
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.

I. Introduction.....	3
II. Diode de puissance	3
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
III. Thyristor	5
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
IV. Transistor bipolaire de puissance	11
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
V. Transistor MOS et MOSFET de puissance	14
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
VI. Transistor IGBT : le mariage du bipolaire et du MOS.....	15
VII. Réversibilité en courant des transistors.....	15
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.

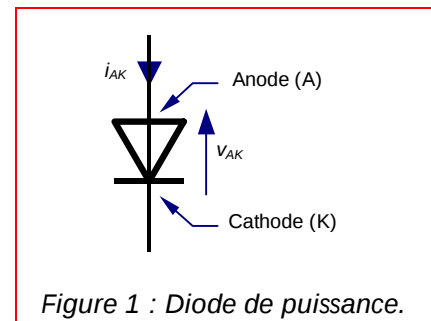
II. Diode de puissance

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 ($i_{AK} > 0$).

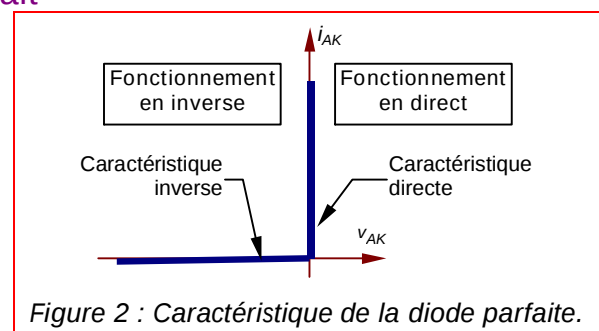


II.2. Fonctionnement du composant parfait

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.



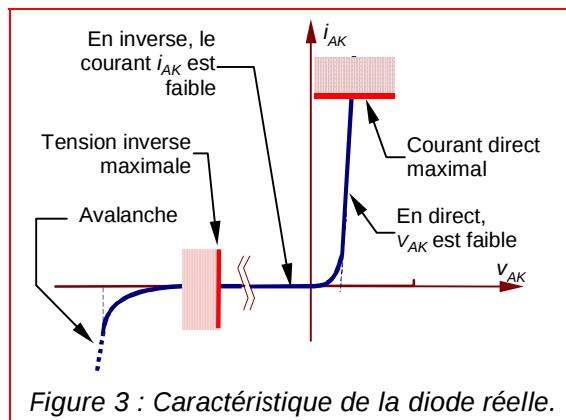
En résumé, une diode se comporte comme un interrupteur parfait dont les commutations sont exclusivement spontanées :

- 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.



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.

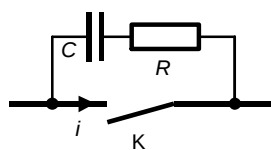


Figure 4 : Protection avec circuit RC.

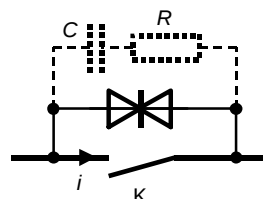


Figure 5 : Protection avec diode transil.

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).

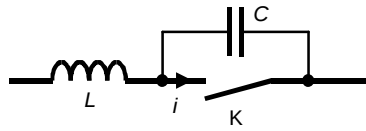


Figure 6 : Protection avec inductance et condensateur.

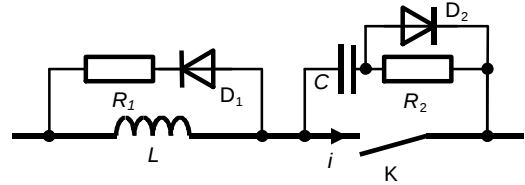


Figure 7 : Protection avec circuit adoucisseur ou CALC.

Protection thermique

En fonctionnement normal, la jonction PN encoure le risque d'atteindre une température trop élevée ($\theta_{j_{max}}$ 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.

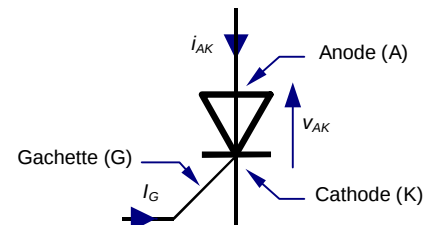


Figure 8 : Symbole du thyristor.

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} .

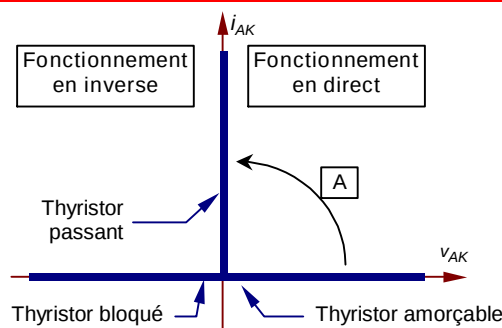


Figure 9 : Caractéristique du thyristor.

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.

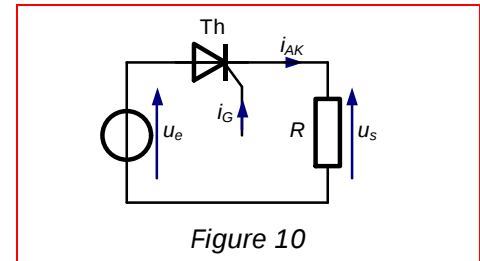


Figure 10

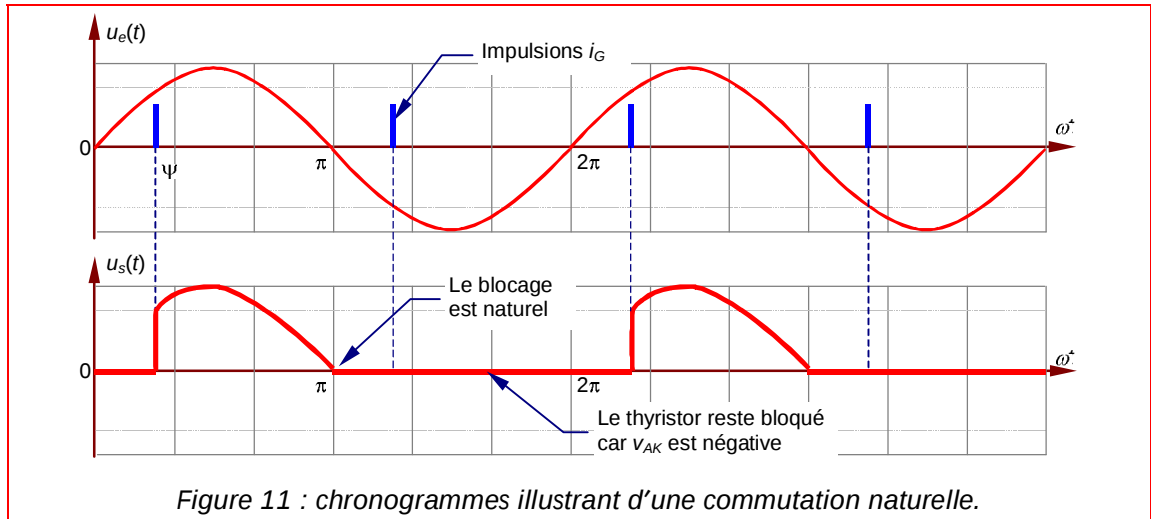


Figure 11 : chronogrammes illustrant d'une commutation naturelle.

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.

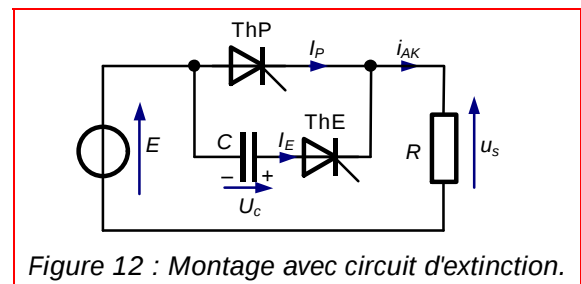


Figure 12 : Montage avec circuit d'extinction.

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

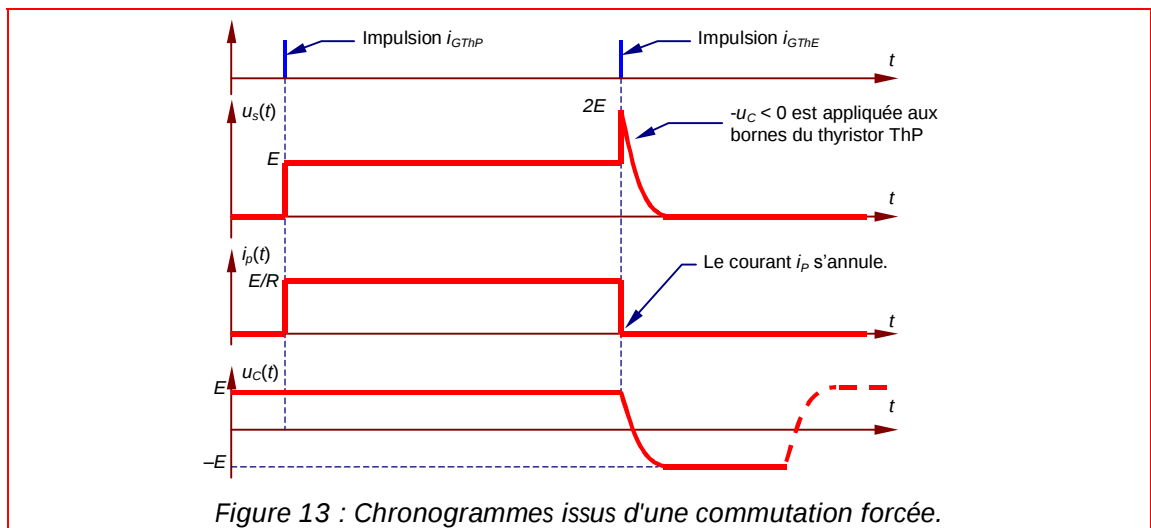


Figure 13 : Chronogrammes issus d'une commutation forcée.

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.

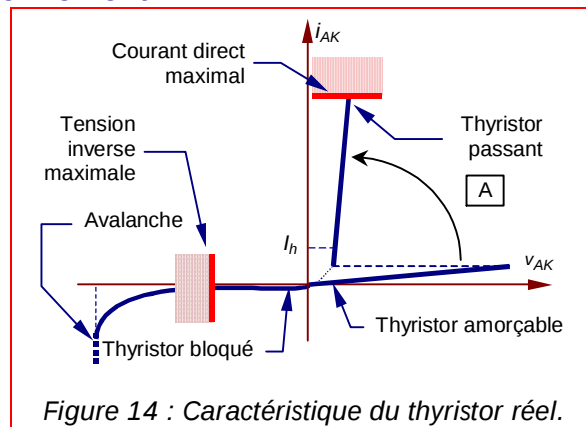


Figure 14 : Caractéristique du thyristor réel.

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**).

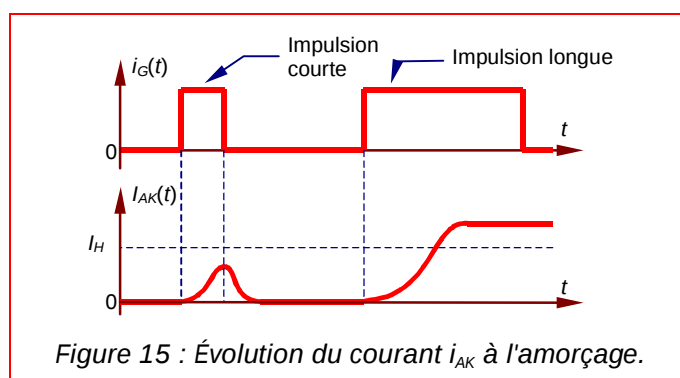


Figure 15 : Évolution du courant i_{AK} à l'amorçage.

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**).

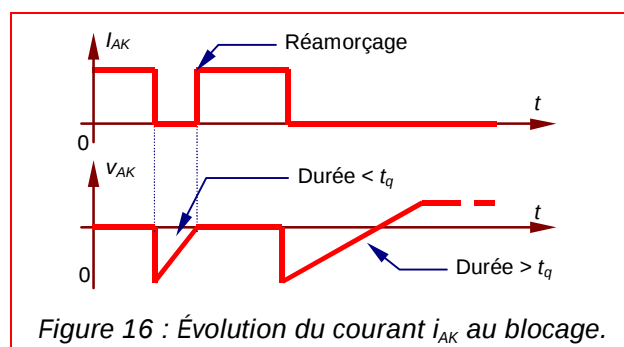


Figure 16 : Évolution du courant i_{AK} au blocage.

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.5. Protection du composant

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

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 en permanence, donc équivalent à une diode.

III.6. Circuits de commande de gâchette

III.6.1. Modélisation et commande de la gâchette

La gâchette peut être assimilée à une diode de grande résistance dynamique : tension de seuil V_{GK0} et résistance R_{GK} (Figure 17). 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 .

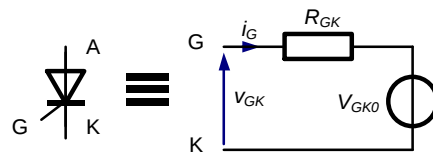


Figure 17 : Modèle de la gâchette.

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 ».

III.6.2. Mode de commande et précautions

L'énergie à contrôler provient souvent d'un réseau sinusoïdal (en redressement). Il faut donc que le(s) commutateur(s) soi(en)t mis en conduction de manière synchrone du réseau. Pour cela on détecte le début d'une demi-période qui sert de référence (le « top zéro »). L'amorçage du thyristor est alors retardé par rapport à cet instant.

De plus, 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 un isolement galvanique s'impose.

Enfin, dans les structures élaborées, la disposition des composants ne leur permet pas les mêmes références de potentiel. Des circuits d'adaptation ou de décalage de niveau permettent des tensions de référence différents.

Toutes ces fonctions s'intègrent dans l'ensemble entre la commande et les gâchettes (avant la puissance) pour constituer le **circuit d'interface** entre la commande et la puissance (Figure 18).

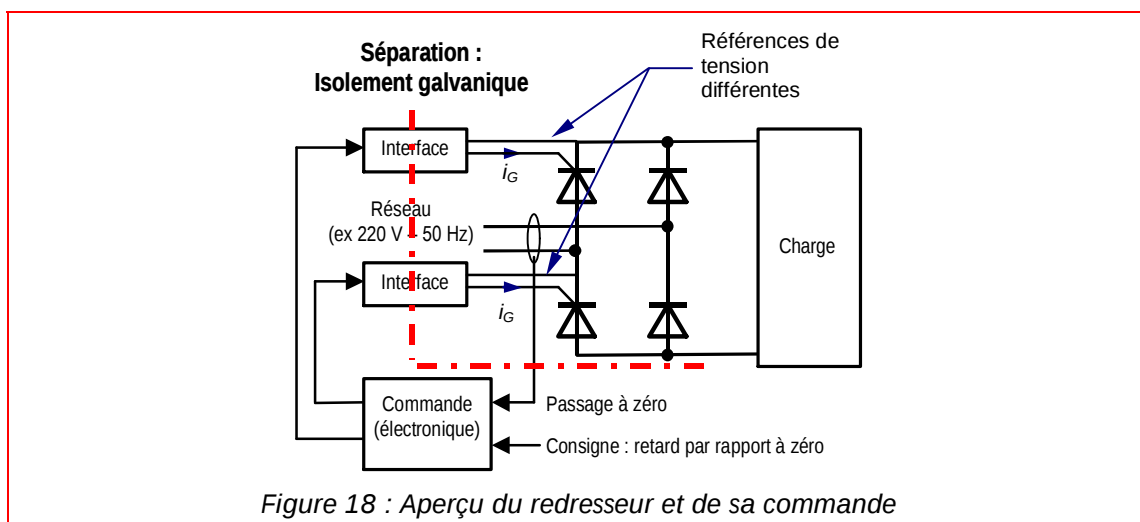


Figure 18 : Aperçu du redresseur et de sa commande

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)
- $Ni_1 - Ni_G = R\phi$ (Hopkinson).

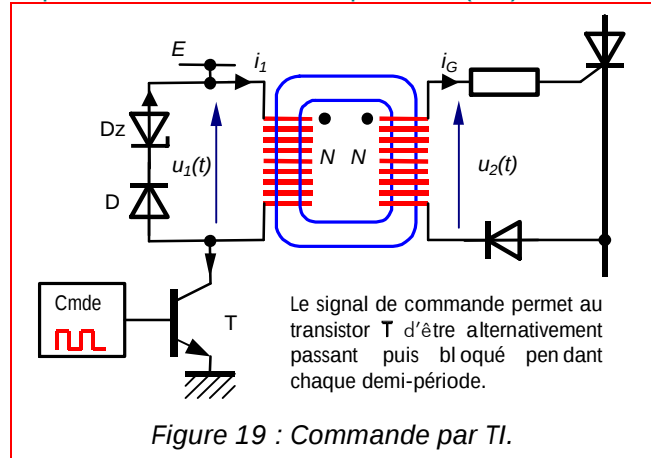


Figure 19 : Commande par TI.

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.

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 20 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.

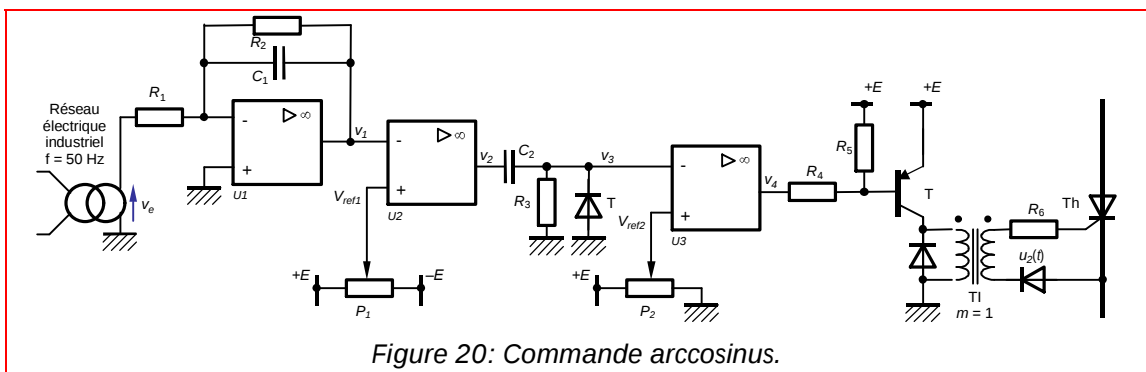


Figure 20: Commande arccosinus.

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.

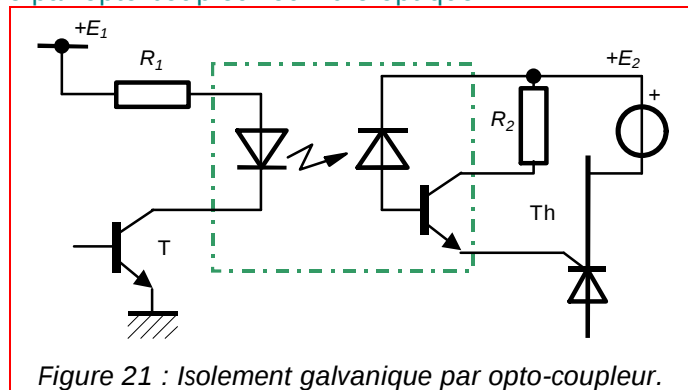


Figure 21 : Isolement galvanique par opto-coupleur.

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.

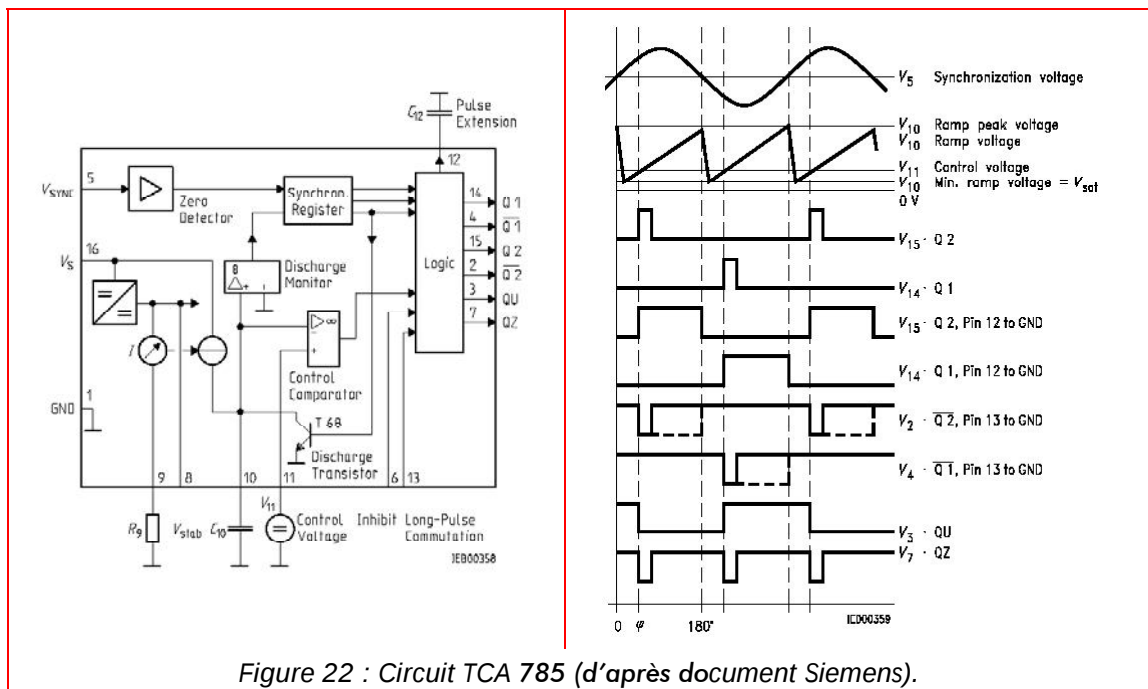


Figure 22 : Circuit TCA 785 (d'après document Siemens).

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.

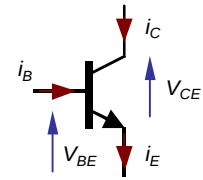


Figure 23 : Transistor NPN de puissance.

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.

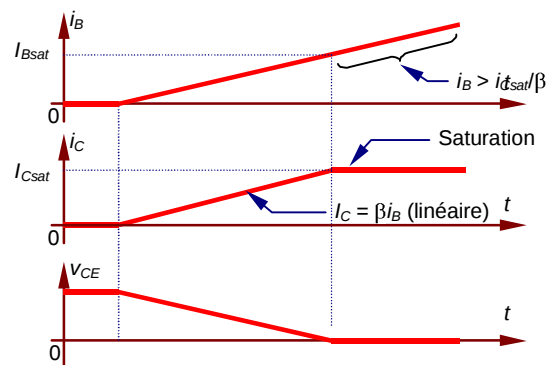


Figure 24 : Modes de fonctionnement.

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.

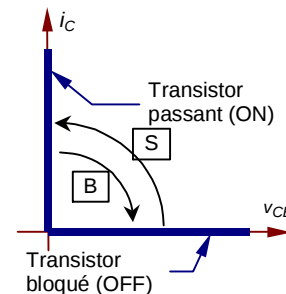


Figure 25 : Caractéristique du transistor parfait.

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_B ($> i_C/\beta$) 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.

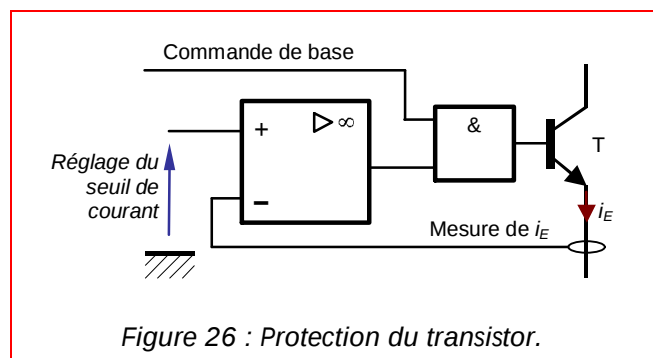


Figure 26 : Protection du transistor.

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

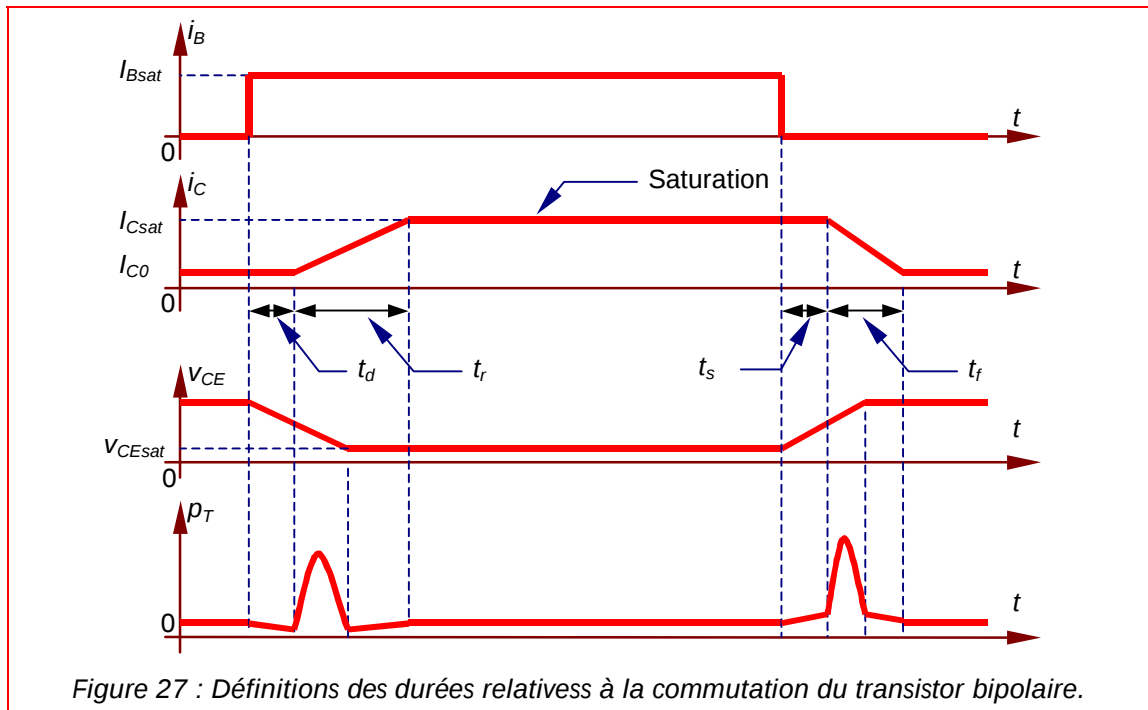
Un retard de croissance de i_C apparaît à la saturation. Le constructeur indique le temps de retard (*delay time*) noté t_d et le temps de croissance (*rise time*) noté t_r (Figure 27).

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 $\beta \cdot i_B / i_{Csat}$) 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 $E \cdot \tau$ 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.
- 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 TP.

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

Transistors T_E , 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_1 , r_c , C et diodes associées

Circuits d'aide à la commutation (CALC).

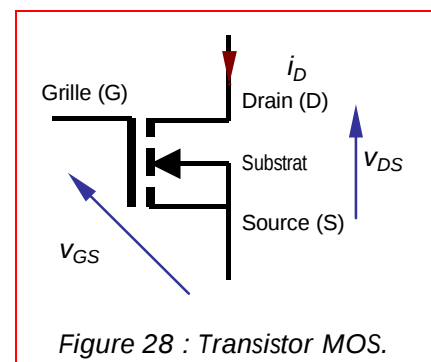
V. Transistor MOS et MOSFET de puissance

V.1. Présentation

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

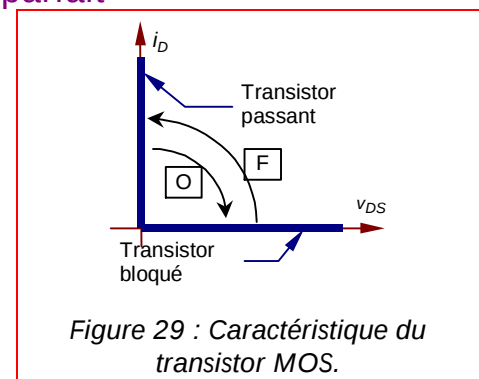
Il est rendu passant grâce à une tension v_{GS} positive (de l'ordre de quelques volts). La grille est isolée du reste du transistor, ce qui procure une impédance grille-source très élevée. La grille n'absorbe donc aucun courant en régime permanent. La jonction drain-source est alors assimilable à une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

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



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.



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} .

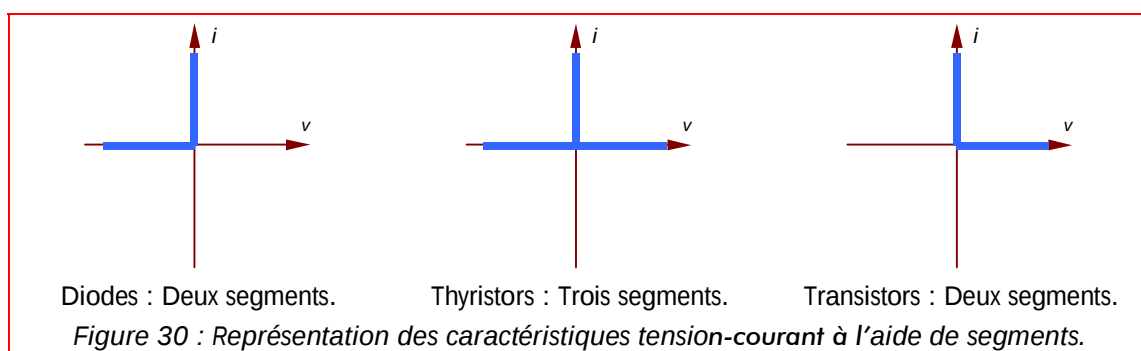
VII. Réversibilité en courant des transistors

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.

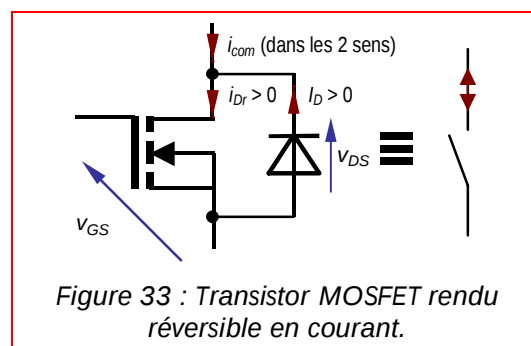
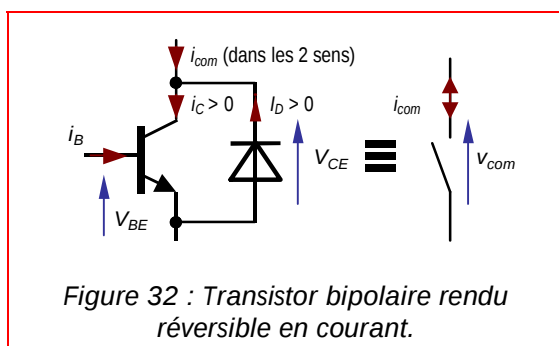
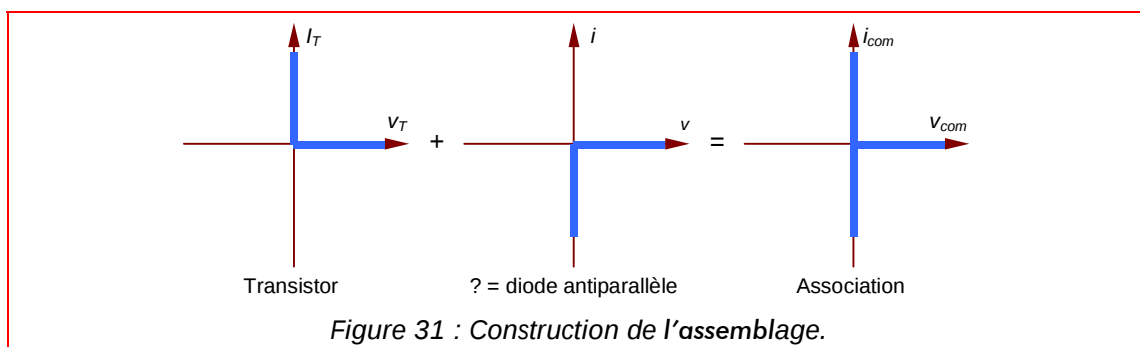
Les trois types de composants étudiés précédemment peuvent être représentés par les caractéristiques de la Figure 30. On voit alors très bien la réversibilité des grandeurs : Aucune pour la diode et le transistor (courant et tension unidirectionnels) et une réversibilité en tension pour le thyristor.



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.

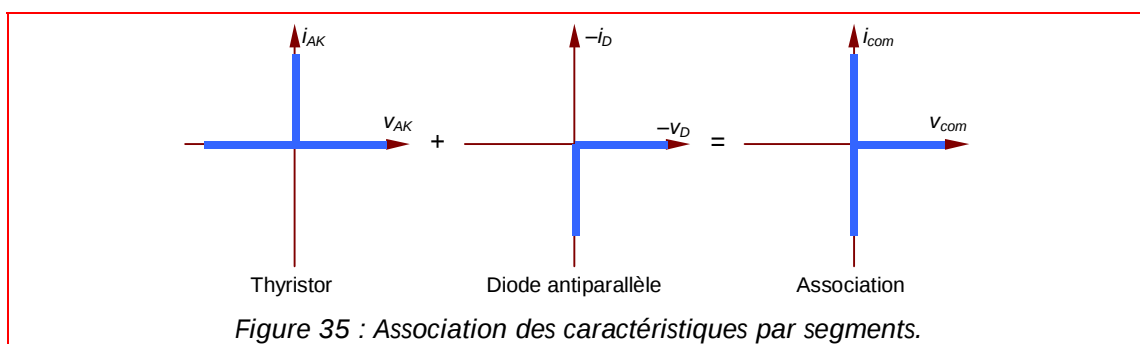
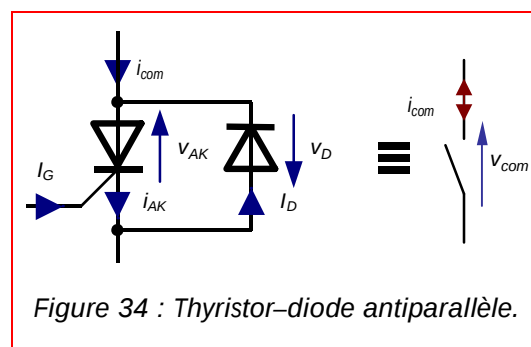
L'usage des caractéristiques par segments aide à cette recherche. Sur la Figure 31, l'assemblage réversible en courant contient le transistor (à gauche) et un élément (au centre) qui se trouve être par inversion du sens des grandeurs une diode placée en parallèle inverse (antiparallèle). Le schéma résultant 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)



Protection thermique des composants de puissance

— Fiche technique EnPu —

I. Origines des pertes dans les composants

I.1. Pertes en conduction

En conduction, le passage du courant électrique dans le matériau semi-conducteur d'un composant de puissance provoque l'élévation de sa température par effet Joule.

La puissance dissipée résultante peut être exprimée à partir des éléments du modèle électrique équivalent en conduction. Pour la diode et le thyristor, ce modèle apparaît à la Figure 1.

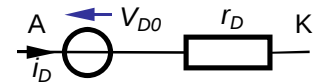


Figure 1 : Modèle en conduction.

La puissance dissipée en conduction s'exprime :

$$P_{cond} = \langle V_{D0} \cdot i(t) \rangle + r_D \cdot \langle i^2(t) \rangle \text{ soit } P_{cond} = V_{D0} \cdot I_{moy} + r_D \cdot I_{eff}^2.$$

En conclusion, l'évaluation de la puissance dissipée nécessite la détermination des courants moyen et efficace dans le composant.

I.2. Pertes en commutation

La puissance dissipée provient aussi des pertes par commutations (changements d'état du composant entre les états bloqué et passant). Elle s'exprime par la relation :

$$P_{com} = P_{OFF-ON} + P_{ON-OFF} = \frac{1}{2} V_{mi} \cdot t_{mi} \cdot f + \frac{1}{2} V_{di} \cdot t_{di} \cdot f$$

où P_{OFF-ON} est la puissance dissipée durant la mise en conduction, t_{mi} sa durée (temps de montée du courant), P_{ON-OFF} la puissance dissipée durant le blocage, t_{di} sa durée (temps de descente du courant), I_D le courant à établir ou couper, V la tension du réseau et f la fréquence des commutations.

I.3. Nécessité de la protection des éléments

La somme des deux puissances précédente provoque l'élévation de la température de fonctionnement qui diminue la durée de vie du composant pouvant provoquer sa destruction.

La température du composant est limitée en évacuant la puissance produite à l'aide de dissipateurs thermiques (radiateurs) qui favorisent la conduction et la convection thermiques.

II. Dissipateurs thermiques

II.1. Analogie en modèle électrique et modèle thermique

Par analogie, le modèle thermique de la Figure 2 montre le flux thermique P_d (en watts) à évacuer (puissance provenant de l'effet Joule). Ce flux est assimilé à un courant électrique qui s'écoule dans la résistance thermique R_{th} (en °C/W) pour provoquer la chute de température ΔT (en °C). La capacité thermique C_{th} (en J/°C) traduit l'aspect transitoire du phénomène caractérisé par sa constante de temps $R_{th}C_{th}$.

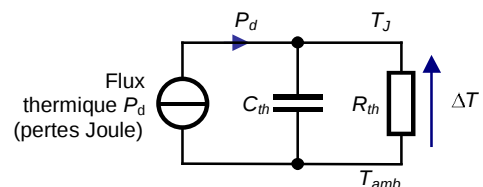


Figure 2 : Modèle thermique.

II.2. Modèle du dissipateur

Sans se préoccuper de l'évolution transitoire, le flux thermique P_d qui mène de la jonction du composant à l'air ambiant traverse différentes résistances thermiques placées en série.

Pour favoriser l'évacuation, il faut minimiser la résistance globale en augmentant la surface de dissipation, sa nature ou en forçant la convection (ventilation). Le comportement thermique suit les lois de Kirchhoff des circuits linéaires conformément à la Figure 3 pour être modélisé classiquement tel qu'à la Figure 4 :

- La résistance thermique jonction-boîtier (R_{thJB}) dépend du composant. Cette valeur est donnée par le constructeur dans la fiche technique du composant ;
- La résistance boîtier-radiateur (R_{thBR}) dépend du moyen de fixation. Le serrage et la graisse de silicone la favorise. Les isolants électriques (mica) l'augmentent ;
- La résistance thermique radiateur-air ambiant (R_{thRA}) est favorisée si la surface de dissipation est importante : les radiateurs de faible encombrement avec une grande surface d'échange (ailettes). La convection améliore les résultats : la ventilation.

