctionnement et états du transistor

- Transistor bloqué (B) : 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 interrupteur ouvert entre le collecteur et l'émetteur.
- Transistor saturé (S) : 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, $i_{C_{sat}}$. L'équivalent est un interrupteur fermé.

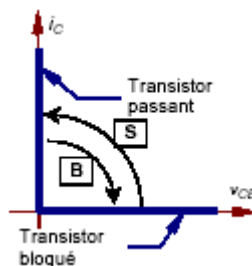


Figure 9

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 10* propose l'évolution des grandeurs entre le blocage, le fonctionnement linéaire et la saturation.

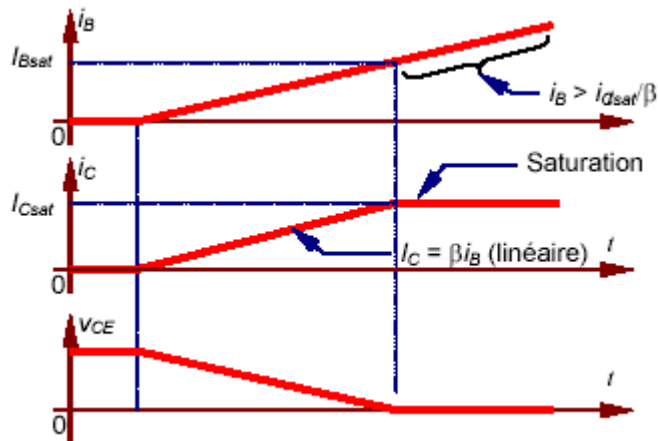


Figure 10

Composant réel et limites de fonctionnement

Le composant réel subit quelques différences par rapport à l'élément parfait.

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 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_{CB0}) .

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 (à l'état bloqué) ;
- le courant maxi (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. On doit ensuite déterminer le courant $I_B (> I_C/\beta)$ que doit délivrer la commande.

Protection du composant

Protection contre les court circuits

Les fusibles ne sont pas suffisamment rapides pour protéger les transistors qui « 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.

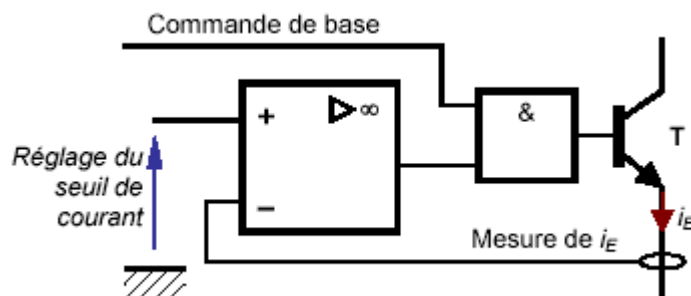


Figure 11

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.

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.

A 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 .

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

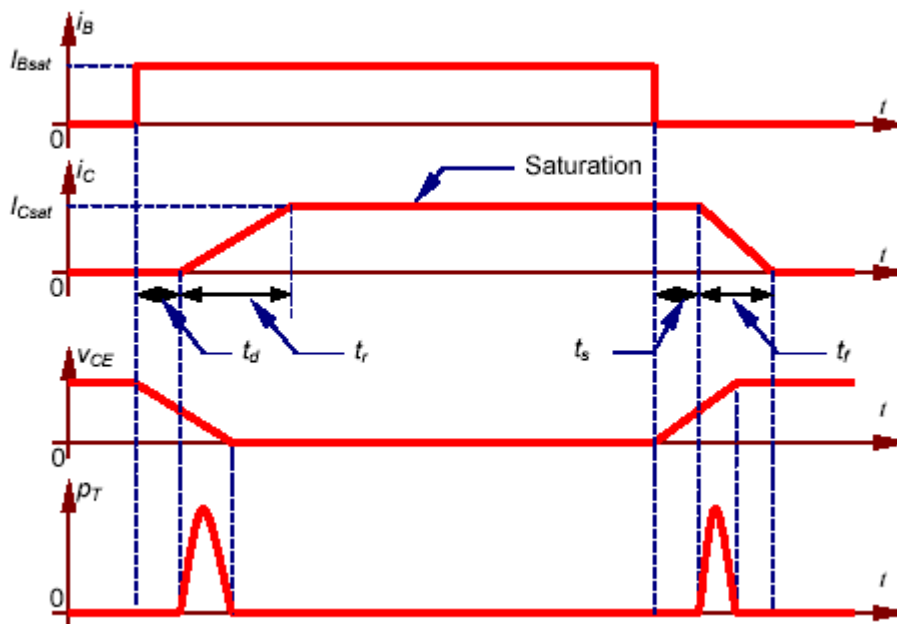


Figure 12

A 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 $\beta \cdot i_B / I_{Csat}$) et le temps de descente (*fall time*) noté t_f .

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.

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'isolation galvanique entre la commande et l'interface. Les solutions les plus souvent rencontrées sont les optocoupleurs car les temps de commande plutôt faibles sont incompatibles avec le produit $E \cdot \tau$ 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.

MOS et MOSFET de puissance

Présentation

Le transistor MOS est un composant totalement commandé à la fermeture et à l'ouverture. C'est le composant le plus rapide à se fermer et à s'ouvrir. Il est classiquement utilisé jusqu'à 300 kHz, voire 1 MHz. C'est un composant très facile à commander. Il est rendu passant grâce à une tension V_{GS} positive (de l'ordre de 7 V à 10 V). 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. Cela n'est pas vrai lors des commutations et c'est pour cela que les microprocesseurs (Pentium ou Athlon) chauffent autant. La jonction drain-source est alors assimilable à une résistance très faible : R_{DSon} de quelques m Ω .

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

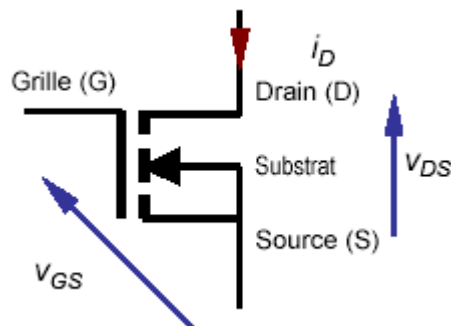


Figure 13 transistor MOS canal N

L'inconvénient majeur est sa résistance à l'état passant (R_{DSon}) qui augmente suivant la loi : $V_{max DS}^{2,7}$. Pour pallier à cet inconvénient, les fabricants proposent des composants à grande surface de silicium. Cela rend les MOS chers dès que la tension nominale dépasse 200 V.

Fonctionnement et modèles du composant parfait

Transistor ouvert (O) : 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 commutateur ouvert.

Transistor saturé (F) : une tension V_{GS} positive rend R_{DS} très faible et permet au courant i_D de croître.

L'équivalent est un commutateur fermé.

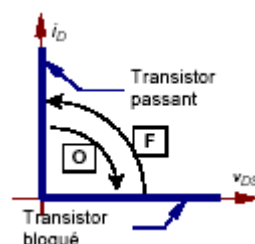


Figure 14 caractéristiques du transistor MOS

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}).

Limites de fonctionnement

Les MOS les plus courants supportent des tensions allant jusqu'à 500 V. On trouve des MOS pouvant supporter jusqu'à 1400 V. Le MOS n'est intéressant pour les tensions élevées que dans le cas des convertisseurs de faible puissance (< 2 kW) ou lorsque la rapidité est indispensable.

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).

Transistor IGBT : le mariage du bipolaire et du MOS

Un interrupteur idéal doit avoir les caractéristiques suivantes: impédance nulle à l'état fermé et infinie à l'état ouvert, puissance consommée et temps de commutation nuls. On peut donc avancer qu'un interrupteur idéal n'existe pas aujourd'hui et n'existera pas d'avantage demain.

Les deux plus célèbres composants électroniques réalisant la fonction interrupteur sont : le transistor bipolaire et le transistor MOS. Le premier présente comme avantages une faible tension de déchet à l'état passant et le pouvoir de commuter de forts courants, mais nécessite une puissance de commande non négligeable et sa fréquence de travail est relativement basse. Le MOS quant à lui, connu pour des fréquences de travail plus élevées et une puissance de commande presque nulle, est limité par sa tension de déchet qui est importante pour des dispositifs mettant en jeu des hautes tensions (quelques centaines de Volts).

Depuis 1979, se développe l'idée d'intégrer sur une même puce un transistor MOS et un transistor bipolaire afin de profiter des avantages de chacun des deux dispositifs en évitant au mieux leurs inconvénients.

Le transistor IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) est l'association d'un transistor bipolaire (collecteur et émetteur) et d'un transistor MOSFET. Il associe les performances en courant entre collecteur et émetteur (la faible chute de tension collecteur émetteur $\approx 0,1$ V) et la commande en tension par sa grille qui nécessite un courant permanent quasiment nul.

