



MASTER 1 EEA Parcours CESE

Travaux Pratiques

Convertisseurs Statiques & Machines

EM7ECEBM

V. BLEY
D. RISALETTO
D. MALEC
J.P. CAMBRONNE
B. JAMMES

2011-2012

TABLE DES MATIERES

Rotation des TP

Binôme	Séance 1	Séance 2	Séance 3	Séance 4	Séance 5	Séance 6	Séance 7	Séance 8
1	TP1	TP8	TP7	TP6	TP5	TP4	TP3	TP2
2	TP2	TP1	TP8	TP7	TP6	TP5	TP4	TP3
3	TP3	TP2	TP1	TP8	TP7	TP6	TP5	TP4
4	TP4	TP3	TP2	TP1	TP8	TP7	TP6	TP5
5	TP5	TP4	TP3	TP2	TP1	TP8	TP7	TP6
6	TP6	TP5	TP4	TP3	TP2	TP1	TP8	TP7
7	TP7	TP6	TP5	TP4	TP3	TP2	TP1	TP8
8	TP8	TP7	TP6	TP5	TP4	TP3	TP2	TP1

Liste des TP

TP N° 1 : alternateur synchrone.....	3
TP N° 2 : groupe convertisseur synchrone-continu.....	8
TP N° 3 : moteur asynchrone.....	15
TP N° 4 : Machine à courant continu alimentée par un hacheur 1, 2 et 4 quadrants ...	21
TP N° 5 : redresseur triphasé	26
TP N° 6 : gradateur monophasé.....	29
TP N° 7 : onduleur de tension monophasé	31
TP N° 8 : hacheur série et convertisseur statique abaisseur de tension.....	41

TP N° 1 : ALTERNATEUR SYNCHRONES

1. OBJECTIF

L'objectif de ce TP est d'étudier le modèle linéaire ou modèle à réactance constante et le modèle pseudo-linéaire ou modèle à réactance saturée de la machine synchrone.

Cette étude comprend :

- l'identification des paramètres des deux modèles,
- la simulation du fonctionnement en charge pour prédéterminer le courant d'excitation correspondant à un point de fonctionnement donné,
- l'essai en charge de l'alternateur pour comparer les valeurs du courant d'excitation obtenues par simulation aux valeurs mesurées expérimentalement.

Remarque : un point de fonctionnement est caractérisé par la tension V , le courant débité I et le facteur de puissance de la charge $\cos \varphi$.

2. MANIPULATION

2.1. Essais à puissance réduite pour identification des paramètres

2.1.1. Caractéristique à vide

L'alternateur est entraîné par un moteur à courant continu à excitation shunt (voir schéma de montage de la Figure 1) dont la vitesse est maintenue constante et égale à la vitesse de synchronisme de l'alternateur.

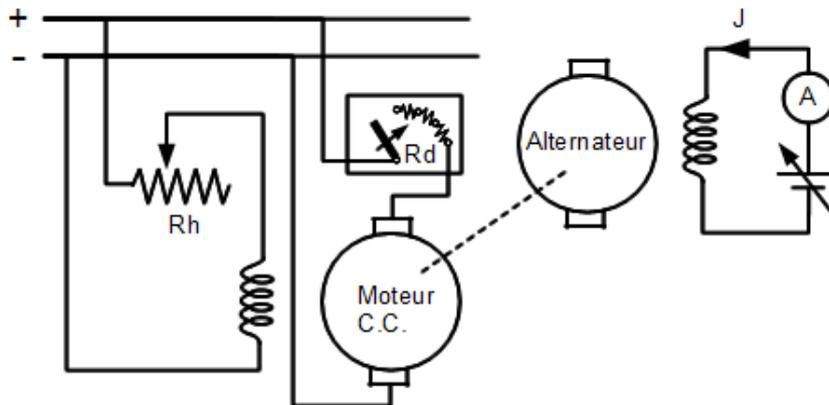


Figure 1

L'inducteur de l'alternateur est alimenté soit par une source de tension continue variable, soit à partir du réseau continu en série avec un rhéostat de champ.

On fera croître J à partir de sa valeur minimale jusqu'à obtenir $U_0 = 1,2U_n$ (U_0 tension à vide composée aux bornes de l'induit) puis on fera décroître jusqu'à sa valeur minimale. On prendra pour caractéristique $E(J)$ la moyenne des caractéristiques obtenues pour J croissant, puis pour J décroissant, la f.e.m. E par phase de l'étoile équivalente étant égale à $\frac{U_0}{\sqrt{3}}$.

2.1.2. Caractéristique en court-circuit

Court-circuiter les phases de l'induit comme indiqué sur la figure suivante (le groupe étant à l'arrêt).

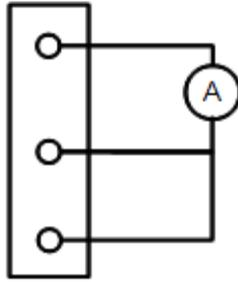


Figure 2

L'inducteur est alimenté comme pour le relevé de la caractéristique à vide.

Le groupe étant entraîné à sa vitesse nominale, relever les valeurs de I_{cc} en faisant varier J_{cc} jusqu'à obtenir $I_{cc}=1,2I_n$.

Pour une valeur donnée de J_{cc} vérifier expérimentalement et justifier l'influence de la vitesse sur la valeur de I_{cc} .

2.1.3. Mesure de la résistance

On mesure, par la méthode du voltmètre et de l'ampèremètre, la résistance entre phases de l'induit de l'alternateur qui représente le double de la résistance par phase de l'étoile équivalente.

2.2. Essais en charge

L'alternateur alimente un plan de charge triphasé pour les essais à $\cos \varphi=1$. Ce plan de charge est mis en parallèle avec une inductance triphasée pour les $\cos \varphi$ différents de 1.