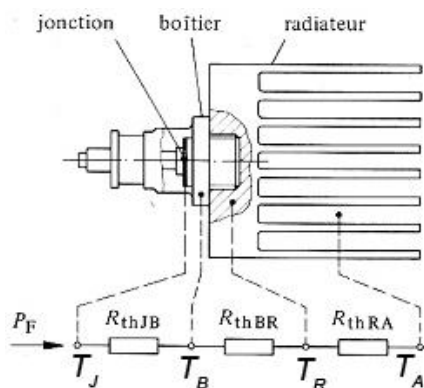


Figure 3 : Radiateur.

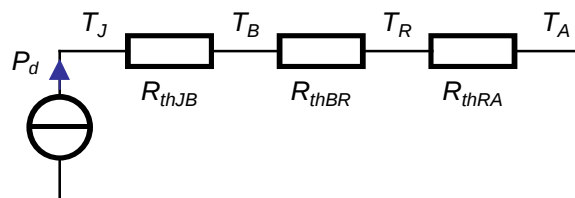


Figure 4 : Modèle thermique équivalent.

III. Exemples de dissipateurs

III.1. Extraits de documents techniques

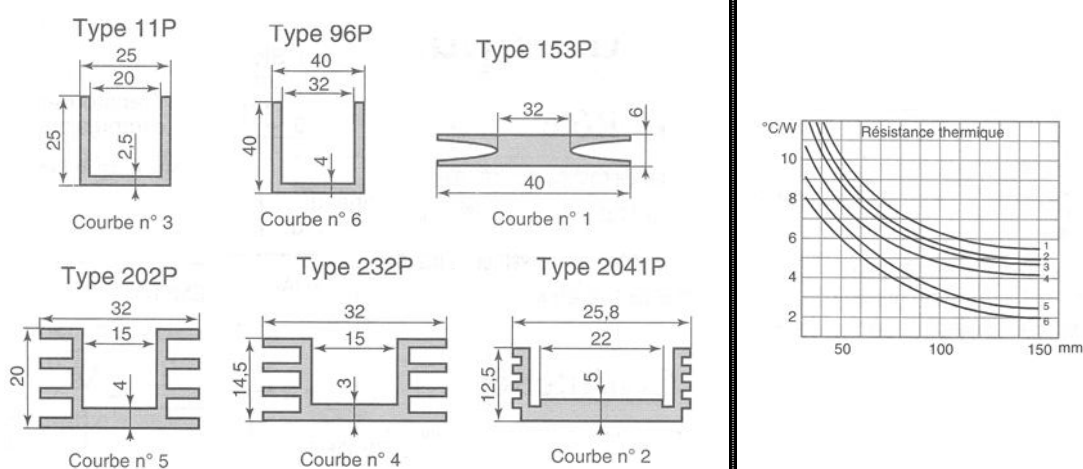


Figure 5 : Quelques profils de petits radiateurs et courbes de résistances thermiques.

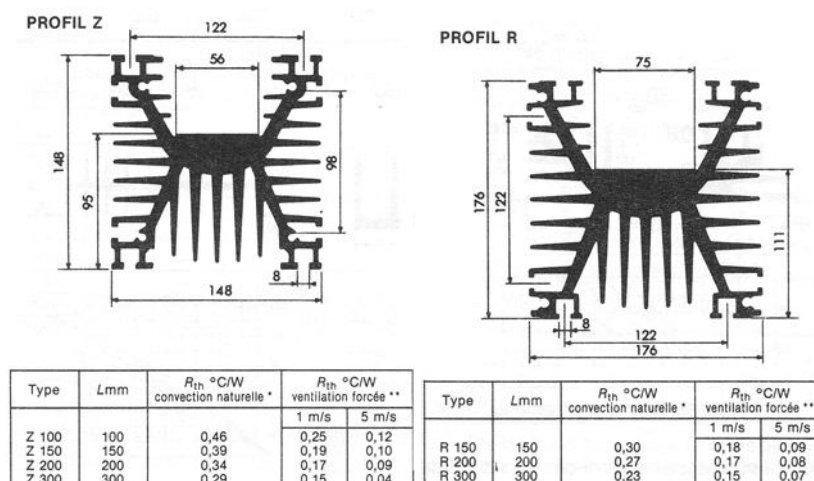


Figure 6 : Des profils plus imposants...

L'essentiel sur la diode de puissance

— Fiche technique EnPu —

I. Introduction

Dès qu'il s'agit de parler de **composants de puissance**, on s'attache immédiatement au **modèle externe** de l'élément. La **présentation du composant réel** évolue vers le **modèle parfait** pour évoquer la fonction de l'élément.

II. Principe de la diode

Sous le point de vue de l'électronique de puissance, la diode est un interrupteur non commandable. Reprenant le principe de la jonction PN de la diode « signal », celle-ci utilise une jonction PIN (I comme Intrinsèque) constituée d'un empilement P⁺/N⁻/N⁺ (Figure 1). La zone intermédiaire N⁻ assure une bonne tenue en tension.

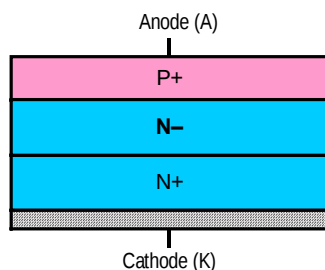


Figure 1 : diode PIN

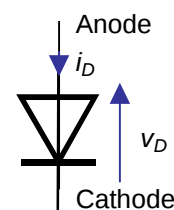


Figure 2 : symbole de la diode de puissance et notations.

III. Fonctionnement de la diode réelle

III.1. Caractéristique statique tension-courant

Repérée en convention récepteur (Figure 2), la diode présente une caractéristique tension-courant dissymétrique (Figure 3).

En polarisation directe la tension v_D est positive et présente les imperfections suivantes :

- Tension de seuil V_{D0} (de 0,8 à 2 V) ;
- Résistance dynamique r_{D0} (de 10 à 100 mΩ).

En inverse, le courant est quasi nul puis croît brutalement lors du claquage qui est un phénomène destructif pour le composant (V_{RM} de 200 à 1000 V couramment).

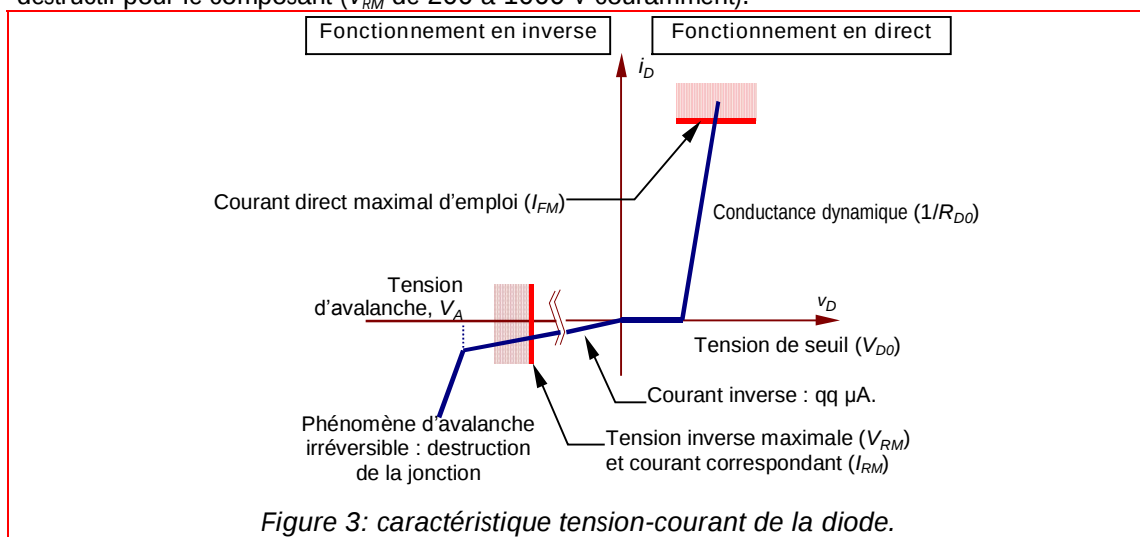


Figure 3: caractéristique tension-courant de la diode.

A ces caractéristiques propres du composant, le constructeur indique les grandeurs à ne pas dépasser en fonctionnement :

- Le courant direct moyen I_{FO} (F pour Forward) ;
- Le courant direct efficace I_{Feff} .

Pertes en conduction

Il convient à l'utilisateur de déterminer ces valeurs dans le cas de son application pour évaluer les pertes moyennes en conduction (ou puissance dissipée) :

$$P_d = V_{D0} \cdot I_{F0} + r_{D0} \cdot I_{Feff}^2$$

En direct, il ne faut pas dépasser le courant maximal I_{FM} (en valeur moyenne) et le courant maximal répétitif (I_{FRM}) pendant un court instant. En inverse, la tension d'avalanche n'est pas atteinte car le constructeur définit la tension inverse maximale (V_{RM}) à ne pas dépasser ($\approx V_A/2$). Pour déterminer la résistance équivalente en inverse à l'état ouvert, le constructeur indique I_{RM} .

III.2. Comportement dynamique

Le principe bipolaire de cette diode induit l'existence de charges stockées dans la zone N⁻. Celles-ci procurent une faible chute de tension lors de la conduction. Mais en contrepartie, il faut les évacuer lors de la phase de blocage.

Lors de la mise en conduction, aucun phénomène particulier ne contrarie la mise en conduction de la diode : la tension atteint la tension de seuil v_{D0} tandis que le courant s'établit dans le circuit.

Au moment du blocage, l'évacuation de la charge stockée Q_r conduit au phénomène de recouvrement illustré à la Figure 4. Un léger courant inverse apparaît jusqu'à la valeur $-I_r$ pendant la durée de recouvrement t_r . Ensuite, la diode reconstitue sa barrière de potentiel en gagnant la charge Q_2 qui provoque une légère surtension négative $-V_{DM}$. Cette tension dure jusqu'à l'annulation du courant, pour se rétablir à $-E$, la tension délivrée par la source d'alimentation. Ceci garantit la fin de la transition vers l'état bloqué en permettant au courant de revenir à zéro.

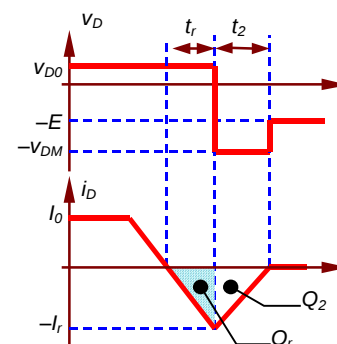


Figure 4 : signaux au moment du blocage.

Pertes en commutation

Le processus décrit ci-dessus conduit à la dissipation d'une puissance de recouvrement P_r en commutation qui dépend des charges qui transitent ($Q_r + Q_2$), de la tension de la source (E) et de la fréquence des commutations (f) :

$$P_r = (Q_r + Q_2) \cdot E \cdot f$$

IV. Le modèle parfait

Pour les études des montages utilisant des diodes de puissance, on utilise les modèles plus ou moins simplifiés indiqués dans le Tableau 1 s'ajoutent progressivement les imperfections.

En direct : $v_D = 0, \forall i_D$.	En direct : $v_D = V_{D0}$	En direct : $v_D = V_{D0} + r_{D0} \cdot i_D$
En inverse : $i_D = 0, \forall v_D$.	En inverse : $i_D = 0, \forall v_D$.	En inverse : $i_D = I_0$.

Tableau 1 : les modèles courants de la diode en EnPu.

L'essentiel sur le transistor bipolaire de puissance

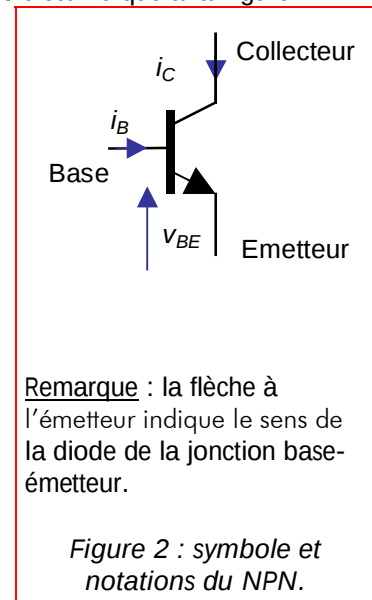
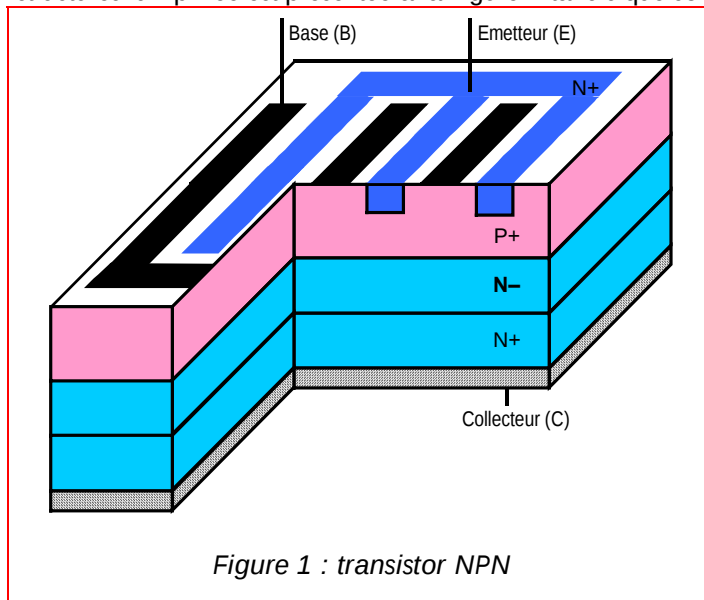
— Fiche technique EnPu —

I. Introduction

Le transistor bipolaire est le plus ancien des composants commandés utilisés dans les convertisseurs de puissance. Il est aujourd'hui remplacé par le transistor MOSFET ou le transistor IGBT qui font l'objet de fiches spécifiques.

II. Principe du transistor bipolaire

Contrairement au composant « signal », le transistor de puissance est limité aux types NPN. Sa structure simplifiée est présentée à la Figure 1 tandis que son symbole est indiqué à la Figure 2.



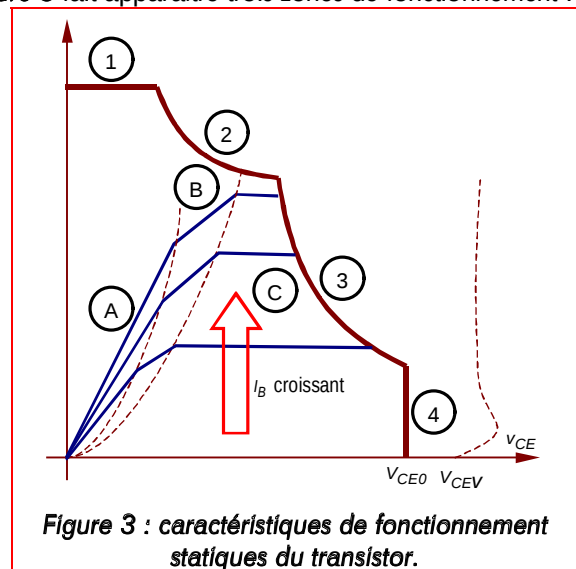
Il reprend le principe de la diode PIN en utilisant 3 couches pour assurer des performances accrues en régime saturé. La base (P+) et l'émetteur (N+) sont fortement interdigités (comme deux peignes) pour accentuer l'interaction entre la base et l'émetteur.

III. Fonctionnement du transistor réel

III.1. Comportement statique

La caractéristique de fonctionnement de la Figure 3 fait apparaître trois zones de fonctionnement :

- La zone A correspond au régime linéaire où le transistor se comporte comme une source de courant i_C commandée par le courant i_B : $i_C = \beta \cdot i_B$ (β est le gain en courant) ;
- La zone B est transitoire au fonctionnement strictement non linéaire ;
- La zone C est la zone de saturation où le fonctionnement est non linéaire pour une chute de tension $V_{CE\text{sat}}$ minimale (de 1 à 2 V).



Pour assurer une bonne saturation, le courant injecté par la base n'est pas proportionnel au courant de collecteur, mais bien supérieur i_C/β , limite du fonctionnement linéaire. Ce courant important conduit à un excès de charges dont l'avantage est, certes, d'assurer une tension V_{CE} faible en conduction (V_{CEsat}) pour garantir des pertes en conduction (statiques) faibles, mais ceci est obtenu au détriment de pertes en commutation (dynamiques) plus importantes. Un compromis est donc trouvé pour optimiser globalement les pertes : la zone B privilégie les performances dynamiques, tandis que la C privilégie la chute de tension en conduction.

Les limites de fonctionnement statiques apparaissent aussi sur la **Figure 3** :

- la limite 1 (courant maximal admissible, I_{CM}) est liée à la densité de courant admissible ;
- la limite 2 est la classique hyperbole de dissipation (puissance dissipée constante) ;
- la limite 3 est due au phénomène de second claquage qui accentue localement la densité de courant dans l'émetteur ;
- la limite 4 (tension maximale) résulte de l'existence d'une tension d'avalanche V_{CE0} entre collecteur et émetteur lorsque le courant de base est nul.

Enfin, la dernière limite (V_{CEV}) est la caractéristique d'avalanche lorsque la base est polarisée négativement. Cette limite est parfois utile pour bloquer une tension comprise entre V_{CE0} et V_{CEV} si le courant de collecteur est nul.

III.2. Comportement dynamique

Le comportement dynamique est indissociable de la commande (i_B) et du contexte (évolution de i_C contrainte par la charge). On s'intéresse alors aux évolutions idéalisées (Figure 4) du courant de collecteur i_C et de base i_B .

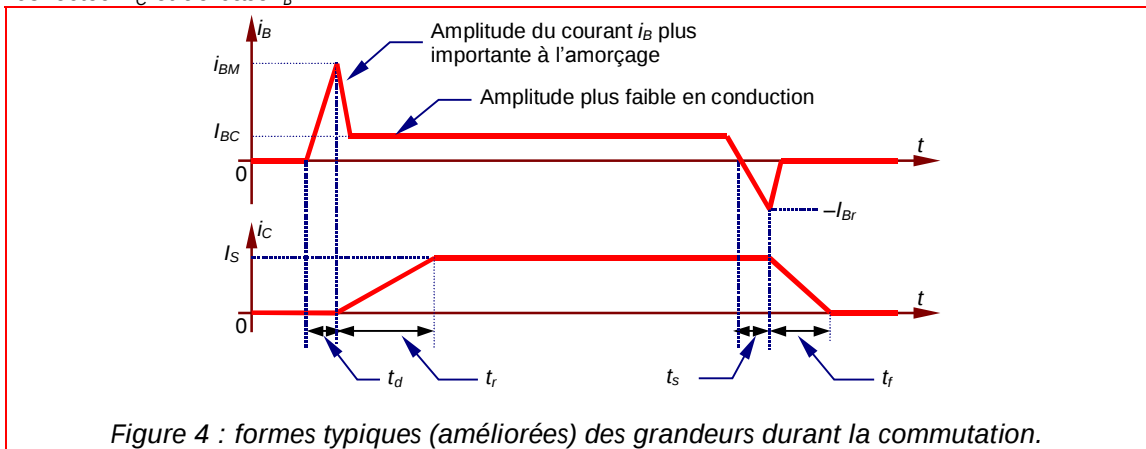


Figure 4 : formes typiques (améliorées) des grandeurs durant la commutation.

La mise en conduction est obtenue avec un retard t_d (d pour *delay*, retard) par rapport au début de l'injection du courant de base. Le courant de collecteur croît ensuite jusqu'à la valeur I_s pendant la durée t_r (r pour *rise*, montée). Pour assurer des durées t_d et t_r minimales, la valeur crête du courant de base est largement supérieure à celle au régime établi (pour assurer une forte injection de charges et donc une saturation rapide). Le courant de base peut ensuite revenir à une valeur plus faible dès que le composant est en conduction.

Le blocage consiste à évacuer rapidement les charges qui avaient été accumulées dans la base lors de la saturation. Cette extraction des charges est caractérisée par la durée t_s (s pour *storage*, stockage). La diminution de cette valeur est favorisée par une pointe de courant de base négative. Après cette phase, le courant de collecteur décroît durant t_f (f pour *fall*, descente).

Amélioration de la commutation

La Figure 5 présente un procédé d'anti-saturation très efficace. En écrivant la loi sur les tensions en tenant compte des courants qui les influencent, on obtient :

$$V_{CE} = V_{Db}(i_B) + V_{BE}(i_B) - V_{Das}(i_B^+ - i_B)$$

Cette relation montre que si $i_C \uparrow$ alors $i_B \uparrow$ et conduit à une compensation de la tension V_{CE} par un effet de contre-réaction.

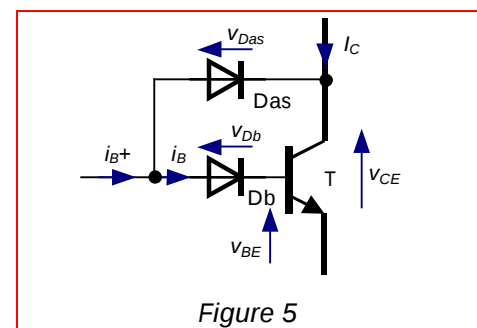


Figure 5

Enfin le montage de la Figure 6 permet d'assurer le profil de courant de la Figure 4.

Les transistors T_1 et T_2 permettent d'obtenir des courants de base respectivement positifs et négatifs. L'étage est piloté par une source de courant commandée délivrant des créneaux 0- I_{B1} . Le courant I_{B1} met T_1 en conduction qui injecte i_B . Son absence met T_2 en conduction pour extraire i_B .

La boucle anti-saturation reprend le principe énoncé, en utilisant la jonction BE de T_1 pour la diode D_b . Ce montage de la diode anti-saturation la rend bloquée au front de courant i_{B1} . Ceci permet de délivrer une pointe de courant i_B qui revient à une valeur plus faible quand le transistor T_p devient passant.

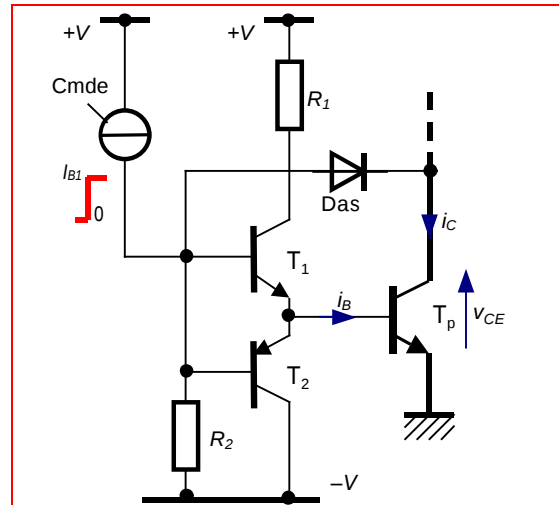


Figure 6 : exemple de commande de base.

IV. Le modèle parfait

Pour effectuer les études des montages à transistors de puissance, on utilise la caractéristique statique idéalisée de la Figure 8. Ceci correspond au modèle simplifié à l'état bloqué (interrupteur ouvert) de la Figure 7 et à l'état passant (interrupteur fermé) de la Figure 9.

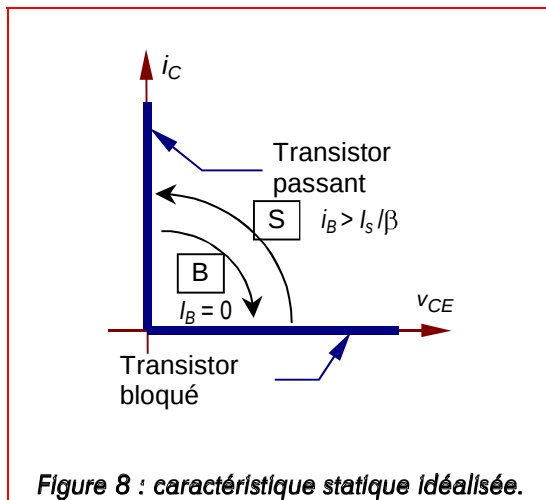


Figure 8 : caractéristique statique idéalisée.

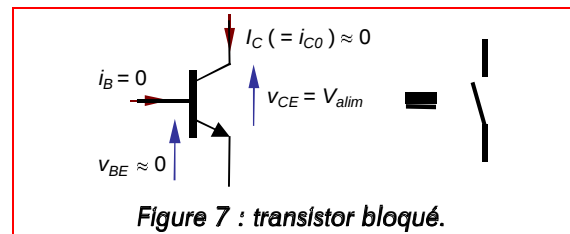


Figure 7 : transistor bloqué.

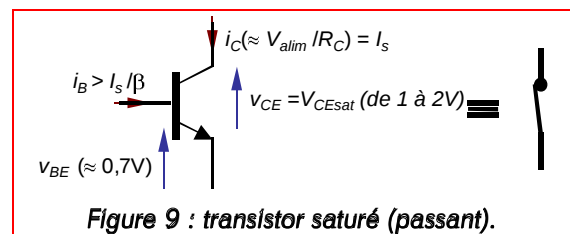


Figure 9 : transistor saturé (passant).

V. Quelques ordres de grandeur

On peut trouver à ce jour des transistors pouvant commuter des courants jusqu'à 1 000 A (I_{FM}) sous des tensions jusqu'à 1 000 V (V_{CE0}). Ceux-là sont surtout utilisés dans les hacheurs. Pour les convertisseurs à découpage, les grandeurs s'établissent autour de 500 V pour 20 A.

VI. Bibliographie

- Ferrieux J.-P. et Forest F. Alimentations à découpage – Convertisseurs à résonance. Collection technologies. Masson.

Conversion d'énergie de type alternatif/continu

Introduction au redressement monophasé non commandé

«La puissance ne consiste pas à frapper fort ou souvent, mais à frapper juste.»
Honoré de Balzac in « Physiologie du mariage ».

Résumé

Les besoins des récepteurs électriques nécessitent **d'adapter la forme de l'énergie** fournie par le réseau de distribution. C'est le rôle des **modulateurs d'énergie**. Or les réseaux et les récepteurs électriques absorbent de l'énergie sous deux formes, en continu ou en alternatif. Pour adapter l'offre à la demande quatre types de convertisseurs sont nécessaires. Parmi ceux-ci, ce document aborde la conversion alternatif-continu au sein de redresseurs dont l'étude est limitée aux ensembles non commandés.

La chaîne de conversion peut se décomposer en trois parties : la source alternative, le commutateur et enfin la charge. L'étude de chacune de ces fonctions permet de juger de leur influence sur l'efficacité globale du redresseur.

L'étude d'une structure élémentaire débitant sur une charge résistive permet de définir la tension moyenne, le courant moyen, la puissance moyenne, la puissance apparente et le facteur de puissance. Ce dernier est plutôt médiocre dans ce premier exemple. L'étude se poursuit alors en faisant évoluer la charge vers un récepteur inductif plus proche des charges industrielles. Dans ces conditions, le courant ne s'annule qu'après la tension, forçant la conduction du commutateur pour laisser apparaître une tension négative aux bornes de la charge. Pour compléter cet aspect, on traite le cas d'une charge comportant une f.e.m. en série (comme dans les moteurs à courant continu). L'étape suivante permet d'améliorer le facteur de puissance, le commutateur évolue par **l'insertion d'une diode de roue libre** pour assurer la continuité du courant dans la charge inductive lors d'une conduction continue. Ces considérations permettent de mettre en place une modélisation de la charge par une source de courant. Dernier aspect, la source est modifiée par **l'emploi d'un transformateur** pour assurer un facteur de puissance proche de 1, garant d'une grande qualité du comportement harmonique de l'ensemble {redresseur + charge}.

Sommaire

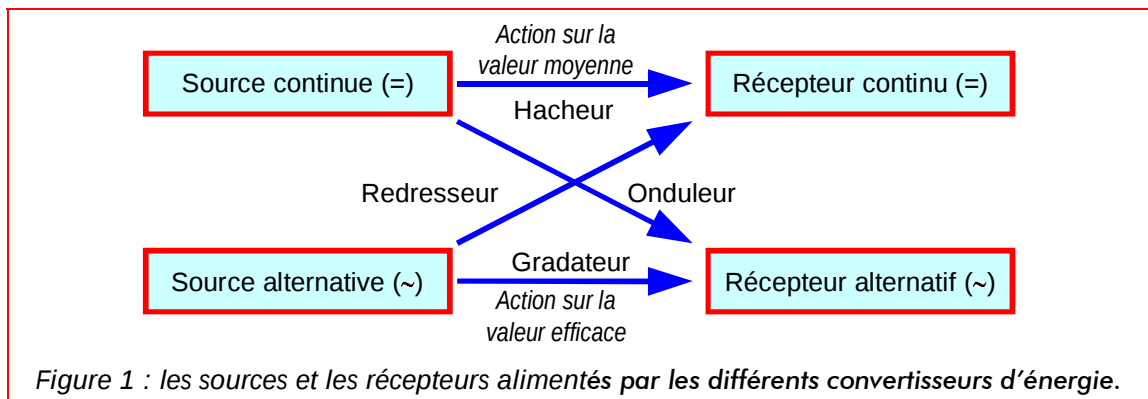
I. Introduction	2
I.1. Nécessité de la conversion d'énergie	2
I.2. Organisation d'un convertisseur alternatif/continu	2
II. Cadre des études — Hypothèses	2
III. Introduction au redressement monophasé : cas élémentaire	3
III.1. Structure	3
III.2. Étude	3
III.3. Les éléments d'étude des redresseurs	4
IV. Modification de la nature de la charge	4
IV.1. Structure	4
IV.2. Étude	5
V. Adaptation du commutateur	6
V.1. Structure	6
V.2. Étude	6
VI. Amélioration de la source	7
VI.1. Structure	7
VI.2. Étude	8
VII. Perspectives	10

I. Introduction

I.1. Nécessité de la conversion d'énergie

Les réseaux électriques industriels alimentent les actionneurs en énergie suivant leur nature. Cette énergie électrique apparaît essentiellement sous deux formes : alternative (tensions ou courants sinusoïdaux à *valeur moyenne nulle*) ou continue.

Suivant le type d'actionneur, il est nécessaire d'adapter la forme de l'énergie fournie par le réseau. Les différentes possibilités apparaissent à la **Figure 1**.

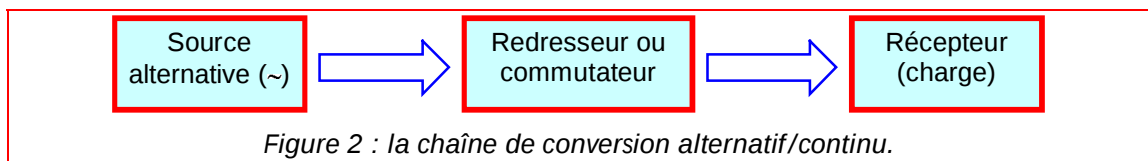


Pour traiter la première fonction, ce document n'aborde que la conversion d'énergie du type alternatif/continu au travers des redresseurs monophasés délivrant une tension moyenne constante dans le cas de différentes charges industrielles.

I.2. Organisation d'un convertisseur alternatif/continu

L'élément clef de notre étude est le convertisseur. Mais ce redresseur ne peut être dissocié du récepteur qu'il alimente. De la même manière l'ensemble {convertisseur + récepteur} constitue la charge de la source électrique d'où provient l'énergie, c'est-à-dire le réseau d'alimentation. L'ensemble constitue une chaîne de conversion dont chacun des éléments ne peut être étudié qu'en tenant compte des autres.

Sur la base de ces éléments, on peut considérer que la chaîne de conversion alternative/continue se décompose suivant la structure représentée à la **Figure 2**.



On tiendra toujours compte d'une source de tension sinusoïdale. Pour adapter les niveaux de tension, un transformateur peut être placé en tête de la chaîne de conversion. Le récepteur est une charge électrique qui peut comprendre une résistance (ex : chauffage industriel) ou un circuit RL voire RLE (machine à courant continu). Parfois, la charge est elle-même un convertisseur adaptant l'énergie continue pour alimenter un onduleur par exemple. Le redresseur intermédiaire est chargé de rendre la tension unidirectionnelle tandis que le courant est imposé par la charge.

II. Cadre des études — Hypothèses

Les semi-conducteurs employés, et en particulier les diodes, sont supposés parfaits : tension de seuil, résistance dynamique en direct et courant inverse nuls.

III. Introduction au redressement monophasé : cas élémentaire

III.1. Structure

On envisage une structure comportant une **source sinusoïdale** et une **diode** pour alimenter une **charge résistive**. On distingue les trois blocs précédemment définis : une source, un commutateur et la charge (Figure 3).

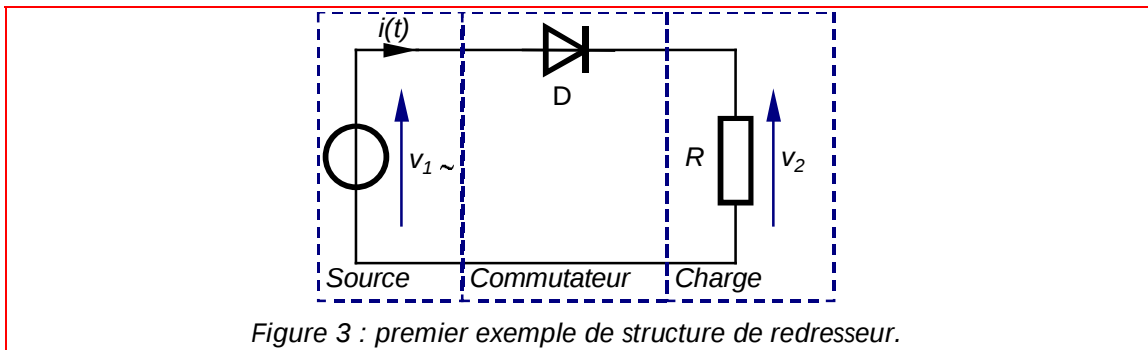


Figure 3 : premier exemple de structure de redresseur.

III.2. Étude

L'étude du montage conduit à discuter l'existence du courant $i(t)$ dans la charge en fonction de l'état de la diode. La tension n'apparaît aux bornes de la charge que si la tension de la source est positive entraînant une tension positive en sortie. Dès que la tension réseau est négative, la diode est bloquée : la tension aux bornes de la charge et le courant sont nuls.

Ce fonctionnement est illustré par les chronogrammes de la **Figure 4**.

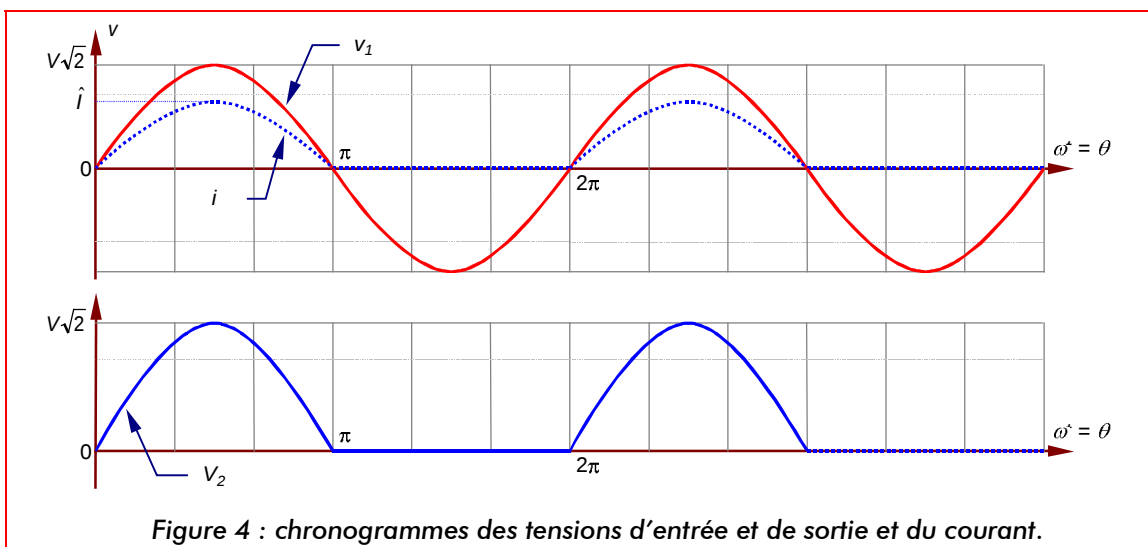


Figure 4 : chronogrammes des tensions d'entrée et de sortie et du courant.

Tension et courant moyens

Les valeurs moyennes de la tension aux bornes de la charge et du courant sont :

$$\langle v_2(t) \rangle = V_0 = \frac{V\sqrt{2}}{\pi}$$

$$\langle i(t) \rangle = I_0 = \frac{V\sqrt{2}}{\pi R}$$

Puissance

La puissance instantanée est $p(\theta) = \frac{2V^2}{R} \sin^2 \theta$ de 0 à π puis nulle ensuite.

La puissance moyenne est alors : $\langle p(\theta) \rangle = P = \frac{V^2}{2R}$

Attention!! $P \neq \frac{2V^2}{\pi^2 R}$

Tension et courant efficaces

Le courant efficace est porté par la puissance moyenne, donc $I_{eff} = \frac{V}{\sqrt{2}R}$

Facteur de puissance

Le facteur de puissance k est le rapport de la puissance active (moyenne) à la puissance apparente.

Vu de la source : $P = \langle p(t) \rangle$, $S = V \cdot I_{eff}$ donc $k = \frac{P}{S} = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,71$

Conclusion

Ce dispositif rudimentaire assure l'augmentation de la tension moyenne puisqu'elle n'est plus nulle. Il demande à être amélioré afin d'atteindre une valeur proche de la tension crête avec un facteur de puissance bien meilleur que 0,71.

Cet objectif pourra être atteint en adaptant tantôt la source, le commutateur ou la charge ou plusieurs d'entre-eux.