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

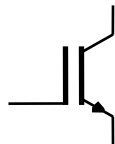


Figure 15 symbole de l'IGBT

Schéma équivalent de l'IGBT

Le schéma équivalent d'un IGBT est celui de la figure 16. L'effet thyristor apparaît quand la tension aux bornes de R_p atteint la tension V_{bi} (seuil de la jonction base-émetteur du NPN). Dans ce cas, cette jonction est polarisée en direct et le transistor NPN est conducteur, ce qui entraîne le déclenchement de l'effet thyristor. Dans les IGBTs modernes, cette résistance est rendue suffisamment faible pour que le thyristor ne soit plus déclenché dans le domaine de fonctionnement garanti par le constructeur.

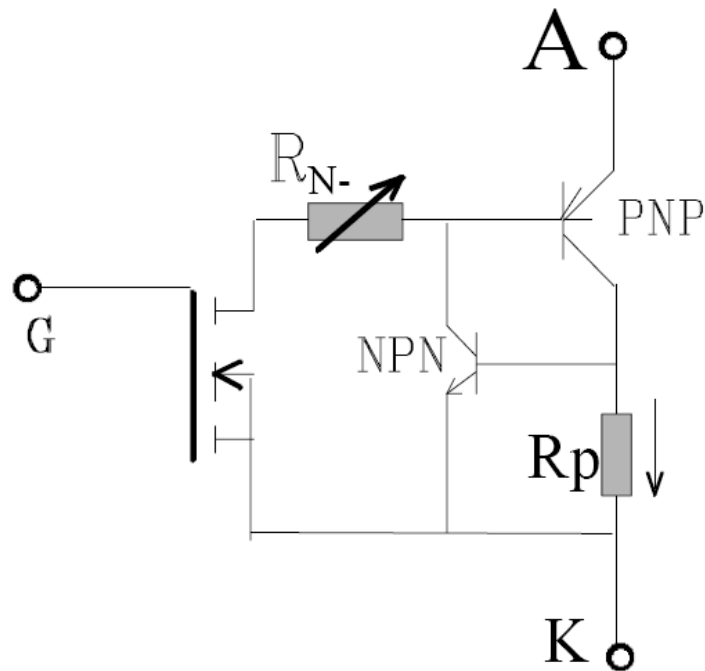


Figure 16 schéma équivalent de l'IGBT

Le transistor NPN n'a alors plus d'influence sur le fonctionnement de l'IGBT dans ce domaine et le schéma équivalent se réduit alors à un transistor bipolaire PNP commandé par un MOSFET dans une configuration "pseudo-darlington". La figure 17 symbolise alors le fonctionnement normal de l'IGBT.

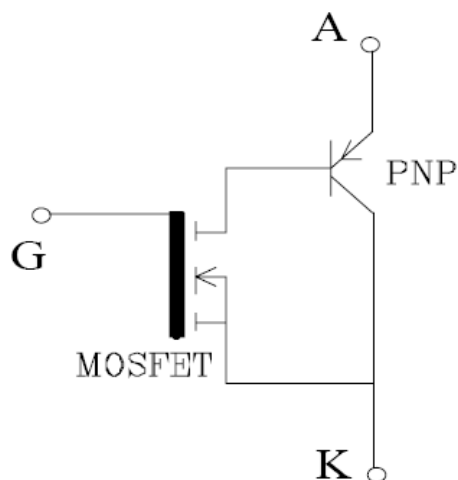


Figure 17 schéma équivalent simplifié de l'IGBT

Réversibilité en courant des transistors

Les transistors bipolaires et MOS sont des composants que l'on pourrait qualifier « un quadrant » : équivalents à un interrupteur, la tension et le courant sont exclusivement positifs. Il faudrait étendre leurs caractéristiques en les associant à d'autres éléments pour en faire des commutateurs réversibles en courant. Grâce à cette adaptation, l'assemblage peut faire circuler des courants inverses au sens « privilégié » du transistor seul.

Cette solution est envisageable en plaçant une diode anti-parallèle .

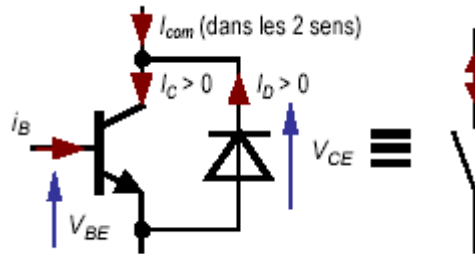


Figure 16 transistor bipolaire rendu réversible en courant

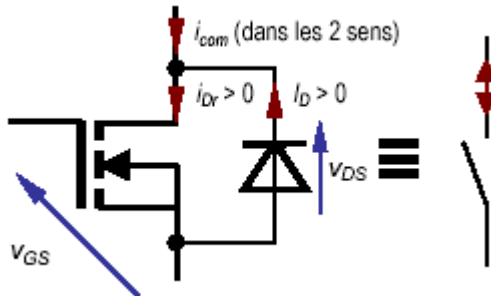


Figure 17 transistor MOS rendu réversible en courant

Exemples de réalisations :

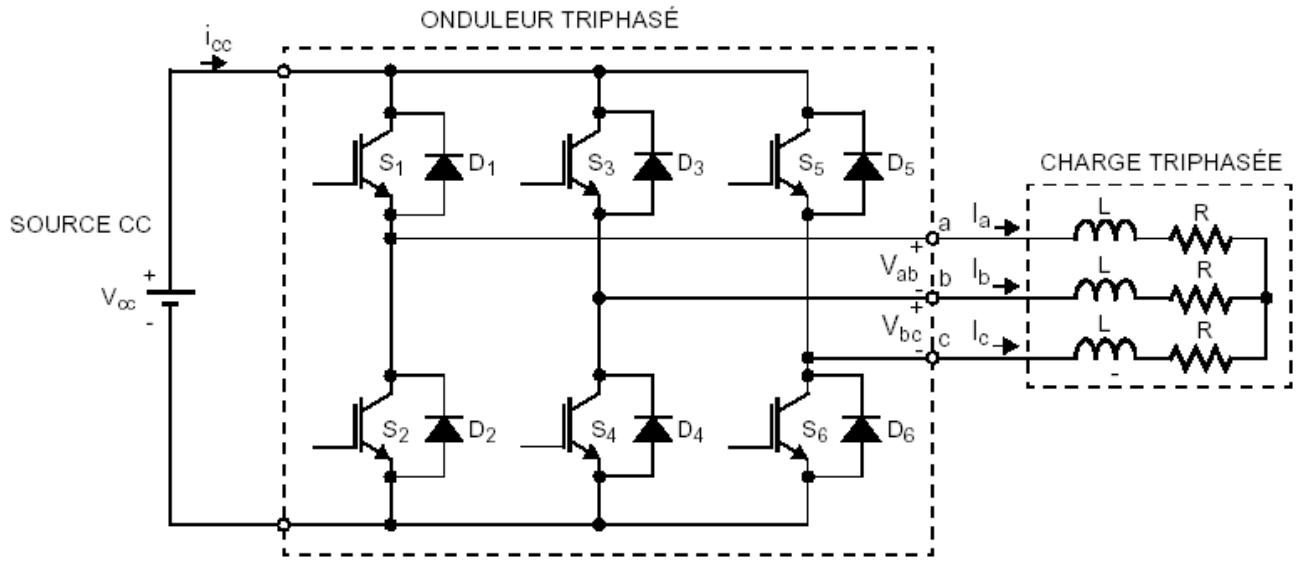


Figure 18 onduleur à IGBT

Thyristor ordinaire

Présentation

L'ancêtre des thyristors était un tube à gaz : le thyatron. Le terme thyristor est la contraction de THYRatron et de transISTOR. Le thyristor est un composant commandé à la fermeture, mais pas à l'ouverture (Figure 19).

Il est réversible en tension et supporte des tensions V_{AK} aussi bien positives que négatives lorsqu'il est bloqué. 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.

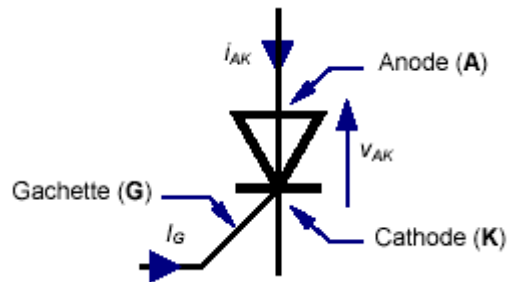


Figure 19 symbole du thyristor

Fonctionnement du composant parfait

Caractéristique et fonctionnement

Le composant est bloqué si le courant I_{AK} est nul tandis que la tension V_{AK} est quelconque.

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 est caractérisé par une tension V_{AK} nulle et un courant I_{AK} positif.

Le blocage (B) apparaît dès annulation du courant i_{AK} (commutation naturelle) ou inversion de la tension v_{AK} (commutation forcée).