Le schéma de montage est le suivant :

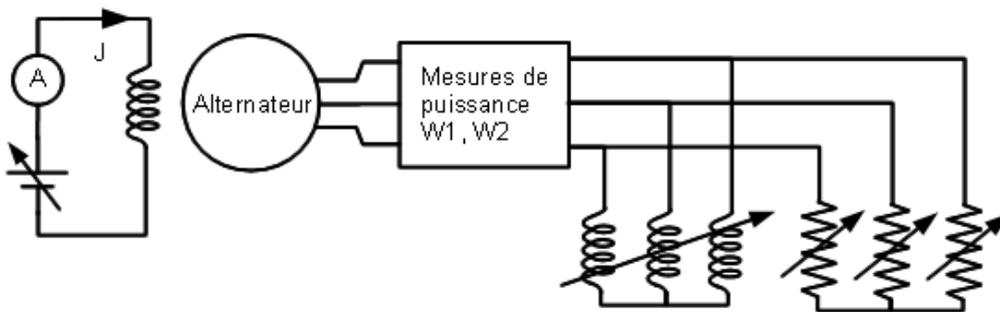


Figure 3

Mesurer les valeurs du courant d'excitation pour les points de fonctionnement suivants en fixant la vitesse à sa valeur nominale et en réglant la tension à sa valeur nominale ($U=U_n$) :

$\cos \varphi=1$	$I=I_n$	(pleine charge)
	$I=I_n/2$	(demi-charge)
$\cos \varphi=0,8 \text{ AR}$	$I=I_n$	
	$I=I_n/2$	

En pratique, on commence par régler la composante réactive du courant désiré:

$I_r=I \sin \varphi$ (plan de charge ouvert) puis on règle I à la valeur souhaitée en mettant en circuit les résistances nécessaires du plan de charge.

3. RESULTATS

- 1) Calculer la réactance constante X
- 2) Calculer et tracer la courbe $X_s(V)$ pour V variant de 0 à $1,2V_n$
- 3) Calculer le courant d'excitation par simulation des points de fonctionnement en charge à l'aide du modèle à réactance constante puis en utilisant le modèle à réactance saturée.
- 4) Comparer les valeurs obtenues par simulation aux valeurs de J mesurées expérimentalement. En déduire le domaine de validité des deux modèles.

4. RAPPELS

4.1. Modèle à réactance constante

C'est le modèle linéaire d'un convertisseur électromécanique à entrefer constant appliqué à la machine synchrone pour en décrire le fonctionnement en régime permanent. La description par équations de ce modèle comprend une équation vectorielle et une équation scalaire :

$$\underline{E} = \underline{V} + R\underline{I} + jX\underline{I}$$
$$E = kJ$$

Ce modèle est donc caractérisé par 3 paramètres:

R : résistance d'induit

X : réactance constante

k : pente de la caractéristique à vide (assimilée à une droite dans l'hypothèse de définition du modèle linéaire).

4.2. Modèle à réactance saturée

C'est un modèle pseudo-linéaire obtenu par simplification du modèle de Potier (étudié au second semestre) pour des équations qui le décrivent aient la même forme que celles du modèle à réactance constante :

$$\underline{E}_s = \underline{V} + R\underline{I} + jX_s\underline{I}$$
$$E_s = k_s J$$

Sa mise en œuvre est identique à celle du modèle à réactance constante, la différence entre les deux modèles provient de leurs domaines de validité respectifs. En effet, les paramètres qui caractérisent le modèle à réactance saturée (X_s et k_s) ne sont constants que pour un fonctionnement sous tension constante.

Dans une utilisation à tension constante V , la mise en œuvre des 2 modèles est rigoureusement identique. Seules diffèrent les valeurs des paramètres (X et k dans un cas, X_s et k_s dans l'autre) et par conséquent la réponse au problème posé (valeur du courant d'excitation J pour un point de fonctionnement donné). La comparaison avec les valeurs mesurées expérimentalement permettra de déterminer le domaine de validité de chacun des deux modèles.

4.3. Identification des paramètres

4.3.1. Modèle à réactance constante

4.3.1.1. Pente de la caractéristique à vide k

L'hypothèse simplificatrice du modèle linéaire implique l'absence de saturation du circuit magnétique. Cela suppose donc qu'à vide, le flux embrassé par l'enroulement d'induit est proportionnel au courant inducteur J et la f.e.m. E , proportionnelle à ce flux, est aussi proportionnelle au courant J .

La caractéristique à vide de la machine réelle est donc remplacé arbitrairement par la droite passant par l'origine et à peu près confondue avec le bas de la caractéristique réelle. Cette droite porte le nom de droite d'entrefer et a pour pente le paramètre k .

4.3.1.2. Réactance X

Dans un essai en court-circuit ($V=0$) on a :

$$\underline{E}_{cc} = R\underline{I}_{cc} + jX\underline{I}_{cc} \text{ avec } \underline{E}_{cc} = kJ_{cc}$$

Comme $R \ll X$, on peut écrire :

$$I_{cc} = kJ_{cc} / X = 1/\alpha J_{cc}$$

Le modèle à réactance constante implique donc que la caractéristique en court-circuit $I_{cc}(J_{cc})$ est une droite de pente $1/\alpha$.

On en déduit l'expression de la réactance X :

$$X = k\alpha$$

4.3.2. Modèle à réactance saturée

4.3.2.1. Pente de la pseudo-caractéristique à vide k_s

Si J_0 est le courant d'excitation permettant d'obtenir la tension V aux bornes de l'induit dans un fonctionnement à vide, on a :

$$K_s = V/J_0$$

4.3.2.2. Réactance saturée X_s

Conformément au modèle de Potier simplifié, on a encore :

$$J_{cc} = \alpha I_{cc}$$

D'où :

$$X_s = k_s \alpha$$

Remarque : deux essais permettent une identification rapide des 2 paramètres X_s et k_s pour une tension d'utilisation donnée V .