III.3. Les éléments d'étude des redresseurs

En observant les différents résultats de la partie précédente, de l'étude d'un redresseur, on peut dégager les informations suivantes :

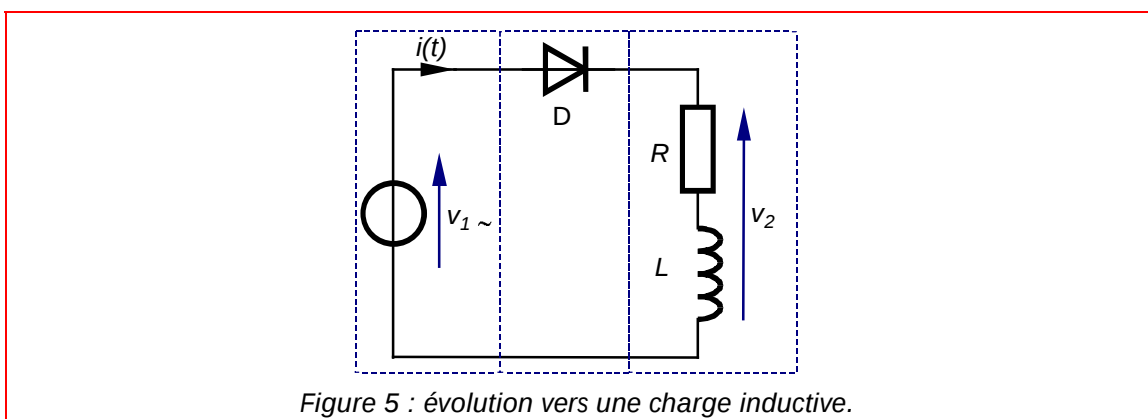
- la tension et le courant moyens du côté de la charge (à partir des formes d'ondes) ;
- la puissance moyenne délivrée à la charge ;
- Les contraintes imposées aux commutateurs (à partir de l'étude des formes d'ondes) ;
- le comportement global en puissance du redresseur (l'efficacité) par l'étude du facteur de puissance.

Mais au-delà de ces considérations et comme cela a été mentionné précédemment, cette conversion d'énergie est influencée par la nature de la charge, du commutateur ou de la source. L'exemple précédent va progressivement être modifié pour mettre en évidence les différentes propriétés.

IV. Modification de la nature de la charge

IV.1. Structure

En électrotechnique les charges sont souvent combinées : inductive et résistive. Les électroaimants ou les machines à courant continu en sont des exemples. Le schéma permettant la nouvelle étude est celui de la **Figure 5**.



IV.2. Étude

La diode conduit dès que la tension v_1 est positive si bien que la tension v_2 reste identique à v_1 . Pour le courant $i(t)$, on assiste à un régime transitoire régit par l'équation différentielle suivante :

$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) = v_2(t) = V\sqrt{2} \sin \omega t.$$

Pour des raisons de commodité, on effectue le changement de variable $\theta = \omega t$, ce qui conduit à :

$$L\omega \frac{di(\theta)}{d\theta} + Ri(\theta) = V\sqrt{2} \sin \theta$$

La résolution (dont le détail n'est pas présenté) conduit à :

$$i(\theta) = \frac{V\sqrt{2}}{R} \left(e^{-\frac{\theta}{\tan \varphi}} + \sin(\theta - \varphi) \right) \text{ avec } \tan \varphi = \frac{L\omega}{R}$$

On remarque la superposition du régime transitoire (terme exponentiel) et du régime permanent faisant apparaître le déphasage φ du courant sur la tension.

Le courant ne s'annule pas pour $\theta = \pi$, mais un peu au-delà en θ_j . La diode est alors en conduction forcée si bien que la tension v_2 devient négative jusqu'à l'annulation de i .

Ces déterminations permettent les tracés de la **Figure 6**.

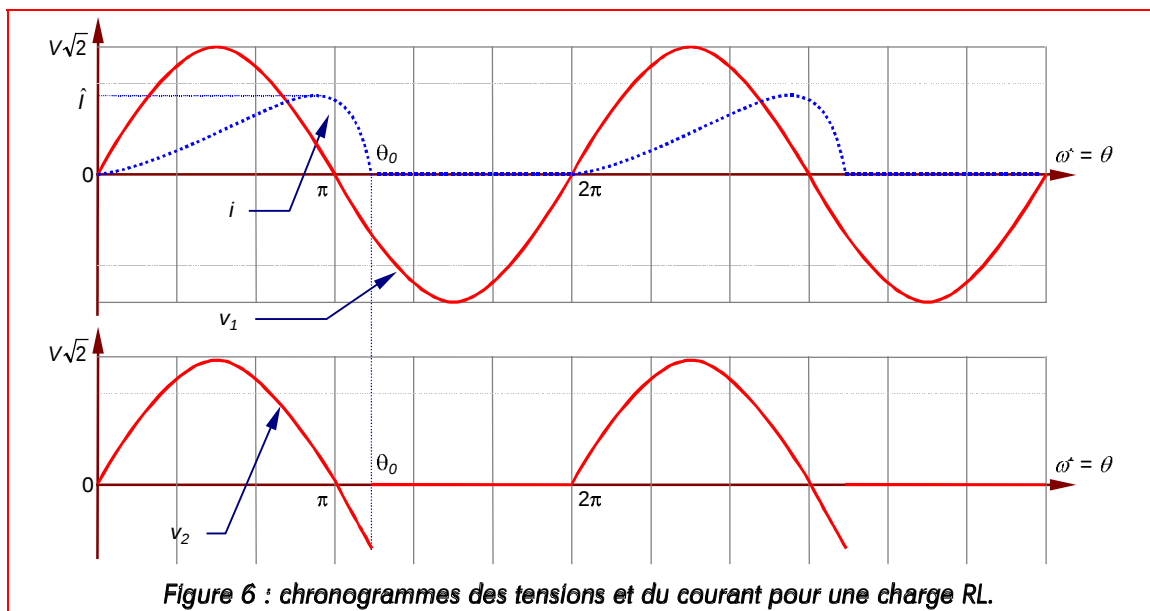
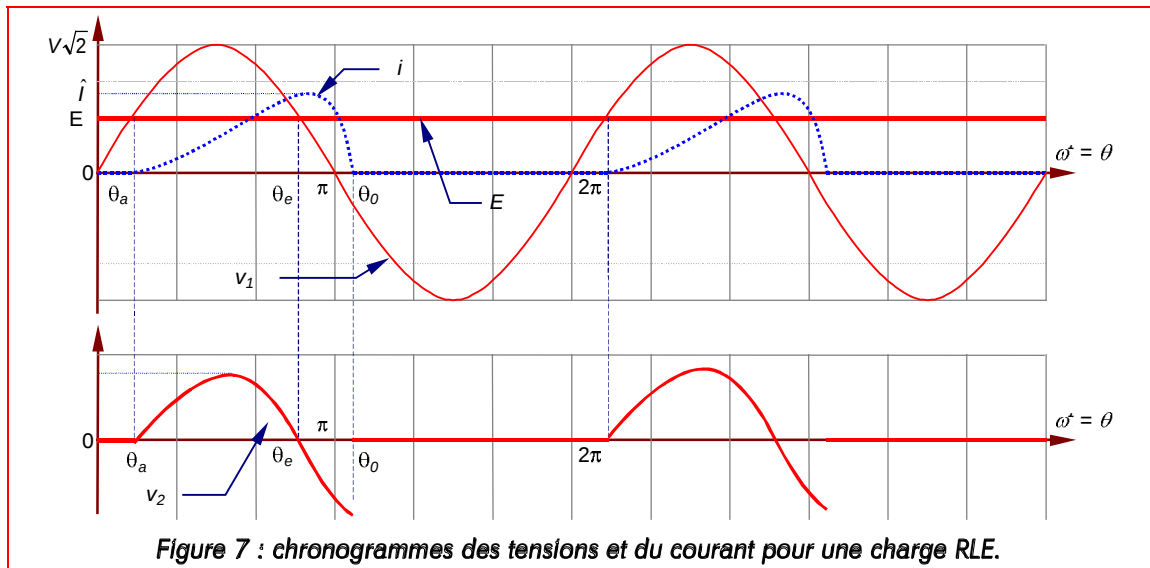


Figure 6 : chronogrammes des tensions et du courant pour une charge RL.

De cette étude, on peut immédiatement envisager le comportement des grandeurs si la charge est complétée par une force contre-électromotrice (celle d'une MCC par exemple) symbolisée par une source de tension E en série avec les autres éléments.

Dans ces conditions la conduction de la diode D n'apparaît qu'une fois que la tension de cathode est supérieure à celle de l'anode, c'est à dire $v_1(t) \geq E$. Cette condition correspond aux angles θ_a d'allumage et θ_j d'extinction. Le courant respecte les mêmes règles d'existence précédentes : croissance dès θ_a et annulation au-delà de θ_j en θ_j . C'est entre ces deux angles que la diode est en conduction forcée qui se traduit par l'apparition d'une portion négative de la tension v_2 (**Figure 7**).

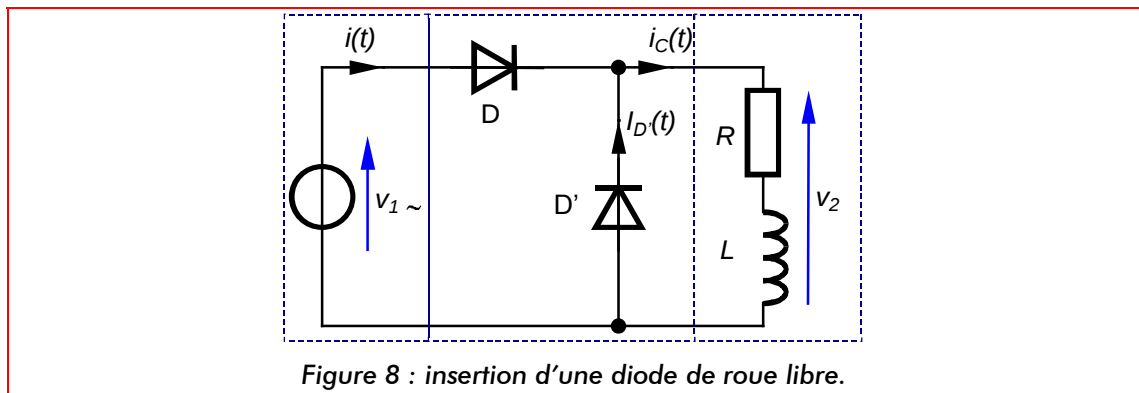


V. Adaptation du commutateur

V.1. Structure

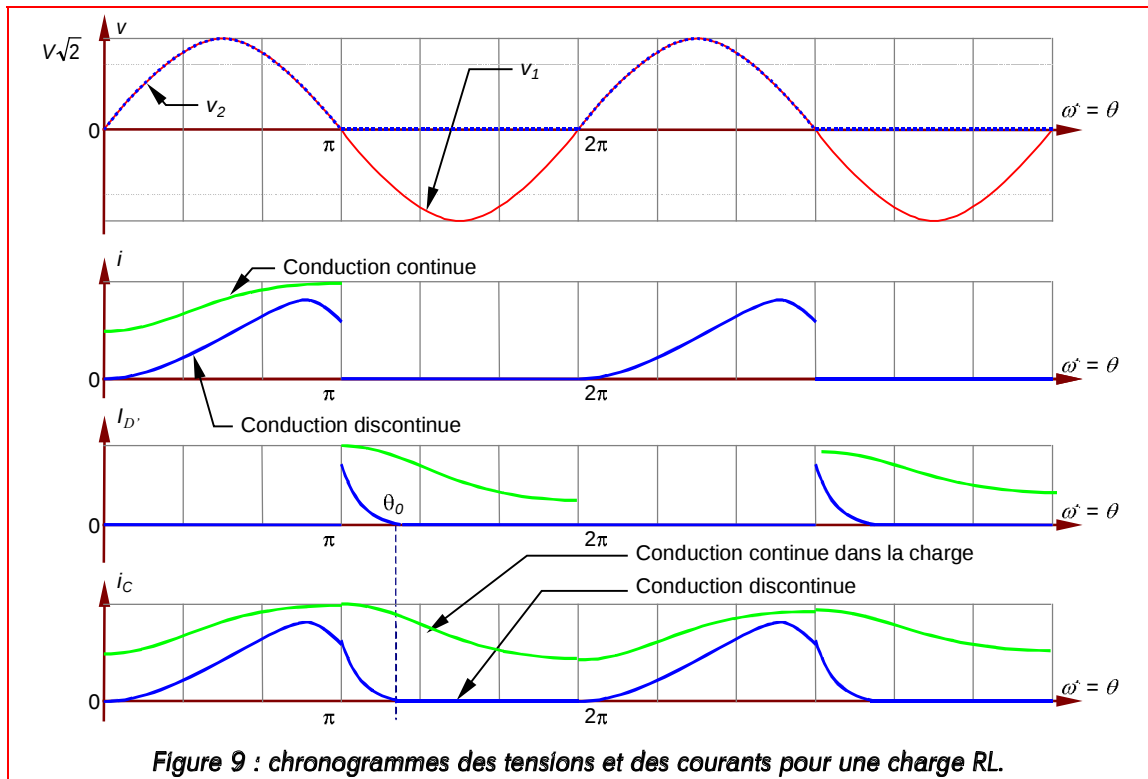
Après la charge, on peut s'interroger sur le moyen de modifier le commutateur de manière à éviter l'influence de la charge sur la tension (toujours dans le cas d'une charge inductive).

La nouvelle structure (**Figure 8**) assure une phase de roue-libre qui s'inspire de démagnétisation du circuit magnétique d'un transformateur en régime impulsions, d'un enroulement de moteur pas à pas ou les bobines de relais à courant continu.

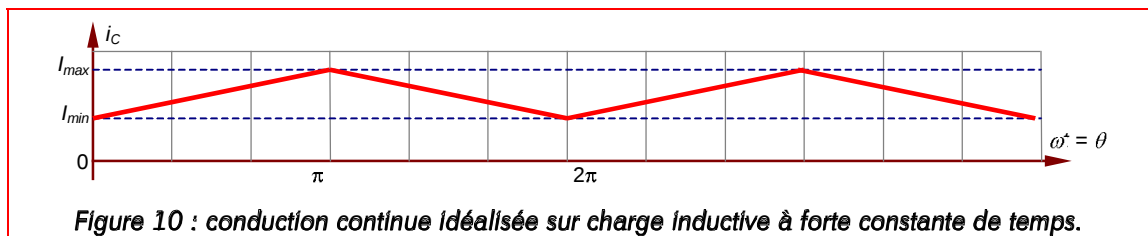


V.2. Étude

Durant l'alternance positive de la tension v_1 , la diode **D** est passante, si bien que **D'** est bloquée. Le comportement du montage est connu (§IV). Dès que v_1 s'annule la diode **D** peut se bloquer car la diode **D'** prend le relais de la conduction du courant i_C dans la charge. **D'** conduisant, la tension à ses bornes v_2 est nulle. L'énergie emmagasinée dans l'inductance est dissipée dans la résistance R et le courant i_C décroît pour s'annuler en θ_0 . L'annulation du courant caractérise un fonctionnement en conduction discontinue. Si l'énergie est suffisante, le courant ne s'annule pas, c'est la conduction continue. Les chronogrammes de la **Figure 6** illustrent ce fonctionnement.



Pour idéaliser l'influence des éléments, la constante de temps $\tau (= L/R)$ de la charge est comparée à la période T de la tension v_1 . Si $\tau \gg T$, le courant i_c reflète une conduction continue assimilable à des segments de droite comme l'indique la **Figure 10**. Dans un cas extrême, les courants i_{min} et i_{max} sont confondus avec le courant moyen I_0 . Le récepteur est équivalent à une source de courant I_0 . Cette dernière forme est utilisée par la suite car elle est souvent recherchée.

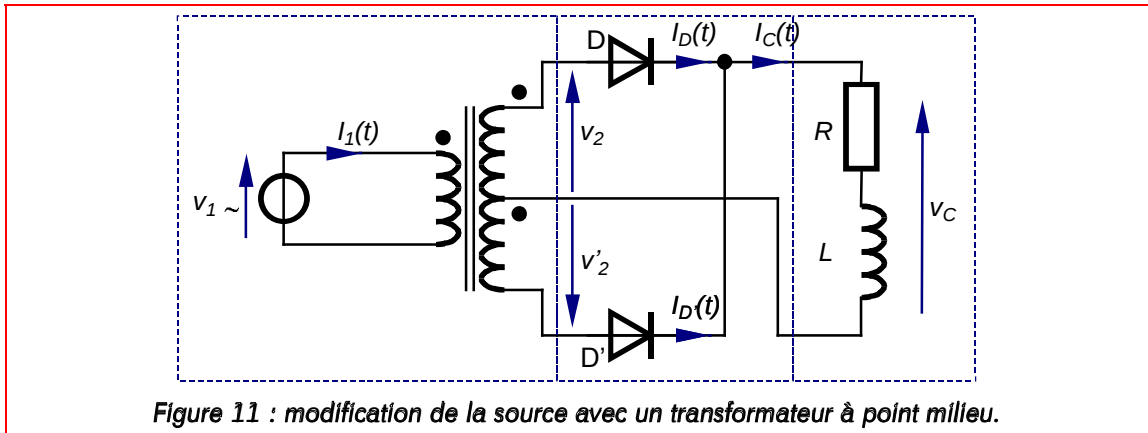


VI. Amélioration de la source

VI.1. Structure

Dans la poursuite des modifications significatives des éléments de la chaîne de conversion, la dernière étape concerne la source. En multipliant le nombre de phases et en les combinants, on obtient aisément une augmentation de la valeur moyenne de la tension. En monophasé, on ne dispose que d'une seule phase. Une pseudo-phase est créée grâce à un transformateur à deux secondaires (transformateur à point milieu). La source biphasée qui en résulte délivre des tensions en opposition de phase.

La nouvelle structure est présentée à **Figure 11**.



VI.2. Étude

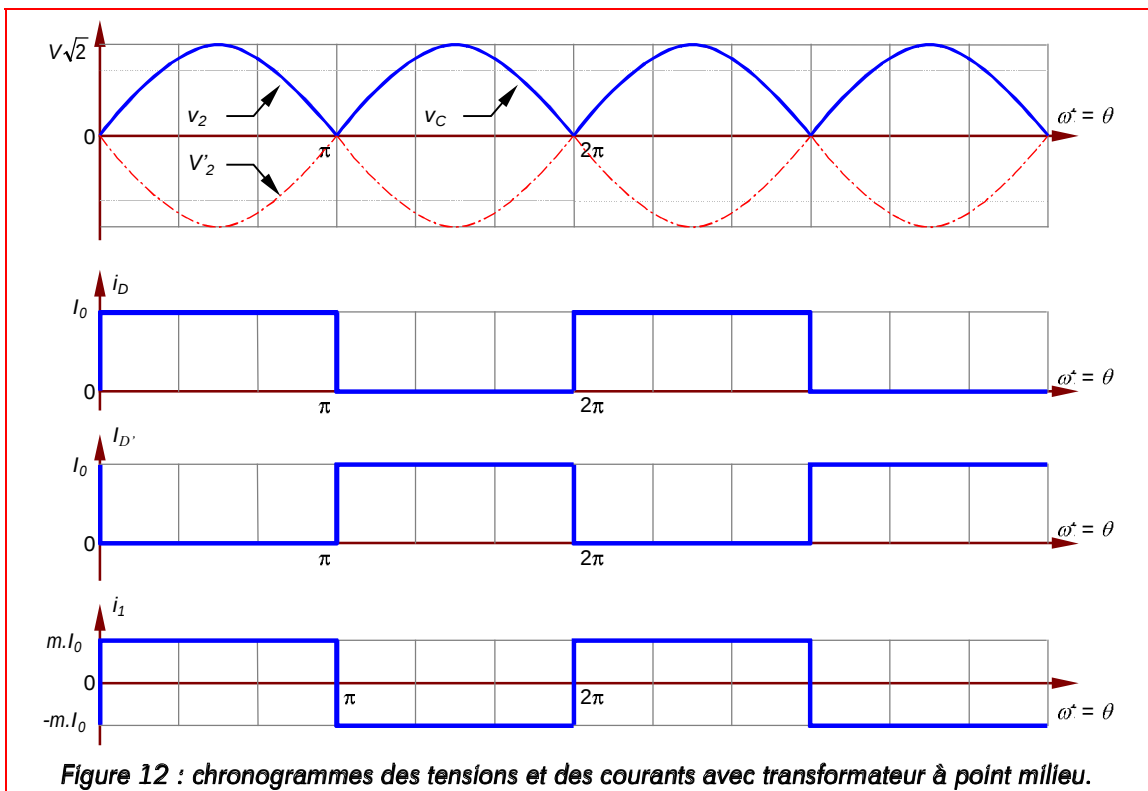
Lorsque v_2 est positive, v'_2 est négative donc D conduit et D' est bloquée, si bien que $v_C = v_2$. Par un raisonnement similaire, lorsque v'_2 est positive, v_2 est négative donc D' conduit tandis que D est bloquée. La tension v_C obtenue à travers ce **redresseur double alternance** est toujours positive (fonction valeur absolue) et ne s'annule que pour π et 2π (**Figure 12**).

L'étude est complétée par la prise en compte des courants (idéalisés) sur cette même figure. Les courants dans les diodes n'existent que lorsqu'elles sont passantes. La détermination des courants primaires (amplitude et signe) passe par l'utilisation des lois relatives au transformateur (théorème d'Ampère en particulier) en considérant que le courant de magnétisation du transformateur est nul :

$$N_1 i_1 - N_2 i_D + N_2 i_{D'} = 0$$

Sur la première demi-période $i_D = I_0$ et $i_{D'} = 0$: $i_1 = m I_0$ ($m = \frac{N_2}{N_1}$, rapport de transformation).

Sur la seconde, c'est l'inverse, donc $i_1 = -m I_0$.



Tension moyenne

C'est le double de la valeur moyenne en double alternance : $V_0 = \frac{2V\sqrt{2}}{\pi}$

Courant moyen dans une diode

Chaque diode conduit durant une demi-période, donc : $I_{D0} = \frac{1}{2} I_0$

Tension et courant efficaces au secondaire

Les valeurs efficaces des signaux redressés ou non sont les mêmes : $V_{2eff} = V$

Dans chaque enroulement secondaire, le courant n'existe que sur une demi-période : $I_{2eff} = \frac{I_0}{\sqrt{2}}$

Puissances au secondaire du transformateur

Puissance moyenne : $p(\theta) = VI_0\sqrt{2}\sin\theta$ sur chaque demi-période, donc $P_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} VI_0$

Puissance apparente pour les deux enroulements : $S_2 = 2V_{eff} I_{eff} = \frac{2VI_0}{\sqrt{2}}$

Facteur de puissance au secondaire $k_2 = \frac{P_2}{S_2} = \frac{2}{\pi} \approx 0,64$

Tension et courant efficaces au primaire

La tension efficace est celle d'une grandeur sinusoïdale : $V_{1eff} = \frac{V}{m}$

Le courant change alternativement de signe, son carré est constant : $I_{1eff} = mI_0$

Puissances au primaire du transformateur

Puissance moyenne : celle du secondaire $P_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} VI_0$

Puissance apparente : $S_1 = V_{eff} I_{eff} = VI_0$

Facteur de puissance au primaire $k_1 = \frac{P_1}{S_1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0,90$

Synthèse

	Charge	Commutateur (une diode)
Tension efficace	$V_0 = \frac{2V\sqrt{2}}{\pi}$	Inverse : $V_{r\max} = -2V\sqrt{2}$
Courant efficace	I_0	$I_{D0} = \frac{1}{2} I_0$

	Primaire	Secondaire
Tension efficace	$V_{1eff} = \frac{V}{m}$	$V_{2eff} = V$
Courant efficace	$I_{1eff} = mI_0$	$I_{2eff} = \frac{I_0}{\sqrt{2}}$
Puissance active primaire P	$P_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} VI_0$	$P_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} VI_0$
Puissance apparente primaire S	$S_1 = V_{eff} I_{eff} = VI_0$	$S_2 = 2V_{eff} I_{eff} = \frac{2VI_0}{\sqrt{2}}$
Facteur de puissance k	$k_1 = \frac{P_1}{S_1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0,90$	$k_2 = \frac{P_2}{S_2} = \frac{2}{\pi} \approx 0,64$

Conclusion

La comparaison des facteurs de puissance au secondaire (0,64) et au primaire (0,90) montre une amélioration assez claire dont le transformateur est la cause. En effet, à la différence du paragraphe §V, le courant primaire a maintenant une valeur moyenne nulle, ce qui tend à le rendre conforme aux exigences d'un réseau alternatif où la composante continue, dite homopolaire est nulle.

VII. Perspectives

Une fois mis en place ces différents principes, il est désormais possible d'envisager une étude classées des redresseurs monophasés non commandés. Cette étude n'est cependant pas réalisées. En effet, il est préférable de s'attacher maintenant à l'étude des convertisseurs commandés qui reprennent largement les principes évoqués ici.

Le transformateur monophasé en régime sinusoïdal

«L'affaire est d'importance, et, bien considérée,
Mérite en plein conseil d'être délibérée. »

VV. 733-334, *Don Fernand* in « *Le Cid* » de Corneille.

Résumé

Dans la lignée des applications industrielles, le transformateur s'inscrit en suite logique de la bobine à noyau de fer. Cette machine statique comporte deux enroulements, le primaire et le secondaire, montés sur un circuit magnétique chargé de canaliser le flux d'induction. Son rôle est l'adaptation de la tension et du courant pour s'ouvrir vers un nouveau réseau de distribution de l'énergie électrique.

Après avoir présenté les notations adoptées dans ce document, le fonctionnement du transformateur est envisagé lorsque l'enroulement secondaire est ouvert. Ce fonctionnement à vide lui octroie un comportement et par conséquent un modèle rigoureusement identique à la bobine à noyau de fer : une résistance série issue de l'enroulement, une inductance série représentant les fuites magnétiques et un assemblage parallèle composé d'une résistance, synonyme de pertes fer, et d'une inductance magnétisante traduisant la création des grandeurs magnétiques. Cette partie se termine par la représentation vectorielle des grandeurs et un premier bilan énergétique.

Considérant le fonctionnement en charge (un récepteur est placé aux bornes du secondaire), la seconde partie reprend la mise en équation en tenant compte de tous les éléments. Cette démarche conduit à un schéma équivalent du transformateur en charge. C'est dans ce cadre que les tailles relatives des tensions et courants sont comparées pour effectuer une série d'hypothèses dites de Kapp. Deux nouveaux modèles sont alors envisagés. Le premier rassemble tous les éléments au primaire. Il traduit les préoccupations de l'exploitant chargé d'utiliser un transformateur pour créer un nouveau réseau. Le second renvoie tout au secondaire et les adjoint à la charge que l'utilisateur met en œuvre.

Les déterminations utiles à l'exploitant sont étudiées grâce à ces modèles de Kapp : détermination de la tension secondaire, de la chute de tension au secondaire en charge et du rendement (après les études énergétique).

Plus proche encore des considérations pratiques, la dernière partie traite des procédés expérimentaux de détermination des éléments du schéma équivalent : un essai à vide sous tension primaire nominale et un essai en court-circuit en régime de courant secondaire nominal. De ces deux expériences, le document s'achève sur la détermination rationnelle des éléments d'exploitation du transformateur.

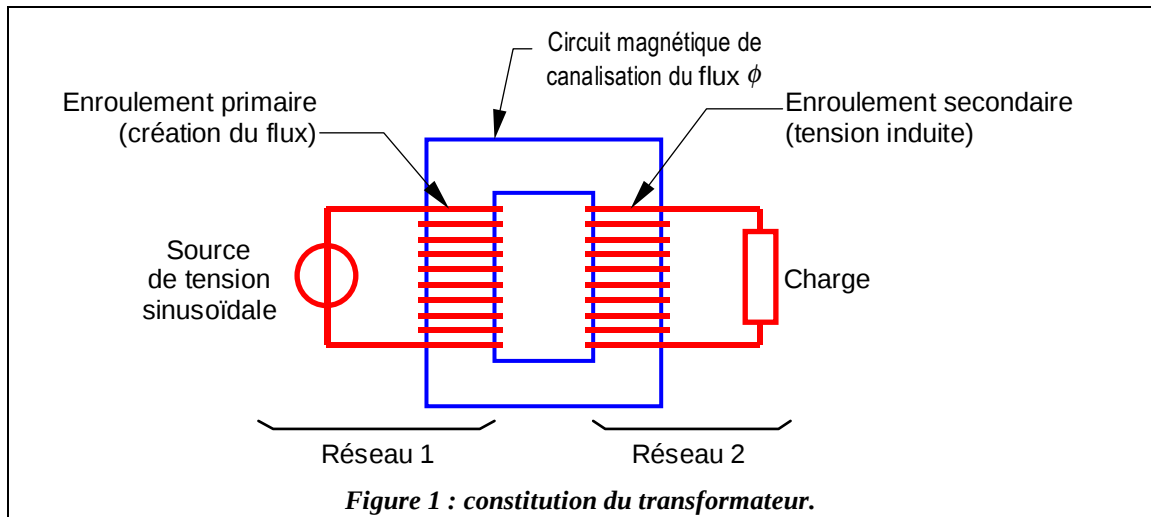
I. Introduction.....	3
I.1. Présentation.....	3
I.2. Notations utilisées	3
I.3. Symbolisations	3
II. Fonctionnement du transformateur à vide.....	4
II.1. Mise en place.....	4
II.2. Mise en équation	4
II.3. Etablissement du schéma équivalent.....	4
II.4. Représentation dans le plan de Fresnel.....	5
II.5. Bilan des puissances	5
III. Fonctionnement du transformateur en charge.....	6
III.1. Mise en place.....	6
III.2. Mise en équation	6
III.3. Etablissement du schéma équivalent.....	6
III.4. Représentation de Fresnel.....	7
III.5. Bilan des puissances	7
IV. Comportement simplifié dans l'hypothèse de Kapp.....	8
IV.1. Mise en équation	8
IV.2. Etablissement du schéma équivalent simplifié.....	8
IV.2.1. Ramené au secondaire	8
IV.2.2. Ramené au primaire.....	8
IV.2.3. Prise en compte des pertes fer et de la puissance magnétisante.....	9
IV.3. Exploitation du schéma équivalent dans l'hypothèse de Kapp.....	10
IV.3.1. Détermination de la tension U_2 en charge.....	10
IV.3.2. Détermination de la chute de tension ΔU_2	10
IV.4. Rendement du transformateur	11
V. Procédé expérimental de détermination du schéma équivalent.....	11
V.1. Deux essais : à vide et en court-circuit	11
V.1.1. Essai à vide sous tension nominale	11
V.1.1.1. Détermination de m	11
V.1.1.2. Détermination des pertes fer matérialisées par la résistance R_μ	12
V.1.1.3. Détermination de la réactance magnétisante X_μ	12
V.1.2. Essai en court-circuit à courant secondaire nominal sous tension réduite.....	12
V.1.2.1. Détermination de la résistance ramenée au secondaire R_2	13
V.1.2.2. Détermination de la réactance ramenée au secondaire X_2	13
V.2. Exploitation des résultats expérimentaux ($U_{10} = U_{1n}$ et $I_{2cc} = I_{2n}$)	13
V.2.1. Prédétermination de la chute de tension en charge ($I_2 = I_{2n}$)	13
V.2.2. Prédétermination du rendement ($I_2 = I_{2n}$).....	14
V.2.3. Conclusion	14
VI. Bibliographie.....	14

I. Introduction

I.1. Présentation

Le transformateur est une machine électrique statique permettant de transférer l'énergie électrique en adaptant les niveaux de tension (de nature sinusoïdale) et de courant entre deux réseaux de même fréquence.

Il est constitué de deux parties électriques isolées, l'enroulement primaire et le secondaire, liées magnétiquement par un circuit magnétique (**Figure 1**). Pour des impératifs de fabrication et d'efficacité la réalisation pratique donne à ce dernier une autre forme : circuit magnétique cuirassé et bobinages concentriques.



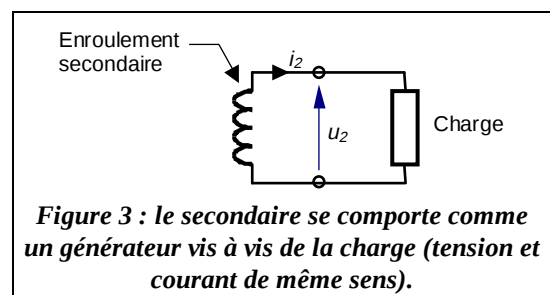
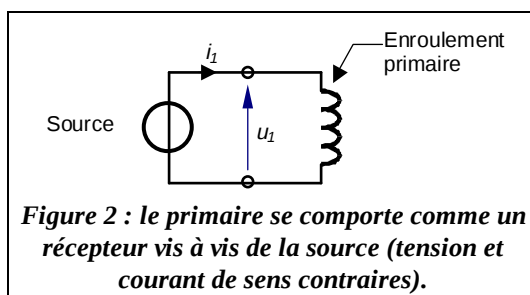
I.2. Notations utilisées

On adopte différentes notations suivant les parties du transformateur que l'on décrit :

- primaire : indice **1** ;
- secondaire : indice **2** ;
- grandeurs à vide : indice **0** ;
- grandeurs nominales : indice **n** ;
- grandeurs en court-circuit : indice **cc**.

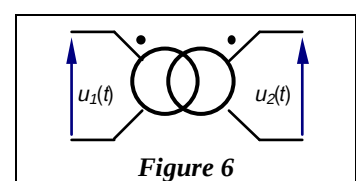
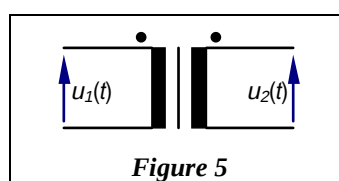
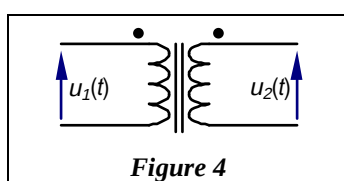
C'est le courant primaire qui impose le sens positif du flux dans le circuit magnétique.

Le marquage des tensions et des courants traduit le sens de transfert de l'énergie.



I.3. Symbolisations

Les trois figures suivantes représentent les symboles des transformateurs les plus souvent rencontrés.



II. Fonctionnement du transformateur à vide

II.1. Mise en place

Le transformateur comporte deux enroulements de résistances r_1 et r_2 comportant N_1 ou N_2 spires (**Figure 7**). Le primaire reçoit la tension $u_1(t)$ et absorbe le courant $i_{10}(t)$. Le secondaire délivre la tension $u_{20}(t)$ et un courant $i_{20}(t)$ nul puisqu'il est à vide.

Le flux $\phi_1(t)$ créé par l'enroulement primaire se décompose en un flux de fuite au primaire $\phi_{f1}(t)$ auquel s'ajoute le flux commun $\phi_{C0}(t)$ dans le circuit magnétique.

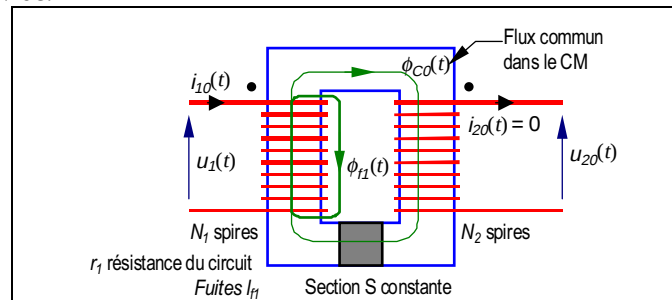


Figure 7 : notations autour du transformateur à vide.

II.2. Mise en équation

Mise en équation des tensions

le comportement du primaire est celui d'une bobine à noyau de fer.

$$u_1 = r_1 i_{10} + N_1 \frac{d\phi_1}{dt} = r_1 i_{10} + l_{f1} \frac{di_{10}}{dt} + N_1 \frac{d\phi_{C0}}{dt}$$

Considérations sur les courants

D'après les déterminations établies sur le courant dans le document « les circuits magnétiques régime sinusoïdal : bobine à noyau de fer », le courant au primaire n'est pas sinusoïdal. Pour y remédier, on effectue l'hypothèse de sinusoïdalité du courant primaire. En conséquence et d'après le théorème d'Ampère, le champ d'excitation, le champ d'induction et donc le flux sont des grandeurs sinusoïdales.

Dans ces conditions, on peut utiliser leur notation complexe : $\phi \rightarrow \underline{\Phi}$, $i \rightarrow \underline{I}$, $u \rightarrow \underline{U}$ et $e \rightarrow \underline{E}$.

Mise en équations en grandeurs complexes

$$\underline{U}_1 = r_1 \underline{I}_{10} + j l_{f1} \omega \underline{I}_{10} + j \omega N_1 \underline{\Phi}_{C0}. \text{ La force contre électromotrice est le terme } \underline{E}_{10} = j \omega N_1 \underline{\Phi}_{C0}.$$

$$\underline{U}_2 = j \omega N_2 \underline{\Phi}_{C0}$$

Equations des flux

$$N_1 \underline{\Phi}_{10} = N_1 (\underline{\Phi}_{C0} + \underline{\Phi}_{f1})$$

II.3. Etablissement du schéma équivalent

On retrouve le comportement d'une bobine à noyau de fer. Le schéma équivalent (**Figure 8**) est identique à la différence de l'insertion d'un transformateur parfait (**Figure 9**) en parallèle avec les éléments de magnétisation et des pertes fer.