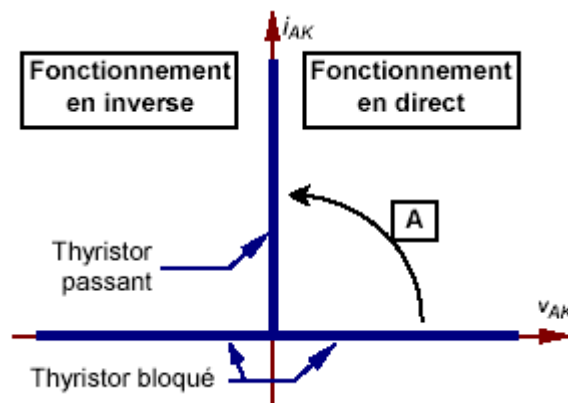


Figure 20 caractéristiques du thyristor

Constitution

Un thyristor est un dispositif à 4 couches et 3 jonctions qui possède 3 connexions externes : l'anode, la cathode et la gâchette. C'est un composant bistable (passant bloqué).

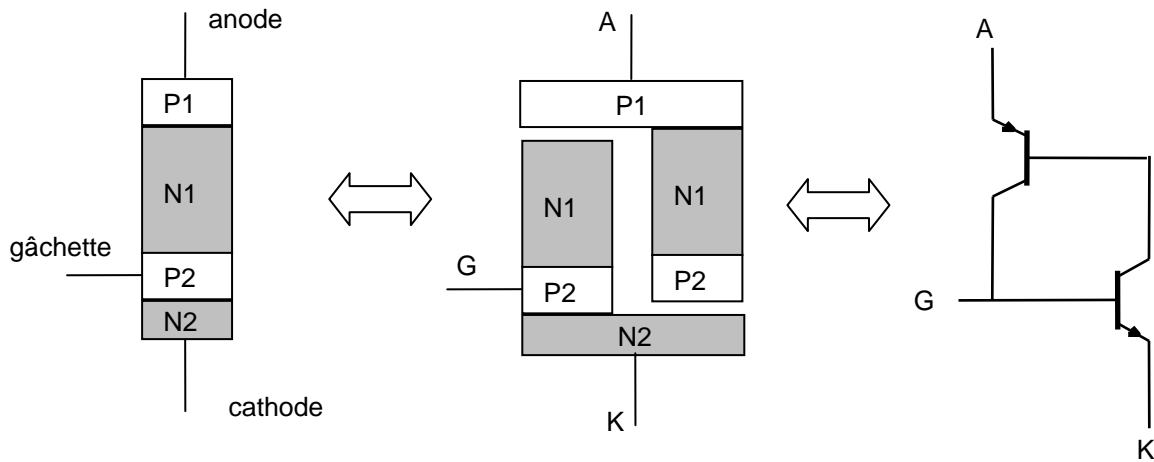
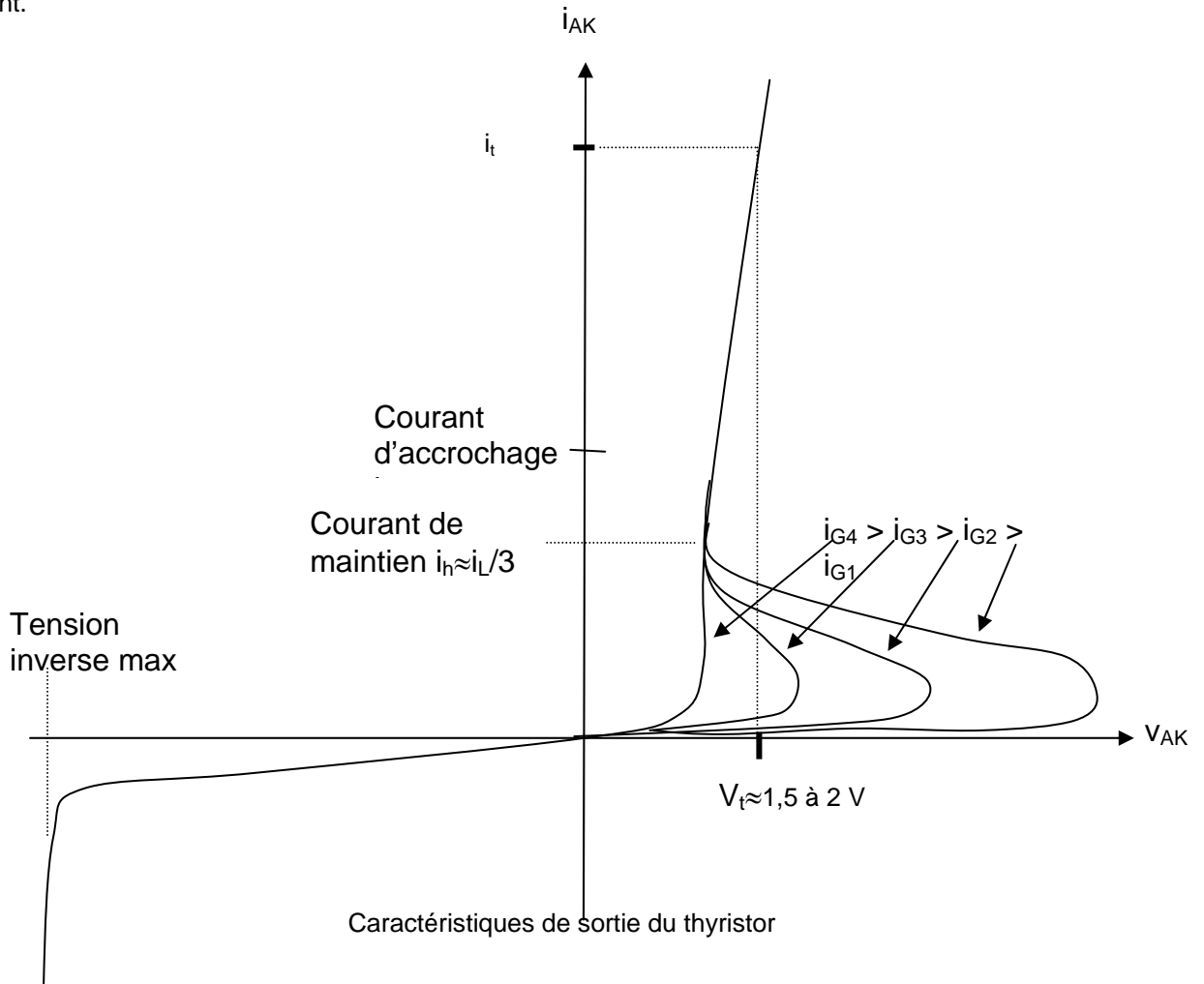


Figure 21 analogie classique expliquant le fonctionnement du thyristor

Le courant de gâchette (égal au courant base émetteur) sature le transistor NPN qui extrait un courant émetteur base du transistor PNP qui est saturé à son tour. Le PNP injecte un courant base émetteur dans le NPN, qui extrait un courant émetteur base du PNP. Dès lors, le courant de gâchette peut s'annuler, le phénomène s'auto entretient.



Blocage par commutation naturelle

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

Le montage de la Figure 22 fournit un exemple de commutation naturelle qui se traduit par les chronogrammes de la Figure 23.

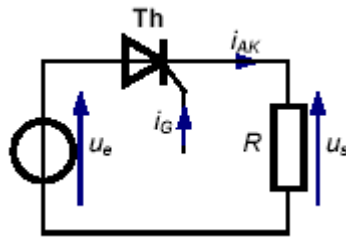


Figure 22

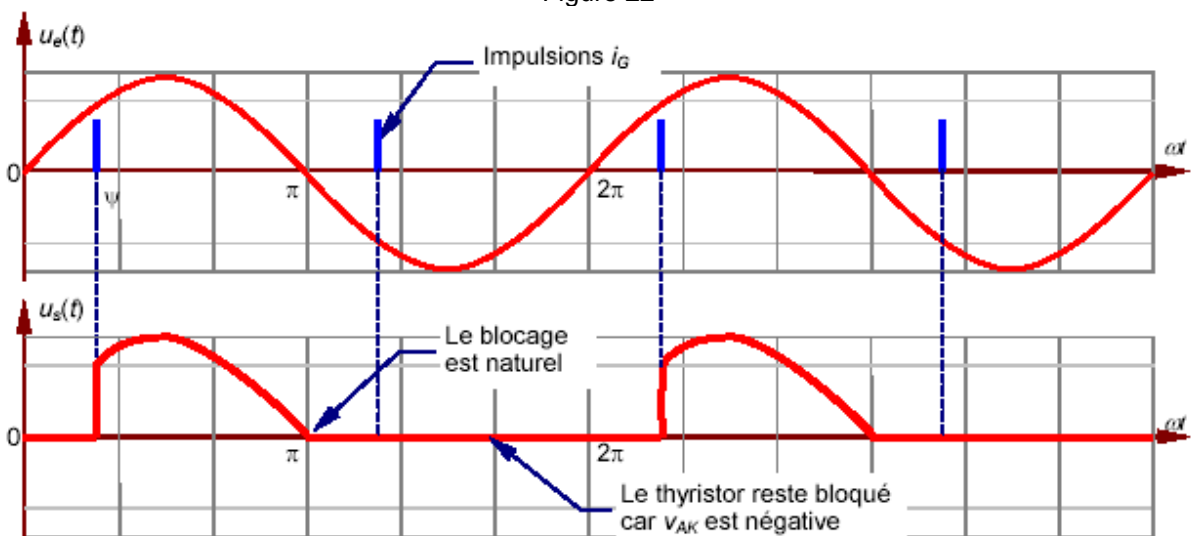


Figure 23 chronogramme illustrant la commutation naturelle

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.