La mesure de J_0 donnant V à vide à la vitesse de synchronisme permet de déterminer :

$$K_s = V/J_0$$

La mesure du courant d'excitation J_{cc} donnant le courant de court-circuit triphasé équilibré I_{cc} permet d'obtenir :

$$\alpha = J_{cc}/I_{cc} \text{ et donc } X_s = k_s \alpha$$

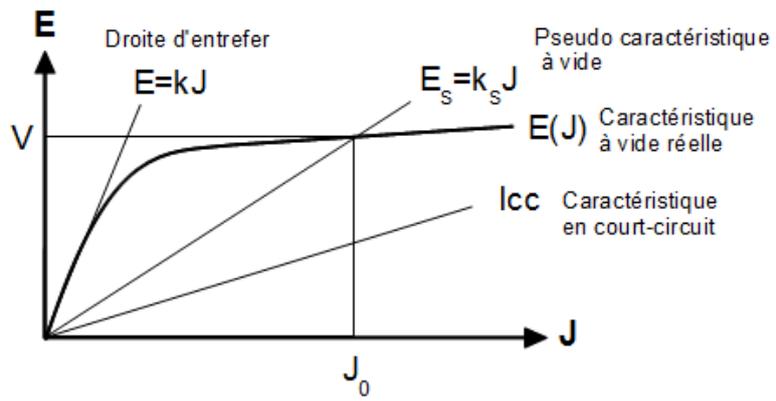


Figure 4

TP N° 2 : GROUPE CONVERTISSEUR SYNCHROME-CONTINU

MODELE DE POTIER

1. OBJECTIF

Etude du modèle de Potier de la machine synchrone fonctionnant en alternateur et étude des échanges de puissance au sein d'un groupe convertisseur tournant synchrone-continu.

1.1. Modèle de Potier

Comme dans l'étude de tout modèle on retrouve :

- L'identification des paramètres du modèle à partir d'essais à puissance réduite.
- La simulation de points de fonctionnement en charge à l'aide du modèle étudié pour prévoir par calcul la valeur d'une ou plusieurs grandeurs relatives à ces points de fonctionnement.
- La réalisation expérimentale des points de fonctionnement étudiés par simulation (essais en charge) pour comparer les valeurs effectivement mesurées aux valeurs prédites par le modèle et en déduire la précision du modèle et son domaine de validité.
- Le problème étudié dans cette simulation est la détermination de la valeur du courant d'excitation correspondant à un régime donné aux bornes de l'induit de la machine synchrone fonctionnant en alternateur (tension U , courant I et facteur de puissance $\cos \varphi$).

1.2. Echanges de puissance

La machine synchrone étant accouplée à une machine à courant continu pour constituer un groupe convertisseur tournant synchrone-continu, les échanges de puissance active entre la machine synchrone et le réseau alternatif correspondent aux échanges de puissance entre le réseau alternatif et le réseau continu.

Les deux machines constituant le groupe étant réversibles, cette étude doit permettre de savoir obtenir un point de fonctionnement quelconque d'une machine synchrone accrochée sur le réseau : fonctionnement en moteur ou en alternateur (courant absorbé ou fourni) et le facteur de puissance avec indication du sens de déphasage.

Le deuxième objectif est d'être capable de caractériser un point de fonctionnement donné (type de fonctionnement de la machine synchrone et sens du déphasage courant-tension).

2. MANIPULATION

2.1. Essais à puissance réduite pour identification des paramètres

2.1.1. Caractéristique à vide

L'alternateur est entraîné par un moteur à courant continu à excitation shunt (voir le schéma de montage de la Figure 5) dont la vitesse est maintenue constante et égale à la vitesse de synchronisme de l'alternateur.

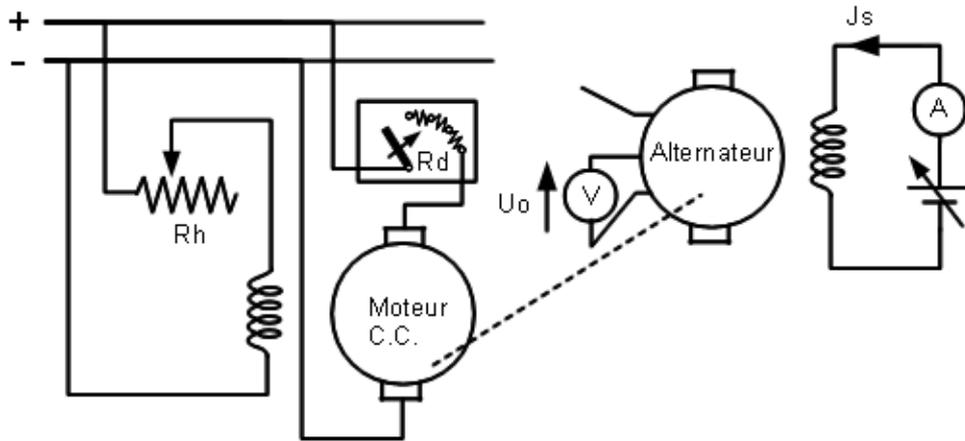


Figure 5

L'inducteur de l'alternateur est alimenté par une source continue variable.

On fera croître J_s à partir de sa valeur minimale jusqu'à obtenir $U_0 = 1,5U_n$ (U_0 tension à vide composée aux bornes de l'induit) puis on le fera décroître jusqu'à sa valeur minimale. On prendra la caractéristique $E(J_s)$ la moyenne des caractéristiques obtenues pour J_s croissant, puis pour J_s décroissant, la f.e.m. E par phase de l'étoile équivalente étant égale à $\frac{U_0}{\sqrt{3}}$.

2.1.2. Caractéristique en court-circuit

Court-circuiter les phases de l'induit (le groupe étant à l'arrêt).

L'inducteur est alimenté comme pour le relevé de la caractéristique à vide.

Le groupe étant entraîné à sa vitesse nominale, relever les valeurs de I_{cc} en faisant varier J_s jusqu'à obtenir $I_{cc} = 1,2I_n$.

2.1.3. Mesure de la résistance

On mesure par la méthode du voltmètre et de l'ampèremètre, la résistance entre phases de l'induit de l'alternateur qui représente le double de la résistance par phase de l'étoile équivalente.

2.1.4. Point de fonctionnement à courant déwatté arrière

Cet essai caractéristique du modèle de Potier s'effectue immédiatement après l'accrochage sur le réseau.