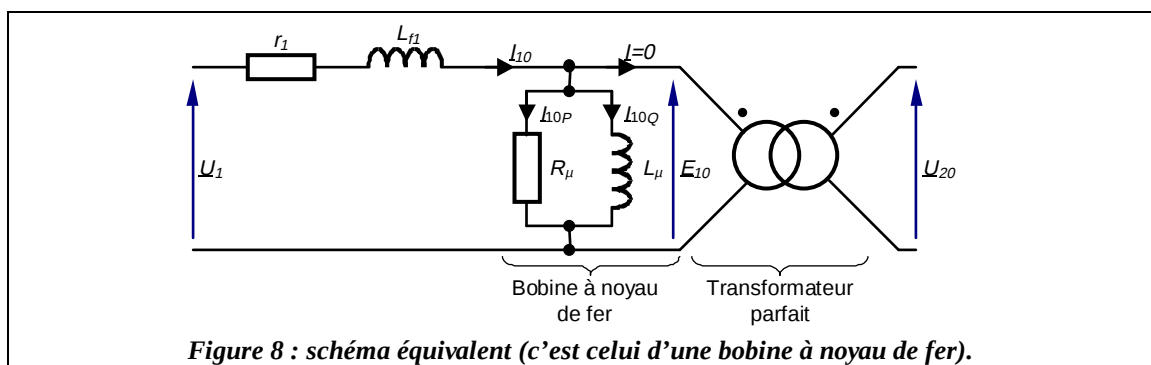
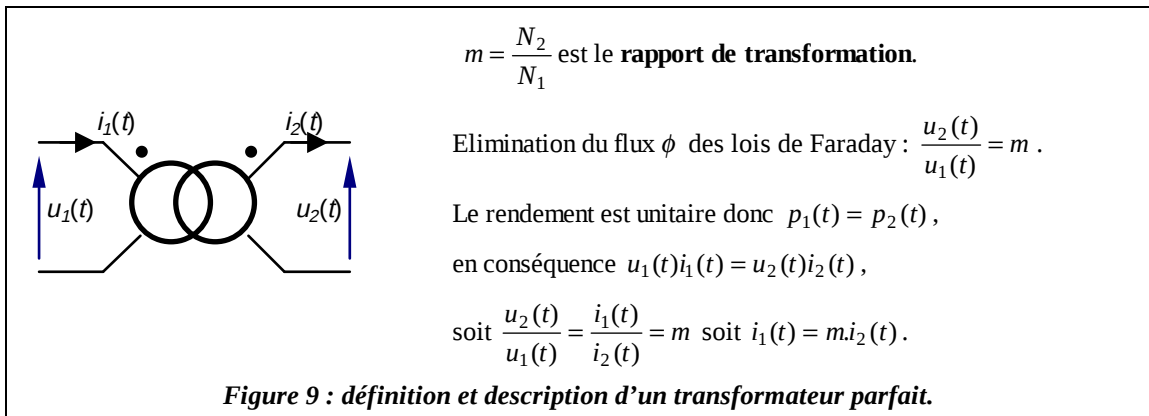
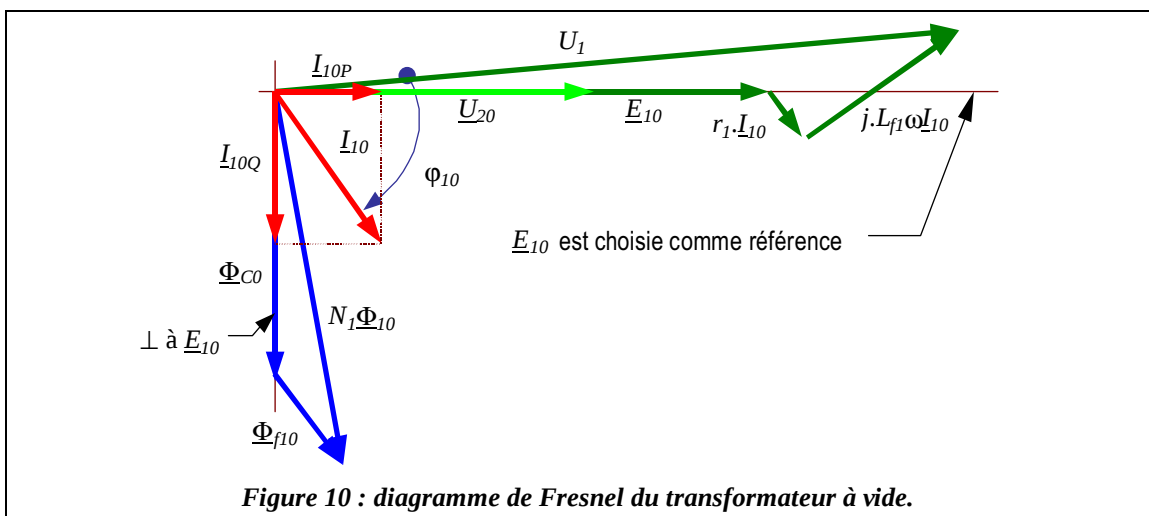


Figure 8 : schéma équivalent (c'est celui d'une bobine à noyau de fer).



II.4.Représentation dans le plan de Fresnel

Pour réaliser le diagramme de Fresnel de la **Figure 10**, on trace successivement : $\underline{E}_{10}$ en référence, $\underline{U}_{20}$, $\underline{I}_{10P}$, $\underline{\Phi}_{C0}$, $\underline{I}_{10Q}$, $\underline{I}_{10}$, $\underline{\Phi}_{f10}$, $\underline{\Phi}_{10}$, $r_1 \cdot \underline{I}_{10}$, $j l_{f1} \omega \underline{I}_{10}$ et $\underline{U}_1$.



II.5. Bilan des puissances

Puisque c'est un élément de transfert d'énergie, l'étude du transformateur nécessite d'effectuer un bilan des puissances mises en jeu dans le but de déterminer le rendement.

A vide, le transformateur absorbe une puissance active P_{10} et une puissance réactive Q_{10} .

Pour effectuer le bilan des puissances, on utilise le théorème de Boucherot.

$$P_{10} = r_1 I_{10}^2 + \frac{E_{10}^2}{R_\mu} \text{ avec } \begin{cases} r_1 I_{10}^2 : \text{pertes Joule dans la résistance de l'enroulement primaire.} \\ \frac{E_{10}^2}{R_\mu} = R_\mu I_{10P}^2 : \text{pertes fer dans le circuit magnétique.} \end{cases}$$

On peut aussi écrire : $P_{10} = U_1 I_{10} \cos \varphi_{10}$ où $\cos \varphi_{10}$ est le facteur de puissance à vide.

$$Q_{10} = l_{f1} \omega I_{10}^2 + \frac{E_{10}^2}{L_\mu \omega} \text{ avec } \begin{cases} l_{f1} \omega I_{10}^2 : \text{puissance réactive de fuite dans l'enroulement primaire.} \\ \frac{E_{10}^2}{L_\mu \omega} = L_\mu \omega I_{10Q}^2 : \text{puissance magnétisante du circuit magnétique.} \end{cases}$$

On peut aussi écrire : $Q_{10} = U_1 I_{10} \sin \varphi_{10}$.

III. Fonctionnement du transformateur en charge

III.1. Mise en place

La présence d'un courant dans le bobinage secondaire a pour effet l'existence d'un flux de fuite ϕ_{f2} émanant de cet enroulement et nécessite la prise en compte de la résistance du secondaire.

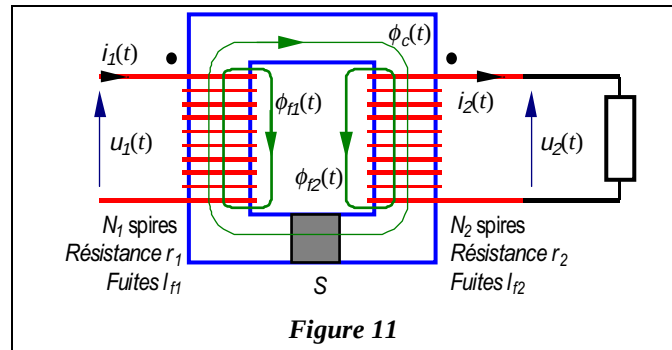


Figure 11

III.2. Mise en équation

Mise en équations des flux

Flux total embrassé par les N_1 spires du primaire : $\phi_1 = N_1(\phi_C + \phi_{f1})$.

Flux total embrassé par les N_2 spires du secondaire : $\phi_2 = N_2(\phi_C - \phi_{f2})$.

Mise en équation des tensions

$$u_1 = r_1 i_1 + N_1 \frac{d\phi_1}{dt} = r_1 i_1 + l_{f1} \frac{di_1}{dt} + N_1 \frac{d\phi_C}{dt}$$

$$u_2 = N_2 \frac{d\phi_2}{dt} - r_2 i_2 = -r_2 i_2 - l_{f2} \frac{di_2}{dt} + N_2 \frac{d\phi_C}{dt}$$

Mise en équation des courants

Le flux $\phi_C(t)$ est créé par le champ d'excitation magnétique $h(t)$ dans le circuit magnétique.

Théorème d'Ampère sur la ligne moyenne l : $N_1 i_1 - N_2 i_2 = h.l = \mathcal{E}$

On identifie cette fmm $\mathcal{E}$ à celle créée par un courant $i_{1\mu}$ dans le primaire du transformateur lorsqu'il est à vide (c'est ce que l'on observe pratiquement : $i_{1\mu} \approx i_{10}$).

Donc : $N_1 i_1 - N_2 i_2 = N_1 i_{1\mu}$

Mise en équations en grandeurs complexes

$$\underline{U}_1 = r_1 \underline{I}_1 + j l_{f1} \omega \underline{I}_1 + j \omega N_1 \underline{\Phi}_C = j \omega N_1 \underline{\Phi}_C + (r_1 + j l_{f1} \omega) \underline{I}_1$$

On pose $\underline{E}_1 = j \omega N_1 \underline{\Phi}_C$, en quadrature avant sur le flux $\underline{\Phi}_C$.

$$\underline{U}_2 = -r_2 \underline{I}_2 - j l_{f2} \omega \underline{I}_2 + j \omega N_2 \underline{\Phi}_C = j \omega N_2 \underline{\Phi}_C - (r_2 + j l_{f2} \omega) \underline{I}_2$$

On pose $\underline{E}_2 = j \omega N_2 \underline{\Phi}_C$, en quadrature avant sur le flux $\underline{\Phi}_C$, donc en phase avec $\underline{E}_1$.

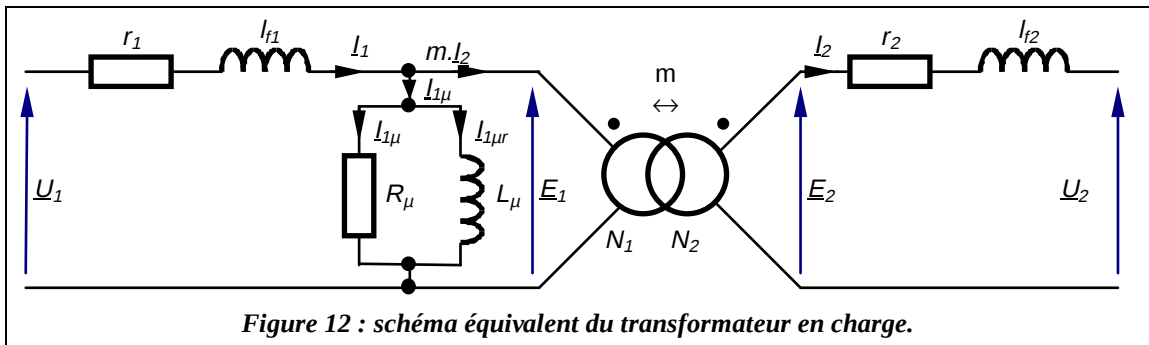
L'analyse de ces relations permet de définir le **rapport de transformation** : $m = \frac{\underline{E}_2}{\underline{E}_1} = \frac{N_2}{N_1}$

Comportement des courants : $N_1 \underline{I}_1 - N_2 \underline{I}_2 = N_1 \underline{I}_{1\mu}$, soit $\underline{I}_1 = \underline{I}_{1\mu} + m \underline{I}_2$.

Comportement des flux : $\underline{\Phi}_1 = N_1 \underline{\Phi}_C + N_1 \underline{\Phi}_{f1}$ et $\underline{\Phi}_2 = N_2 \underline{\Phi}_C - N_2 \underline{\Phi}_{f2}$.

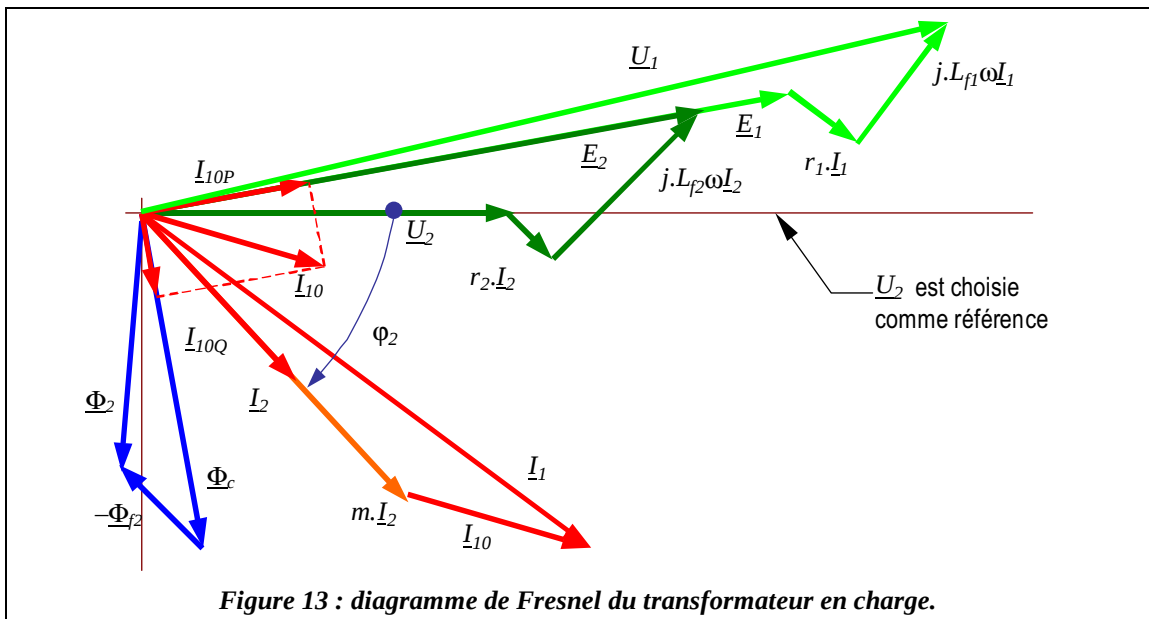
III.3. Etablissement du schéma équivalent

Au schéma équivalent à vide vient s'ajouter l'influence des éléments du secondaire. On définit alors le schéma équivalent complet du transformateur en charge (**Figure 12**).



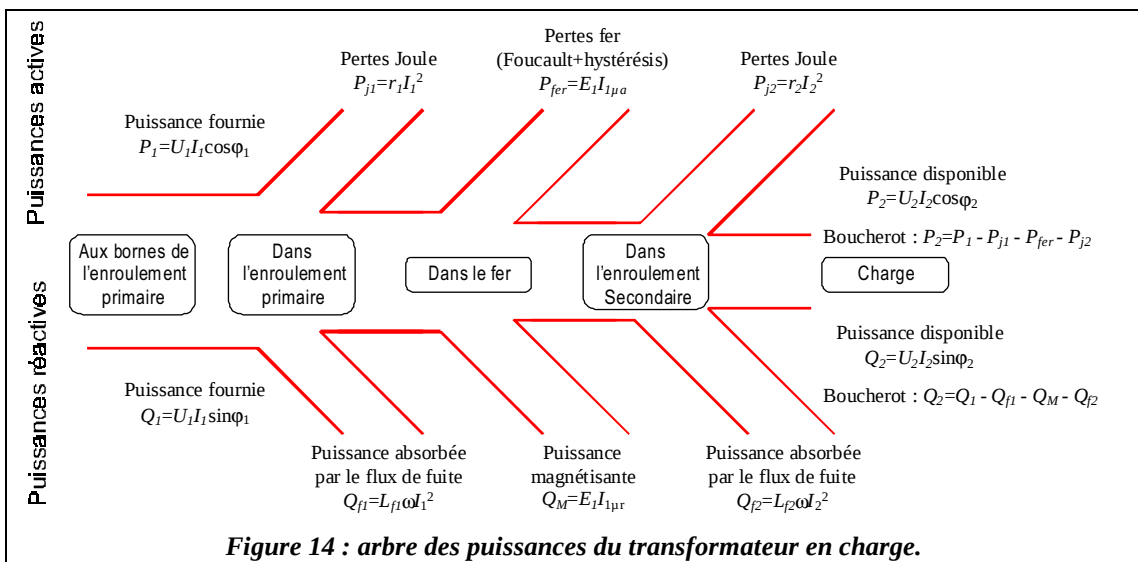
III.4. Représentation de Fresnel

Les relations du paragraphe §III.2 sont transcrites dans le diagramme de Fresnel de la **Figure 13**. On trace successivement : $\underline{U}_2$ en référence (car c'est la tension terminale, le besoin), $\underline{I}_2$, $r_2 \cdot \underline{I}_2$, $j l_{f2} \omega \underline{I}_2$, $\underline{E}_2$, $\underline{E}_1$, $\underline{\Phi}_c$, $\underline{\Phi}_p$, $\underline{\Phi}_2$, $\underline{I}_{10P}$, $\underline{I}_{10Q}$, $\underline{I}_{10}$, $m \underline{I}_2$, $\underline{I}_1$, $r_1 \cdot \underline{I}_1$, $j l_{f1} \omega \underline{I}_1$ et $\underline{U}_1$.



III.5. Bilan des puissances

Pour terminer, on peut envisager le bilan de toutes les puissances, actives ou réactives, qui apparaissent dans le transformateur (**Figure 6**).



IV. Comportement simplifié dans l'hypothèse de Kapp

Les tensions primaire et secondaire à vide sont proportionnelles : elles sont dans le rapport de transformation. En ce qui concerne les courants i_μ intervient : $N_1 i_1 - N_2 i_2 = N_1 i_\mu$. Or, les transformateurs sont réalisés de manière à ce que le courant à vide (donc $N_1 i_\mu$) soit le plus faible possible. L'hypothèse de Kapp permet de négliger ce courant vis à vis de i_1 si bien que i_1 et i_2 sont dans le rapport de transformation.

IV.1. Mise en équation

[1] Relation entre les courants : $N_1 i_1 - N_2 i_2 = N_1 i_\mu \approx 0$ soit $N_1 i_1 = N_2 i_2$, donc $\underline{I}_1 = m \underline{I}_2$.

[2] Tension primaire : $\underline{U}_1 = \underline{E}_1 + (r_1 + j l_{f1} \omega) \underline{I}_1$

[3] Tension secondaire : $\underline{U}_2 = \underline{E}_2 - (r_2 + j l_{f2} \omega) \underline{I}_2$

Dans l'hypothèse de Kapp :

- A vide : $\frac{\underline{U}_{20}}{\underline{U}_1} = \frac{\underline{E}_2}{\underline{E}_1 + (r_1 + j l_{f1} \omega) \underline{I}_1} \approx \frac{\underline{U}_{20}}{\underline{E}_1} = m$.
- En charge : $\frac{\underline{E}_2}{\underline{E}_1} = m$. Cette relation est toujours vraie, mais peu exploitable en pratique.

IV.2. Etablissement du schéma équivalent simplifié

IV.2.1. Ramené au secondaire

Dans ces conditions, on assimile tous les défauts à un circuit RL au secondaire du transformateur.

On multiplie l'équation [2] par m : $m \underline{U}_1 = m \underline{E}_1 + m(r_1 + j l_{f1} \omega) \underline{I}_1$,

or $m \underline{U}_1 = \underline{U}_{20}$, $m \underline{E}_1 = \underline{E}_2$ et $\underline{I}_1 = m \underline{I}_2$ donc $\underline{U}_{20} = \underline{E}_2 + m^2 (r_1 + j l_{f1} \omega) \underline{I}_2$

Mais, d'après [3], $\underline{E}_2 = \underline{U}_2 + (r_2 + j l_{f2} \omega) \underline{I}_2$

En remplaçant : $\underline{U}_2 = \underline{U}_{20} - (r_2 + j l_{f2} \omega) \underline{I}_2 - m^2 (r_1 + j l_{f1} \omega) \underline{I}_2$

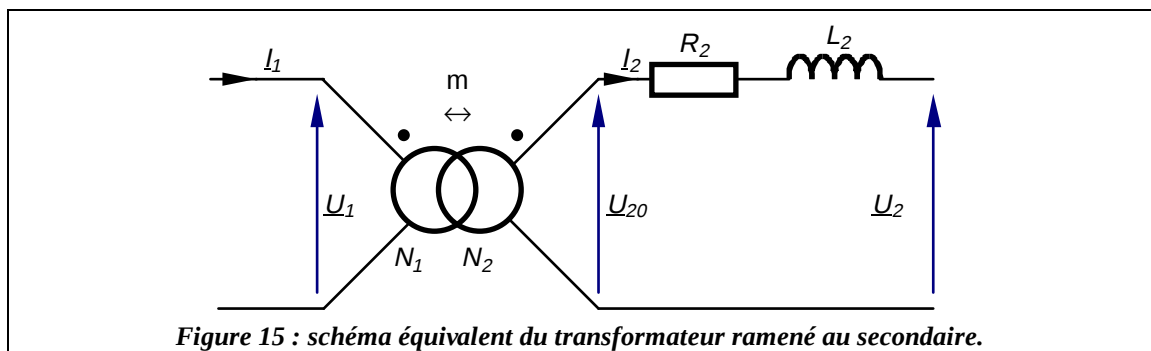
Le secondaire se comporte comme une source de tension :

- de fem $\underline{U}_{20}$;
- d'impédance $\underline{Z}_2 = (r_2 + m^2 r_1) + j \omega (l_{f2} + m^2 l_{f1})$

On peut écrire l'équation du transformateur ramenée au secondaire : [4] $\underline{U}_2 = \underline{U}_{20} - (\underline{R}_2 + j \underline{L}_2 \omega) \underline{I}_2$.

- $\underline{R}_2 = r_2 + m^2 r_1$ est la résistance totale ramenée au secondaire
- $\underline{L}_2 = l_{f2} + m^2 l_{f1}$ est l'inductance totale ramenée au secondaire.

Cette relation se traduit par le schéma équivalent de la **Figure 15**.



IV.2.2. Ramené au primaire

Dans ces conditions, on assimile tous les défauts à un circuit RL au primaire du transformateur.

Avec l'équation [2], sachant que $\underline{E}_1 = \frac{\underline{E}_2}{m}$: $\underline{U}_1 = \frac{\underline{E}_2}{m} + (r_1 + j l_{f1} \omega) \underline{I}_1$.

Or avec [3], $\underline{E}_2 = \underline{U}_2 + (r_2 + j l_{f2} \omega) \underline{I}_2$,

Donc $\underline{U}_1 = \frac{\underline{U}_2}{m} + (r_2 + j l_{f2} \omega) \frac{\underline{I}_1}{m^2} + (r_1 + j l_{f1} \omega) \underline{I}_1$

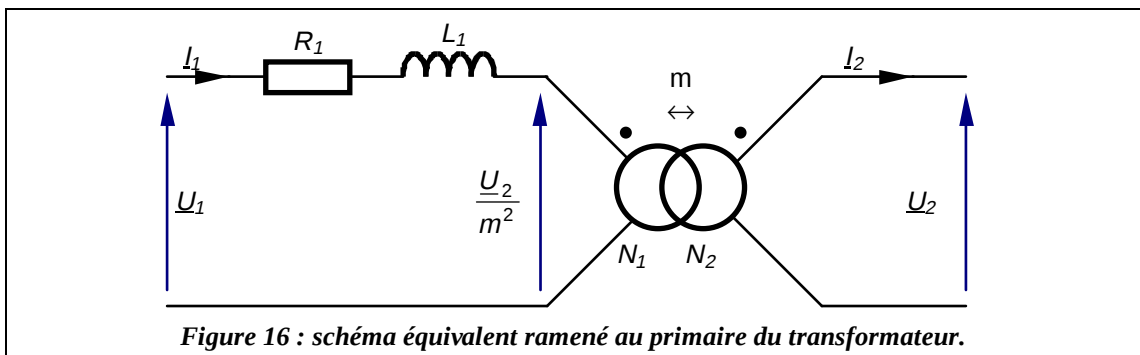
Le primaire se comporte comme un récepteur :

- de fcem (force contre-électromotrice) $\frac{\underline{U}_2}{m}$;
- d'impédance $\underline{Z}_1 = (r_1 + \frac{r_2}{m^2}) + j \omega (\frac{l_{f2}}{m^2} + l_{f1})$

On peut écrire l'équation du transformateur ramenée au primaire : [5] $\underline{U}_1 = \frac{\underline{U}_2}{m} + (R_1 + j L_1 \omega) \underline{I}_1$

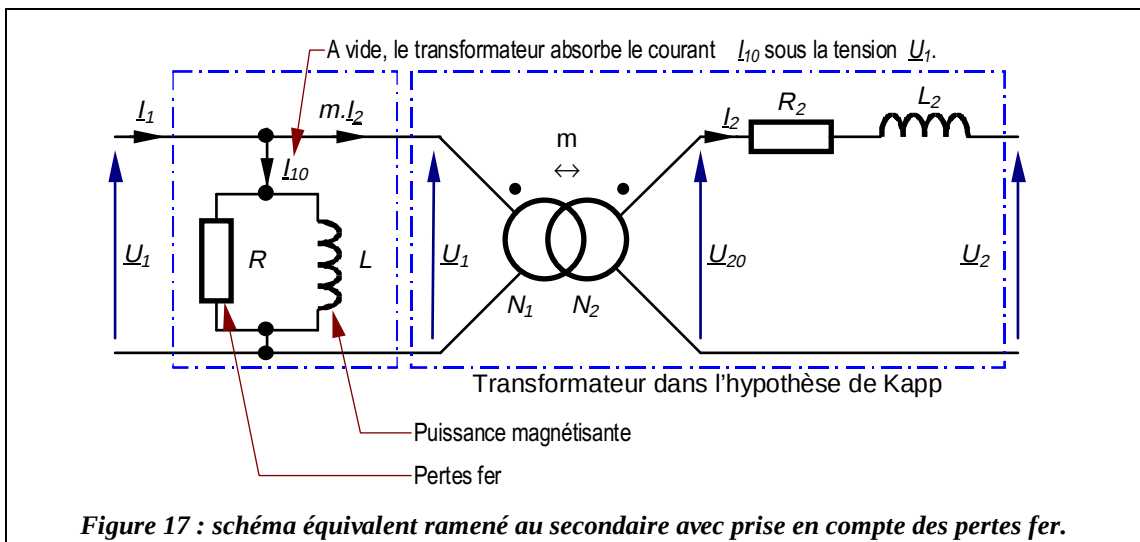
- $R_1 = r_1 + \frac{r_2}{m^2}$ est la résistance totale ramenée au primaire.
- $L_1 = l_{f1} + \frac{l_{f2}}{m^2}$ est l'inductance totale ramenée au primaire.

Cette relation se traduit par le schéma équivalent de la **Figure 16**.



IV.2.3. Prise en compte des pertes fer et de la puissance magnétisante

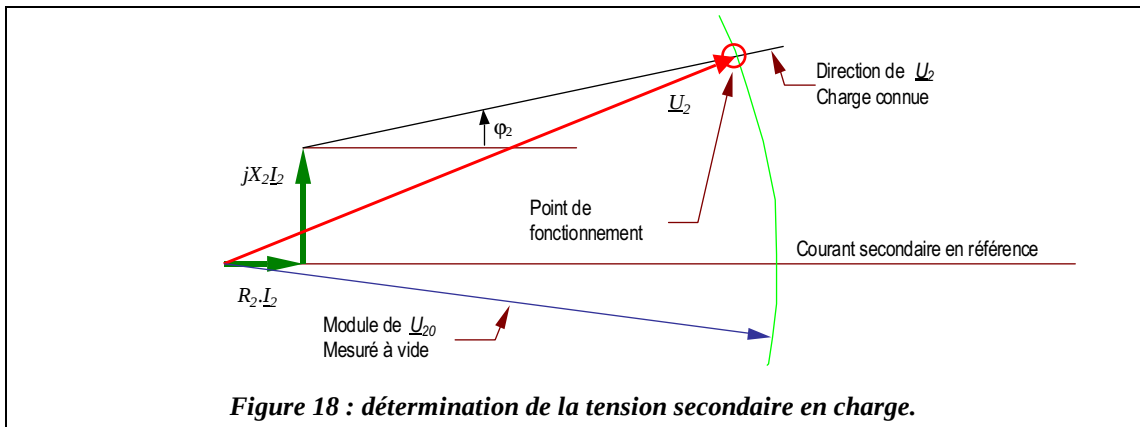
On associe le schéma relatif aux pertes à celui ramené au secondaire ce qui conduit au schéma de la **Figure 17**.



IV.3. Exploitation du schéma équivalent dans l'hypothèse de Kapp

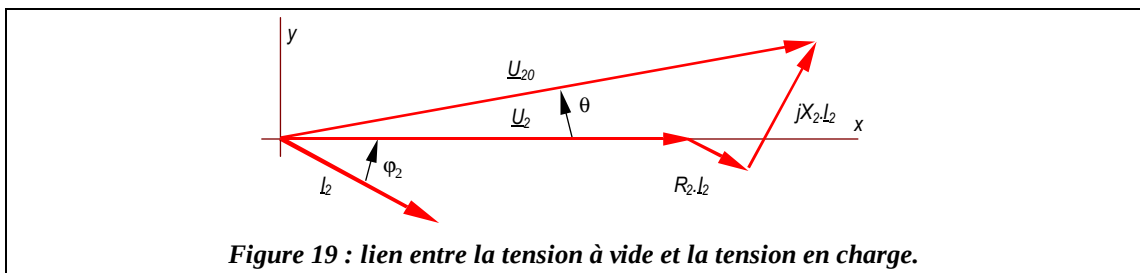
IV.3.1. Détermination de la tension U_2 en charge

On connaît la tension à vide U_{20} , le courant en charge I_2 , la charge $\cos\varphi_2$, les paramètres ramenés au secondaire R_2 et $L_2\omega$ que l'on notera X_2 . La relation [4] est traduite par le diagramme de Fresnel de la **Figure 18**.



IV.3.2. Détermination de la chute de tension ΔU_2

Le triangle de Kapp représente les défauts du transformateur. Ses dimensions sont faibles par rapport au module de U_2 . Dans ces conditions U_2 et U_{20} sont déphasées d'un angle θ proche de zéro (**Figure 19**).



Projection sur x : $U_{20} \cos\theta = U_2 + R_2 I_2 \cos\varphi_2 + X_2 I_2 \sin\varphi_2$

Projection sur y : $U_{20} \sin\theta = -R_2 I_2 \sin\varphi_2 + X_2 I_2 \cos\varphi_2$

θ est faible, on réalise deux approximations de la chute de tension en charge $\Delta U_2 = U_{20} - U_2$:

- à l'ordre 0 : $\Delta U_2 = R_2 I_2 \cos\varphi_2 + X_2 I_2 \sin\varphi_2$;
- à l'ordre 1 : $\Delta U_2 = \frac{(X_2 I_2 \sin\varphi_2 - R_2 I_2 \cos\varphi_2)^2 I_2^2 + (X_2 I_2 \sin\varphi_2 + R_2 I_2 \cos\varphi_2) I_2}{2U_{20}}$

La première approximation est la plus utilisée, la seconde offre une plus grande justesse pour un transformateur de moins bonne qualité (triangle de Kapp plus important).

Dans un contexte industriel, les grandeurs sont données relativement à la tension à vide :

$$\Delta U_2 \% = 100 \frac{U_{20} - U_2}{U_{20}}, \quad R\% = 100 \frac{R_2 I_{2n}}{U_{20}} \quad \text{et} \quad X\% = 100 \frac{X_2 I_{2n}}{U_{20}}$$

On a alors :

$$\Delta U_2 \% = R\% \cos\varphi_2 + X\% \sin\varphi_2$$

IV.4. Rendement du transformateur

Le transformateur est un élément essentiel de la chaîne de distribution de l'énergie électrique pour des réseaux de très grande puissance. Dans la recherche d'une optimisation des coûts, il est nécessaire de connaître le rendement du transformateur.

Le rendement d'un appareil est le rapport de la puissance restituée à la puissance fournie.

$$\text{Pour le transformateur : } \eta = \frac{\text{Puissance disponible au secondaire}}{\text{Puissance totale absorbée au primaire}} = \frac{P_2}{P_1}$$

$$P_1 = P_2 + P_{J2} + P_{fer} = U_2 I_2 \cos \varphi_2 + R_2 I_2^2 + P_{fer} \left\{ \text{donc } \eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi_2}{U_2 I_2 \cos \varphi_2 + R_2 I_2^2 + P_{fer}} \right.$$

Dans le cas d'une charge fixée ($\varphi_2 = \text{cte}$ et $U_2 = \text{cte}$ — ceci n'apparaît en fait jamais car $U_2 = f(I_2)$!), il existe un point de fonctionnement conduisant à un rendement maximum.

$$\text{Pour le déterminer, on écrit le rendement sous la forme } \eta = \frac{U_2 \cos \varphi_2}{U_2 \cos \varphi_2 + R_2 I_2 + \frac{P_{fer}}{I_2}}$$

Les termes $R_2 I_2$ et $\frac{P_{fer}}{I_2}$ sont variables, leur produit constant ($R_2 P_{fer}$) et $U_2 \cos \varphi_2$ est constant.

Le rendement du transformateur est maximum si les deux termes variables sont identiques, c'est à dire, $R_2 I_2^2 = P_{fer}$. En résumé le rendement est maximal lorsque pertes fer et pertes Joule sont identiques. Bien qu'intéressante, cette particularité n'est pas essentielle dans le dimensionnement du transformateur.

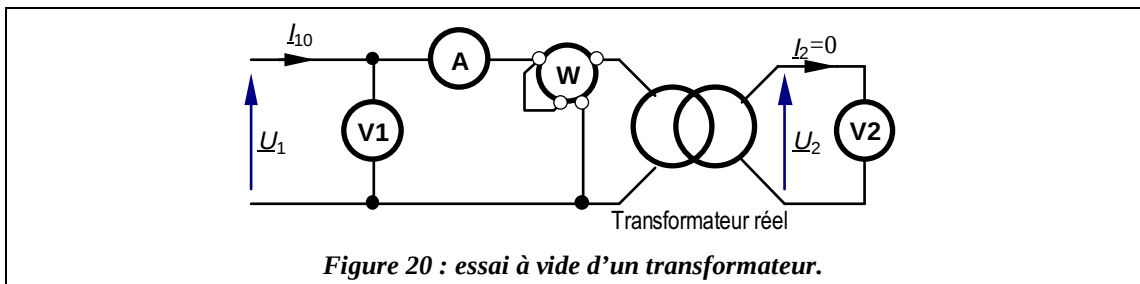
V. Procédé expérimental de détermination du schéma équivalent

V.1. Deux essais : à vide et en court-circuit

V.1.1. Essai à vide sous tension nominale

Dans un essai à vide, les courants, et par conséquent les pertes Joule, sont faibles.

On mesure les tensions primaire et secondaire à l'aide de voltmètres supposés parfaits (impédance infinie), le courant primaire (ampèremètre d'impédance nulle) et la puissance absorbée au primaire (Figure 20).



On se place au régime nominal pour relever les grandeurs suivantes :

- tension primaire $U_1 = U_{1n}$ avec **V1** ;
- tension secondaire $U_{20} = E_2$ avec **V2** ;
- courant primaire à vide I_{10} qui n'est autre que le courant magnétisant I_μ avec **A** ;
- La puissance primaire P_{10} avec **W**.

V.1.1.1. Détermination de m

Puisque le transformateur est à vide, la chute de tension dans r_1 et $l_{\phi 1}$ est très faible par rapport à E_1 (l'essentiel de la tension primaire). La tension E_2 est mesurée. On a alors :

$$m = \frac{E_2}{E_1} \approx \frac{U_{20}}{U_{1n}}$$

V.1.1.2. Détermination des pertes fer matérialisées par la résistance R_μ

Transformateur réel	Transformateur dans l'hypothèse de Kapp
$P_{10} = P_{J10} + P_{fer}$ $I_{10} \ll I_{1n}$ donc $P_{J10} = r_1 I_{10} \ll P_n$. f et $E_1 \approx U_1$ sont constantes donc l'induction B est constante (relation de Boucherot). En conséquence les pertes fer restent constantes et $P_{J10} \ll P_{fer}$. - Donc $P_{10} \approx P_{fer}$.	Toutes les résistances sont ramenée au secondaire, où le courant est nul : Les pertes par effet Joule sont nulles. On a donc : $P_{10} = \frac{U_1^2}{R_\mu} = P_{fer}$

Quel que soit le modèle utilisé, les pertes mesurées à vide représentent les pertes fer du transformateur. Ces dernières ne dépendent que de la fréquence et de la tension primaire, constantes en utilisation industrielle.

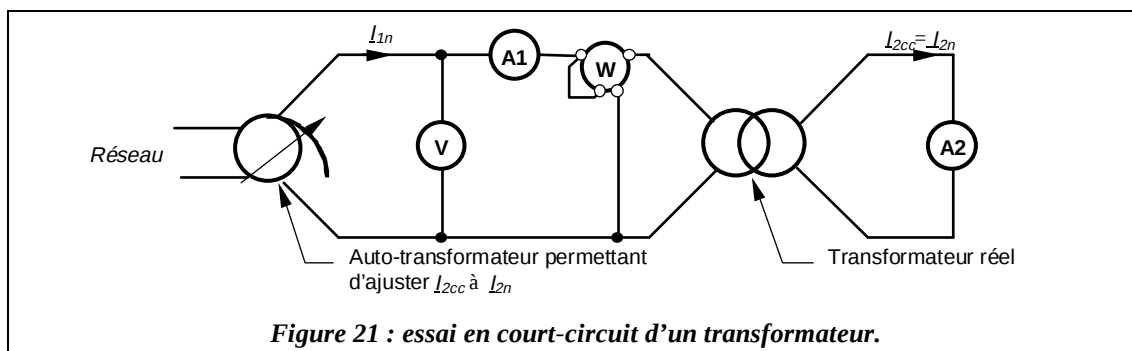
V.1.1.3. Détermination de la réactance magnétisante X_μ

Transformateur réel	Transformateur dans l'hypothèse de Kapp
$Q_{10} = P_{10} \tan \varphi_{10} = U_1 I_{10} \sin \varphi_{10}$ Or P_{10}, U_1 et I_{10} sont mesurés, on en déduit $\cos \varphi_{10}$ donc Q_{10}. La chute de tension dans l_{f1} est très faible devant E_1, si bien que : $Q_{10} = L_{f1} \omega I_{10} + \frac{E_1^2}{L_\mu \omega} \approx \frac{U_1^2}{L_\mu \omega}$	Dans ce cas : $Q_{10} = \frac{E_1^2}{L_\mu \omega} \approx \frac{U_1^2}{L_\mu \omega} = P_{10} \tan \varphi_{10}$ déterminée ci-contre.

V.1.2. Essai en court-circuit à courant secondaire nominal sous tension réduite

Dans un essai avec secondaire en court circuit, il faut limiter la tension primaire pour se placer au régime nominal de courant au secondaire. Dans ces conditions, les tensions sont faibles.

Pour amener le courant secondaire à la valeur nominale, la tension primaire est réglée avec un autotransformateur. On mesure la tension primaire à l'aide d'un voltmètre supposé parfait (impédance infinie), les courants primaire et secondaires (ampèremètres d'impédance nulle) et la puissance absorbée au primaire (**Figure 21**).



On relève les grandeurs suivantes :

- tension primaire U_{1cc} avec **V** ;
- courant primaire I_{1cc} avec **A1**, essentiellement pour contrôler le courant dans le wattmètre et éviter de dépasser le calibre courant de cet appareil ;
- courant secondaire $I_{2cc} = I_{2n}$ avec **A2** ;
- La puissance primaire P_{1cc} avec **W**.