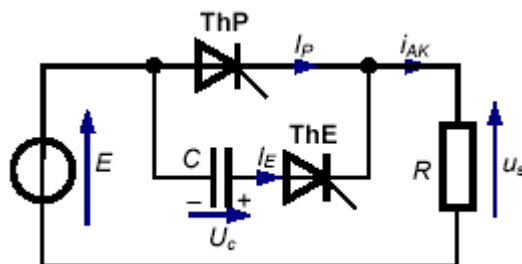


Figure 24 circuit d'extinction d'un thyristor ordinaire

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

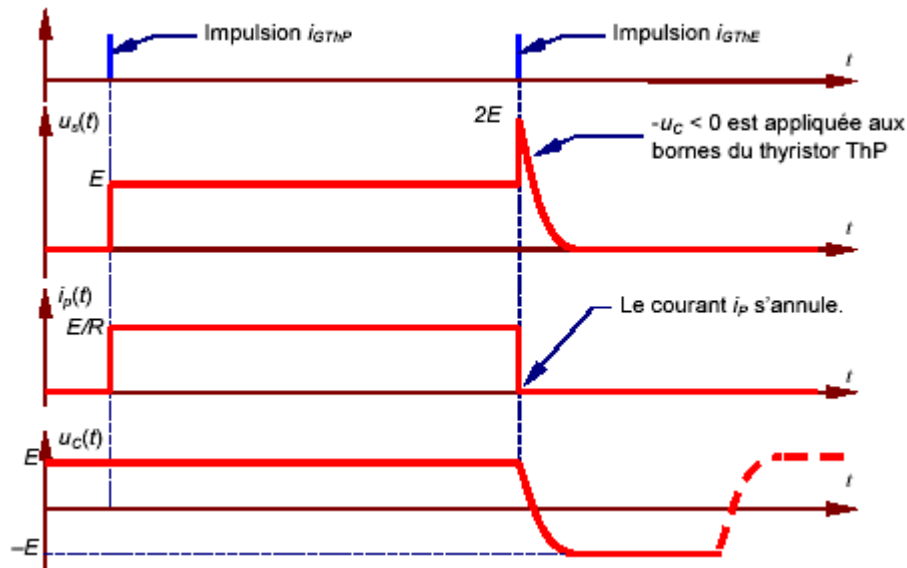


Figure 25 chronogrammes d'une commutation forcée

Composant réel

Caractéristique et limites de fonctionnement

Le fonctionnement réel est, comme pour une diode, caractérisé par ses deux états (Figure 25) :

- 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.

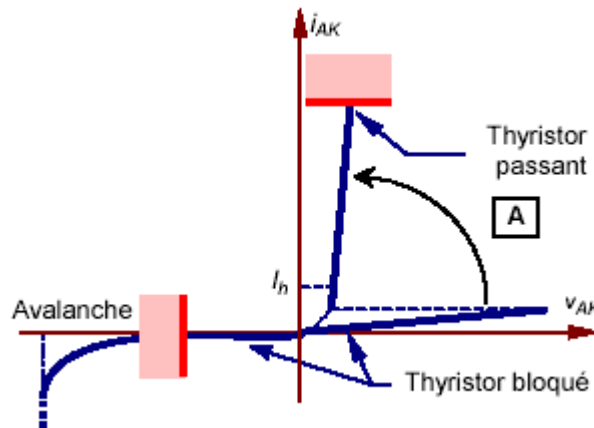


Figure 26 caractéristiques d'un thyristor réel

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 (h = hold = maintien) $i_h \approx \frac{i_{AK\ MAX}}{1000}$.

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

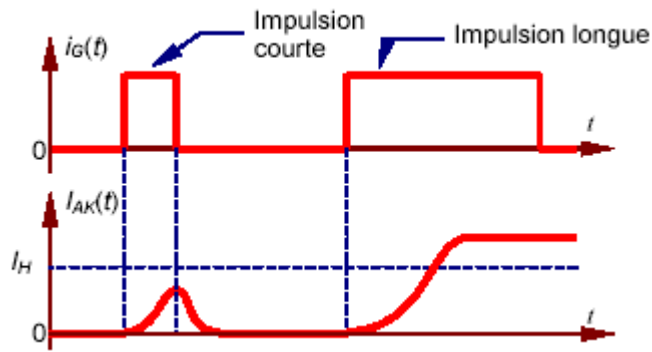


Figure 27 évolution du courant i_{AK} à l'amorçage

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.

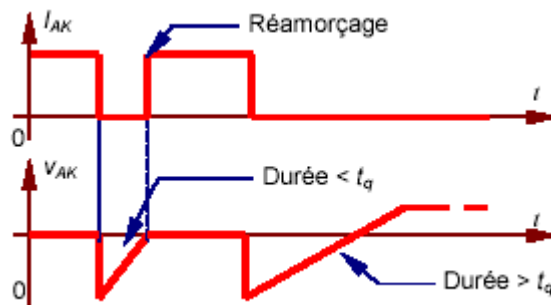


Figure 28 évolution du courant i_{AK} au blocage

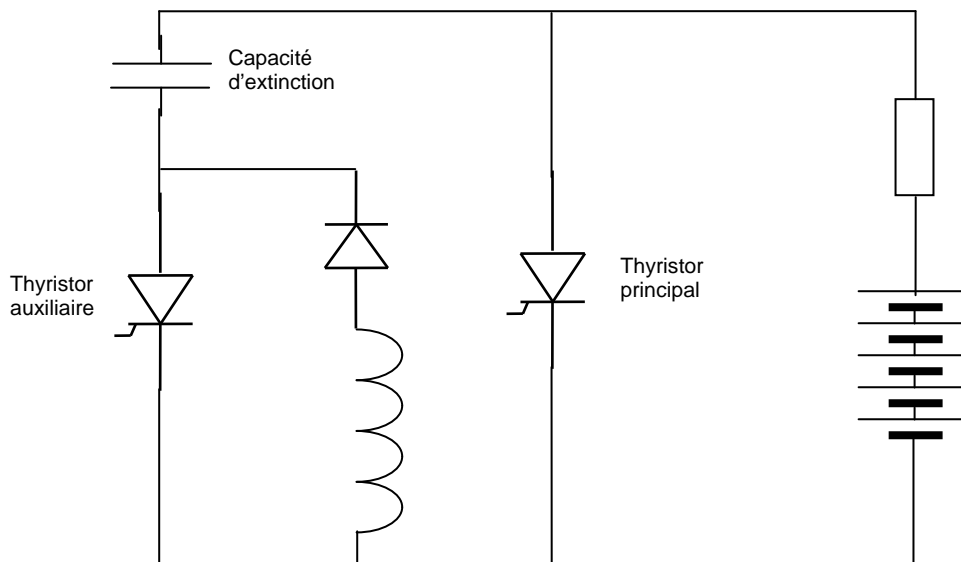


Figure 29 circuit d'extinction forcé de thyristor utilisé lorsqu'un thyristor conduit du courant continu

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 maximale V_{DRM} de v_{AK} (à l'état bloqué) ;
- le courant moyen $I_0 (= \langle i_{AK} \rangle)$ à l'état passant) ;
- le courant efficace $i_{AK\text{eff}}$ (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.

Protection du composant

Protection contre les surintensités, les surtensions, les variations brusques et thermiques

Pas de différence avec celles d'une diode. Le dimensionnement sera traité comme si le thyristor était dans les pires conditions de conduction, lorsqu'il est passant, donc équivalent à une diode.

Circuits de commande de gâchette

Modélisation et commande de la gâchette

La gâchette peut être assimilée à une diode de grande résistance dynamique : tension de seuil V_{GK0} (proche de 0,7 V) et résistance R_{GK} (Figure 30). Pour provoquer l'amorçage, on doit établir dans la gâchette un courant i_G de quelques centaines de mA tant que le courant d'anode n'a pas atteint I_h

Pour amorcer, on peut utiliser une impulsion simple, mais une rafale d'impulsions chacune susceptible d'amorcer le composant (largeur suffisante) est préférable pour palier les "ratés".