2.1.4.1. Montage

La machine synchrone est accouplée à une machine à courant continu câblée en moteur à excitation shunt. On réalisera le montage de la Figure 6.

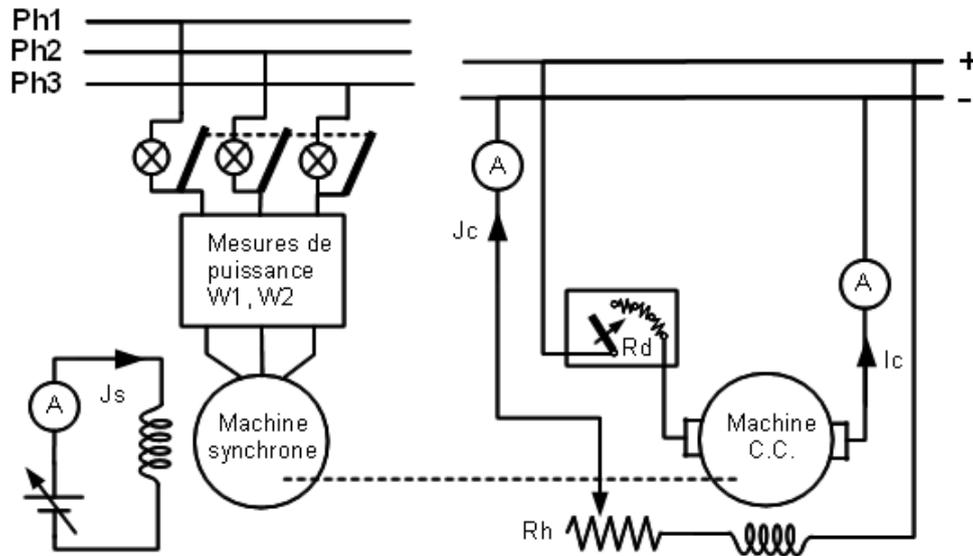


Figure 6

2.1.4.2. Accrochage sur le réseau

En pratique, on procédera ainsi :

- Démarrer le moteur auxiliaire et l'amener à une vitesse proche de la vitesse de synchronisme.
- Exciter la machine synchrone pour obtenir une tension à ses bornes égales à la tension du réseau.
- Enclencher le réseau alternatif sur le coupleur (dont l'interrupteur est ouvert).
- Vérifier que l'allumage des lampes se fait de manière synchrone (allumages simultanés des lampes). Dans le cas contraire, les lampes s'allument successivement sur les 3 phases (« feux tournant ») et il faut permuter 2 conducteurs (réseau ou machine). Cette permutation doit se faire en coupant l'excitation de la machine synchrone et l'alimentation du réseau.
- Régler la fréquence des battements de manière à pouvoir repérer le milieu de l'extinction des lampes.
- Fermer l'interrupteur du coupleur au moment où les lampes sont éteintes (en fin de phase d'extinction).

2.1.4.3. Point déwatté arrière

On se place d'abord à puissance réactive nulle (minimum de courant dans l'induit de la machine synchrone) et puissance active nulle ($W_1=W_2=0$) en jouant sur les réglages de J_s et J_c . Si l'accrochage a été correctement réalisé la condition $P=0$ est déjà réalisée.

On surexcite ensuite la machine synchrone de manière à obtenir le courant I_n dans l'induit. Ceci est fait sans toucher à J_c . On relève pour ce point le courant d'excitation J_s et la tension aux bornes du réseau alternatif qui nous donnent les coordonnées du point M de la construction de Potier (voir figure). On revient ensuite au point précédent ($Q=0$ et $P=0$).

En pratique, on relèvera toutes les valeurs mesurées (puissances, courants, tensions, etc...) pour permettre la détection ultérieure d'erreurs éventuelles de manipulation.

2.2. Essais en charge

Pour les 3 questions qui suivent, on relèvera toutes les valeurs mesurées sur la machine synchrone : U , I , J_s , W_1 , W_2 et sur la machine à courant continu : V , I_c , J_c .

2.2.1. Test de points de fonctionnement en alternateur

On cherchera à régler quelques points de fonctionnement en alternateur synchrone :

$$P = P_n/2 \text{ pour } \cos \varphi = 0,8 \text{ AV, } \cos \varphi = 1 \text{ et } \cos \varphi = 0,8 \text{ AR}$$

2.2.2. Test de points de fonctionnement en moteur

On cherchera à régler de la même manière quelques points de fonctionnement en moteur synchrone :

$$P = P_n/3 \text{ pour } \cos \varphi = 0,8 \text{ AV, } \cos \varphi = 1 \text{ et } \cos \varphi = 0,8 \text{ AR}$$

2.2.3. Courbes en V (courbes de MORDEY)

La machine synchrone fonctionnant en alternateur, on relèvera les courbes $I(J_s)$ et $\cos \varphi = f(J_s)$ pour $P = P_n/3$ et $P = 2P_n/3$.

2.3. Résultats

Calculer les paramètres du modèle de Potier.

Calculer la valeur du courant d'excitation de l'alternateur et du moteur par simulation en utilisant le modèle de Potier pour les six points de fonctionnement obtenus précédemment.

Comparer les valeurs expérimentales aux valeurs calculées. Les résultats seront présentés sous forme d'un tableau synthétique.

Commenter les courbes en V.

3. RAPPELS

3.1. Modèle de Potier

On utilise le modèle de Potier dans le cas des alternateurs à pôles lisses et pour tenir compte de la saturation.

La description du modèle de Potier comporte deux équations vectorielles, illustrées par la Figure 7, et une courbe représentant les variations de la tension aux bornes à vide E en fonction du courant d'excitation J_s . En convention générateur on obtient la caractéristique $E(J_s)$:

$$\underline{E}_r = \underline{V} + R\underline{I} + jx_p\underline{I}$$
$$\underline{J}_s = \underline{J}_r + j\alpha\underline{I}$$

Ce modèle est caractérisé par trois paramètres et par la caractéristique non-linéaire $E(J_s)$:

- α : coefficient d'équivalence entre les courants circulant dans l'induit et dans l'inducteur en ce qui concerne les champs créés dans l'entrefer.
- x_p : réactance de Potier qui tient compte du flux de fuites de l'induit.
- R : résistance d'une phase de l'induit.