V.1.2.1. Détermination de la résistance ramenée au secondaire R_2

Transformateur réel	Transformateur dans l'hypothèse de Kapp
$P_{1cc} = r_1 I_{1cc}^2 + r_2 I_{2cc}^2 + P_{fercc}$ Or les pertes fer dépendent de la tension primaire qui est ici très faible : les pertes P_{fercc} sont négligeables devant les autres. En conclusion : $P_{1cc} \approx r_1 I_{1cc}^2 + r_2 I_{2cc}^2 = r_1 I_{1n}^2 + r_2 I_{2n}^2 = P_{Jn}.$	Dans ce cas : $P_{1cc} = R_2 I_{2cc}^2 = R_2 I_{2n}^2$ Puisque puissance et courant sont mesurés, c'est la résistance R_2 qui peut être déterminée dans cet essai : $R_2 = \frac{P_{1cc}}{I_{2n}^2}$

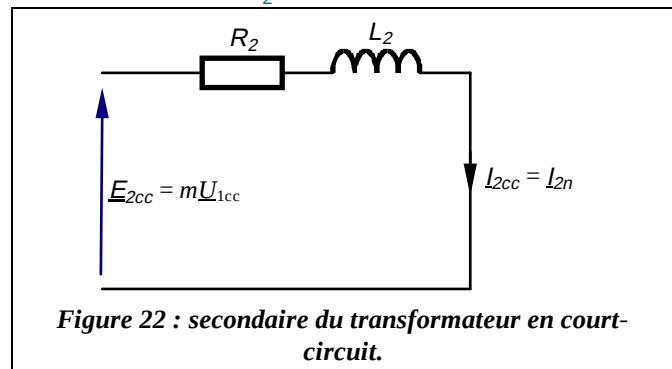
Puisque l'on se place au régime nominal de courant, les pertes mesurées en court circuit sont les pertes Joule nominales, appelées aussi pertes cuivre car elles concernent uniquement la dissipation de puissance dans les conducteurs électriques.

V.1.2.2. Détermination de la réactance ramenée au secondaire X_2

Vu du secondaire, le transformateur se réduit à la représentation de la **Figure 22**.

On en déduit la réactance ramenée au secondaire :

$$L_2 \omega = X_2 = \sqrt{\left(\frac{m U_{1cc}}{I_{2cc}}\right)^2 - R_2^2}$$



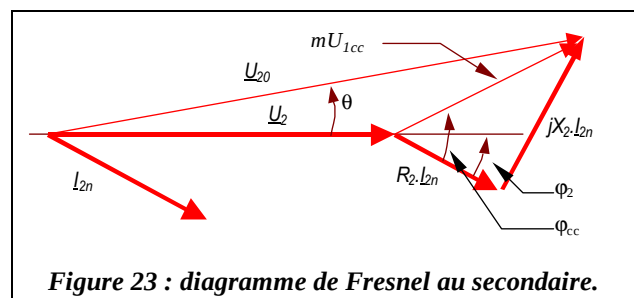
V.2. Exploitation des résultats expérimentaux ($U_{10} = U_{1n}$ et $I_{2cc} = I_{2n}$)

La connaissance des éléments du modèle du transformateur permettent d'établir quelques paramètres de fonctionnement qui facilitent l'exploitation de l'appareil en milieu industriel.

V.2.1. Prédétermination de la chute de tension en charge ($I_2 = I_{2n}$)

Dans le dimensionnement d'un transformateur, la tension à vide est l'élément déterminant pour dimensionner le circuit magnétique. Mais la réalité industrielle nécessite de connaître la tension en charge, donc de connaître la chute de tension ΔU_2 .

Le schéma équivalent de la **Figure 22** conduit au diagramme de Fresnel de la **Figure 23**. Le triangle de Kapp est celui obtenu en court-circuit. L'exploitation de ce diagramme permet la détermination de ΔU_2 d'après le paragraphe §IV.3.2 (page10).



En utilisant ces deux résultats :

$$\Delta U_2 = R_2 I_{2n} \cos \varphi_2 + X_2 I_{2n} \sin \varphi_2 = m U_{1cc} \cos(\varphi_{cc} - \varphi_2)$$

En conclusion la chute de tension que l'on observe en charge peut être déterminée par la connaissance de la charge (φ_2), des éléments R_2 et X_2 déterminés lors de l'essai en court-circuit et de la phase φ_{cc} obtenue par ce même essai.

Dans un contexte industriel, les grandeurs relatives sont utilisées (Cf. §IV.3.2, page10) :

$$\Delta U_2 \% = R \% \cos \varphi_2 + X \% \sin \varphi_2$$

On définit aussi la tension primaire de court-circuit par :

$$U_{1cc} \% = \frac{U_{1cc}}{\frac{U_{20}}{m}} = \sqrt{\left(\frac{R_2 I_{2cc}}{U_{20}}\right)^2 + \left(\frac{X_2 I_{2cc}}{U_{20}}\right)^2} = \sqrt{R\%^2 + X\%^2}$$

V.2.2. Prédétermination du rendement ($I_2 = I_{2n}$)

En reprenant les résultats du paragraphe §IV.4 (page 11) : $\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2 I_{2n} \cos \varphi_2}{U_2 I_{2n} \cos \varphi_2 + R_2 I_{2n}^2 + P_{fer}}$

En utilisant les résultats des essais : $\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2 I_{2n} \cos \varphi_2}{U_2 I_{2n} \cos \varphi_2 + P_{1cc} + P_{10}}$

V.2.3. Conclusion

La démarche expérimentale consiste à mesurer la puissance à vide, c'est à dire les pertes fer, et la puissance en court-circuit, c'est à dire les pertes cuivre. Ces deux seuls essais, simples à mettre en œuvre suffisent à déterminer la tension secondaire en charge et le rendement du transformateur.

VI. Bibliographie

- [1] Séguier Guy et Nottelet Francis. Electrotechnique industrielle. Tec et doc (Lavoisier). 1982.

Machine asynchrone triphasée : principe, fonctionnement et structure interne

*«Que ne coûtent point les premiers pas en tout genre ? Le mérite de les faire dispense de celui d'en faire de grands.»
Jean Le Rond d'Alembert in « le discours préliminaire à l'encyclopédie »*

Résumé

La machine asynchrone (MAS), aussi appelée machine d'induction, est basée sur l'utilisation d'un champ tournant sinusoïdal. Pour en expliquer le principe et la mise en œuvre, la première partie présente une machine comportant une partie fixe, le stator, supportant des enroulements qui se logent dans des encoches réparties sur le pourtour et une partie mobile, le rotor. Entre les deux, un entrefer permet le mouvement relatif. Les enroulements assurent la création de pôles magnétiques qui permettent une élévation du nombre de cycles magnétiques autour du stator.

La présentation aborde ensuite l'induction magnétique qui peut être à répartition spatiale sinusoïdale si elle dépend de la position. Mais elle peut aussi se propager à la manière d'une onde circulaire autour du stator à la pulsation de synchronisme : il s'agit d'un champ tournant sinusoïdal.

La partie préliminaire se termine en présentant les moyens de réaliser un champ tournant sinusoïdal. On s'intéresse pour cela à l'évolution du champ d'excitation au passage d'un conducteur du bobinage statorique, puis d'un enroulement comportant davantage de spires alimentées en monophasé. On constate alors que le champ d'excitation suit une évolution trapézoïdale. En ajustant la répartition des conducteurs, les harmoniques indésirables sont éliminées afin d'obtenir un champ d'induction quasi sinusoïdal. Fort de la création de ce champ à répartition spatiale, le théorème de Leblanc indique qu'il est à l'origine de deux champs tournant en sens contraires, donc inadaptés à l'entraînement d'un rotor (sur lequel se caler ?). Une solution est fournie par trois enroulements alimentés en triphasé dont le théorème de Ferraris fournit l'expression.

Les deux applications du champ tournant sont ensuite abordées. Avec un rotor disposant d'une polarité magnétique d'abord (aimant ou électro-aimant), celui-ci tourne à la vitesse de synchronisme pour constituer une machine synchrone (MS), hors programme cependant. L'autre application consiste à réaliser des enroulements sur le rotor et à les court-circuiter pour parvenir à la machine asynchrone.

Pour terminer sur des aspects strictement technologiques, la dernière partie s'attache à présenter la constitution de la MAS au travers de ses trois parties principales : le stator, l'entrefer et le rotor. C'est l'occasion de montrer que si la structure du stator reste invariante, le rotor peut être constitué d'enroulements bobinés ou de conducteurs moulés en cage d'écureuil.

I. Introduction.....	3
II. Champ tournant sinusoïdal	3
II.1. Machine à induction élémentaire	3
II.2. Induction magnétique dans l'entrefer	4
II.2.1. Caractérisation du champ d'induction magnétique	4
II.2.2. Répartition spatiale de l'induction	4
II.2.3. Champ d'induction tournant sinusoïdal.....	4
II.3. Réalisation d'un champ tournant.....	5
II.3.1. Évolution de H dans l'entrefer au voisinage d'un conducteur.....	5
II.3.2. Comportement au voisinage d'un groupe de conducteurs.....	6
II.3.3. Multiplicité des champs d'induction : théorème de Leblanc	8
II.3.4. Réalisation du champ tournant avec un bobinage triphasé.....	8
II.4. Deux applications des champs tournants	10
II.4.1. Action sur un aimant	10
II.4.2. Action sur une spire en court-circuit.....	11
II.5. Bilan.....	11
III. Constitution d'une machine asynchrone industrielle.....	12
III.1. Le stator	12
III.2. L'entrefer	12
III.3. Le rotor.....	13
III.3.1. Rotor de machine asynchrone à cage.....	13
III.3.2. Machine asynchrone à rotor bobiné (ou à bagues).....	14
IV. Conclusion	14
V. Bibliographie	14

I. Introduction

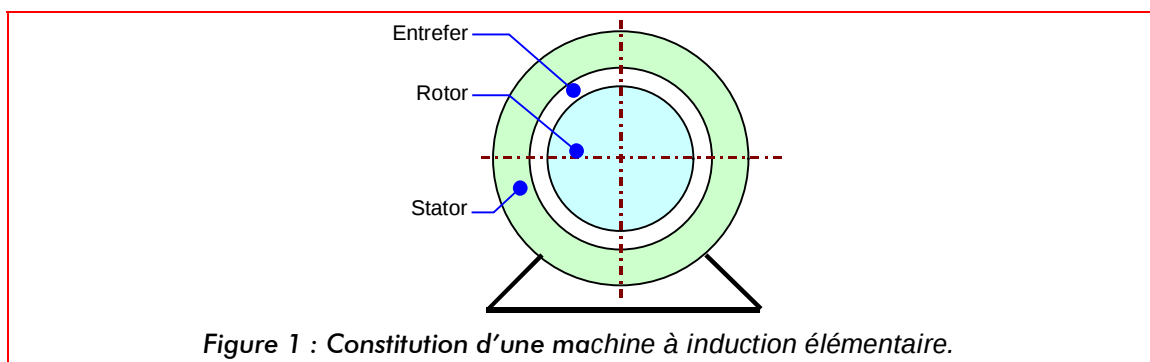
La machine asynchrone (MAS), appelée aussi machine d'induction, fait appel à un principe simple de champs tournant qui lui permet un fonctionnement sans contacts électriques glissants. Ceci conduit à une machine très robuste, à l'entretien aisé, qui convient aujourd'hui très bien dans les applications en vitesse variable.

II. Champ tournant sinusoïdal

Pour les besoins de la définition d'un champ tournant sinusoïdal, on crée une machine à induction élémentaire. Ceci permettra d'introduire les propriétés de ce champ, d'en proposer une réalisation technologique pour présenter deux applications essentielles en électrotechnique.

II.1. Machine à induction élémentaire

On réalise une machine composée d'un cylindre fixe et creux appelé stator. Sur le même axe, un cylindre libre en rotation, le rotor, est couplé à la charge mécanique à entraîner. Ces deux ensembles sont séparés par un entrefer (Figure 1).

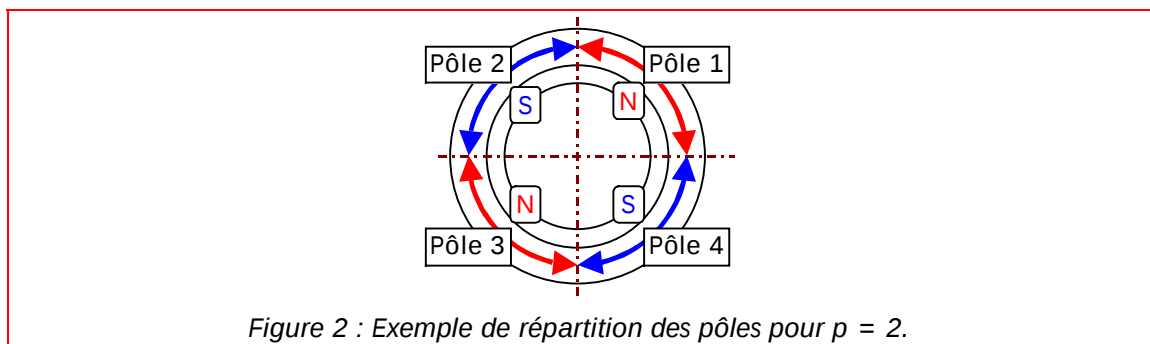


Circuit magnétique statorique

Ce circuit magnétique est constitué de tôles empilées de perméabilité très élevée vis à vis de l'air. Ceci procure des propriétés magnétiques favorisant la circulation des lignes de champ.

Bobinage statorique

Pour créer le champ d'excitation statorique, des encoches parallèles à l'axe de la machine sont aménagées dans la partie intérieure pour y loger des bobinages. Ils sont répartis sur le pourtour du stator pour créer $2p$ pôles (association magnétique nord-sud). Un cycle magnétique correspond alors à une fraction de tour du stator dont l'ouverture angulaire est $\frac{2\pi}{p}$. Chaque pôle occupe donc un arc angulaire $\frac{\pi}{p}$ (Figure 2).



Rotor

Comme le stator, cette partie magnétique est constituée de tôles empilées de perméabilité élevée.

Entrefer

Les deux parties précédentes sont séparées par l'entrefer de faible épaisseur. Il permet le mouvement du rotor par rapport au stator. La grande perméabilité magnétique des matériaux ferromagnétiques vis à vis de l'air permet de supposer que toute induction dans l'entrefer est normale au stator et donc radiale.

II.2. Induction magnétique dans l'entrefer

On s'intéresse maintenant aux grandeurs magnétiques essentielles qui apparaissent dans la machine. On distingue l'induction magnétique dans l'entrefer qui est une grandeur vectorielle. L'autre grandeur est le champ d'excitation, lui aussi vectoriel, et dépendant des courants circulant dans les conducteurs en vertu du théorème d'Ampère.

II.2.1. Caractérisation du champ d'induction magnétique

Les enroulements statoriques créent un champ d'induction magnétique $\vec{B}$ radial suivant l'axe $\vec{u}$. Cet axe est incliné d'un angle θ variable par rapport à l'axe fixe de référence $\vec{x}$ (Figure 3). On note $b(\theta)$ son module.

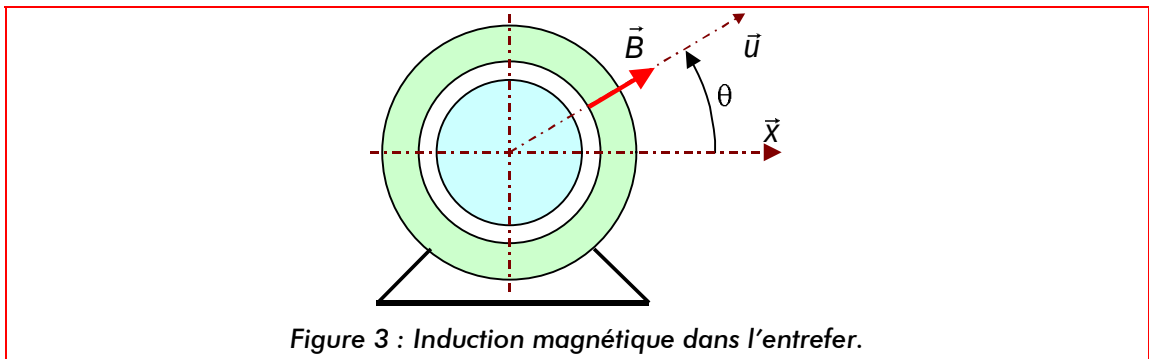


Figure 3 : Induction magnétique dans l'entrefer.

II.2.2. Répartition spatiale de l'induction

On dit que l'induction dans l'entrefer est à répartition spatiale sinusoïdale (Figure 4) si son module est une fonction sinusoïdale de la position θ de la forme :

$$b(\theta) = B_m \cdot \cos p\theta$$

où p est le nombre de paires de pôles au stator de la machine : c'est la répétition du cycle magnétique défini dans la présentation (§II.1, bobinage statorique).

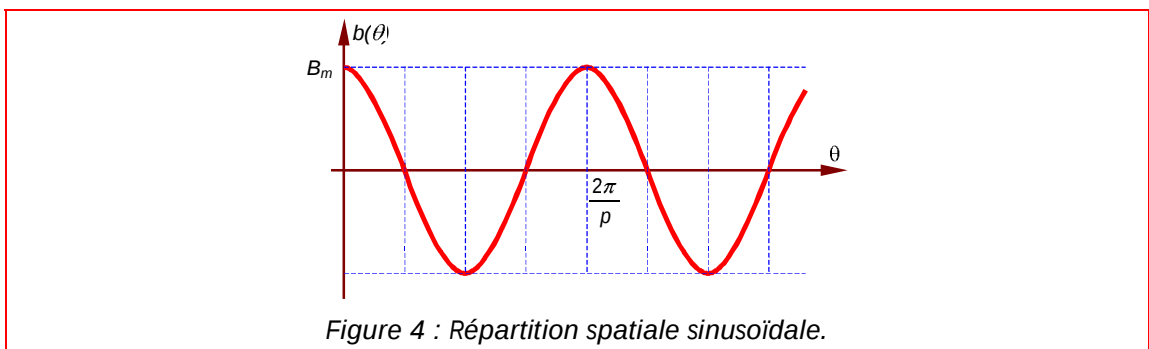


Figure 4 : Répartition spatiale sinusoïdale.

II.2.3. Champ d'induction tournant sinusoïdal

Si le vecteur induction $\vec{B}$ tourne à la vitesse constante ω dans l'entrefer, l'induction dépend à la fois de la position angulaire θ et du temps t :

$$b(\theta, t) = B_m \cdot \cos(p\theta - \omega t)$$

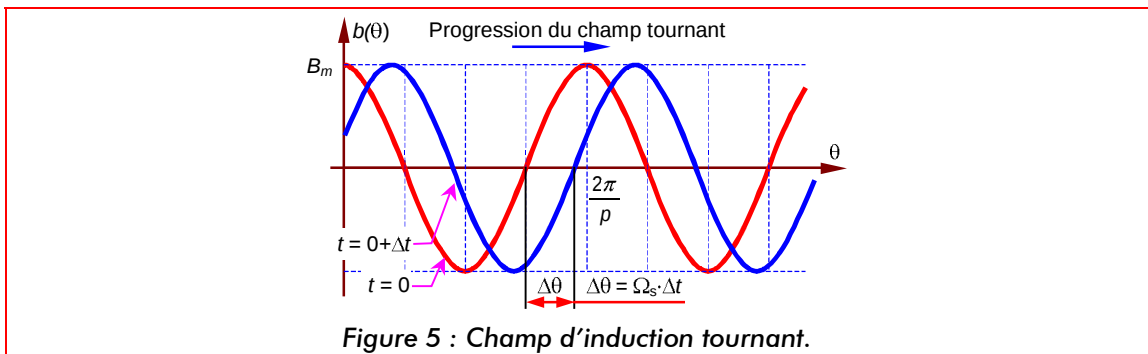
On peut aussi écrire $b(\theta, t)$ sous la forme :

$$b(\theta, t) = B_m \cdot \cos\left[p(\theta - \frac{\omega}{p}t)\right]$$

où $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$ est la pulsation de synchronisme.

Une telle expression de l'induction caractérise un **champ tournant sinusoïdal** : c'est une onde circulaire se propageant à la vitesse Ω_s .

On peut représenter l'induction à différents instants (Figure 5) : on peut imaginer que spatialement l'onde glisse suivant l'axe θ .



Champ progressif / champ régressif

Suivant son sens de propagation, on dit du champ qu'il est :

- progressif (ou direct) si la pulsation ω est positive, c'est-à-dire dans le même sens que θ .
- régressif (ou inverse) si la pulsation ω est négative (sens contraire de θ).

II.3. Réalisation d'un champ tournant

Le champ tournant est réalisé à l'aide des enroulements statoriques. Le but est de s'approcher au mieux d'une fonction sinusoïdale (continûment variable) en organisant la distribution discrète des conducteurs dans les encoches.

II.3.1. Évolution de h dans l'entrefer au voisinage d'un conducteur

Comme le précisait la présentation de la machine élémentaire, les parties magnétiques sont supposées de perméabilité μ_r très élevée, c'est à dire quasi infinie.

De plus, la conservativité du flux du vecteur champ d'induction magnétique permet de la considérer continue au changement de milieu : entre l'entrefer et le stator et entre l'entrefer et le rotor.

Il en résulte que :

$$h_{fer} = \frac{b}{\mu_0 \mu_r} \quad \text{et} \quad h_{air} = \frac{b}{\mu_0}.$$

Avec $\mu_r \rightarrow \infty$, on en déduit que le champ d'excitation h_{fer} est nul.

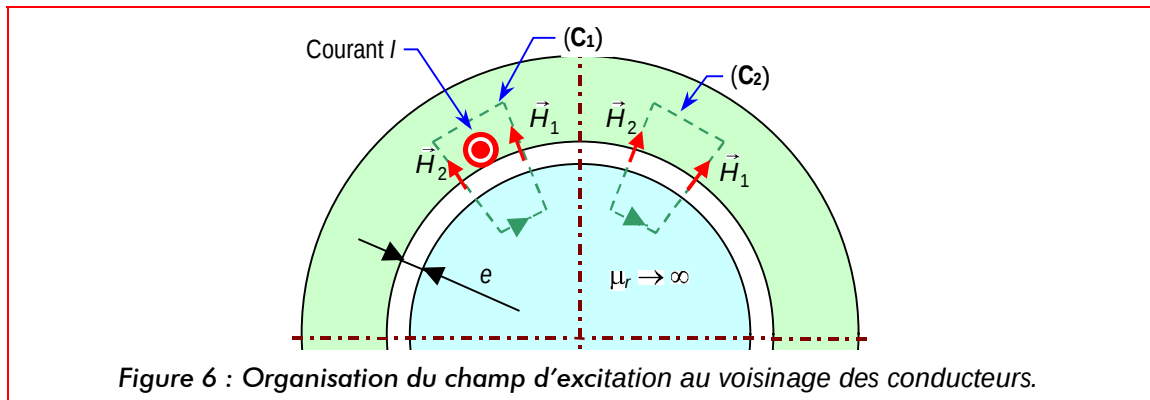


Figure 6 : Organisation du champ d'excitation au voisinage des conducteurs.

En se référant à la Figure 6, on détermine la circulation C_1 du champ d'excitation sur le parcours (C_1), puis on applique le théorème d'Ampère :

$$C_1 = h_1 \cdot e - h_2 \cdot e = I$$

Suivant le signe du courant I , on observe donc une modification du champ d'excitation au voisinage d'un conducteur :

$$h_1 = h_2 + \frac{I}{e}$$

En reprenant cette évaluation en l'absence de conducteur (circulation C_2 de $\vec{H}$ sur le parcours (C_2)), on obtient que le champ est invariant sans conducteur.

Cas d'une spire diamétrale

Cette étude préliminaire permet de tracer l'évolution du champ d'excitation pour une spire diamétrale (Figure 7).

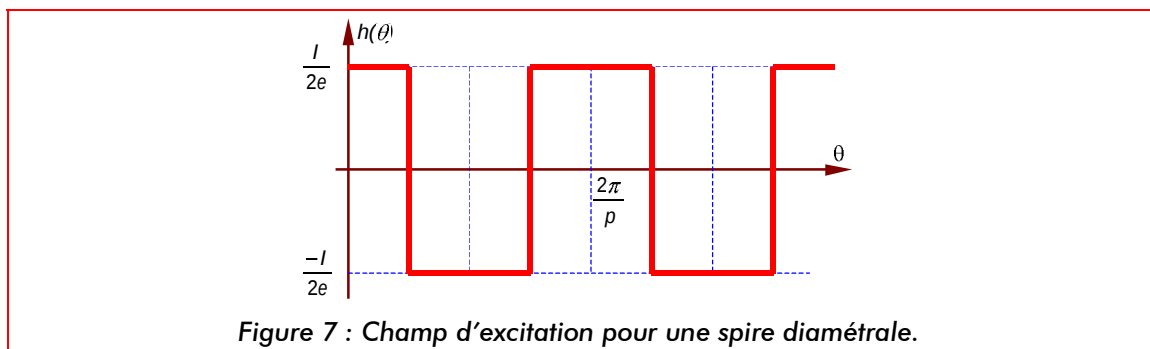


Figure 7 : Champ d'excitation pour une spire diamétrale.

Conclusion

Le champ d'excitation, et par conséquent le champ magnétique, demeurent constants en l'absence de courants. Le champ dans l'entrefer évolue par paliers d'amplitude $\pm \frac{I}{e}$ à chaque passage d'un courant I .

II.3.2. Comportement au voisinage d'un groupe de conducteurs

On réalise maintenant un bobinage diamétral régulier de N spires réparties sur deux arcs d'ouverture angulaire $\frac{\pi}{3}$. Cette configuration correspond à une seule paire de pôles (Figure 8).

Remarque : cette disposition est justifiée par l'utilisation à terme de bobinages triphasés pour réaliser le champ tournant ; chaque enroulement occupe alors un tiers de la périphérie du stator.

On considère donc que $h(\theta)$ est maximal pour $\theta = 0$ ($\vec{H}$ suivant $\vec{x}$) et minimal pour $\theta = \pi$ ($\vec{H}$ suivant $-\vec{x}$).

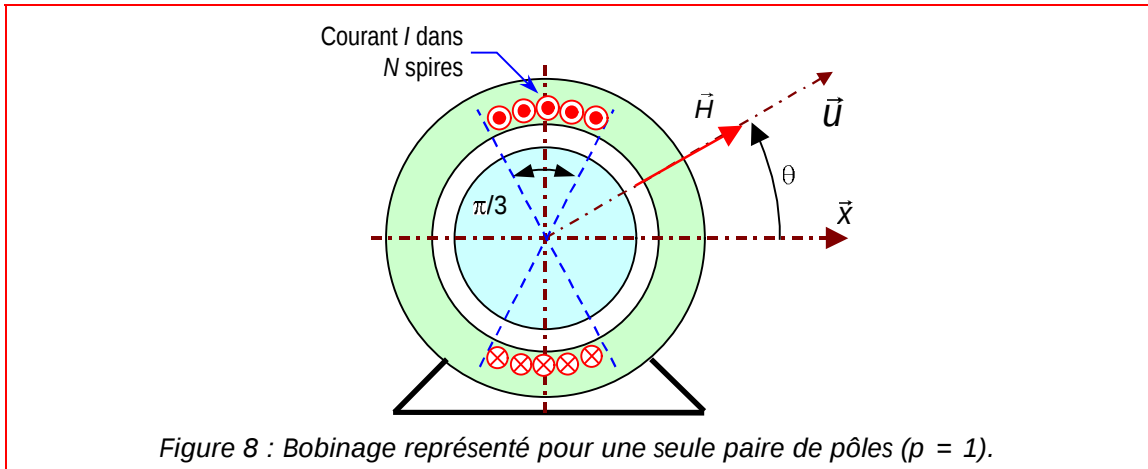


Figure 8 : Bobinage représenté pour une seule paire de pôles ($p = 1$).

Le principe est le même : au passage d'un conducteur on observe un saut de h_θ d'amplitude $\pm \frac{I}{e}$. On peut donc tracer l'évolution de $h(\theta)$ représentée à la Figure 9.

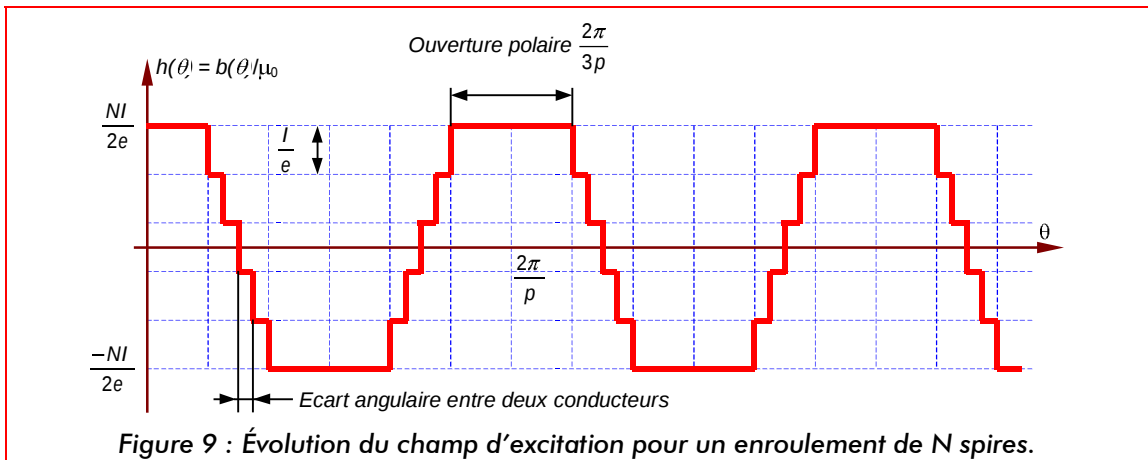


Figure 9 : Évolution du champ d'excitation pour un enroulement de N spires.

Conclusion intermédiaire

Le champ résultant est de forme trapézoïdale. Sa décomposition harmonique (série de Fourier) laisse apparaître un fondamental dont on favorisera l'amplitude. Pour réduire les harmoniques, on agit sur le nombre de conducteurs et leur répartition dans les encoches. C'est ce qui permet de s'approcher d'un champ purement sinusoïdal.

Expression sinusoïdale de $h(\theta)$ pour p quelconque

Si on assimile le tracé de $h(\theta)$ de la Figure 9 à une sinusoïde, son amplitude est la moitié de l'amplitude crête à crête du profil trapézoïdal corrigé par le coefficient K de la décomposition en série de Fourier :

$$h(\theta) = \frac{1}{2} \cdot \frac{NI}{e} \cdot K \cdot \cos(p\theta) \quad \text{où l'amplitude est} \quad H_m = \frac{NI}{2e} \cdot K$$

Conclusion

On peut admettre qu'un tel bobinage distribue les courants de manière à créer un champ à répartition spatiale sinusoïdale.

II.3.3. Multiplicité des champs d'induction : théorème de Leblanc

L'enroulement est alimenté par un courant sinusoïdal $i(t) = I\sqrt{2} \cdot \cos \omega t$ (qui se substitue à I).

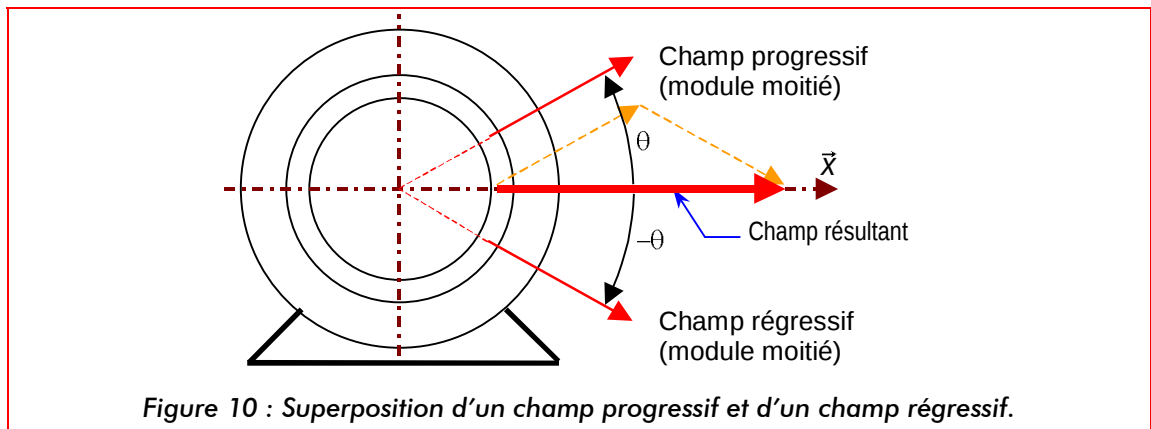
Expression du champ d'excitation dans l'entrefer

$$h(\theta, t) = \frac{N}{2e} \cdot K \cdot \cos(p\theta) \cdot I\sqrt{2} \cos(\omega t), \text{ donc}$$

$$h(\theta, t) = \frac{NI\sqrt{2}}{4e} K \cdot \cos(p\theta - \omega t) + \frac{NI\sqrt{2}}{4e} K \cdot \cos(p\theta + \omega t) = H_m \cdot \cos(p\theta - \omega t) + H_m \cdot \cos(p\theta + \omega t)$$

Cette expression montre que h est la superposition de deux champ tournants (Figure 10) :

- L'un progressif, $h_1(\theta, t) = \frac{NI\sqrt{2}}{4e} K \cdot \cos(p\theta - \omega t)$
- L'autre régressif $h_2(\theta, t) = \frac{NI\sqrt{2}}{4e} K \cdot \cos(p\theta + \omega t)$.



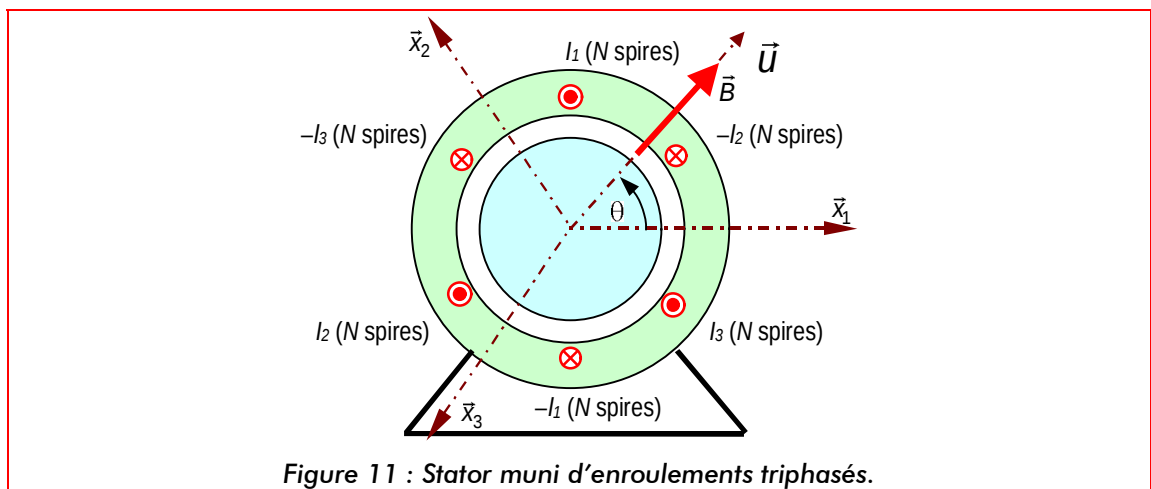
Conclusion

Un enroulement unique alimenté par un courant sinusoïdal crée dans l'entrefer deux champs tournants en sens opposés à la vitesse de synchronisme Ω_s .

Remarque : cette propriété rend particulière la mise en œuvre de MAS monophasées car aucun champ tournant n'est privilégié par le rotor pour sa mise en mouvement.

II.3.4. Réalisation du champ tournant avec un bobinage triphasé

Un enroulement monophasé ne permet pas un champ tournant unique. On a alors recours à trois enroulements identiques au précédent disposés régulièrement sur le pourtour du stator : il s'agit de bobinages triphasés. Pour simplifier, la Figure 11 les représente pour une seule spire.



En généralisant à $2p$ pôles, les axes $(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3)$ sont déphasés de $\frac{2\pi}{3 \cdot p}$.

Chaque bobinage crée donc son champ à répartition spatiale sinusoïdale. Les trois sont déphasés mutuellement de $\frac{2\pi}{3 \cdot p}$.

L'ensemble est alimenté par un réseau de trois courants triphasés équilibrés :

$$\begin{cases} i_1(t) = I\sqrt{2} \cdot \cos(\omega t) \\ i_2(t) = I\sqrt{2} \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_3(t) = I\sqrt{2} \cdot \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

Champ d'excitation dans l'entrefer

Les trois champs d'excitation ont pour module :

$$\begin{cases} h_1(\theta, t) = H_m \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos(p\theta) \\ h_2(\theta, t) = H_m \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \cdot \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ h_3(\theta, t) = H_m \cdot \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \cdot \cos(p\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

Le champ résultant est la superposition des trois : $h(\theta, t) = h_1(\theta, t) + h_2(\theta, t) + h_3(\theta, t)$

En développant les calculs :

$$h(\theta, t) = H_m [\cos(\omega t) \cdot \cos(p\theta) + \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \cdot \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \cdot \cos(p\theta - \frac{4\pi}{3})]$$

$$h(\theta, t) = \frac{H_m}{2} [\cos(p\theta + \omega t) + \cos(p\theta - \omega t) + \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3} + \omega t - \frac{2\pi}{3}) + \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3} - \omega t + \frac{2\pi}{3}) + \cos(p\theta - \frac{4\pi}{3} + \omega t - \frac{4\pi}{3}) + \cos(p\theta - \frac{4\pi}{3} - \omega t + \frac{4\pi}{3})]$$

Soit :

$$h(\theta, t) = \frac{H_m}{2} [3\cos(p\theta - \omega t) + \cos(p\theta + \omega t) + \cos(p\theta + \omega t - \frac{4\pi}{3}) + \cos(p\theta + \omega t - \frac{8\pi}{3})]$$

Or le terme $\cos(p\theta + \omega t) + \cos(p\theta + \omega t - \frac{4\pi}{3}) + \cos(p\theta + \omega t - \frac{8\pi}{3})$ est nul, donc :

$$h(\theta, t) = \frac{3}{2} H_m \cos(p\theta - \omega t)$$

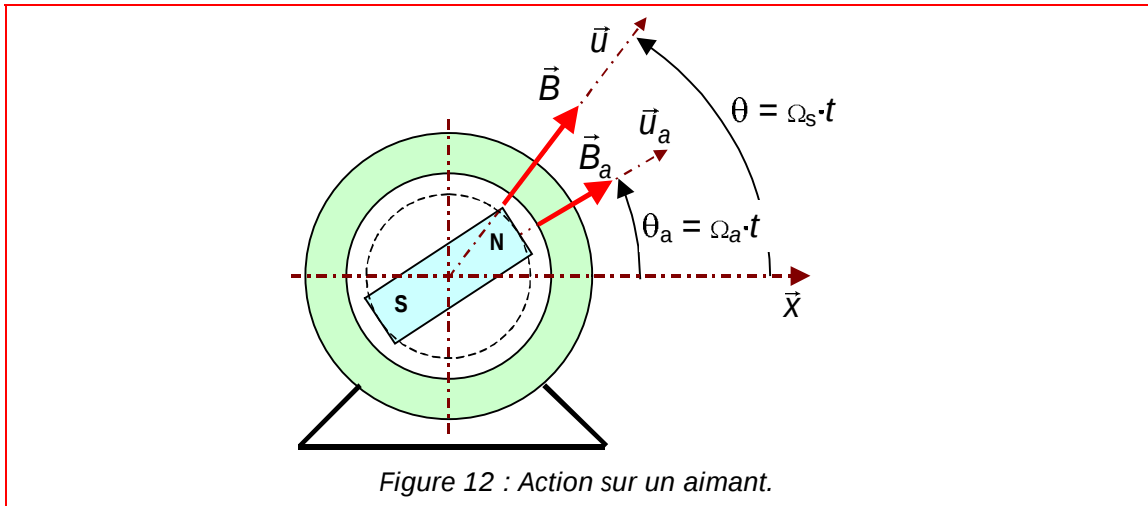
Conclusion : théorème de Ferraris

Trois enroulements constituant p paires de pôles dont les axes sont déphasés de $\frac{2\pi}{3 \cdot p}$, alimentés par un réseau triphasé équilibré de pulsation ω et créant chacun une induction à répartition spatiale sinusoïdale génèrent un champ tournant de pulsation $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$.