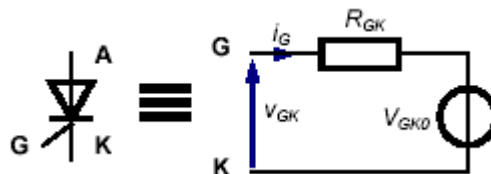


Figure 30 modèle de la gâchette

Mode de commande et précautions

Les signaux de commande opèrent à des niveaux de puissance faibles. Pour assurer un courant suffisant dans la gâchette, un étage amplificateur adapte les signaux issus de la commande.

D'autre part, les niveaux de tension de la partie puissance sont élevés : la séparation par une isolation galvanique s'impose afin de protéger la partie commande.

Enfin, dans les structures élaborées, la disposition des composants ne leur permet pas les mêmes références de potentiel.

Toutes ces fonctions s'intègrent dans l'ensemble entre la commande et les gâchettes (avant la puissance) pour constituer un circuit d'interfaçage qui a pour but d'isoler galvaniquement le circuit de commande du circuit puissance (Figure 31).

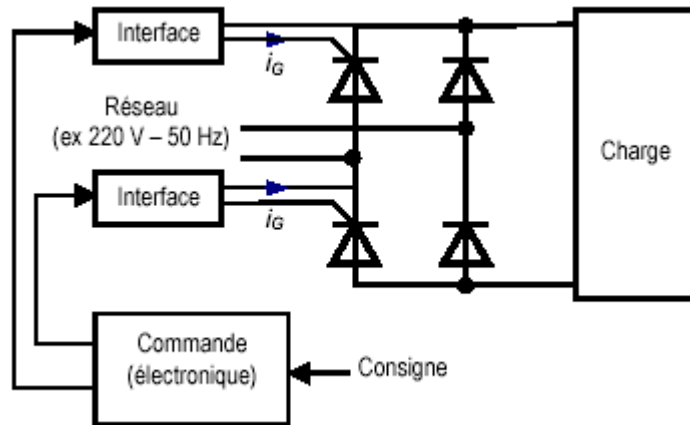


Figure 31 pont redresseur mixte monophasé et sa commande

Isolement magnétique par transformateur d'impulsions (T.I.)

Un transformateur d'impulsions possède un circuit magnétique en ferrite pour minimiser les pertes fer. Son rapport de transformation est généralement égal à 1 (Figure 32).

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 TI pour créer le courant d'amorçage 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 TI. Ceci provoque la décroissance puis l'annulation du flux : c'est la phase de démagnétisation.

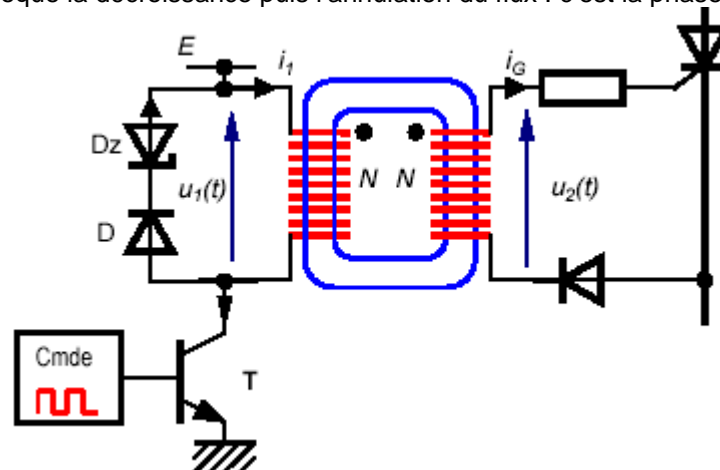


Figure 32 commande par TI, le signal de commande permet au transistor T d'être alternativement passant puis bloqué pendant chaque demi-période.

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'amorçage. Si la commande d'amorçage varie suivant une fonction arccosinus, la relation entre la tension moyenne et la tension de commande externe sera linéaire.

Le schéma de la Figure 33 représente une carte de commande de thyristor utilisée dans un pont redresseur commandé. Le potentiomètre P_1 permet de régler l'angle d'amorçage tandis que P_2 contrôle la largeur des impulsions de commande.

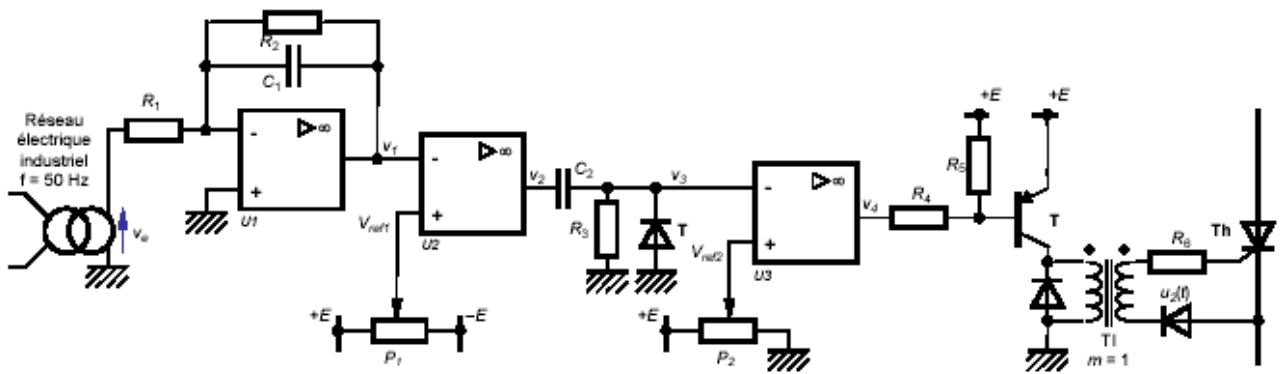


Figure 33 commande "arccosinus"

Isolement 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.

Sur la Figure 34, 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.

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 importante, l'isolation par fibre optique offre d'excellentes performances. Le principe de fonctionnement est le même.

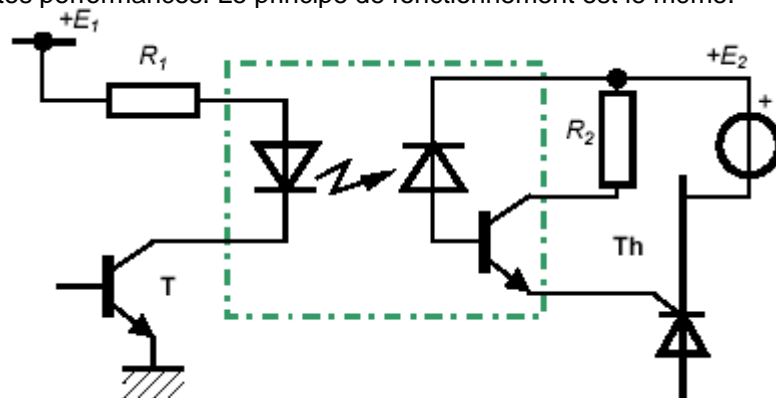


Figure 34 isolation galvanique par opto-coupleur

Exemples d'applications :

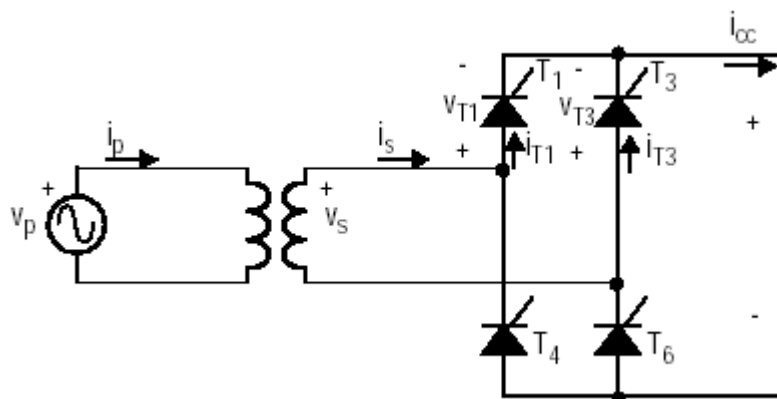


Figure 35 pont redresseur monophasé à thyristor (pont de Graëtz)