On désire déterminer J_s (module de \underline{J}_s) pour un point de fonctionnement (V, I, φ) de la machine synchrone. On détermine \underline{E}_r à l'aide de $\underline{E}_r = \underline{V} + R\underline{I} + jx_p\underline{I}$. \underline{J}_r est par hypothèse identique à celle de \underline{E}_r . Remarquons que \underline{E}_r et \underline{J}_r ne sont que des intermédiaires de calcul qui n'ont pas de signification physique réelle.

Le courant d'excitation J_s (module de \underline{J}_s) est obtenu à partir de \underline{J}_r et de la relation vectorielle $\underline{J}_s = \underline{J}_r + j\alpha\underline{I}$.

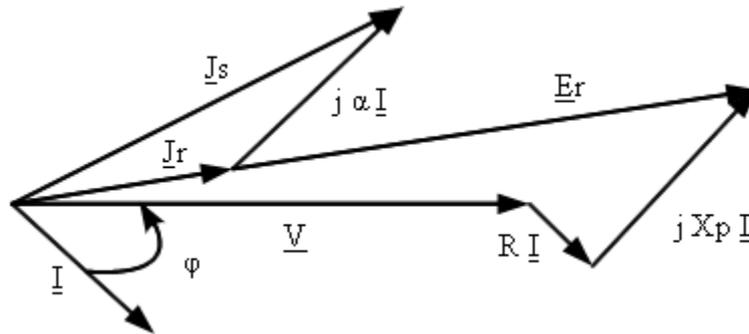


Figure 7

3.2. Identification des paramètres

L'identification des paramètres α et x_p est obtenue à partir des essais à puissance réduite :

- Caractéristique à vide $E(J_s)$.
- Caractéristique en court-circuit triphasé symétrique $I_{cc}(J_s)$
- Point de fonctionnement correspondant à un courant fourni par la machine en retard de $\pi/2$ par rapport à la tension et égal au courant nominal. On parle de point « déwatté arrière ».
- Cette identification s'obtient de manière graphique :

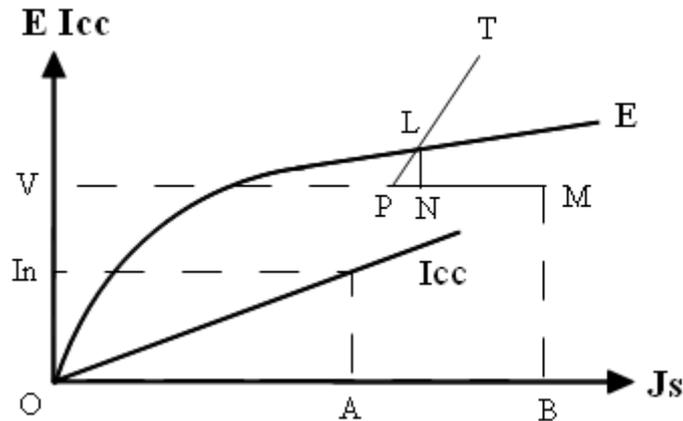


Figure 8

Le point M a pour coordonnées le courant d'excitation nécessaire pour obtenir le courant déwatté arrière nominal à la tension d'induit correspondante (V).

Le segment PM a pour longueur la valeur du courant d'excitation nécessaire pour obtenir le courant nominal dans l'induit en court-circuit triphasé symétrique (OA).

La demi-droite PT est parallèle à la tangente à l'origine de la caractéristique $E=f(J_s)$ et coupe cette dernière au point L . Enfin, N est la projection orthogonale de L sur le segment PM .

A et x_p sont obtenus à partir des relations :

$$LN = x_p I_n \text{ et } MN = \alpha I_n$$

3.3.Fonctionnement du groupe convertisseur

Dès que la machine synchrone est accrochée sur le réseau alternatif, la machine à courant continu restant couplée sur le réseau continu, les seuls paramètres de réglage d'un point de fonctionnement du groupe sont les courants d'excitation de la machine à courant continu J_c et celui de la machine synchrone J_s . Les tensions aux bornes des induits des deux machines sont imposées par les réseaux respectifs auquel elles sont couplées. La vitesse du groupe est, elle, imposée par la fréquence du réseau alternatif.

3.3.1. Réglage de la puissance active P

Le courant d'excitation J_s de la machine synchrone ne peut agir que sur la puissance réactive Q échangée avec le réseau (voir manipulation sur le moteur synchrone). C'est donc le courant d'excitation de la machine à courant continu J_c qui va permettre de modifier le couple sur l'arbre et donc de modifier les échanges de puissance active P entre la machine synchrone et le réseau alternatif, échange de puissance active que l'on retrouve aux pertes près, entre la machine à courant continu et le réseau continu, les 2 machines étant couplées mécaniquement.

L'effet du réglage du courant d'excitation J_c peut être illustré en s'intéressant au fonctionnement électrique de la machine à courant continu.

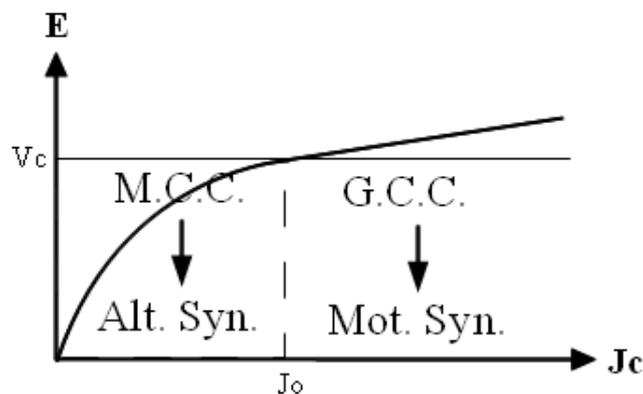


Figure 9

En convention générateur, on peut écrire : $V_c = E - RI$ soit $I = (E - V_c) / R$ avec V_c tension aux bornes de l'induit imposée par le réseau continu.