II.4. Deux applications des champs tournants

II.4.1. Action sur un aimant

Un aimant permanent d'axe $\vec{u}_a$ tournant à la vitesse Ω_a constitue le rotor d'une machine dont l'entrefer est le siège d'un champ tournant d'axe $\vec{u}$, de module B , à la vitesse Ω_s conformément à la Figure 12. La différence des vitesses provoque un écart angulaire : $\delta = \theta - \theta_a = (\Omega_s - \Omega_a) \cdot t$



Fonctionnement

Un moment magnétique résulte des deux inductions : $\vec{M} = \vec{B} \wedge \vec{B}_a$.

Ce qui s'exprime par :

$$\vec{M} = -B \cdot B_a \cdot \sin \delta \cdot \vec{z}$$

On distingue donc deux cas :

- Si $\Omega_a = \Omega_s$, alors δ est constant, d'où $|\vec{M}| = B \cdot B_a \cdot \sin \delta$. Ce moment est maximal pour $\delta = \frac{\pi}{2} [\pi]$, il existe donc un couple moteur qui peut entraîner une charge mécanique ;
- Si $\Omega_a \neq \Omega_s$, alors $\langle \sin \delta \rangle = \langle \sin[(\Omega_s - \Omega_a) \cdot t] \rangle = 0$, donc le couple $\vec{M}$ est toujours nul.

Conclusion

Cette machine fonctionne en tournant toujours à la vitesse de synchronisme : on a réalisé une machine synchrone (MS).

Remarque : cette machine ne fera l'objet d'aucune étude particulière (hors programme en TSI).

II.4.2. Action sur une spire en court-circuit

On place à présent sur le rotor une spire conductrice d'axe $\vec{u}_{sp}$ en court-circuit (Figure 13).

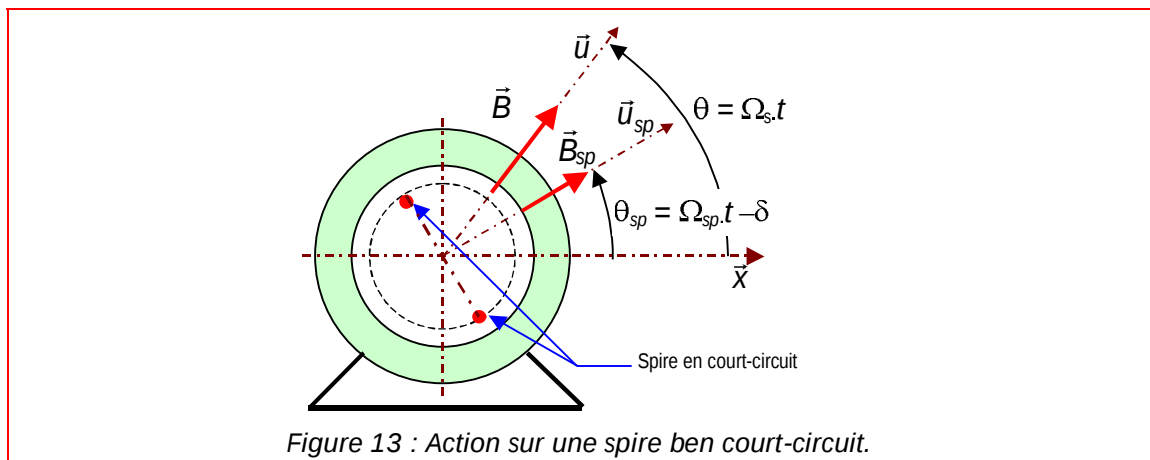


Figure 13 : Action sur une spire ben court-circuit.

Fonctionnement qualitatif de l'ensemble

- Le champ tournant est une grandeur magnétique variable dans le temps ;
- création d'une f.e.m. induite dans la spire ;
- puisqu'elle est en court-circuit, un courant (induit) y prend naissance ;
- ce courant crée une induction normale à la spire $\vec{B}_{sp}$;
- il en résulte un moment magnétique $\vec{M}$ qui entraîne le rotor en rotation ;
- la vitesse Ω_{sp} augmente et tend à rejoindre Ω_s ;
- si $\Omega_{sp} = \Omega_s$, l'effet induit disparaît, le moment et l'entraînement du rotor aussi ;
- le rotor ralenti et l'effet induit reprend ;
- en conséquence, un équilibre s'établit de manière à ce que $\Omega_{sp} < \Omega_s$.

Conclusion

Le rotor de cette machine tourne naturellement à une vitesse légèrement inférieure à celle du synchronisme. C'est pourquoi on l'appelle machine asynchrone (MAS).

II.5. Bilan

Un champ tournant a donc été mis en place au stator. Parmi ses deux applications, la machine asynchrone fera désormais l'objet d'une étude plus approfondie.

Après le principe, on s'attache maintenant à décrire la constitution technologique de la MAS.

III. Constitution d'une machine asynchrone industrielle

III.1. Le stator

Cette partie fixe (comme son nom l'indique !) de la machine crée le champ tournant. Elle est organisée en un circuit magnétique circulaire et creux. Sur la périphérie intérieure des encoches sont aménagées pour recevoir les enroulements du bobinage. Aucun élément n'est saillant, les pôles sont lisses.

Son alimentation peut être effectuée directement par le réseau industriel triphasé ou par le biais d'un convertisseur d'énergie adapté pour permettre une variation de vitesse. Cette partie sera abordée ultérieurement.

Les enroulements statoriques sont libres de couplage (Figure 14). Chacune est accessible par ses deux bornes de connexion.

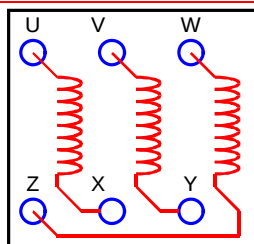


Figure 14 : Plaque à bornes statorique.

La disposition physique en deux rangées de trois bornes permet d'effectuer de manière aisée le couplage des enroulements : interconnexion de X, Y et Z et alimentation par U, V et W en étoile (Figure 15) ou interconnexion et alimentation par les liaisons U-Z, V-X et W-Y pour le couplage triangle (Figure 16).

C'est aussi ce repérage qui est noté sur le symbole de la machine (Figure 17).

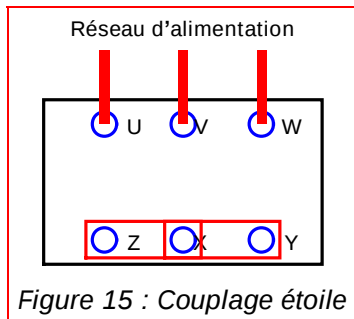


Figure 15 : Couplage étoile

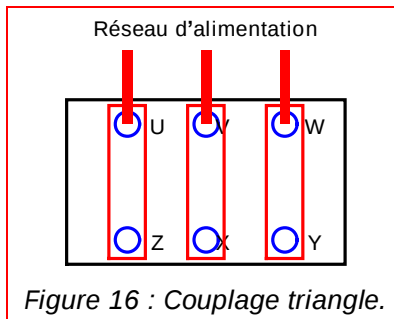


Figure 16 : Couplage triangle.

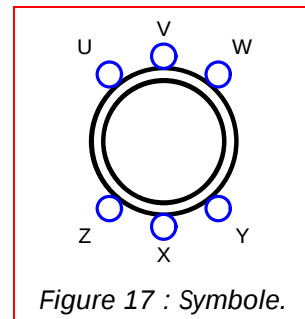


Figure 17 : Symbole.

Les grandeurs électriques sont variables, elles induisent donc des grandeurs magnétiques variables. Pour minimiser les pertes fer, le circuit magnétique est feuilleté par empilement de tôles d'acier au silicium laminées à chaud (Voir cours « les circuits magnétiques en régime sinusoïdal »).

Le stator est fixé sur une carcasse moulée ou mécano-soudée dont les seules qualités retenues sont mécaniques (manutention, fixation, robustesse, etc.) et fonctionnelles (accessibilité des liaisons électriques).

III.2. L'entrefer

Cette partie amagnétique (c'est de l'air !) est d'épaisseur la plus faible possible (de l'ordre du millimètre). Cette caractéristique appelle plusieurs remarques :

- l'épaisseur réduite rend la taille de l'entrefer sensible aux variations dues aux encoches statoriques. Ceci crée des harmoniques dites d'encoches. Pour les réduire, les encoches sont fermées par des cales magnétiques qui maintiennent le bobinage.
- sur les machines volumineuses, une si faible épaisseur impose peu de fléchissement de la partie centrale. Il doit en être tenu compte dans le dimensionnement mécanique.

III.3. Le rotor

C'est par le rotor, la partie mobile, que la machine asynchrone se distingue de l'autre machine triphasée, la machine synchrone. De manière générale, le rotor est le siège de grandeurs électromagnétiques variables. Pour limiter les pertes, le circuit magnétique sera donc feuilleté.

Les enroulements rotoriques sont toujours en court-circuit. Les différentes propriétés du circuit électrique seront développées dans la partie relative à la modélisation de la MAS. Mais d'ores et déjà, suivant les caractéristiques électromécaniques que l'on souhaite obtenir, on développe des rotors à cage ou bobinés.

III.3.1. Rotor de machine asynchrone à cage

La partie électrique du rotor est constituée de barres conductrices en cuivre placées dans les encoches rotoriques. Elle sont mises en court circuit permanent par deux anneaux de court-circuit sortis de part et d'autre du rotor (**Figure 18**).

Un autre procédé de fabrication consiste à mouler le circuit électrique rotorique en coulant de l'aluminium dans les encoches fermées aménagées dans le circuit magnétique. L'intérêt essentiel de ce procédé est la grande robustesse du rotor, une fabrication aisée et un faible coût de réalisation pour des machines sans pratiquement aucun entretien. De plus, pour éviter les harmoniques d'encoches rotoriques, les conducteurs sont inclinés par rapport à l'axe du rotor (**Figure 19**).

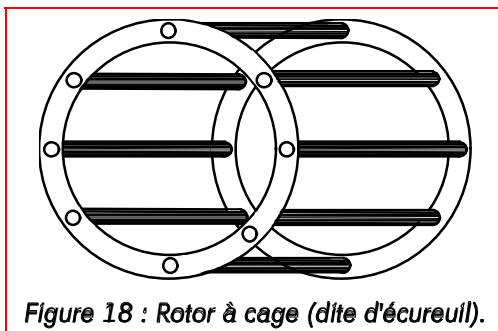


Figure 18 : Rotor à cage (dite d'écureuil).

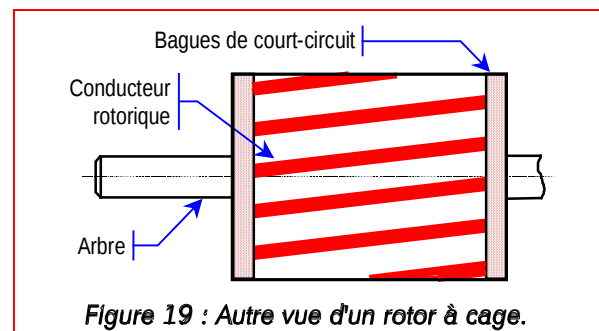


Figure 19 : Autre vue d'un rotor à cage.

La vue éclatée de la Figure 20 permet d'apprécier l'organisation générale de la machine.

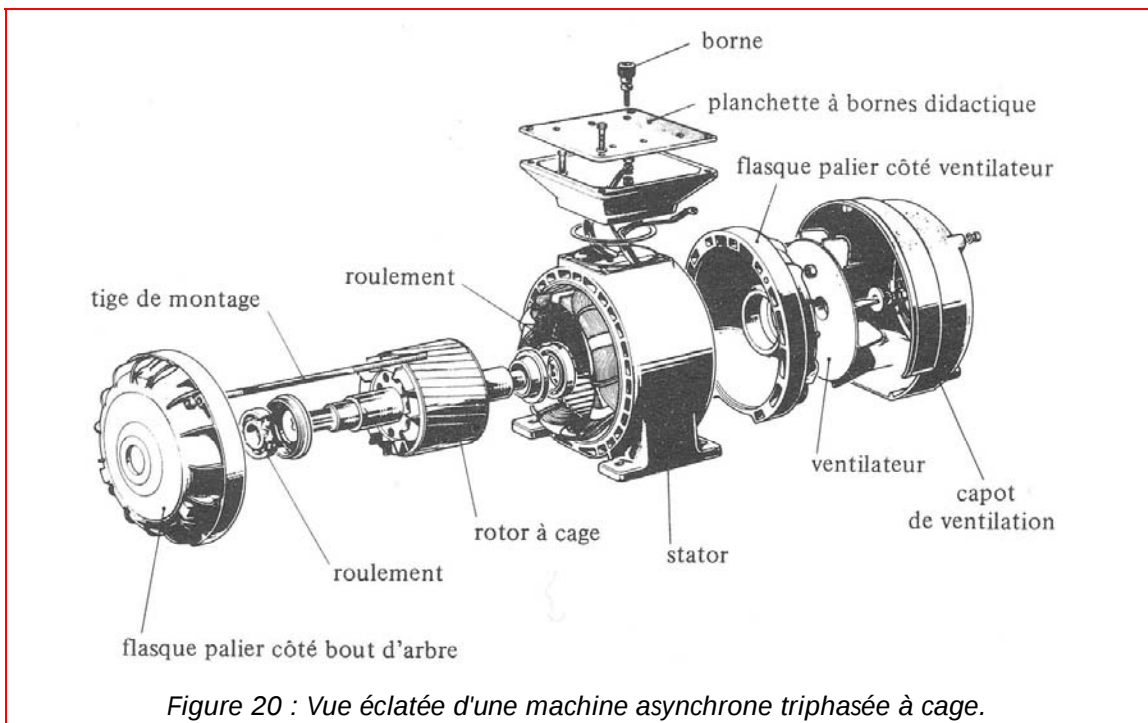


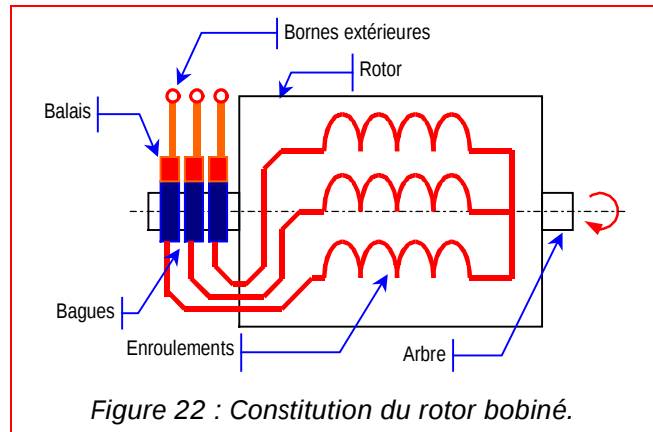
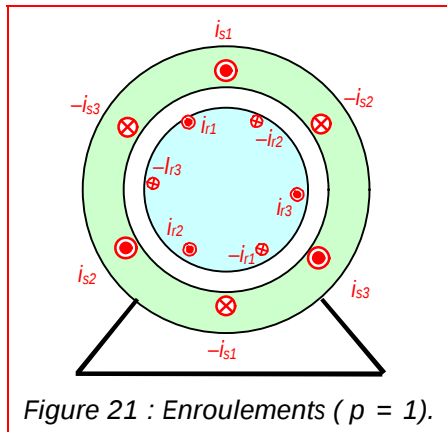
Figure 20 : Vue éclatée d'une machine asynchrone triphasée à cage.

III.3.2. Machine asynchrone à rotor bobiné (ou à bagues)

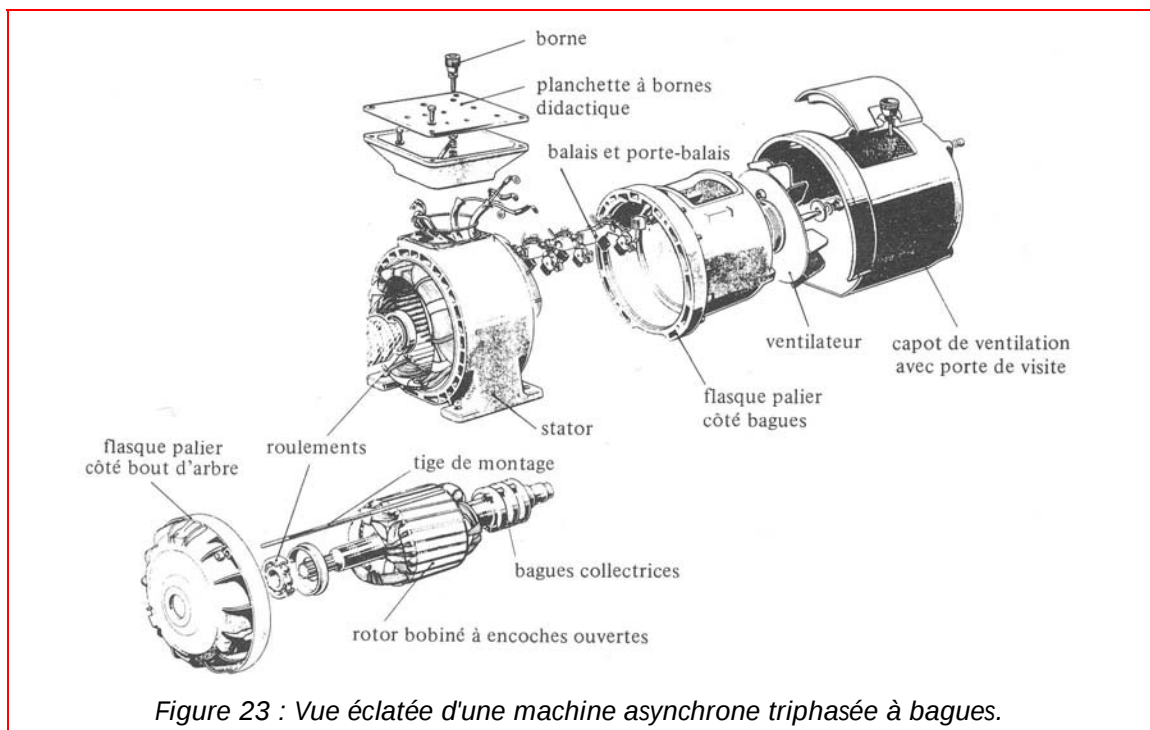
Le rotor est bobiné de manière à obtenir aussi p paires de pôles. Mais à la différence du rotor à cage, il est facile de choisir un nombre de spires par enroulement différent (Figure 21)

Le rotor est mis en court-circuit par l'extérieur au travers de trois bornes liées électriquement par des contacts glissants appelés bagues réalisées en laiton sur lesquelles s'appliquent des balais de graphite.

Les trois enroulements rotoriques sont couplés en étoile à l'intérieur de la machine (Figure 22).



La vue éclatée de la Figure 23 permet d'apprécier l'organisation générale de la machine.



IV. Conclusion

La mise en place du champ tournant et de son application dans la MAS permettent d'aborder la partie suivante : « Machine asynchrone triphasée : modélisation ».

V. Bibliographie

- [1] Séguier Guy et Nottelet Francis. Électrotechnique industrielle. Tec et doc (Lavoisier). 1982.
- [2] Jean Bonal. Entraînements à vitesse variable. Prométhée — Groupe Schneider. Tec et doc (Lavoisier). 1982.
- [3][4] J. Chatelain. Machines électriques. Tomes 1 et 2. T3E. Dunod. 1983.

Machine asynchrone triphasée : modélisation

*«Il n'y a pas de grandeur pour qui veut grandir. Il n'y a pas de modèle pour qui cherche ce qu'il n'a jamais vu.»
Paul Eluard in « l'Évidence poétique »*

Résumé

Après avoir établi le principe et la réalisation d'une MAS, ce document s'intéresse à la mise en place d'un modèle électrique satisfaisant afin de l'exploiter dans un contexte industriel.

La recherche du schéma électrique équivalent commence par la mise en place de l'expression de la tension induite statorique puis, par analogie, de la tension rotorique. Ceci conduit à établir leur rapport pour mettre en évidence le comportement d'un transformateur singulier. En effet, la fréquence de la tension rotorique dépend du paramètre cinématique « glissement » qui traduit la variation relative des vitesses du champ tournant statorique et du rotor. Se basant sur cette analogie, un premier schéma équivalent est mis en évidence où interviennent les imperfections, tant magnétiques qu'électriques.

Après les tensions, une étude du rapport de transformation en courant montre qu'il n'est pas l'inverse de celui en tension. Cette constatation met en lumière la singularité du transformateur précédemment introduit. Pour approfondir la modélisation, on s'attache à évaluer les puissances mises en jeu. C'est l'occasion de montrer que la puissance électrique n'est pas transmise intégralement, laissant apparaître une puissance électromagnétique qui traduit la conversion électromécanique. Le modèle est alors enrichi pour tenir compte de cette puissance active au travers d'une résistance.

Pour en terminer avec le schéma équivalent, il évolue afin d'être plus pratique. Le nouveau modèle utilise une représentation mono fréquentielle par passage des éléments rotoriques au stator (on s'inspire en fait de la représentation équivalente au primaire d'un transformateur). Le couple électromécanique peut alors être exprimé, tant mécaniquement, qu'électriquement pour traduire le comportement électromécanique de la machine.

La caractéristique de couple est ensuite étudiée. Elle laisse apparaître un fonctionnement deux quadrants par changement de signe du couple. L'extension à quatre quadrants est immédiate par inversion de la vitesse de rotation à l'aide d'un champ tournant inverse (échange de deux phases). La caractéristique laisse apparaître des extrema pour des glissements proches du synchronisme mais aussi une zone de fonctionnement quasi-linéaire. Cette exploitation offre l'occasion d'observer les moyens de faire varier la vitesse de rotation par modification de la tension efficace statorique, d'une part, et de la résistance rotorique, d'autre part (les autres moyens étant abordés dans la troisième partie).

Pour terminer les méthodes expérimentales pour relever les éléments du schéma équivalent sont décrites. Le premier est orienté « laboratoire » : un essai préliminaire, un essai au synchronisme et un à rotor bloqué sous tension réduite. Le second fait appel au relevé du couple de démarrage, maximal et du glissement correspondant. Associé à la connaissance du courant statorique nominal, tous les paramètres peuvent être déterminés.

I. Introduction.....	3
II. Schéma électrique équivalent.....	3
II.1. Rapport de transformation en tension	3
II.1.1. Tension induite au stator par le champ tournant	3
II.1.2. Tension induite au rotor par le champ tournant	4
II.1.3. Rapport de transformation en tension (et en fréquence)	5
II.2. Schéma équivalent par phase de la machine asynchrone réelle.....	6
II.3. Représentation des puissances : problème posé par la puissance active	7
II.3.1. Rapport de transformation en courant	7
II.3.2. Modélisation de la puissance active	7
II.4. Évolution du schéma équivalent	8
II.5. Dernière évolution : schéma équivalent sans transformateur	9
II.6. Bilan des puissances actives	9
III. Expression et étude du couple électromagnétique	10
III.1. Vision « mécanicienne » : puissances et grandeurs mécaniques	10
III.2. Vision « électrique » : expression du couple	10
III.3. Étude de la caractéristique de couple	11
III.3.1. Couple fonction du glissement : $C_{em}(g)$	11
III.3.2. Couple fonction de la vitesse rotorique : $C_{em}(\Omega_r)$	11
III.3.3. Comportement au démarrage	12
III.3.4. Au-delà du synchronisme : fonctionnement en génératrice hypersynchrone	12
III.3.5. Conclusion	12
III.4. Facteurs modifiant la caractéristique de couple — Applications.....	12
III.4.1. Influence de la tension efficace statorique.....	12
III.4.1.1. Mise en évidence du comportement	12
III.4.1.2. Applications au démarrage	13
III.4.1.2.1. Démarrage étoile-triangle	13
III.4.1.2.2. Démarrage par gradateur	13
III.4.2. Influence de la résistance rotorique	14
IV. Détermination expérimentale du schéma équivalent	15
IV.1. Méthode en laboratoire	15
IV.1.1. Essai préliminaire : relevé de p et de m	15
IV.1.1.1. Les pôles ($2p$).....	15
IV.1.1.2. Essai à rotor ouvert	15
IV.1.2. Essai au synchronisme ($g=0$) : R_μ et L_μ	15
IV.1.2.1. Schéma de l'essai	16
IV.1.2.2. Exploitation des mesures	16
IV.1.3. Essai à rotor bloqué ($g = 1$) : R'_2 et L'_2	16
IV.1.3.1. Schéma de l'essai	16
IV.1.3.2. Exploitation des mesures	16
IV.2. Méthode industrielle	17
V. Conclusion	17
VI. Bibliographie	17

I. Introduction

Le document « Machine asynchrone : principe, fonctionnement et structure interne » établissait le principe et la réalisation d'un champ tournant à partir d'un réseau triphasé. Deux applications aux machines tournantes furent alors évoquées. Parmi celles-ci, la machine asynchrone recueillit une attention particulière pour développer des éléments sur sa structure technologique.

Mais pour assurer la meilleure mise en œuvre de cet actionneur dans un contexte industriel, il est essentiel d'effectuer sa mise en équation afin d'en établir un modèle électrique équivalent satisfaisant. C'est l'objet de ce document.

II. Schéma électrique équivalent

Pour établir un schéma électrocinétique équivalent des enroulements statoriques et rotoriques, il faut se baser sur les lois de base de l'électromagnétisme. On utilise les symétries des enroulements et du réseau d'alimentation triphasé pour ne s'intéresser qu'à un modèle équivalent monophasé ramené à une seule phase de la machine.

Sur cette base, l'écriture du comportement de la machine tant sur le plan électrique qu'électromécanique est possible.

On s'appuiera sur une MAS qui possède p paires de pôles.

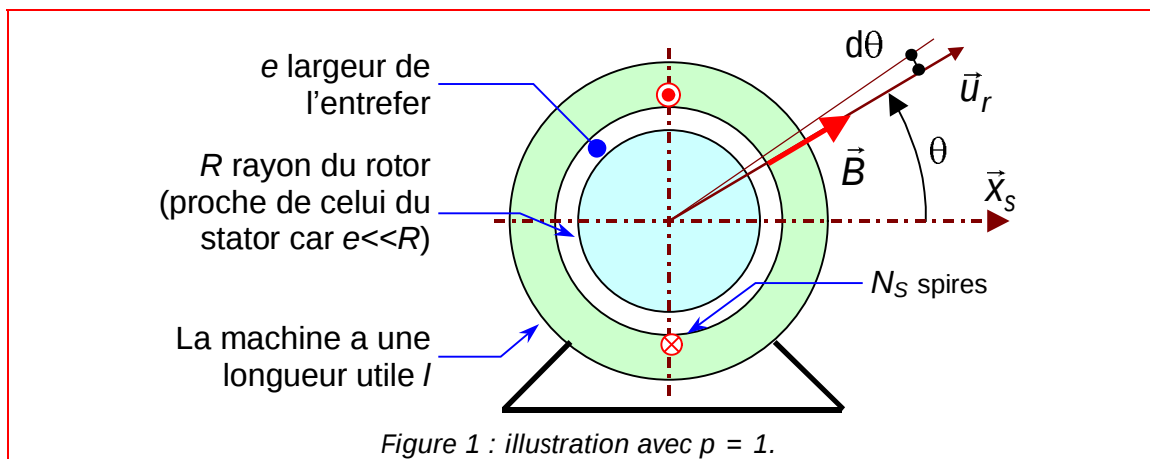
II.1. Rapport de transformation en tension

II.1.1. Tension induite au stator par le champ tournant

L'entrefer de la MAS est le siège d'une induction tournante sinusoïdale :

$$b(\theta, t) = B_m \cdot \cos[p(\theta - \Omega_s t)]$$

Pour atténuer le développement des calculs, on suppose que l'enroulement comporte N_s spires ponctuelles (Figure 1). D'autre part, cette figure représente la MAS avec une seule paire de pôles ($p = 1$), mais le calcul sera mené pour p quelconque. Dans ces conditions, l'enroulement occupe un arc angulaire π/p .



On évalue l'influence électromagnétique des enroulements en déterminant la force électromotrice $v_s(t)$ induite par ce champ dans cet enroulement statorique à N_s spires. L'entrefer d'épaisseur e est très faible vis-à-vis du rayon intérieur du stator R , si bien que le rotor de longueur l a même rayon.

Détermination de l'expression du flux $\phi_s(t)$ sous un pôle

$$\left. \begin{array}{l} d\phi_s = b(\theta, t) \cdot dS \\ b(\theta, t) = B_m \cdot \cos[p(\theta - \Omega_s t)] \\ dS = R \cdot l \cdot d\theta \end{array} \right\} \text{ donc } d\phi_s = \Phi_m \cdot \cos[p(\theta - \Omega_s t)] \cdot d\theta \text{ avec } \Phi_m = B_m \cdot R \cdot l$$

Le flux sous un pôle est obtenu en parcourant l'arc polaire :

$$\phi_s(t) = \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \Phi_m \cdot \cos[p(\theta - \Omega_s t)] \cdot d\theta = 2 \frac{\Phi_m}{p} \cdot \cos(p\Omega_s t)$$

D'où l'expression du flux sous un pôle :

$$\phi_s(t) = 2 \frac{B_m \cdot R \cdot l}{p} \cdot \cos(p\Omega_s t) \quad \text{ou} \quad \phi_s(t) = 2 \frac{B_m \cdot R \cdot l}{p} \cdot \cos(\omega \cdot t)$$

Expression de la tension statorique induite $v_s(t)$

En considérant le flux $\phi_s(t)$ du champ tournant à travers l'enroulement, la loi de Faraday

$$v_s(t) = N_s \frac{d\phi_s}{dt}$$

permet d'écrire :

$$v_s(t) = -2N_s \frac{\omega}{p} B_m \cdot R \cdot l \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad \text{ou} \quad v_s(t) = -2N_s \cdot B_m \cdot R \cdot l \cdot \Omega_s \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

Conclusion

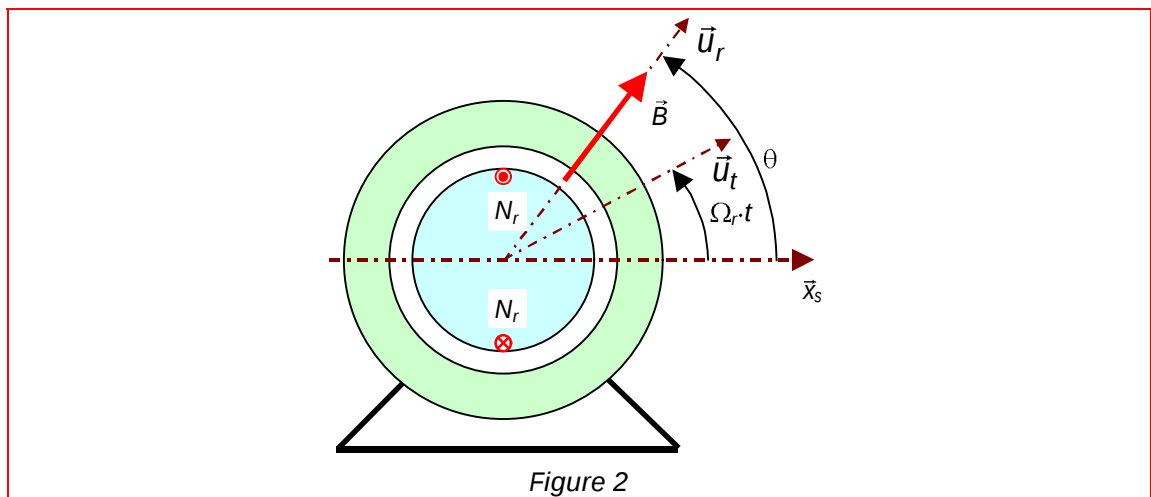
La force électromotrice statorique induite par le champ tournant est une tension sinusoïdale :

- de fréquence f telle que $f = p \frac{\Omega_s}{2\pi} = \frac{\omega}{2\pi}$ (ω est la pulsation du réseau d'alimentation).
La fréquence de la tension statorique est identique à celle du réseau d'alimentation ;
- de valeur efficace V_s telle que $V_s = 2\sqrt{2}\pi \cdot N_s \cdot B_m \cdot R \cdot l \cdot \frac{f}{p}$.

Cette relation rappelle celle de Boucherot.

II.1.2. Tension induite au rotor par le champ tournant

On détermine maintenant la force électromotrice $v_r(t)$ induite par le champ dans un enroulement rotorique supposé ponctuel de N_r spires.



En considérant la variation du flux $\phi_r(t)$ du champ tournant à travers l'enroulement, grâce à la loi de Faraday la tension $v_r(t)$ s'écrit :

$$v_r(t) = N_r \cdot \frac{d\phi_r(t)}{dt}$$

La seule différence par rapport au calcul précédent provient du fait que le rotor tourne à la pulsation Ω_r .

En conséquence, relativement au rotor, le champ tourne donc à une pulsation $(\Omega_s - \Omega_r)$.

Expression du champ rotorique

$$d\phi_r = \Phi_m \cos[p\theta - p(\Omega_r - \Omega_s)t] \cdot d\theta \text{ avec } \Phi_m = B_m \cdot R \cdot I \text{ (inchangé)}$$

En intégrant sous un pôle rotorique, on obtient l'expression du flux :

$$\phi(t) = 2 \frac{B_m \cdot R \cdot I}{p} \cos[p(\Omega_s - \Omega_r)t]$$

Que l'on ramène à la vitesse du champ tournant :

$$\phi(t) = 2 \frac{B_m \cdot R \cdot I}{p} \cos[p\Omega_s \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} t]$$

On voit apparaître le coefficient $g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$ (sans unité), appelé glissement.

Cette grandeur permet d'exprimer les grandeurs rotoriques en déplaçant la fréquence des phénomènes comme s'il s'agissait d'un changement de repère.

En prenant à la pulsation du réseau d'alimentation, on obtient alors l'expression finale du champ rotorique :

$$\phi(t) = 2 \frac{B_m \cdot R \cdot I}{p} \cos[g \cdot \omega \cdot t]$$

Expression de $v_r(t)$

Le calcul est identique au cas précédent, en remplaçant N_s par N_r .

$$v_r(t) = -2 \cdot N_r \cdot g \cdot \Omega_s \cdot B_m \cdot R \cdot I \cdot \sin(g \cdot \omega \cdot t)$$

Conclusion

La force électromotrice induite par le champ tournant dans un enroulement rotorique est une tension sinusoïdale :

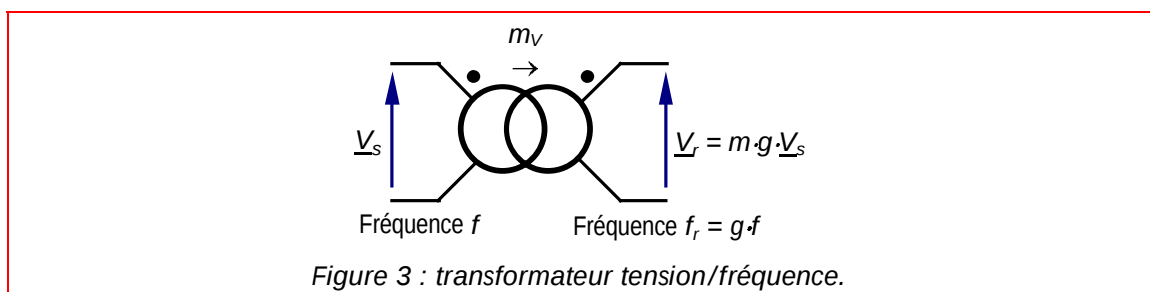
- de fréquence f_r (r pour rotorique) : $f_r = g \cdot f$;
- de valeur efficace V_r telle que $V_r = 2\sqrt{2}\pi \cdot N_r \cdot B_m \cdot R \cdot I \cdot g \cdot \frac{f}{p}$.

II.1.3. Rapport de transformation en tension (et en fréquence)

Les déterminations précédentes montrent des tensions statoriques et rotoriques similaires. Elles sont dans le rapport $g \cdot \frac{N_r}{N_s}$. Les fréquences au stator (f) et au rotor (f_r) sont différentes : $f_r = g \cdot f$.

Ces constatations conduisent à une machine se comportant comme un transformateur dont les caractéristiques sont les suivantes (Figure 3) :

- rapport de transformation en tension : $m_v = \frac{V_r}{V_s} = g \frac{N_r}{N_s} = m \cdot g$ avec $m = \frac{N_r}{N_s}$;
- rapport de transformation en fréquence : $g = \frac{f_r}{f}$.