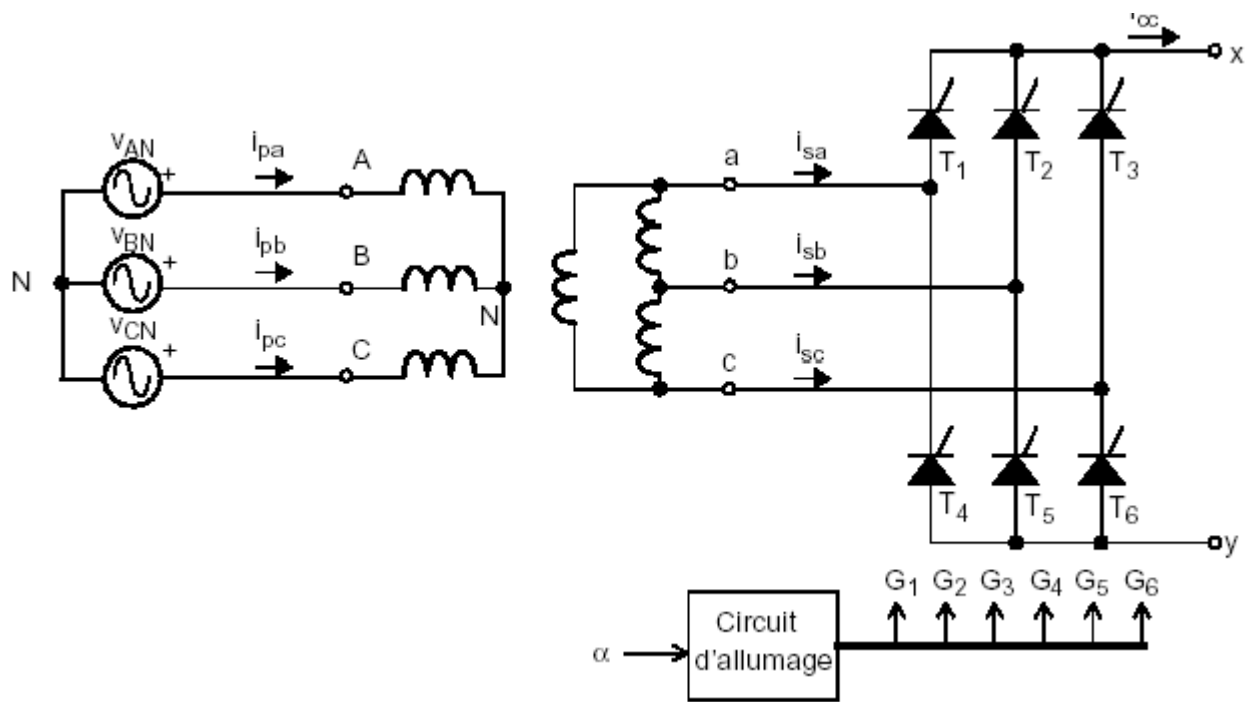


Figure 36 pont redresseur triphasé à thyristors (pont de Graëtz)

Thyristor GTO (Gate Turn Off)

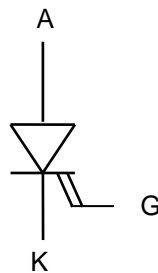
Présentation

Le thyristor GTO est un composant commandé à la fermeture **et** à l'ouverture.

Ce composant a permis la motorisation des TGV transmanche par des machines asynchrones. En effet, la machine asynchrone ne développe pas, comme la machine synchrone, de forces contre électromotrices suffisantes pour éteindre le thyristor n lorsqu'on allume le n+2. Il faut donc des circuits d'extinction pour la partie onduleur, circuits à base de condensateurs. Les condensateurs sont d'autant plus volumineux que l'énergie à couper est importante. Le volume de l'ensemble onduleur + circuit d'extinction était jugé prohibitif pour un équipement de motrices. L'arrivée du GTO a permis d'économiser le volume des condensateurs et donc d'équiper des locomotives.

Il est réversible en tension et supporte des tensions v_{AK} aussi bien positives que négatives lorsqu'il est bloqué.

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.



Symbole du thyristor GTO

Le symbole comprend deux gâchettes, une pour la fermeture de l'interrupteur et une pour l'ouverture. Dans la réalité, la même gâchette sert à injecter le courant gâchette cathode pour commander la fermeture de l'interrupteur et à extraire un courant gâchette cathode pour ouvrir l'interrupteur. Le courant à extraire est

important, environ $\frac{I_{AK}}{5}$ (par exemple, pour couper 600 A, il faut extraire un courant de gâchette de 120 A

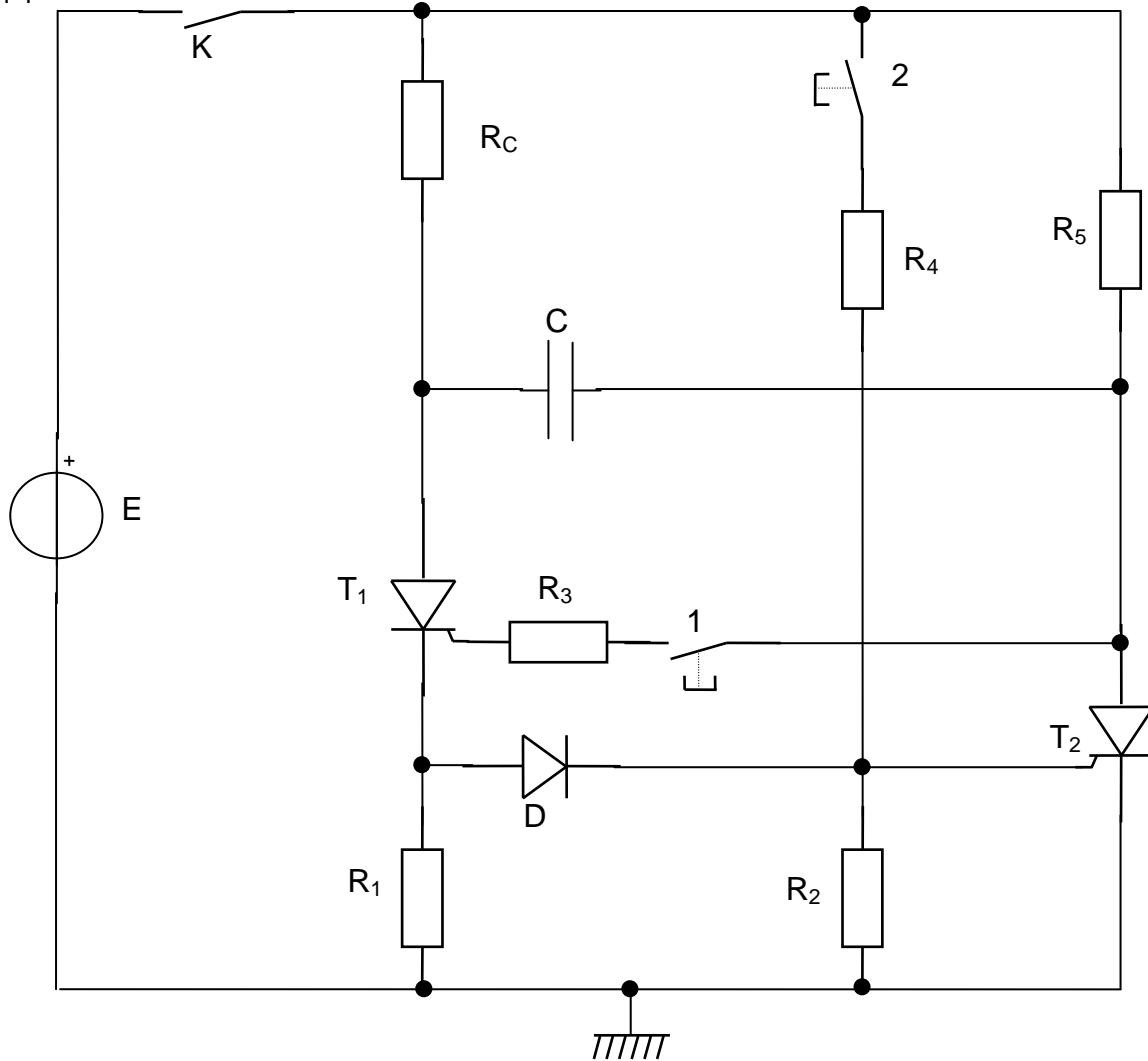
environ).

Un thyristor GTO ne peut couper un courant supérieur (en valeur instantanée) à une valeur précisée par le fabricant (appelé ITGQ). Cette valeur maximum est actuellement voisine de 1000 A pour les GTO les plus performants.

Cette caractéristique est très importante car elle conditionne l'emploi du GTO. Il ne faut, en aucun cas, que les conditions de charge puissent entraîner une valeur de courant à couper supérieure à ITGQ.

Exercices

Exo n°1



On donne : $E = 100 \text{ V}$; $R_1 = 0,1 \Omega$; $R_2 = 200 \Omega$; $R_3 = 100 \Omega$; $R_4 = R_5 = 2 \text{ k}\Omega$; $C = 1 \mu\text{F}$.

Charge résistive de résistance $R_C = 10 \Omega$.