Si E est supérieur à V_c ($J_c > J_0$) alors I est positif et la machine à courant continu fonctionne en générateur, et donc la machine synchrone en moteur.

Inversement, pour $J_c < J_0$, on a $E < V_c$ et donc $I < 0$. La machine à courant continu fonctionne en moteur et la machine synchrone en alternateur.

Suivant la valeur de J_c , la machine synchrone fonctionne donc en moteur ou en alternateur. Il est nécessaire de réaliser un test pour déterminer le type de fonctionnement du groupe :

- Alternateur synchrone et moteur à courant continu.
- Moteur synchrone et génératrice à courant continu.

Si à partir d'une petite variation positive du courant d'excitation J_c , on observe une variation positive de la puissance active P , alors on peut en conclure que l'on travaille en moteur synchrone. Inversement, si pour la même variation de J_c la puissance active P a tendance à diminuer, alors la machine synchrone fonctionne en alternateur.

3.3.2. Réglage de la puissance réactive Q

Les échanges de puissance réactive Q entre le réseau alternatif et la machine synchrone se règlent essentiellement à l'aide du courant d'excitation J_s . Pour une puissance active P donnée, il existe une valeur du courant d'excitation J_{smin} pour laquelle la puissance réactive échangée Q est nulle. Ce fonctionnement correspond à un courant minimum dans l'induit de la machine synchrone.

Si l'on règle le courant J_s à une valeur supérieure à cette valeur de J_{smin} on dit qu'on surexcite la machine. La machine synchrone fournit alors de la puissance réactive au réseau alternatif. Inversement, pour $J_s < J_{smin}$, la machine synchrone est sous-excitée et absorbe de la puissance réactive.

3.3.3. Sens du déphasage

Le sens de déphasage du courant par rapport à la tension est toujours indiqué en pratique par le qualificatif AV ou AR. Sa valeur correspond à la détermination principale de la fonction Arc tg. Comme $\text{tg } \varphi = Q/P$, si P et Q sont de même signe, φ est positif et correspond à un déphasage AR. Si P et Q sont de signes contraires, le déphasage est un déphasage AV.

Quelle que soit la convention utilisée, on a donc :

- Déphasage AR \Leftrightarrow P et Q transitent dans le même sens.
- Déphasage AV \Leftrightarrow P et Q transitent dans le sens contraire.

Par exemple, si le groupe fonctionne en alternateur synchrone (P positif en convention générateur) et que l'on surexcite la machine synchrone (Q positif en convention générateur), le déphasage sera dit AR.

TP N° 3 : MOTEUR ASYNCHRONE

MODELE LINEAIRE

1. OBJECTIF

Les machines asynchrones sont très répandues dans les applications industrielles de part leur faible coût relatif et à leur fiabilité.

Cette manipulation est consacrée à l'étude du modèle linéaire d'un moteur asynchrone triphasé à cage ou à rotor bobiné et en court circuit. La réalisation d'essais à puissance réduite permet l'identification des paramètres du modèle et la simulation du fonctionnement en charge. Des essais en charge permettront de comparer les mesures au modèle simulé.

2. MANIPULATION

2.1. Matériel

- une machine asynchrone triphasée à cage ou à rotor bobiné
- une machine à courant continu
- un plan de charge
- un rhéostat 500 Ω pour contrôler l'excitation de la MCC
- un auto transformateur triphasé
- un commutateur de wattmètre
- un couple mètre et tachymètre (intégrés à la paillasse)
- des appareils de mesures conventionnels

2.2. Précaution et recommandations

Il est impératif de faire vérifier tous les montages à chaque modification. Veiller à respecter les valeurs nominales des plaques signalétiques de tous les équipements utilisés

2.3. Montage

La charge du moteur est constituée d'une génératrice à courant continu à excitation indépendante débitant sur un plan de charge. Le montage utilisé est donné sur la Figure 10.

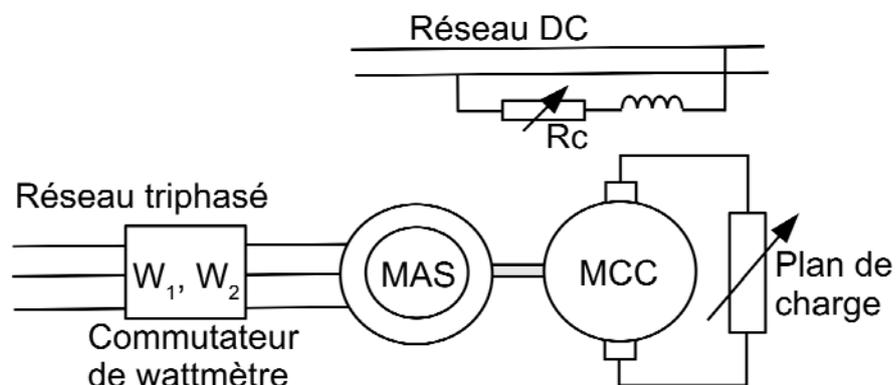


Figure 10

2.3.1. Essais à puissance réduite

2.3.1.1. Essai à vide

Désaccoupler l'arbre du moteur de sa charge et l'alimenter à partir du réseau alternatif triphasé. Relever les valeurs de la tension composée U_1 , du courant I_{10} et des puissances absorbées Q_{10} et P_{10} ainsi que la vitesse de rotation N .

2.3.1.2. Essai en court-circuit

La machine étant à l'arrêt (rotor bloqué par un dispositif approprié), alimenter le stator à l'aide d'une source de tension triphasée variable (autotransformateur). Régler la tension d'alimentation de manière à ce que le courant absorbé par le stator ait sa valeur nominale. Dans le cas d'une machine à rotor bobiné on veillera à ne pas dépasser le courant nominal rotorique. Relever les valeurs de U_{1CC} , I_{1CC} , Q_{1CC} et P_{1CC} .