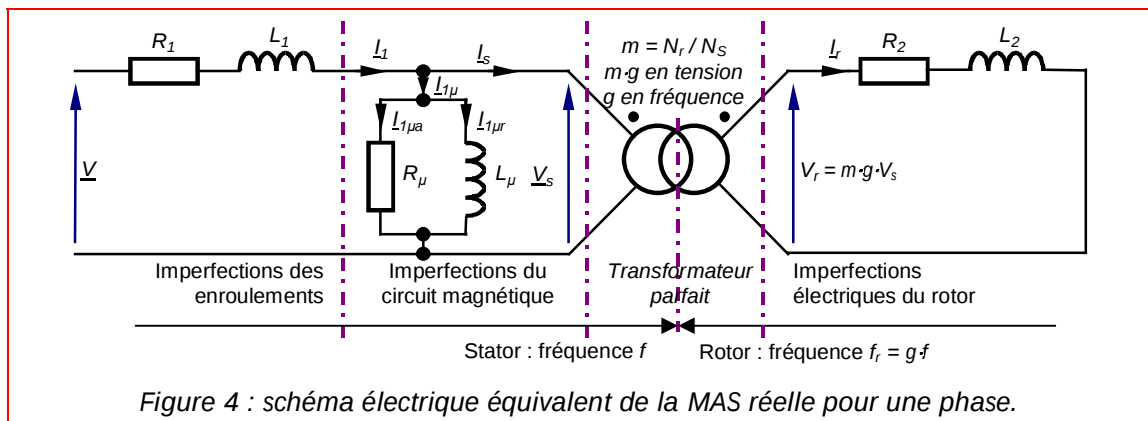


A l'issue de cette étude, on peut envisager le schéma équivalent de la MAS pour chaque phase.

II.2. Schéma équivalent par phase de la machine asynchrone réelle

La vision d'une phase statorique de la MAS, décrite au paragraphe §II.1.3, précisait le fonctionnement d'une MAS parfaite basé sur un transformateur parfait.

Les informations relatives au transformateur, et en particulier ses imperfections, permettent d'établir le schéma équivalent électrique de la MAS réelle présenté à la Figure 4.



La connaissance du transformateur associé aux informations établies précédemment permettent de décrire plus précisément les différents éléments du schéma équivalent :

- La résistance R_μ symbolise les pertes fer dans le rotor de la MAS* ;
- L'inductance L_μ est l'inductance magnétisante du circuit magnétique ;
- La résistance R_1 est celle propre à chacun des enroulements statoriques ;
- L'inductance L_1 est celle des fuites des enroulements statoriques**.
- La résistance R_2 est celle du circuit rotorique ;
- L'inductance L_2 est celle des fuites magnétiques du circuit rotorique*** ;

(*)Remarque 1

La présence de l'entrefer dans le circuit magnétique augmente notablement sa réluctance. La valeur de l'inductance magnétisante diminue donc nettement par rapport à celle d'un transformateur classique de puissance équivalente. C'est la raison pour laquelle la réactance $X_\mu = L_\mu \omega$ est souvent beaucoup plus faible que R_μ : on ne tient donc que rarement compte de cette résistance R_μ (résistance considérée infinie vis à vis de X_μ).

Une autre manière de raisonner serait de réaliser l'hypothèse de Kapp comme dans les transformateurs. En fait, cette méthode n'est pas aussi juste car la diminution de X_μ tend à augmenter le courant magnétisant qui crée donc une chute de tension dans R_1 et L_1 non nécessairement négligeable face à la tension délivrée par le réseau d'alimentation.

(**)Remarque 2

Au stator, cette inductance rend compte des toutes les fuites magnétiques : de l'enroulement statorique considéré (même indice), mais aussi des autres enroulements (autres indices) par le biais des inductances mutuelles. C'est pourquoi on la nomme « inductance cyclique des fuites statoriques ». Ce type d'étude n'est pas approfondi car signalé hors programme en classe de TSI.

En fait une analyse plus fine montrerait que l'inductance et la résistance au stator n'ont qu'une influence infime sur le comportement de la machine. En conséquence, R_1 et L_1 seront désormais considérées nulles.

(***)Remarque 3

Au rotor, suivant une analyse similaire, l'inductance L_2 est l'« inductance cyclique des fuites rotoriques ».

II.3. Représentation des puissances : problème posé par la puissance active

La modélisation précédente s'opérait sur une seule phase. On conserve le même découpage pour la puissance : un tiers de la puissance totale fournie à la machine par phase.

II.3.1. Rapport de transformation en courant

Dans une machine parfaite, le théorème d'Ampère indique que le champ d'excitation H_s créé par le stator est compensé à tout instant par le champ rotorique H_r (comme pour un transformateur parfait).

Or, ces champs sont directement proportionnels aux valeurs efficaces des courants dans les enroulements et au nombre de spires de ces enroulements (toujours le même théorème).

Il en résulte que :

$$N_r I_r = N_s I_s \Rightarrow \frac{I_r}{I_s} = \frac{N_s}{N_r} = \frac{1}{m}.$$

Cette relation définit le rapport de transformation en courant :

$$\frac{I_r}{I_s} = \frac{N_s}{N_r} = \frac{1}{m}$$

Ce résultat complète les relations décrivant le transformateur équivalent et peut prendre la forme synthétique de la Figure 5.

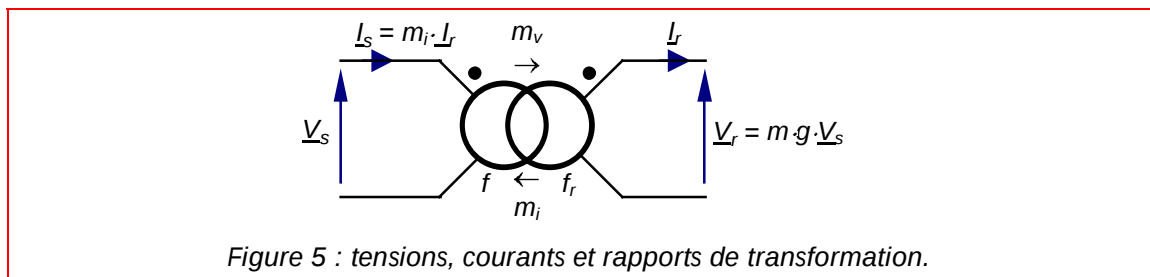


Figure 5 : tensions, courants et rapports de transformation.

II.3.2. Modélisation de la puissance active

Parallèle avec le transformateur parfait

Contrairement au transformateur parfait, on constate que le rapport de transformation de la machine parfaite en tension ($g \cdot m$) et celui en courant ($1/m$) ne sont pas inverses l'un de l'autre.

En d'autres termes, et conformément à la manière d'introduire les différents rapports de transformation dans un transformateur parfait, **il n'y a pas échange total d'énergie** sous forme électrique entre le « primaire » (stator) et le « secondaire » (rotor) de la MAS. Il reste à établir où se localise cette « puissance égarée ».

Transfert électrique

Le raisonnement est adapté en ayant recours à la puissance fournie par le stator (le primaire du transformateur parfait), nommée aussi puissance transmise au rotor P_{tr} :

$$P_{tr} = 3 \cdot V_s \cdot I_s \cdot \cos(\vec{V}_s, \vec{I}_s)$$

Au rotor (le secondaire), la puissance active (dû à l'effet Joule dans R_2) est :

$$P_{jr} = 3 \cdot V_r \cdot I_r \cdot \cos(\vec{V}_r, \vec{I}_r)$$

Or le transformateur est parfait, il ne déphase donc aucune grandeur. Les déphasages rotoriques et statoriques sont identiques. On note alors φ ce déphasage.

Un rapide développement permet d'écrire :

$$P_{jr} = 3 \cdot V_r \cdot I_r \cdot \cos \varphi = 3 \cdot m \cdot g \cdot V_s \cdot \frac{I_s}{m} \cdot \cos \varphi = g \cdot 3 \cdot V_s \cdot I_s \cdot \cos \varphi = g \cdot P_{tr}$$

On en conclut que toute la puissance électrique active au stator n'est pas transmise au rotor par ce transformateur si particulier.

Puissance électromagnétique

La différence entre la puissance au stator et celle au rotor

$$P_{tr} - P_{jr} = (1 - g)P_{tr}$$

traduit le déséquilibre du bilan des puissances.

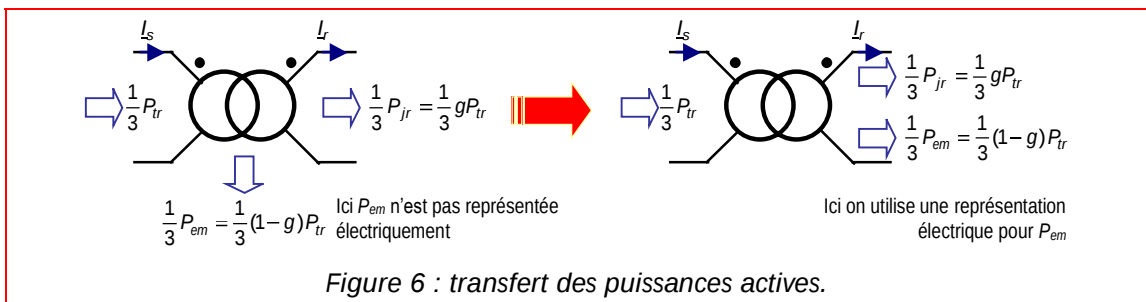
Cette différence est la puissance électromagnétique

$$P_{em} = (1 - g)P_{tr}$$

celle qui anime mécaniquement le rotor et la charge.

II.4. Évolution du schéma équivalent

Le schéma équivalent précédent ne peut modéliser le transfert en puissance car aucun élément électrique ne lui correspond. Il faut donc modifier la localisation des puissance comme montre la **Figure 6** pour traduire les transferts.



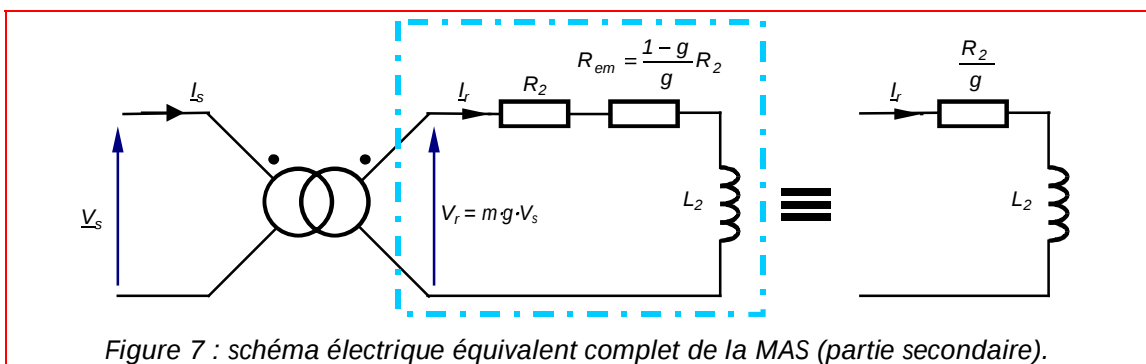
Puisque les puissances mises en jeu sont actives, elles seront représentées par des résistances parcourues par le courant I_2 :

- R_2 pour P_{jr} ;
- R_{em} pour P_{em} .

Les relations sur les puissances permettent d'exprimer R_{em} :

$$\left. \begin{aligned} P_{em} &= 3 \cdot R_{em} \cdot I_r^2 = (1 - g) \cdot P_{tr} \\ P_{jr} &= 3 \cdot R_2 \cdot I_r^2 = g \cdot P_{tr} \end{aligned} \right\} \text{ donc } R_{em} = \frac{1 - g}{g} R_2$$

Ceci conduit au nouveau schéma équivalent de la partie secondaire de la MAS représenté à la Figure 7. On remarque alors que la résistance équivalente au secondaire $\frac{R_2}{g}$ représente toute la puissance active secondaire, c'est-à-dire la puissance transmise au rotor P_{tr} (le transfert est total).



II.5. Dernière évolution : schéma équivalent sans transformateur

Le modèle électrique précédent règle le problème de la puissance. Cependant, les fréquences au primaire f et au secondaire f_r sont différentes. Pour simplifier l'étude, il serait appréciable de transformer le schéma équivalent pour qu'il ne comporte qu'une seule fréquence (celle du stator) tout en rendant compte de toutes les puissances actives de la machine.

Puisque le schéma équivalent précédent fait appel à un transformateur, on peut envisager de ramener toutes les grandeurs rotoriques (secondaires) au stator (primaire). Il ne subsistera qu'un modèle global vu du stator.

Côté stator

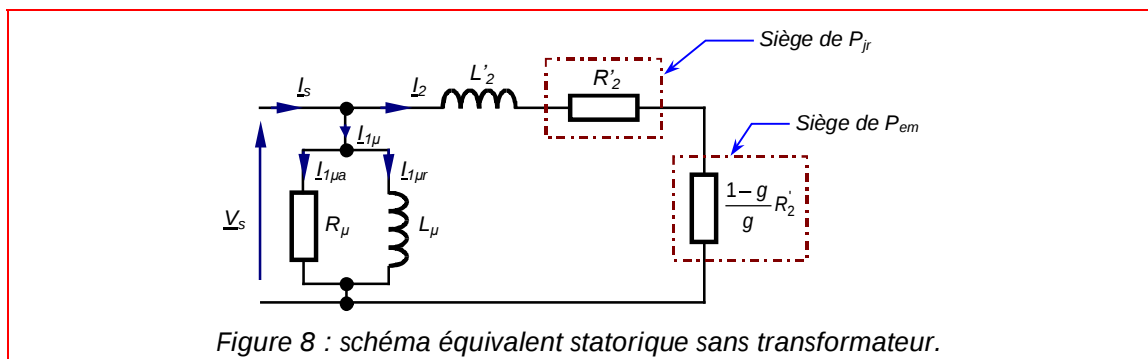
R_μ et L_μ sont inchangées par rapport au schéma précédent.

Transfert de R_2/g (ou R_2 et R_{em} simultanément) et L_2

Comme pour un transformateur, pour passer au primaire, l'impédance secondaire est divisée par le carré du rapport de transformation en courant m , donc :

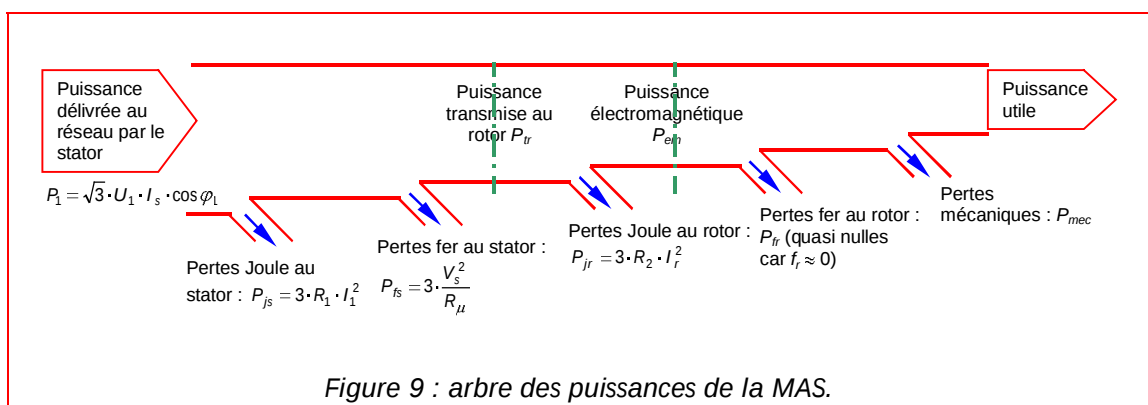
$$R'_2 = \frac{R_2}{m^2}, \quad L'_2 = \frac{L_2}{m^2} \quad \text{et} \quad R_{em} = \frac{R_{em}}{m^2}$$

Ce résultat permet de présenter à la Figure 8 le nouveau schéma équivalent sans transformateur. C'est aussi l'occasion de préciser la localisation des différentes puissances actives dans la machine.



II.6. Bilan des puissances actives

La connaissance des différentes puissances actives d'origine tant électrique, magnétique que mécanique permet de tracer le bilan des puissances sur la forme de l'arbre de la Figure 9.



III. Expression et étude du couple électromagnétique

Après avoir mis en place les puissances transitant du stator au rotor, grâce à la puissance électromagnétique P_{em} , il est maintenant possible de s'intéresser au lien entre les grandeurs électriques et mécaniques mises en jeu dans la MAS. Ce travail nous permettra d'établir l'expression du couple électromagnétique développé par la machine.

III.1. Vision « mécanicienne » : puissances et grandeurs mécaniques

Les puissances mises en jeu dans la machine peuvent s'exprimer directement avec les grandeurs mécaniques : le couple électromagnétique C_{em} , la vitesse de rotation du champ tournant Ω_s , celle du rotor Ω_r et le glissement g . Le seul recours au schéma équivalent de la Figure 7 est suffisant.

Puissance transmise au rotor P_{tr}

C'est ce qu'apporte « mécaniquement » le champ tournant :

$$P_{tr} = C_{em} \cdot \Omega_s$$

Puissance électromagnétique P_{em}

C'est la différence « mécanique » des puissances :

$$P_{em} = (1-g)P_{tr} = (1-g)C_{em} \cdot \Omega_s \text{ (expression au stator)}$$

Mais cette puissance anime le rotor :

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega_r \text{ (expression au rotor)}$$

III.2. Vision « électrique » : expression du couple

Pour établir l'expression du couple électromagnétique utilisant toutes les grandeurs électriques, le schéma équivalent électrique le plus complet est nécessaire, celui de la Figure 8.

De manière équivalente, la puissance électromagnétique est dissipée par la résistance R'_2 parcourue par le courant I_2 :

$$P_{em} = 3 \cdot \frac{1-g}{g} R'_2 \cdot I_2^2, \text{ or } I_2^2 = \frac{V_s^2}{\left(\frac{R'_2}{g}\right)^2 + (L \cdot \omega)^2}$$

donc :

$$P_{em} = 3 \cdot \frac{1-g}{g} R'_2 \cdot \frac{V_s^2}{\left(\frac{R'_2}{g}\right)^2 + (L \cdot \omega)^2}$$

Avec $C_{em} = \frac{P_{em}}{(1-g)\Omega_s}$, on obtient l'expression finale du couple électromagnétique :

$$C_{em} = 3 \cdot \frac{V_s^2}{\Omega_s} \cdot \frac{\frac{R'_2}{g}}{\left(\frac{R'_2}{g}\right)^2 + (L \cdot \omega)^2}$$

avec $R'_2 = \frac{R_2}{m^2}$ et $L'_2 = \frac{L_2}{m^2}$ où $m = \frac{N_r}{N_s}$, le rapport des nombres de spires stator sur spires rotor,

Ω_s est la vitesse de synchronisme qui caractérise le champ tournant : $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$

III.3. Étude de la caractéristique de couple

L'étude de la fonction représentant le couple électromagnétique permet le tracé de la caractéristique de couple et l'évaluation de certaines propriétés de la MAS.

III.3.1. Couple fonction du glissement : $C_{em}(g)$

Le couple est une fonction impaire, si bien que la caractéristique présente une symétrie par rapport à l'origine.

Position et valeur du maximum

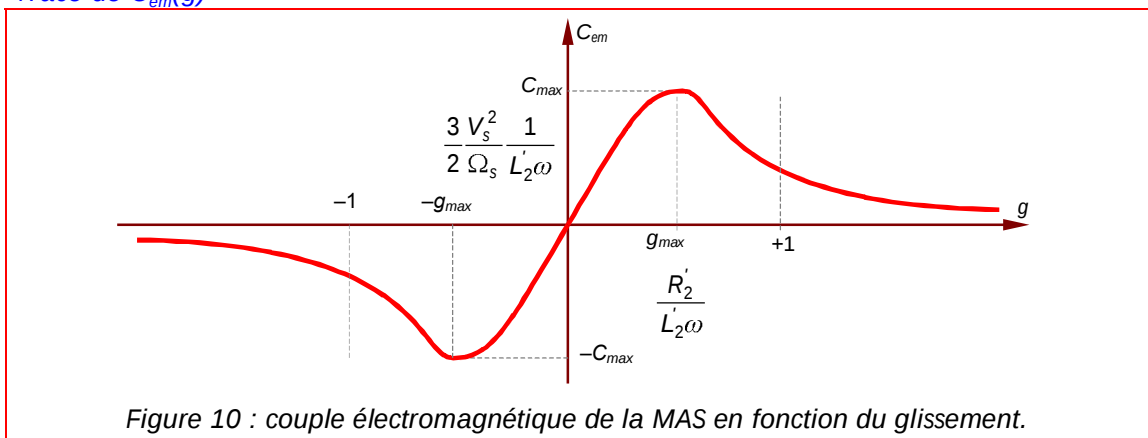
La caractéristique de couple passe par un maximum C_{max} pour $g = g_{max}$.

$$\frac{dC_{em}}{dg} = 0 \text{ quand } g_{max} = \pm \frac{R'_2}{L'_2 \omega}$$

Ce qui conduit à :

$$C_{max} = \pm \frac{3 V_s^2}{2 \Omega_s} \frac{1}{L'_2 \omega}$$

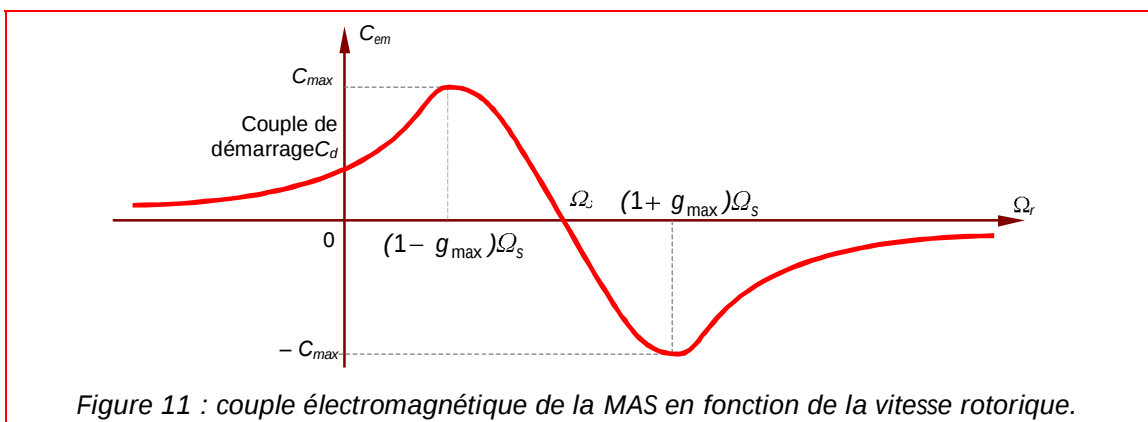
Tracé de $C_{em}(g)$



On remarquera que C_{max} est essentiellement influencé par la tension statorique et par l'inductance rotorique, tandis que g_{max} ne dépend que du rotor : c'est la cotangente de l'impédance rotorique.

III.3.2. Couple fonction de la vitesse rotorique : $C_{em}(\Omega_r)$

Le tracé de cette caractéristique couple/vitesse se déduit aisément du tracé précédent par transformations géométriques : une translation de Ω_s et une symétrie d'axe $O\Omega_r$ pour le signe moins.



III.3.3. Comportement au démarrage

L'examen de la caractéristique de la Figure 11 montre le couple de démarrage C_d est moins important que le couple maximal C_{max} . Par rapport à la MCC, c'est un élément défavorable à l'usage de la MAS pour les applications de traction. Cependant l'association d'un variateur adapté permet de corriger ce problème.

De plus, à l'instant du démarrage ($g = 1$), la résistance R'_2/g est minimale. Elle est d'autant plus faible que l'on a intérêt à minimiser la résistance rotorique d'une machine asynchrone pour limiter la variation de vitesse en charge. Par conséquent, le courant d'appel I_d est très important : jusqu'à plus de 10 fois le courant nominal. Ceci entraîne d'importantes perturbations en ligne qui nécessitent un surdimensionnement ou une adaptation des appareils de protection (ils sont temporisés pour n'intervenir qu'une fois le démarrage terminé).

Pour diminuer le courant au démarrage, on utilise des rotors à double cage ou à encoches profondes. Au démarrage, la fréquence des grandeurs rotoriques est proche de celle du réseau. Assujéti à l'effet de peau, ces courants circulent sur la périphérie des conducteurs, réduisant la surface de conduction pour augmenter la résistance rotorique : l'amplitude de ces courants est diminuée. Avec la montée en vitesse, la fréquence rotorique diminue ainsi que la résistance rotorique équivalente : le courant s'établit progressivement à sa valeur nominale.

En conséquence, un dispositif de démarrage aura pour objectif de limiter I_d tout en maintenant un couple C_d suffisant pour assurer un démarrage en charge : les procédés de variations de vitesse aideront à ajuster C_{max} au démarrage.

III.3.4. Au-delà du synchronisme : fonctionnement en génératrice hypersynchrone

Si la vitesse devient supérieure au synchronisme —en pratique, cela s'obtient lorsque la MAS est entraînée— on observe que le couple change de signe. La puissance fournie à la MAS devient donc négative, ce qui signifie qu'elle fournit de la puissance au réseau : c'est un fonctionnement en génératrice hypersynchrone ou par certains aspects du freinage.

Dans ce mode de fonctionnement, la MAS a un comportement analogue à un pont redresseur PD2 tout-thyristors fonctionnant en onduleur assisté. Du point de vue énergétique, elle est capable de délivrer de la puissance active à un réseau triphasé. Toutefois ce dernier doit exister puisqu'il doit fournir la puissance réactive nécessaire à la création du champ tournant de la machine.

III.3.5. Conclusion

Par rapport à une machine à courant continu, la machine asynchrone dispose d'un couple au démarrage relativement faible, d'autant plus que la résistance rotorique est faible.

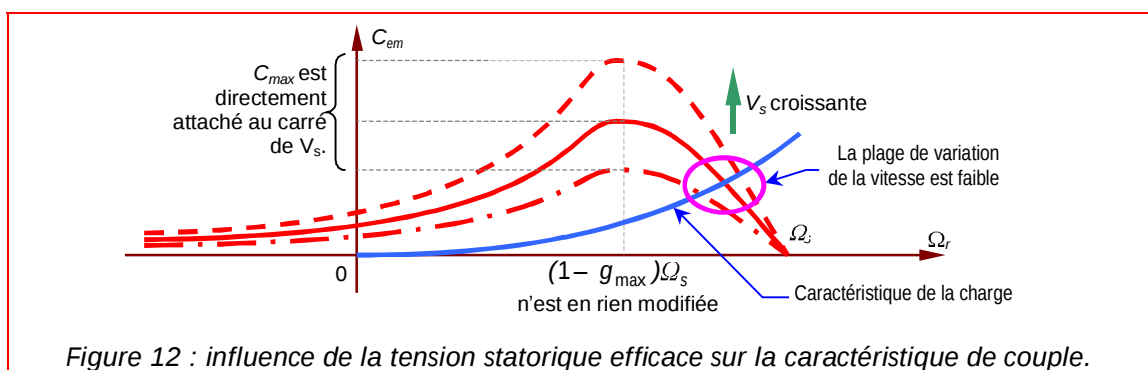
Par contre, dans sa zone utile, la forte pente présentée par cette caractéristique permet à la vitesse de la MAS de varier très peu en charge puisque cette zone est de faible largeur.

III.4. Facteurs modifiant la caractéristique de couple — Applications

III.4.1. Influence de la tension efficace statorique

III.4.1.1. Mise en évidence du comportement

Dans le cas d'une modification de la tension statorique V_s , la caractéristique de couple est modifiée dans une proportion carrée comme le montre la Figure 12.



La modification de la tension efficace affecte légèrement le couple au démarrage : plus la tension statorique est élevée, plus le couple au démarrage C_d et le couple maximal C_{max} augmentent.

Lors de l'entraînement d'une charge, le point de fonctionnement est sensiblement affecté par la modification de la tension statorique. Cependant, ce procédé ne constitue pas un mode d'action performant sur la vitesse. Il sera juste rappelé dans le document « Machine asynchrone triphasée : pilotage à vitesse variable ».

Le couple maximal évolue proportionnellement au carré de la tension. Il apparaît toujours à la même vitesse de rotation $(1 - g_{max})\Omega_s$ qui insensible à la tension statorique.

III.4.1.2. Applications au démarrage

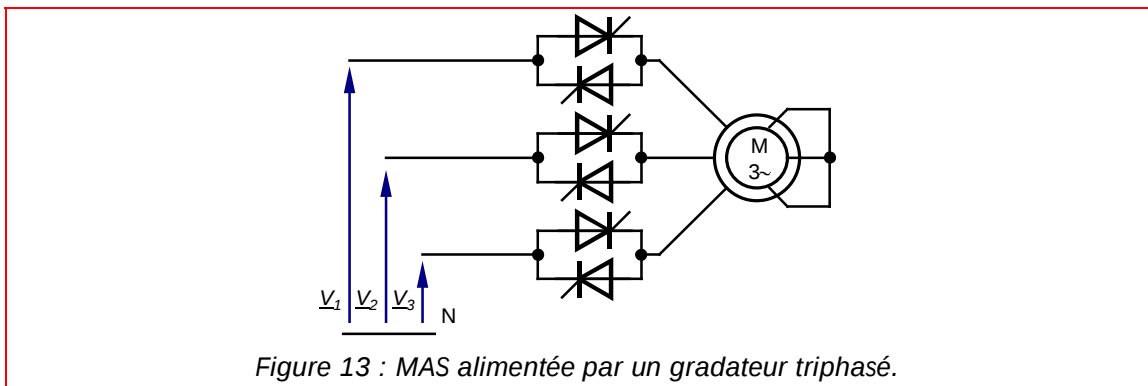
III.4.1.2.1. Démarrage étoile-triangle

La modification du comportement de la MAS sous l'action de la tension statorique était très utilisé pour assurer le démarrage avant l'avènement de l'électronique de puissance. Il consiste à alimenter la machine en étoile pendant une durée fixée avant de basculer sur un couplage triangle. Il constitue un moyen simple et peu coûteux de diminuer le courant de ligne, mais limité aux seules machines couplées en triangle pour obtenir le point de fonctionnement nominal.

Ce mode de démarrage est utilisé tantôt pour les machines démarrant sous une charge faible, tantôt pour celles possédant un couple au démarrage élevé (MAS à cage résistive ou à encoches profondes).

III.4.1.2.2. Démarrage par gradateur

Une autre solution technologique utilise l'électronique de puissance. Elle emploie un gradateur triphasé qui permet de faire varier la tension efficace délivrée à la MAS pour la démarrer progressivement (Figure 13).



L'inconvénient majeur d'un tel dispositif est l'introduction d'harmoniques dues au découpage des tensions et courants (chronogrammes de la Figure 14). Celles-ci polluent et perturbent le réseau d'alimentation en conduisant à un mauvais facteur de puissance lors d'une utilisation permanente. Puisque l'usage apparaît au démarrage, ce n'est heureusement pas le cas !

Remarque :

Pour atténuer les harmoniques indésirables, on utilise des filtres sélectifs accordés sur chaque harmonique à éliminer.

Chronogrammes

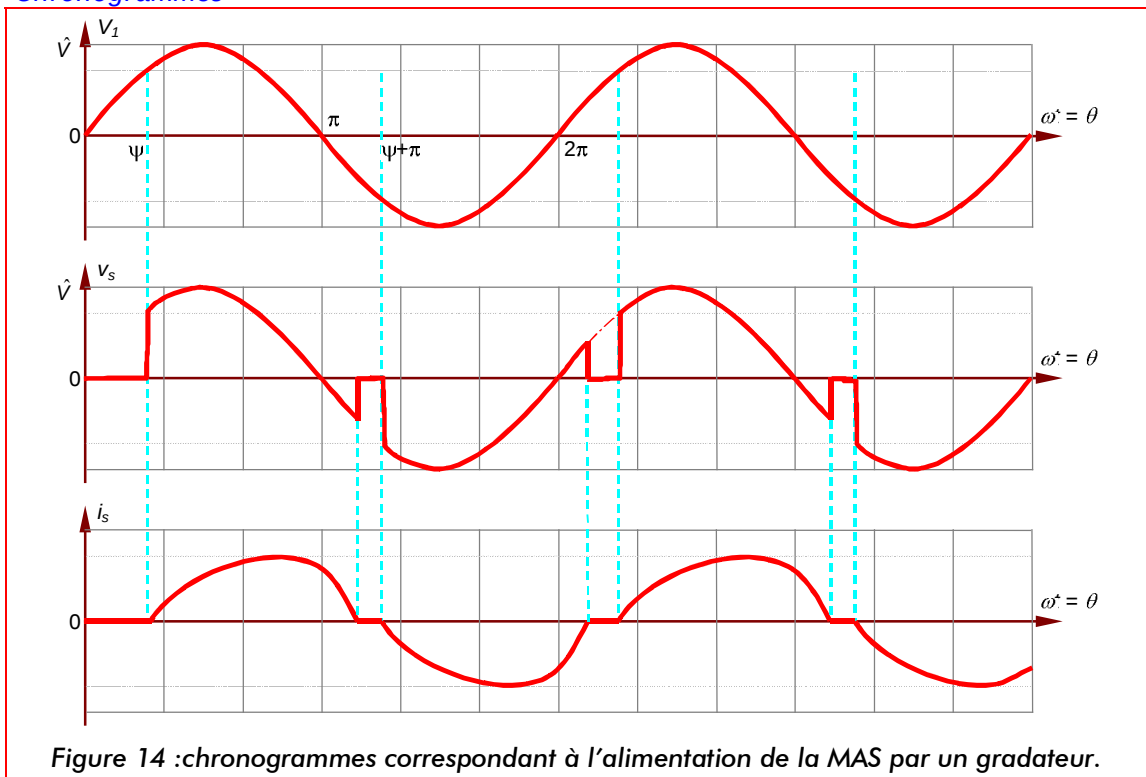


Figure 14 : chronogrammes correspondant à l'alimentation de la MAS par un gradateur.

III.4.2. Influence de la résistance rotorique

La modification de la résistance rotorique totale (par insertion de résistances en série dans le circuit rotorique) déplace le glissement g_{max} . La caractéristique de couple s'en trouve affectée conformément à la Figure 15 (une sorte de dilatation suivant les vitesses négatives).

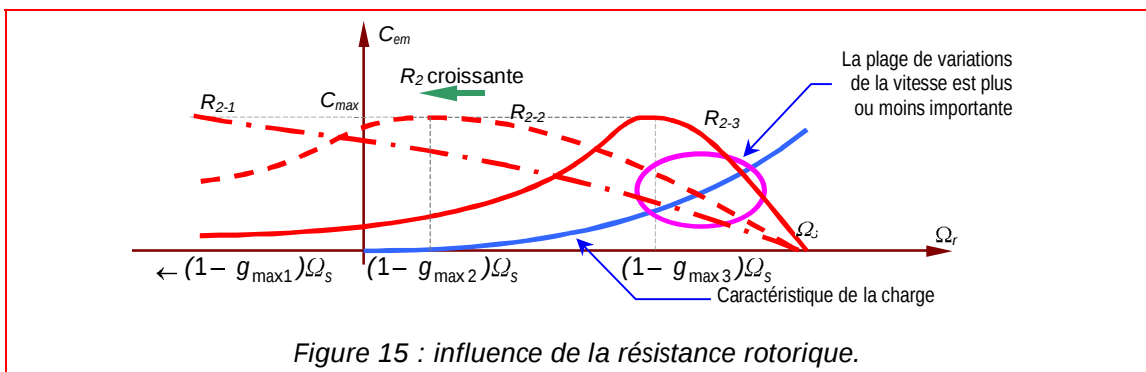


Figure 15 : influence de la résistance rotorique.

La détermination du couple au démarrage C_d :

$$C_d = C_{em}(1) = 3 \cdot \frac{V_s^2}{\Omega_s} \cdot \frac{R_2'}{R_2'^2 + (L \cdot \omega)^2}$$

permet de montrer que lorsque R_2' augmente, le couple de démarrage passe par le maximum C_{max} puis décroît progressivement.

De plus, une augmentation de R_2' permet de limiter le courant d'appel, en augmentant l'impédance équivalente de la machine (Cf. §III.3.3).

Cette méthode était utilisée pour démarrer les MAS à bagues par élimination de résistances rotoriques).

IV. Détermination expérimentale du schéma équivalent

L'examen du modèle de la MAS (Figure 16) montre que les éléments de la branche de droite dépendent de la construction de la machine et du glissement g .

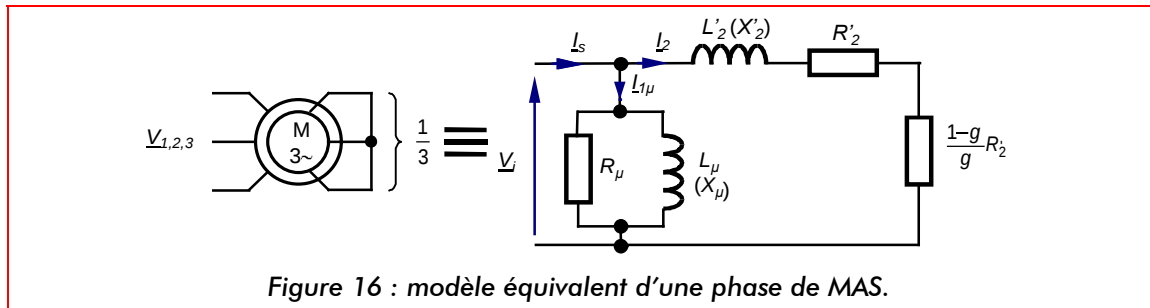


Figure 16 : modèle équivalent d'une phase de MAS.

Une première méthode place la machine dans deux cas particuliers de glissement. Elle consiste à déterminer les éléments en deux essais expérimentaux :

- la machine à vide tourne pratiquement à sa vitesse de synchronisme, soit $g = 0$;
- le rotor de la machine est bloqué, la vitesse de rotation est nulle, donc $g = 1$.

Cette méthode, qualifiée d'« historique » ou de laboratoire, fait l'objet des essais détaillés au paragraphe §IV.1.

Mais si on dispose d'un équipement plus moderne permettant de relever la caractéristique de couple en fonction de la vitesse ou du glissement, on obtient aisément les points de fonctionnement suivants :

- le couple de démarrage C_d pour $g = 1$ (c'est aussi parfois une donnée du constructeur) ;
- le couple maximal C_{max} pour g_{max} .

Par différents résultats issus d'une étude du modèle équivalent, on peut en déterminer tous les éléments : c'est l'objet du §IV.2.

IV.1. Méthode en laboratoire

IV.1.1. Essai préliminaire : relevé de p et de m

IV.1.1.1. Les pôles ($2p$)

La vitesse de synchronisme est le sous multiple de la vitesse de synchronisme maximale (3000 tr/min sous 50 Hz) juste supérieure à la vitesse de rotation nominale (fournie par la plaque signalétique ou par un essai). On a donc successivement en tr/min : 3000, 1500, 1000, 750, 600, 500, etc. C'est un moyen simple de déterminer le nombre de paires de pôles p .

Exemple : $N_n = 1462$ tr/min $\Rightarrow N_s = 1500$ tr/min.