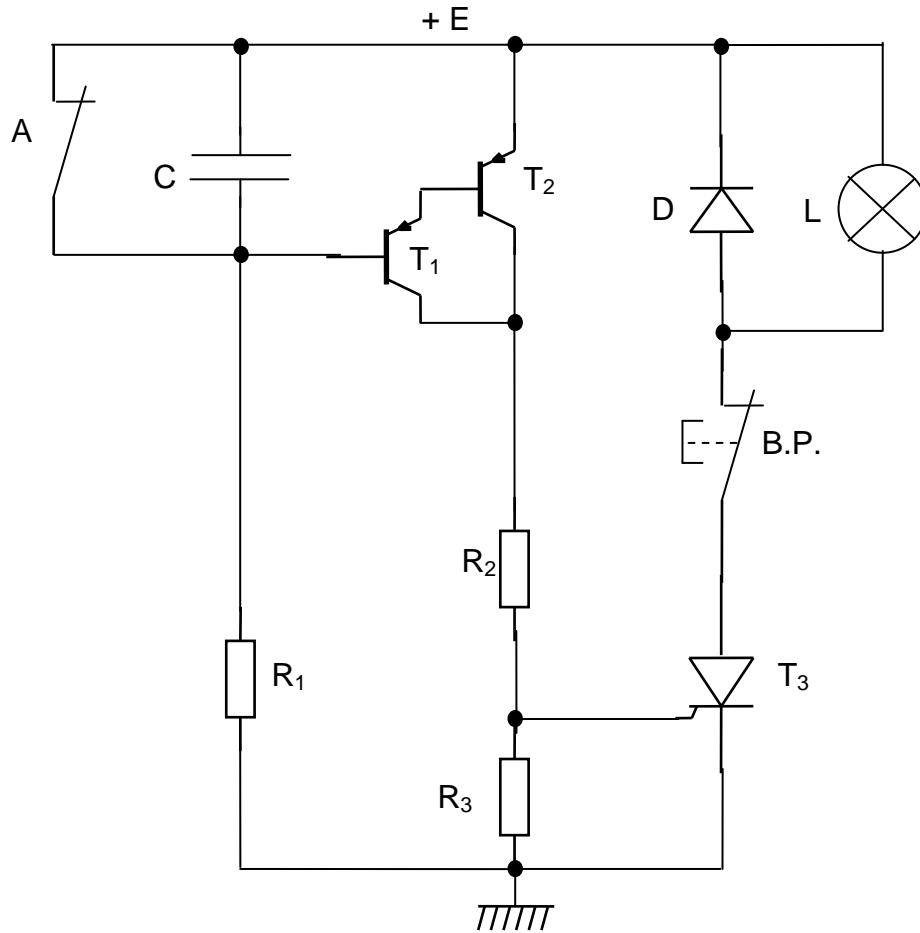
L'intensité du courant de maintien de T_2 est de 80 mA .

1. Expliquer les évolutions du circuit lors de la séquence suivante :

- mise du circuit sous tension par fermeture de K ;
- impulsion sur le bouton poussoir 1 ;
- impulsion sur le bouton poussoir 2.

2. Préciser le rôle de la résistance R_1 et de la diode D.

Exo n°2



Dans le schéma ci-dessus, E est une tension continue.

1. Analyse séquentielle qualitative :

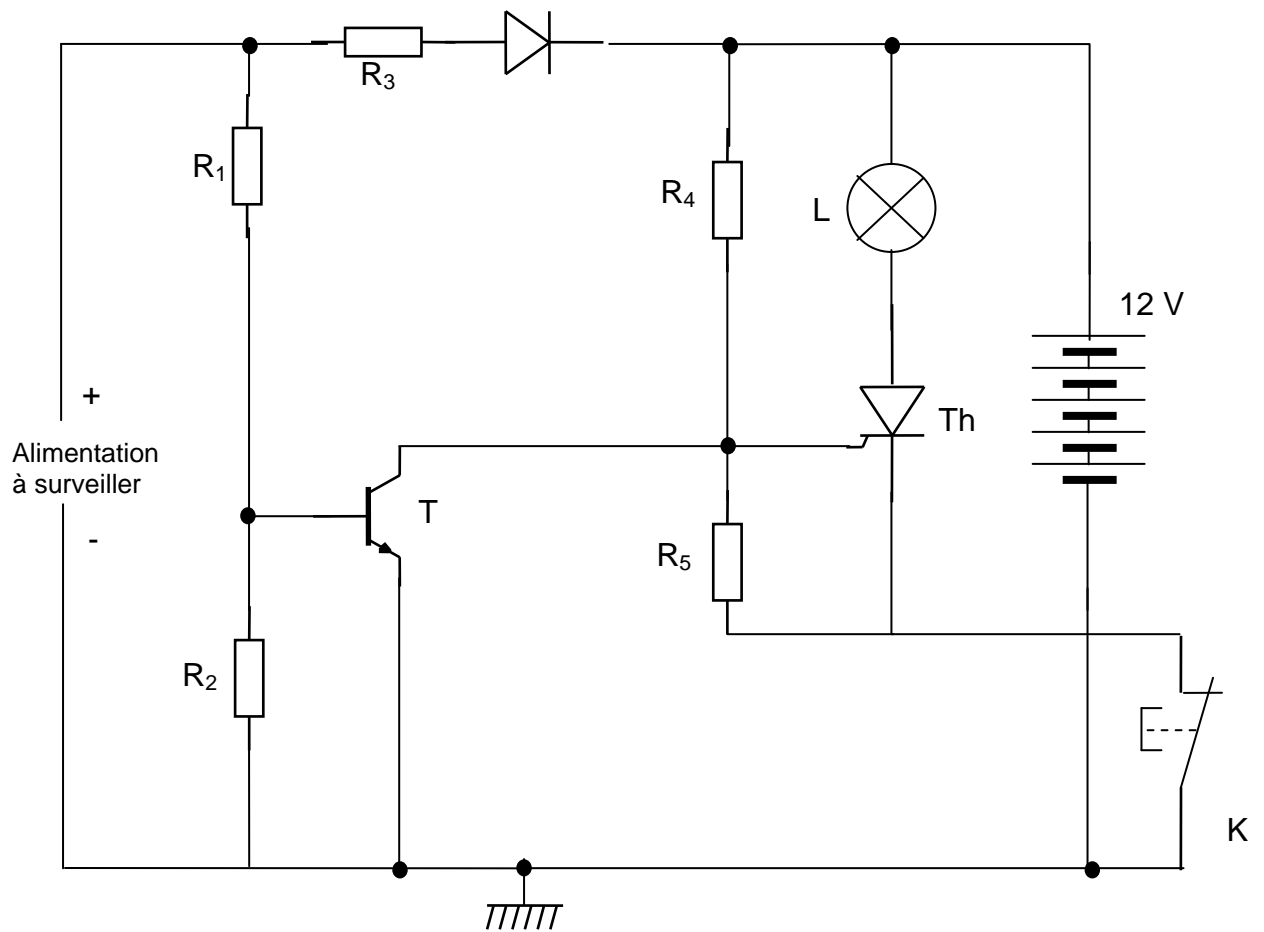
- Quel est l'état du thyristor à la mise sous tension du circuit ? Justifier la réponse.
- Que se passe-t-il quand A s'ouvre ?
- Qu'advient-il quand A se referme ?
- Quel est l'effet de l'appui sur B.P. ?

2. Quelle est l'utilité du composant D ?

3. Quel est le rôle des deux composants T_1 et T_2 ? (préciser le nom du montage).

4. Que se passe-t-il en cas d'ouvertures et de fermetures très brèves de A (vibrations) ?

exo n°3



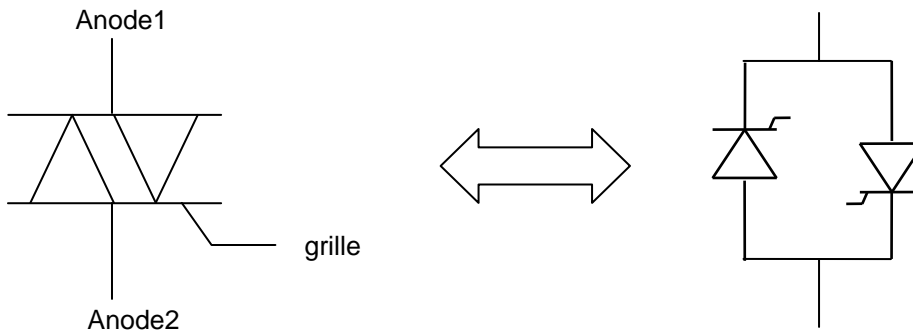
Le schéma ci-dessus représente un avertisseur de coupure d'alimentation électrique.

Analyser ce montage qui détecte une coupure d'alimentation, même transitoire. On suppose le transistor T normalement saturé tant que la tension d'alimentation à surveiller est présente.
Expliquer les rôles respectifs de la batterie 12 V, de la diode D et du pont diviseur de tension R_1, R_2 .