2.3.1.3. Mesure de la résistance R_1

Mesurer la résistance entre phase du stator par la méthode du voltmètre et de l'ampèremètre, en déduire la résistance par phase de l'étoile équivalente R_1 .

2.3.2. Essais en charge

Alimenter le stator du moteur à partir du réseau alternatif. Relever les valeurs de la tension d'alimentation U_1 du courant absorbé I_1 des puissances P_1 et Q_1 de la vitesse N et du couple C (mesuré à l'aide du couple mètre) pour des points de fonctionnement compris entre la marche à vide et la marche à pleine charge (couple nominal).

Remarque : en vue d'obtenir des relevés de qualité, vous veillerez à recueillir au moins 6 points de fonctionnement distincts avec un incrément de couple constant.

3. RESULTATS

La tension d'alimentation du moteur étant fixé, le point de fonctionnement du moteur ne dépend que d'une variable. On choisit pour cette variable le couple électromagnétique assimilé en première approximation au couple mécanique mesuré sur l'arbre.

3.1. Paramètres du modèle :

Calculer les 5 paramètres du modèle circuit équivalent pratique : R_0 , X_0 , R_1 , R_2 , et X

3.2. Courbes

Tracer les points de mesure représentant les variations du glissement g , du courant absorbé I_1 et du facteur de puissance $\cos \varphi_1$ en fonction du couple mesuré C .

Superposer aux tracés précédents les courbes obtenues par simulation représentant les variations des mêmes grandeurs.

Après une analyse des variations obtenues, comparer les valeurs mesurées aux valeurs obtenues par simulation.

3.3. Valeurs limites du couple

Comparer les valeurs du couple obtenues en utilisant l'expression complète et en utilisant les valeurs limites C_0 au point $g = g_n$ et C_∞ au point $g = 1$.

3.4. Modèle linéaire simplifié

Les cours théoriques élémentaires développent un modèle linéaire simplifié dans lequel on néglige l'influence de R_1 . Ce modèle est utilisé pour obtenir l'expression du couple en fonction du glissement g . Cela revient à admettre que pour une machine réelle $R_2 = R_{cc}$.

Comparer les valeurs obtenues par simulation du glissement au point nominal g_n , du couple de démarrage C_d , du couple maximum C_{max} et du glissement correspondant g_m en utilisant successivement :

- Le modèle complet
- Le modèle simplifié $R_1=0$ avec $R_2 = R_{cc}$
- Le modèle simplifié $R_1=0$, en donnant à R_2 sa valeur réelle ($R_2 = R_{cc} - R_1$)

Conclure en rappelant le domaine de validité du modèle linéaire.

4. ANNEXES

4.1. Rappels théoriques

Comme pour le transformateur, on peut utiliser plusieurs modèles de type circuit pour décrire le fonctionnement de la machine asynchrone en régime permanent pour une fréquence des courants statoriques donnée.

Dans le cas du moteur à cage d'écureuil, on s'intéresse essentiellement au régime du primaire (stator) de la machine. On ramène donc naturellement tous les éléments au primaire et l'on peut alors supprimer le transformateur parfait dont le secondaire se retrouve en court circuit. Le modèle linéaire en régime permanent d'un moteur asynchrone à rotor en court circuit peut donc être représenté par le circuit de la Figure 11.

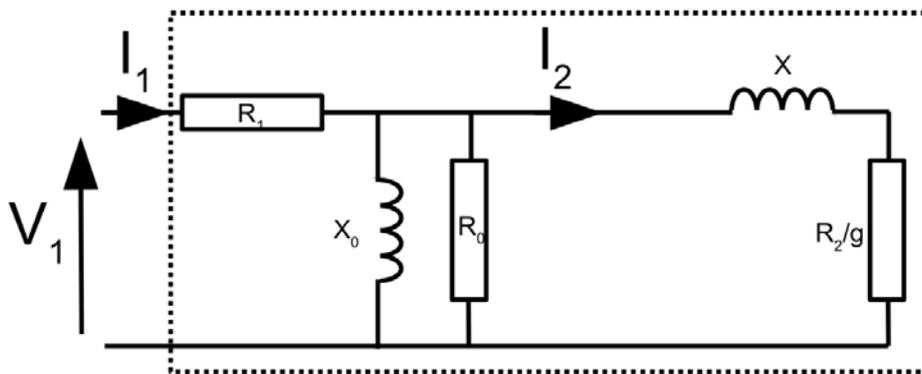


Figure 11

Ce modèle comporte 5 paramètres : R_0 , R_1 , R_2 , X_0 , X .

4.2. Circuit équivalent pratique :

En pratique, pour simplifier le calcul du couple électromagnétique, on utilise un circuit pratiquement équivalent au circuit précédent obtenu en déplaçant R_1 par rapport à X_0 . Le calcul de la puissance mise en jeu dans la résistance R_2/g est alors simplifié puisque la branche qui contient R_2/g se retrouve directement soumise à la tension d'alimentation V_1 .

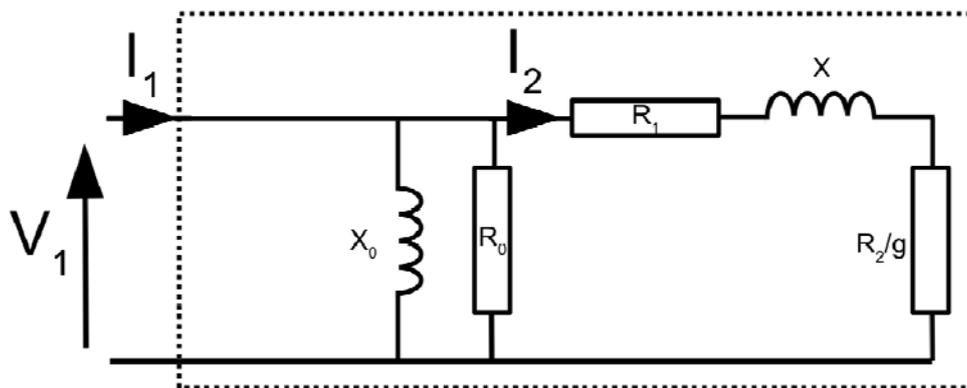


Figure 12

C'est ce circuit que l'on utilise en pratique pour simuler le fonctionnement en régime permanent du moteur asynchrone et ce sont les paramètres R_0 , R_1 , R_2 , X_0 , et X de ce modèle que l'on identifie par les essais à puissance réduite.