IV.1.1.2. Essai à rotor ouvert

Dans ces conditions la machine ne tourne pas donc $g = 1$. De plus le courant dans la branche de droite est nul. Le transformateur est à vide : la mesure de la tension au rotor permet de déterminer le rapport de transformation m .

Par mesure de V_s et V_r : $m = \frac{V_r}{V_s}$

IV.1.2. Essai au synchronisme ($g = 0$) : R_{μ} et L_{μ}

Lors de cet essai, l'impédance de la branche de droite est très élevée, donc $I'_2 = 0$. Les puissances actives et réactives sont donc intégralement dissipées dans R_{μ} et L_{μ} .

En l'entraînant par une MCC, la vitesse de rotation de la machine est synchronisée avec la vitesse du champ tournant : ses pertes mécaniques lui sont fournies. Le synchronisme est vérifié par observation des courants au rotor : $I_r = 0$.

Les puissances consommées sont mesurées par la méthode des deux wattmètres.

IV.1.2.1. Schéma de l'essai

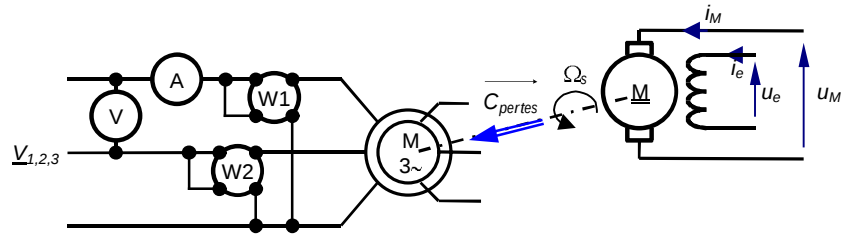


Figure 17 : schéma de montage de l'essai à la vitesse de synchronisme.

IV.1.2.2. Exploitation des mesures

Il s'agit d'une évaluation comme pour une bobine à noyau de fer :

$$R_{\mu} = \frac{V_s^2}{(P/3)}$$

La puissance réactive Q est obtenue à partir du $\cos\phi$, ce qui conduit à la réactance :

$$X_{\mu} = \frac{V_s^2}{(Q/3)}$$

IV.1.3. Essai à rotor bloqué ($g = 1$) : R'_2 et L'_2

Le rotor de la machine est bloqué ($g = 1$) tout en alimentant le stator au courant nominal. Pour rendre ceci possible, la tension statorique est réduite en utilisant un autotransformateur triphasé.

Dans ces conditions, la résistance R'_2 est minimale. En conjonction avec le fait que les pertes fer sont proportionnelles au carré de la tension, on peut négliger $I_s = I_{10}$ devant I'_{2n} .

La puissance active provient alors essentiellement de R'_2 , la puissance réactive de L'_2 .

IV.1.3.1. Schéma de l'essai

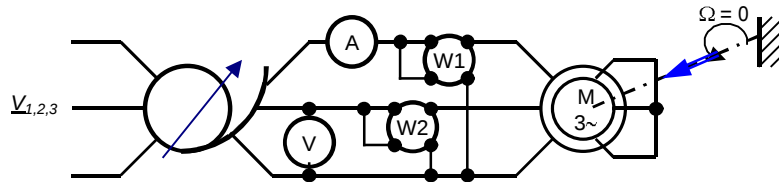


Figure 18 : schéma de l'essai en rotor bloqué.

IV.1.3.2. Exploitation des mesures

Puisque l'on connaît I_s , le courant commun aux deux éléments, on a :

$$R'_2 = \frac{P}{3I_s^2}$$

La puissance réactive Q est obtenue à partir du $\cos\phi$, ce qui conduit à la réactance :

$$X'_2 = \frac{Q}{3I_s^2}$$

IV.2. Méthode industrielle

Dans cet essai, on utilise le point de fonctionnement nominal pour déterminer R'_2 et $X'_2 = L'_2\omega$. Le recours à un essai n'est pas toujours nécessaire si on se réfère à la plaque signalétique de la machine.

Pour le nombre de paires de pôles ou la vitesse de synchronisme, la méthode est la même que dans le cas précédent.

C'est aussi l'occasion d'évaluer l'inductance magnétisante $X_\mu = L_\mu\omega$ et la résistance des pertes fer R_μ avec le point de fonctionnement nominal.

Le relevé du couple maximal et du glissement correspondant conduisent à :

$$X'_2 = \frac{3}{2} \frac{V_s^2}{\Omega_s C_{\max}} \quad \text{et} \quad R'_2 = X'_2 \cdot g_{\max}$$

Avec ces paramètres, au point de fonctionnement nominal, $\underline{L}_\mu = \underline{L}_s - \underline{L}_2$ est connu en phase et en amplitude.

Or, $\underline{Y}_\mu = \frac{1}{R_\mu} + j \frac{1}{X_\mu} = \frac{\underline{I}_{1\mu}}{V_s}$ (car V_s est pris en référence), donc :

$$R_\mu = \frac{V_s}{\text{Re}(\underline{I}_{1\mu})} \quad \text{et} \quad X_\mu = \frac{V_s}{\text{Im}(\underline{I}_{1\mu})}$$

V. Conclusion

Après avoir élaboré le modèle de la MAS et déterminé les moyens expérimentaux d'évaluer ses différents paramètres, il est maintenant possible de mettre en place les moyens de la contrôler en vitesse et en couple. C'est l'objet de la troisième partie : « Machine asynchrone triphasée : pilotage à vitesse variable ».

VI. Bibliographie

- [1] Séguier Guy et Nottelet Francis. Electrotechnique industrielle. Tec et doc (Lavoisier). 1982.
- [2] Jean Bonal. Entraînements électriques à vitesse variable. Prométhée — Groupe Schneider. Tec et doc (Lavoisier). 1982.
- [3][4] J. Chatelain. Machines électriques. Tomes 1 et 2. T3E. Dunod. 1983.
- [5] Gilles Feld. Modélisation d'une machine asynchrone. Revue 3EI numéro 1. Société des Électriciens et des Électroniciens (SEE).

Machine asynchrone triphasée : pilotage à vitesse variable

« Les mouvements des corps célestes sont devenus plus prévisibles ; mais toujours incalculables pour les peuples sont les mouvements de leurs souverains. »

Paroles de Galilée Galilei in « *La vie de Galilée* » de Bertolt Brecht

Résumé

L'exploitation industrielle de la machine asynchrone nécessite la mise en place des moyens de variation de la vitesse de rotation dans le but d'entraîner la charge à vitesse variable. Cette application est fondée sur une bonne connaissance du modèle de la machine et de l'expression du couple électromécanique dépendant des paramètres électriques.

Le document débute par le rappel de l'expression du couple électromagnétique établie dans le document « Machine asynchrone triphasée : modélisation ». C'est l'occasion de recenser les moyens de déplacer le point de fonctionnement : par action sur la tension statorique, par modification de la résistance rotorique (sur machine à rotor bobiné exclusivement) ou par variation de la pulsation des tensions statoriques du réseau d'alimentation.

Le détail aborde en premier lieu le moyen de changer le sens de rotation rotorique. Les deux procédés suivants rappellent la modification de la tension statorique et de la résistance rotorique. Ils sont cependant limités à des phases transitoires en raison de rendements énergétique médiocres. Le dernier mode agit sur la fréquence du réseau d'alimentation. C'est le plus employé industriellement en raison de sa souplesse et qui procure les meilleures fonctionnalités à la MAS. En effet, les modifications de la caractéristique de couple permettent d'assurer l'ajustement optimal du point de fonctionnement afin d'assurer le meilleur comportement dynamique de la machine. Cette qualité est d'autant mieux obtenue que le rapport tension efficace-fréquence statorique est maintenu constant.

C'est alors l'occasion de mettre en œuvre les convertisseurs d'énergie pour assurer le meilleur pilotage de la MAS : un onduleur triphasé, assurant de surcroît une optimisation spectrale des tensions statoriques ayant recours à la modulation de largeur d'impulsions (M.L.I.).

Sommaire

I. Introduction.....	2
II. Rappel du modèle et de la loi de couple de la MAS	2
III. Variation de vitesse de la machine asynchrone	2
III.1. Inversion du sens de rotation	2
III.2. Action sur la tension simple du réseau d'alimentation	2
III.3. Action sur la résistance rotorique	3
III.4. Action sur la fréquence d'alimentation	3
III.4.1. Contrainte imposée par la variation de la vitesse de synchronisme.....	4
III.4.2. Intérêt d'une telle action.....	4
III.5. Linéarisation de la caractéristique de couple	4
III.5.1. Mise en place de la linéarisation.....	4
III.5.2. Expression simplifiée de $C_{em}(\Omega_r)$	5
III.5.3. Tracés de $C_{em}(\Omega_r)$, lorsque f varie (avec $V_s/f = \text{cste}$).....	5
III.5.4. Conclusions.....	5
IV. Variateurs de vitesse pour MAS.....	5
IV.1. Une structure de principe.....	5
IV.2. Chronogrammes des tensions.....	6
IV.3. Pour une meilleure qualité harmonique : modulation de largeur d'impulsions (M.L.I.) ...	6
IV.4. Exemple de schéma fonctionnel (d'après document Télémécanique).....	7
V. Conclusion	8
VI. Bibliographie	8

I. Introduction

Les deux étapes précédentes ont permis de mettre en place la machine asynchrone au travers de la création d'un champ tournant sinusoïdal pour modéliser l'actionneur par un schéma équivalent électrique. Cette démarche a permis d'établir la loi d'évolution du couple de la MAS en fonction du paramètre glissement (g).

Sur cette base, il est désormais envisageable de mettre en place les moyens nécessaires au contrôle et à la variation de vitesse de cette machine.

II. Rappel du modèle et de la loi de couple de la MAS

La modélisation finale, établie dans le document « Machine asynchrone triphasée : modélisation » laissait apparaître un schéma équivalent électrique ne comportant qu'une seule fréquence, celle du réseau triphasé d'alimentation et rendant compte de toutes les puissances, tant électriques qu'électromécaniques.

Le couple s'exprime alors en fonction du glissement par la relation :

$$C_{em} = 3 \cdot \frac{V_s^2}{\Omega_s} \cdot \frac{\frac{R_2'}{g}}{\left(\frac{R_2'}{g}\right)^2 + (L_2' \cdot \omega)^2} \quad \text{avec } R_2' = \frac{R_2}{m^2} \text{ et } L_2' = \frac{L_2}{m^2}$$

On note les grandeurs essentielles :

- V_s est la tension efficace d'alimentation statorique par phase ;
- ω est la pulsation des grandeurs électriques du réseau d'alimentation ;
- Ω_s est la pulsation de synchronisme ($\Omega_s = \omega/p$) ;
- Ω_r est la pulsation de rotation de l'arbre de la machine ;
- R_2 est la résistance des phases rotoriques et L_2 l'inductance cyclique de fuite du rotor ; ramenées au stator, elles deviennent R_2' et L_2' ;
- m est le rapport du nombre de spires au rotor sur celui au stator $m = \frac{N_r}{N_s}$.

L'étude de cette fonction a permis le tracé de la caractéristique de couple afin de la confronter à celle de la charge : c'est le point de fonctionnement.

C'est alors l'occasion de préciser que la vitesse de rotation de la MAS peut être modifiée :

- par action sur la tension simple statorique V_s ;
- par action sur la résistance rotorique R_2 (et par voie de conséquence R_2') ;
- par variation de la pulsation de synchronisme au travers de la fréquence du réseau d'alimentation.

III. Variation de vitesse de la machine asynchrone

III.1. Inversion du sens de rotation

Avant d'entamer l'étude des procédés qui permettent la variation de vitesse, on peut s'arrêter sur le moyen de changer le sens de rotation de la MAS. Le rotor suit le sens du champ tournant. Pour inverser la rotation, il suffit de changer le signe de ce champ en inversant deux phases statoriques. C'est ce procédé qui est utilisé industriellement.

III.2. Action sur la tension simple du réseau d'alimentation

Ce moyen permet une certaine modification de la vitesse, mais la plage des variations reste faible. De plus, le réseau est perturbé par les harmoniques de courant dues au découpage par le gradateur.

C'est donc un procédé à ne mettre en œuvre que dans des phases transitoires, un démarrage par exemple, mais à éviter de manière permanente pour la variation de vitesse. Développée dans le document « MAS : modélisation », ce procédé n'est pas traité à nouveau.

III.3. Action sur la résistance rotorique

Ce procédé a, lui aussi, été présenté lors de la modélisation.

Cette fois, la modification de la vitesse est plus performante puisque la plage de variation s'étend d'une vitesse nulle à celle de synchronisme.

Cependant, les résistances ne peuvent être insérées ou supprimées que si le rotor est accessible. Il faut donc que la machine dispose d'un rotor bobiné : elle demeure moins répandue. D'autre part, la puissance dissipée dans les résistances altère le rendement de l'entraînement.

En conséquence, à l'instar du mode précédent, en basse puissance, ce procédé de variation de vitesse est aujourd'hui abandonné.

Remarque :

Dans le passé et pour les machines de forte de puissance, le soutirage rotorique permettait la variation de vitesse en redressant la tension rotorique pour la réinjecter sur le réseau au travers d'un onduleur.

III.4. Action sur la fréquence d'alimentation

Dernier paramètre, la pulsation de synchronisme $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$ influence le couple au travers des termes $\frac{3V_s^2}{\Omega_s}$, $g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$ et ω .

On exprime le couple en fonction de Ω_s :

$$C_{em} = 3 \cdot \frac{V_s^2}{\Omega_s} \cdot \frac{\frac{R_2'}{g}}{\left(\frac{R_2'}{g}\right)^2 + (L_2' \cdot \omega)^2} = 3 \cdot \frac{V_s^2}{\Omega_s} \cdot \frac{R_2' \cdot g}{R_2'^2 + (L_2' \cdot \omega \cdot g)^2} = 3 \cdot \left(\frac{V_s}{\Omega_s}\right)^2 \cdot \frac{R_2' \cdot (\Omega_s - \Omega_r)}{R_2'^2 + (\Omega_s - \Omega_r)^2}$$

Cette loi d'évolution du couple met en évidence son augmentation lorsque la pulsation de synchronisme diminue et permet de tracer les caractéristiques de la Figure 1.

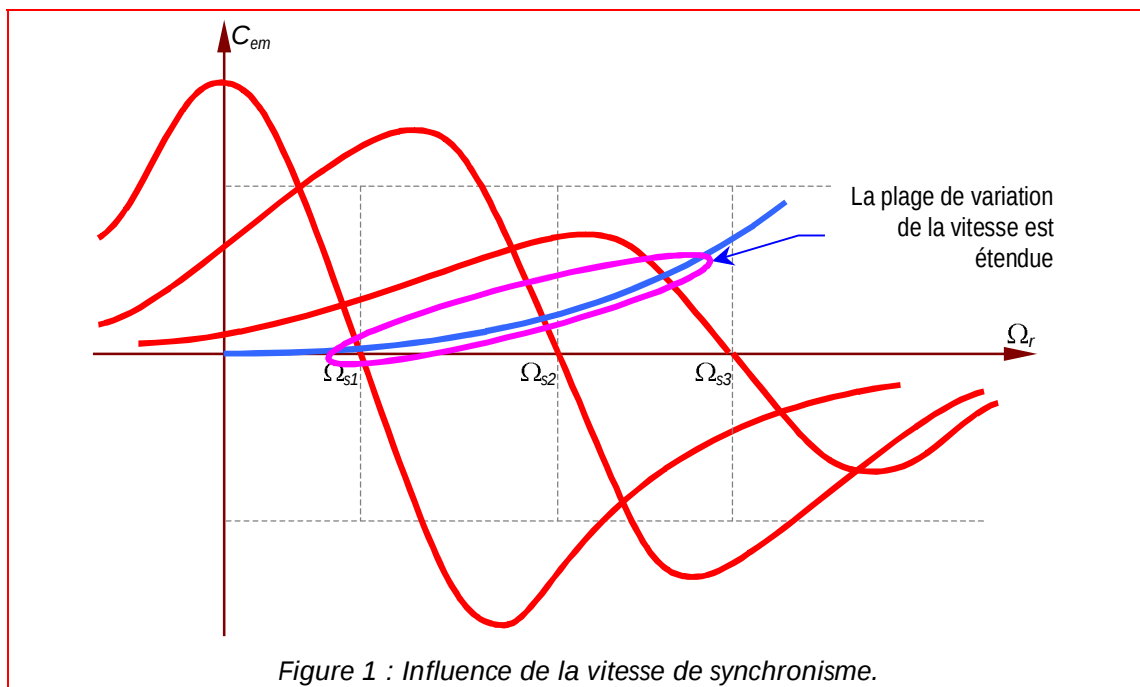


Figure 1 : Influence de la vitesse de synchronisme.

On observe clairement une modification du point de fonctionnement, donc de la vitesse de rotation de la MAS. La plage de variation est très étendue : elle peut couvrir pratiquement toute la caractéristique de la charge entraînée.

La modification du terme $3\left(\frac{V_s}{\Omega_s}\right)^2$ dans l'expression du couple a une incidence sur les grandeurs magnétiques internes de la machine : elle va être établie dans le paragraphe suivant.

III.4.1. Contrainte imposée par la variation de la vitesse de synchronisme

On s'appuie sur l'expression de la tension efficace statorique V_s issue de la modélisation :

$$V_s = 2\sqrt{2}\pi \cdot N_s \cdot B_m \cdot R \cdot l \cdot \frac{f}{p} = \sqrt{2}\pi \cdot N_s \cdot \Phi_m \cdot \frac{f}{p}$$

Or, le flux maximal Φ_m est limité par la saturation du matériau magnétique : $\Phi_m \leq \Phi_{sat}$

En conséquence, on extrait le rapport $\frac{V_s}{f} : \frac{V_s}{f} \leq \frac{\sqrt{2}\pi}{p} N_s \cdot \Phi_{sat}$.

Or, le terme du second membre, lié à la construction de la machine est constant. On peut donc considérer que la quantité $\frac{V_s}{f}$ doit demeurer constante pour éviter la saturation des matériaux magnétiques de la machine.

On en tire un mode industriel courant de pilotage de la MAS : travailler à U/f constant.

III.4.2. Intérêt d'une telle action

L'action sur la fréquence f , tout en conservant le rapport V_s/f constant, permet :

- de translater les courbes de couple par action sur Ω_s ,
- de maintenir la valeur du couple à sa valeur maximale, $C_{max} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{p \cdot L_2'} \left(\frac{V_s}{\Omega_s} \right)^2$, ce qui est très appréciable en phase de démarrage (fort couple accélérateur).

Cette action permet donc de modifier la vitesse de rotation en charge de la machine tout en plaçant le point de fonctionnement là où le couple d'entraînement est le plus satisfaisant pour mouvoir la charge.

III.5. Linéarisation de la caractéristique de couple

Le régime de fonctionnement nominal est obtenu pour un glissement proche de zéro. La caractéristique de couple en fonction de la vitesse y présente une *pente négative* : c'est là qu'il y a stabilité du point de fonctionnement.

III.5.1. Mise en place de la linéarisation

Dans cette zone, le couple s'exprime par :

$$C_{em} = 3 \cdot \frac{V_s^2}{\Omega_s} \cdot \frac{\frac{R_2'}{g}}{\left(\frac{R_2'}{g} \right)^2 + \left(L_2' \cdot \omega \right)^2} = 3 \cdot \frac{V_s^2}{\Omega_s} \cdot \frac{R_2' \cdot g}{R_2'^2 + \left(L_2' \cdot \omega \right)^2}$$

Un développement limité au voisinage de $g = 0$ fournit :

$$C_{em}(g) \approx \frac{3}{R_2'} \cdot \frac{V_s^2}{\Omega_s} g$$

Dans cette zone, la caractéristique de couple en fonction du glissement est linéaire.

Ceci permet de préciser localement un comportement couple-vitesse de la MAS linéaire.

Un autre moyen, plus « visuel », serait de dire que g_{max} est proche de zéro, c'est-à-dire que la résistance rotorique est faible. La caractéristique de couple s'identifie alors à sa tangente : une linéarisation du couple de la MAS dans la zone des glissements faibles est donc justifié.

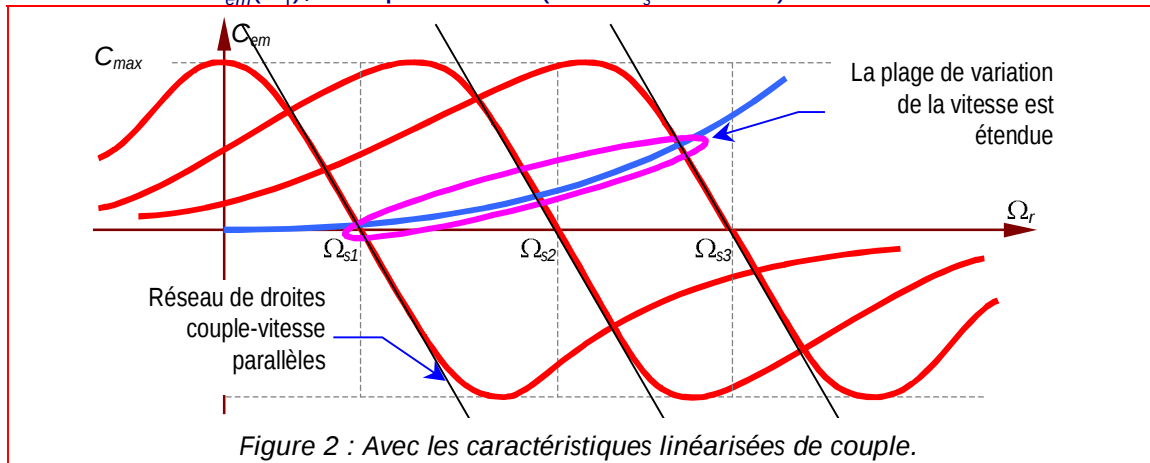
III.5.2. Expression simplifiée de $C_{em}(\Omega_r)$

En effectuant le changement de variable $g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$, on obtient l'expression en fonction de Ω_r :

$$C_{em}(\Omega_r) \approx \frac{3}{R_2} \cdot \left(\frac{V_s}{\Omega_s} \right)^2 (\Omega_s - \Omega_r)$$

De surcroît, si la condition V_s/f est vérifiée, le couple est un réseau de droites parallèles passant en $(\Omega_s, 0)$ et de pente $-\frac{3}{R_2} \cdot \left(\frac{V_s}{\Omega_s} \right)^2$.

III.5.3. Tracés de $C_{em}(\Omega_r)$, lorsque f varie (avec $V_s/f = \text{cste}$)



III.5.4. Conclusions

Le réseau de courbes linéarisées est semblable à celui obtenu lors du tracé des caractéristiques de couple de la MCC par action sur la tension moyenne d'induit.

Il y a donc analogie entre les deux machines du point de vue de leur comportement externe, la fréquence jouant, pour une MAS, le même rôle que la tension d'induit pour une MCC.

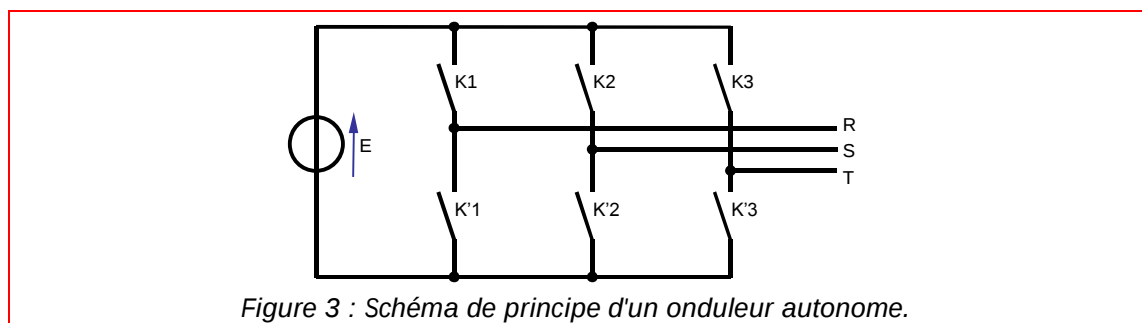
IV. Variateurs de vitesse pour MAS

Parmi les solutions permettant d'obtenir la variation de la vitesse de rotation d'une MAS, la plus performante consiste à modifier la fréquence du réseau d'alimentation tout en maintenant le rapport de la tension efficace sur la fréquence d'alimentation statorique constante.

Le dispositif moderne, issu de l'électronique de puissance, remplissant ce rôle est l'onduleur autonome triphasé. C'est un convertisseur continu-alternatif (sinusoïdal).

IV.1. Une structure de principe

Le schéma de principe d'un tel système est présenté à la Figure 3.

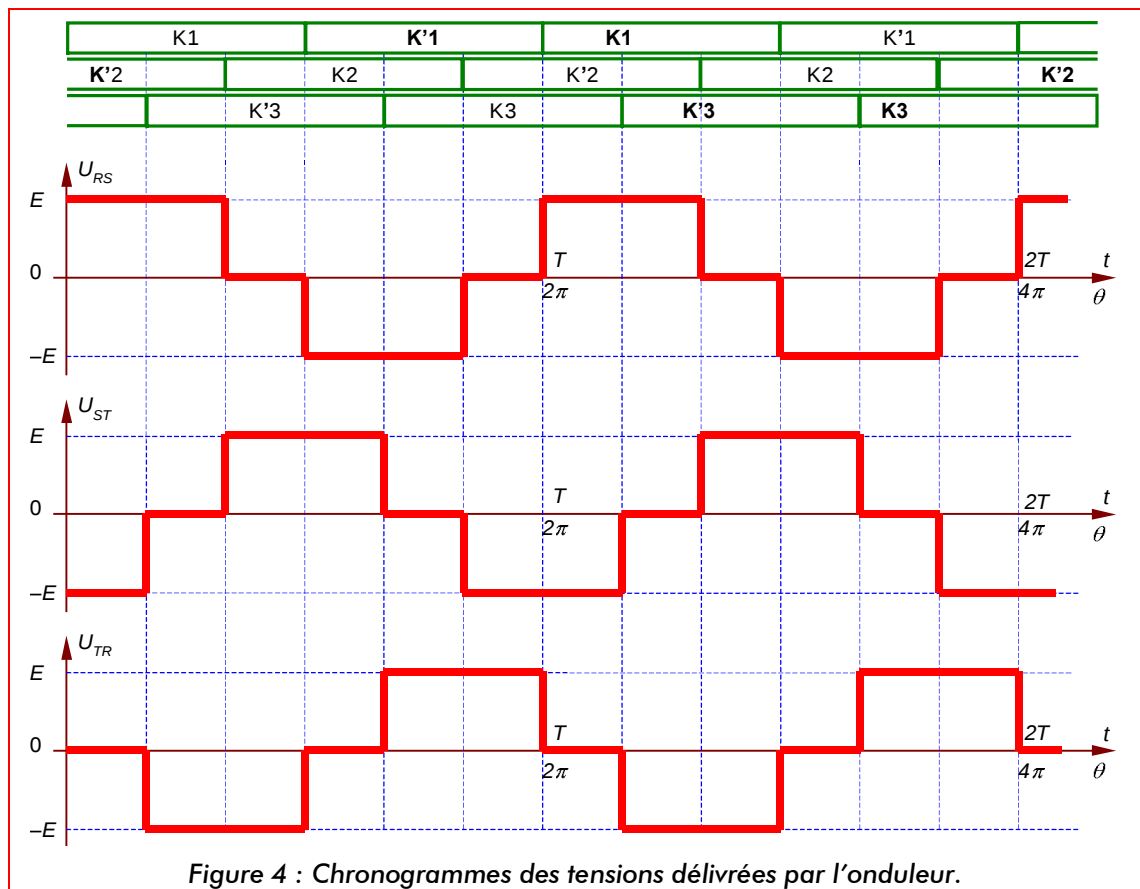


Les commutateurs sont des transistors (associés à leur diode tête-bêche pour permettre la réversibilité en courant) bipolaires, MOSFET ou IGBT voire des thyristors (associés à leurs ensembles d'extinction et d'inversion) pour les puissances contrôlées les plus élevées. Ils sont commandés suivant une stratégie de commande qui permette la synthèse des tensions triphasées.

La source de tension constante E peut être obtenue industriellement par un redresseur monophasé ou triphasé fixe suivi d'un filtre. Il n'est pas nécessaire, en effet, de faire varier le réseau continu, la commande n'est donc pas nécessaire.

IV.2. Chronogrammes des tensions

Les formes d'ondes issues de la stratégie de commande associée pour cette onduleur sont donnés à la Figure 4. Dans la stratégie de commande des commutateurs, un rectangle indique le commutateur en position fermée. A chaque instant, trois sont ouverts et trois sont fermés.



IV.3. Pour une meilleure qualité harmonique : modulation de largeur d'impulsions (M.L.I.)

Les tensions précédentes obtenues par découpage d'une tension constante ont des formes en créneaux dont la richesse spectrale les éloigne des sinusoïdes souhaitées pour alimenter le stator des MAS.

Pour obtenir des formes d'onde plus satisfaisantes, la tension E est découpée suivant des motifs rectangulaires dont le rapport cyclique suit une loi sinusoïdale du temps. On dit alors que l'on a affaire à une **modulation de largeur d'impulsions**, abrégée par M.L.I.

Remarque : en anglo-américain on dit *Pulse Width Modulation* ou P.W.M.

Pour s'assurer d'une évolution de la tension de sortie la plus « lisse » possible, le découpage est réalisé à une fréquence de l'ordre de 10 à 20 kHz bien supérieure à celle du réseau d'alimentation réalisé.

En résumé, à chaque instant, la « valeur moyenne » de la tension obtenue est sinusoïdale.

La Figure 5 présente les deux modes de réalisation d'une tension sinusoïdale par MLI : unipolaire ou bipolaire et le courant proche du sinusoïdal.

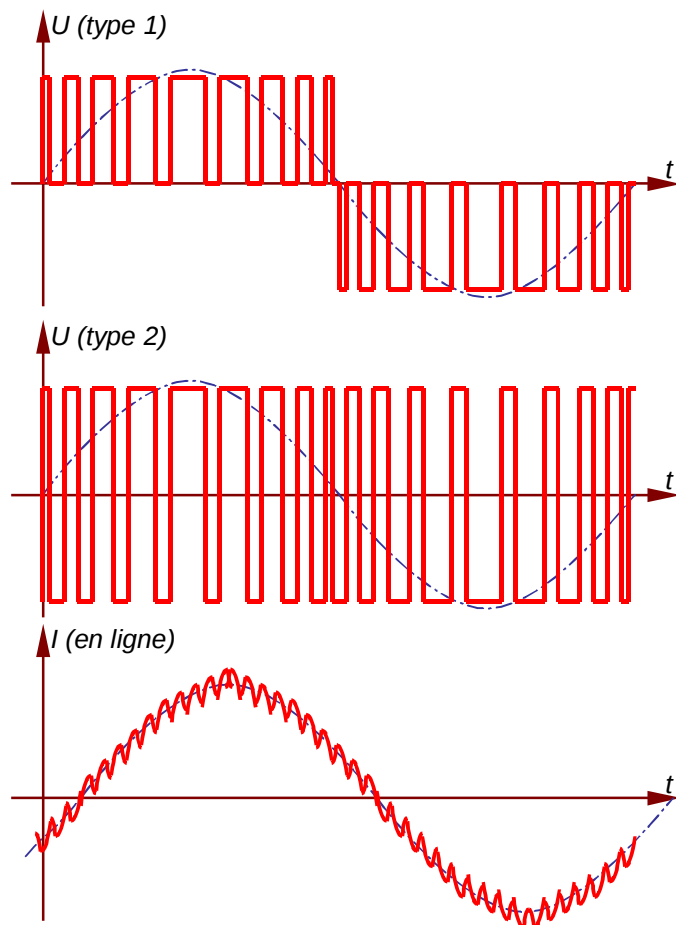


Figure 5 : Tension composée et courant de ligne issues d'un générateur MLI.

IV.4. Exemple de schéma fonctionnel (d'après document Télémécanique)

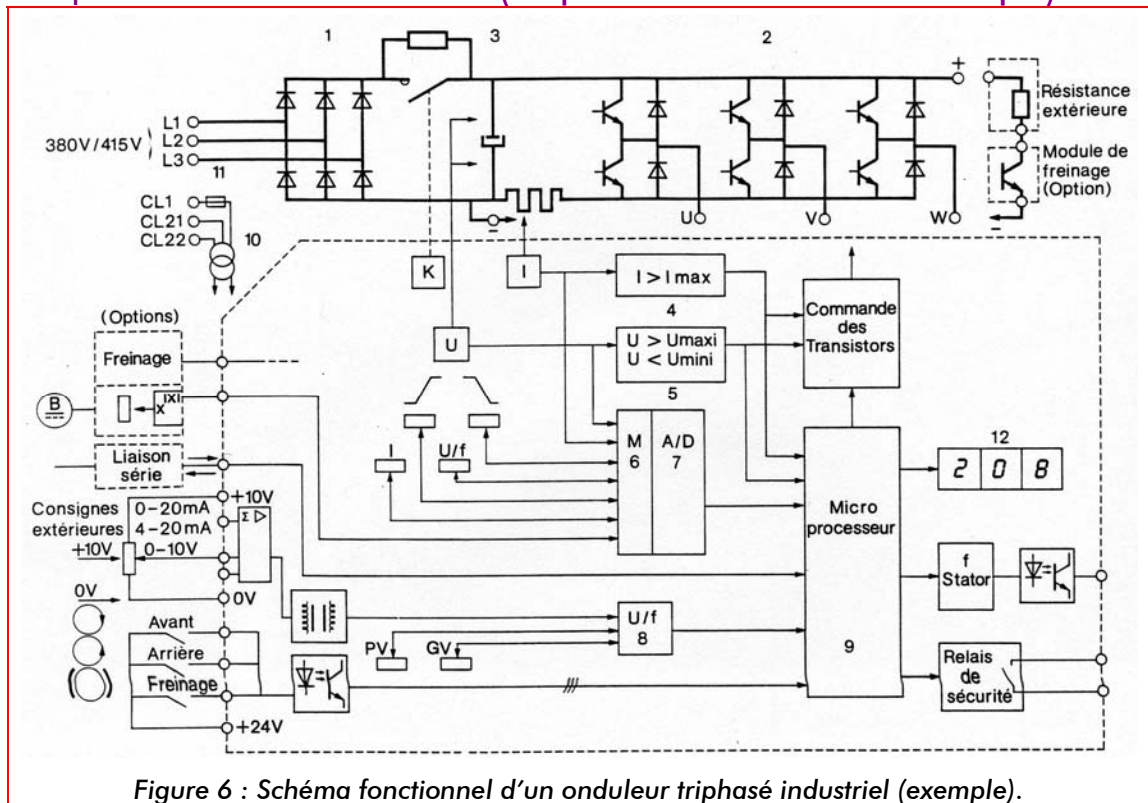


Figure 6 : Schéma fonctionnel d'un onduleur triphasé industriel (exemple).

Distinction des éléments importants

- **Réseau d'alimentation et redresseur (1)** : monophasé ou triphasé (le cas ici), l'association réseau-redresseur n'utilise qu'un convertisseur non commandé car le contrôle s'opère sur un autre élément de la chaîne.
- **Filtre (3)** : le condensateur permet la diminution du taux d'harmonique pour disposer d'une source la plus continue possible.
- **Onduleur triphasé (2)** : la structure, ici à transistors bipolaires, reprend le principe précédent.
- Limitation du courant de charge : la résistance série peut être mise en service par l'interrupteur pour contrôler le courant issu du redresseur (commande par K).
- **Contrôle courant maxi (4)** : la mesure du courant dans le redresseur est obtenu par le capteur I pour être comparée au seuil maximal et agir en conséquence sur la commande de l'onduleur.
- **Contrôle tension maxi (5)** : la tension est mesurée aux bornes du condensateur de filtrage et l'ondulation est déterminée par croisement des seuils mini et maxi.
- **Acquisition capteurs et conversion A/N** : le multiplexeur (6) concentre les différentes informations analogiques en une seule convertie en numérique (7) pour être traitée par le calculateur (9).
- **Convertisseur tension-fréquence (8)** : les signaux analogiques extérieurs sont convertis en grandeurs numériques pour être compatibles avec le calculateur.
- **Alimentation des circuits de contrôle (10)** : elle est intégrée au variateur.
- **Calculateur (9)** : assure la gestion des différentes informations pour établir la stratégie de commande des transistors.

Interfaçage industriel

Des contacts extérieurs permettent de choisir le sens de rotation (avec isolement galvanique). Un module de freinage permet d'injecter un courant continu dans un enroulement du stator pour créer un champ fixe remplaçant le champ tournant et freinant la machine (transistor et résistance extérieurs).

La consigne de vitesse peut être fixée au travers d'une interface 4-20 mA, 0-20 mA ou 0-10 V (signaux industriels traduisant des variations de 0 à 100%) ou par 2 consignes prééglées « petite vitesse PV » ou « grande vitesse GV ».

Le calculateur délivre aussi des informations particulières : défaut, pour utilisation dans une commande câblée à contacteurs, affichage de la fréquence statorique et fournir l'information « fréquence atteinte » isolée galvaniquement.

Une liaison série vers un automate programmable industriel (A.P.I.) est disponible si besoin.

V. Conclusion

Voici franchie la dernière étape de présentation de la MAS. C'est la machine que l'on pourrait qualifier « de base » qui fut décrite. Qu'elle soit à rotor à cage ou bobiné, les lois de fonctionnement générales ont été décrites.

Il existe cependant des machines dérivées qui mettent en œuvre des procédés favorisant tel ou tel paramètre pour améliorer les performances au démarrage (rotor à encoches profondes ou à double cage), en charge ou en termes de variation de vitesse (variation du nombre de paires de pôles) : il ne font pas partie des développements de ce document.

Sur le plan du pilotage, c'est là aussi le variateur « standard » qui a été décrit. De nombreuses applications de variation de vitesse utilisent des associations de machines, tant alternatives que continues, pour améliorer les performances des groupes en vitesse variable (soutirage rotorique, cascade hyposynchrone). Mais elles ne sont retenues que sur des machines de très forte puissance.

Enfin, une théorie plus complète de la MAS existe sous l'appellation de **modèle vectoriel** qui fait appel à une écriture temporelle complète des grandeurs électriques et magnétiques.

VI. Bibliographie

- [1] Jean Bonal. Entraînements électriques à vitesse variable. Prométhée — Groupe Schneider. Tec et doc (Lavoisier). 1982.
- [2] Gilles Feld. Modélisation d'une machine asynchrone. Revue 3EI numéro 1. Société des Électriciens et des Électroniciens (SEE).