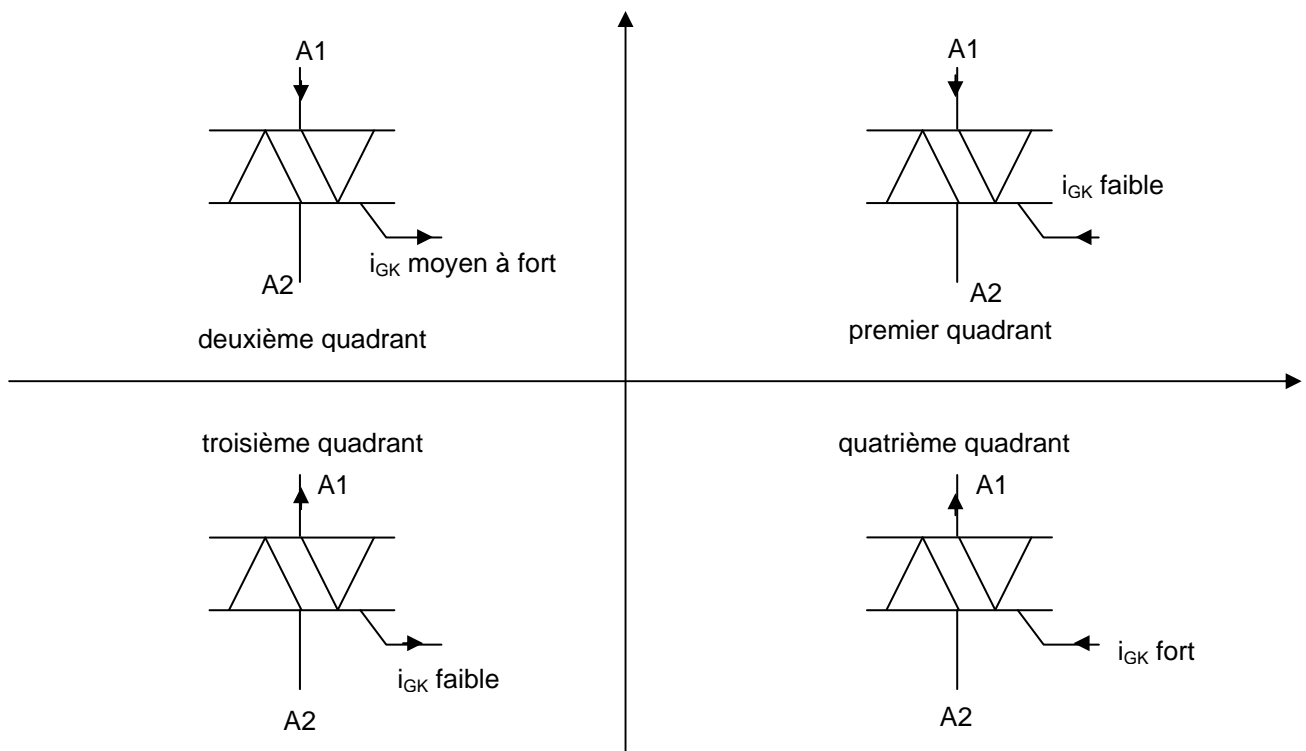
Le triac

Présentation

Le Triac (TRIode for Alternative Current) est un composant permettant la réalisation de gradateurs pour les puissances jusqu'à 30 kW environ (limite maximum : 50 A et 800 V). On le trouve surtout dans les réalisations domestiques : réglage de luminosité des lampes à incandescence, réglage de la puissance des radiateurs électriques, réglage de la vitesse des moteurs universels équipant de nombreux outils portatifs (moteurs à courant continu à excitation série avec circuit magnétique feuilleté).



La structure du triac offrant une certaine symétrie (deux thyristors tête bêche), il n'est guère possible de distinguer clairement une anode et une cathode. Nous désignerons la connexion côté gâchette par "anode 2" ou A2 et l'autre par "anode 1" ou A1.



Quadrants d'amorçage du triac

Couramment, le premier et le troisième quadrant d'amorçage sont utilisés dans les montages gradateurs.

Fonctionnement du triac

Le triac s'amorce par injection ou extraction d'un courant de gâchette suffisant. Ensuite, comme les thyristors, il reste à l'état d'interrupteur fermé tant que le courant A1 A2 reste supérieur au courant de maintien I_h . Dès que le courant A1 A2 est inférieur à I_h le triac redevient un interrupteur ouvert. Cela se produit à chaque passage de la tension secteur par 0 (soit 100 fois par seconde en 50 Hz). Il faut réamorcer le triac ensuite.

La commande analogique des triacs s'effectue à l'aide de Diac. Le diac est un composant symétrique à seuil. Pour simplifier, c'est un interrupteur automatique qui se ferme dès que la tension à ses bornes (peu importe le sens de cette tension) devient supérieur à un seuil (couramment 32 V). Cet interrupteur se ré ouvre dès que le courant qui le traverse s'annule.

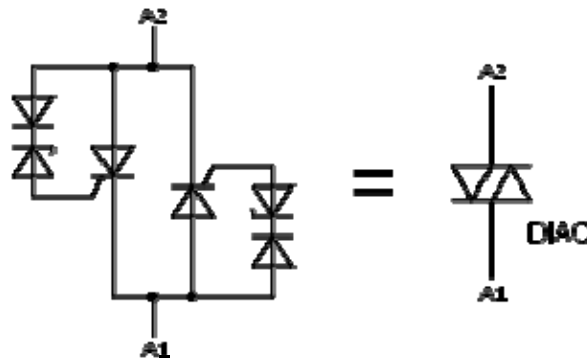


Schéma équivalent du diac

Applications du triac : le gradateur

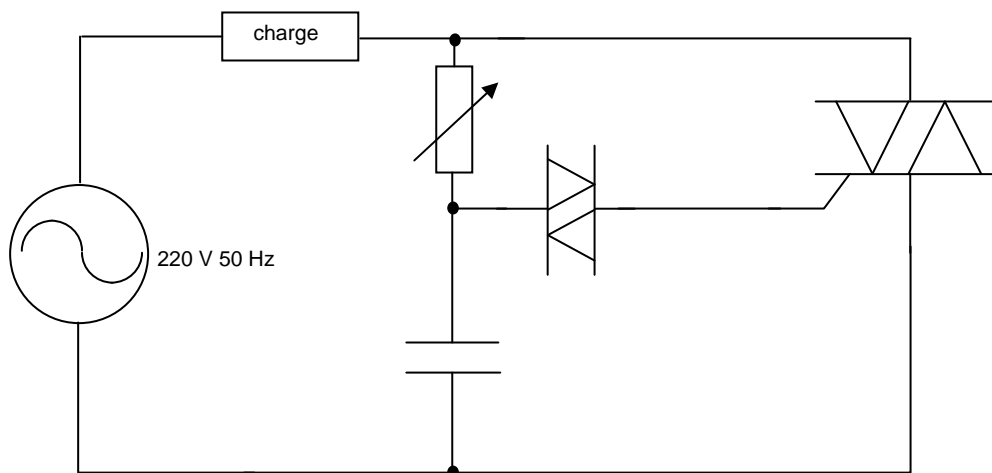


Schéma de principe du gradateur à triac

Table des matières

Claude Chevassu A jour du 01/09/2005	1
Présentation de l'électronique de puissance :	3
Principes fondamentaux :	4
Aire de sécurité en direct :	4
Classification des commutateurs de puissance	5
Pertes Joule à la coupure ou à la fermeture :	6
Diode de puissance	8
Présentation	8
Fonctionnement du composant parfait.....	8
Composant réel et ses imperfections.....	8
Critères de choix d'une diode	9
Protection du composant	9
Diode de roue libre	10
Transistor bipolaire de puissance	11
Présentation	11
Fonctionnement du composant parfait.....	11
Choix d'un transistor	12
Protection du composant	12
Commutation du transistor.....	13
Interfaces de commande	13
MOS et MOSFET de puissance.....	15
Présentation	15
Fonctionnement et modèles du composant parfait	15
Limites de fonctionnement.....	16
Transistor IGBT : le mariage du bipolaire et du MOS	16
Schéma équivalent de l'IGBT	17
Thyristor ordinaire	20
Présentation	20
Fonctionnement du composant parfait.....	20
Constitution.....	21
Blocage par commutation naturelle	22
Blocage par commutation forcée	22
Composant réel	23
Amorçage	23
Blocage.....	24
Choix d'un thyristor	25
Protection du composant	25
Circuits de commande de gâchette	25
Mode de commande et précautions.....	25
Thyristor GTO (Gate Turn Off)	29
Présentation	29
Exercices	30
Le triac	33
Présentation	33
Fonctionnement du triac	34