4.3. Identification des paramètres

L'identification des paramètres se fait à puissance réduite (pertes de la machine) ce qui permet de tester des machines dont la puissance est très supérieure à celle de la machine disponible pour les essais.

4.3.1. Essais à vide

Cet essai permet d'identifier la réactance de fuite X et la résistance en court circuit : $R_{CC} = R_1 + R_2$.

Le moteur étant à l'arrêt ($g=1$), on alimente le primaire sous une tension réduite U_{1CC} pour que le courant absorbé par le moteur ne dépasse pas plus de 20% du courant nominal statorique. Dans le cas d'une machine à rotor bobiné, on veillera à ce que le courant rotorique ne dépasse pas les 20% du courant nominal. Cet essai doit se faire à température normale de fonctionnement de la machine et doit être réalisé rapidement (pas de refroidissement). On mesure les valeurs efficaces de la tension composée U_{1CC} , du courant par fil de ligne I_{1CC} et des puissances active P_{1CC} et réactive Q_{1CC} .

A partir des mesures de puissance P_{1CC} et Q_{1CC} et du circuit équivalent pratique (représentant une branche de l'étoile équivalente), on détermine les puissances actives P_{2CC} et réactives Q_{2CC} dissipées dans la branche R_1 , X , R_2 . On en déduit l'expression du courant de branche I_2 en fonction de V_{1CC} , P_{2CC} et Q_{2CC} et par conséquent les valeurs de R_{CC} et X .

4.3.2. Mesure de R_1

La mesure de R_1 (résistance d'une phase de l'étoile équivalente du stator) permet de déterminer R_2 connaissant R_{CC} .

5. SIMULATION DU FONCTIONNEMENT EN CHARGE

Un moteur est avant tout destiné à fournir un couple mécanique sur son arbre. La simulation doit permettre de prévoir comment varie la vitesse du moteur et sa consommation (rendement) en fonction du couple qui lui est demandé.

Pour un moteur asynchrone à rotor en court circuit alimenté sous tension et fréquence constantes, le point de fonctionnement ne dépend que d'une variable. En pratique, on choisit le couple comme variable indépendante en notant cependant que la simulation ne donne accès qu'au couple électromagnétique C_{em} légèrement supérieur au couple utile C_u .

Les données retenues pour la simulation du fonctionnement du moteur en régime permanent seront donc :

- Les grandeurs constantes : valeur efficace V_1 , fréquence f de la tension d'alimentation du stator et vitesse de synchronisme Ω_s de la machine.
- La variable indépendante : le couple électromagnétique C_{em}
- Les inconnues : vitesse de rotation Ω ou glissement g , valeur efficace du courant absorbé I_1 et facteur de puissance $\cos\phi_1$.

5.1.Expression du couple électromagnétique

La puissance transmise à travers l'entrefer a pour expression, d'après le circuit équivalent :

$$P_{tr} = 3 \left(\frac{R_2}{g} \right) I_2^2$$

Les pertes joules au rotor s'écrivent :

$$P_{jr} = 3R_2 I_2^2$$

soit : $P_{jr} = gP_{tr}$

La différence $P_{jr} - P_{tr} = (1-g)P_{tr}$ représente donc la puissance convertie sous forme mécanique qui est égale au produit du couple électromagnétique C_{em} par la vitesse de rotation du rotor $\Omega = (1-g)\Omega_s$ ce qui conduit à l'expression fondamentale :

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

Soit en considérant le circuit équivalent :

$$C_{em} = \frac{P_{tr}}{\Omega_s} = \frac{3 \left(\frac{R_2}{g} \right) I_2^2}{\Omega_s} = \frac{3 \left(\frac{R_2}{g} \right)}{\Omega_s} \frac{V_1^2}{\left(R_1 + \frac{R_2}{g} \right)^2 + X^2}$$

Finalemnt, comme $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$

$$C_{em} = \frac{3V_1^2 p}{\omega} \frac{R_2 g}{(R_1^2 + X^2)g^2 + 2R_1 R_2 g + R_2^2}$$

Cette expression présente une valeur maximale :

$$C_{max} = \frac{3V_1^2 p}{\omega} \frac{1}{2(\sqrt{R_1^2 + X^2} + R_1)} \text{ pour } g_m = \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + X^2}}$$

Et des valeurs limites :

$$C_0 = k \frac{g}{R_2} \text{ pour } g \rightarrow 0 \text{ avec } k = \frac{3V_1^2 p}{\omega}$$

$$C_{\infty} \approx k \frac{R_2}{gX^2} \text{ pour } g \rightarrow \infty \text{ car } X \gg R_1$$

Compte tenu des valeurs habituelles des paramètres du modèle, C_0 donne une estimation du couple valable jusqu'au point nominal ou $g \approx 0,05$ ce qui implique que le couple d'un moteur asynchrone est pratiquement proportionnel au glissement entre la marche à vide et la charge nominale.

De même C_{∞} fournit une approximation du couple de démarrage.

5.2. Calcul du glissement

A partir d'une valeur du couple C , le glissement peut être obtenu en résolvant l'équation du second degré en g :

$$(R_1^2 + X^2)C_{em}g^2 + (2R_1C_{em} - k)R_2g + R_2^2C_{em} = 0$$

Suivant la valeur de C_{em} on aura plusieurs racines (ou aucune) mais un seul point de fonctionnement stable.

5.3. Courant absorbé et facteur de puissance

La détermination du courant absorbé et du facteur de puissance pourra se faire de manière simple en utilisant la méthode du bilan des puissances (Méthodes de Boucherot).

TP N° 4 : MACHINE A COURANT CONTINU ALIMENTEE PAR UN HACHEUR 1, 2 ET 4 QUADRANTS

Les machines à courant continu permettent la réalisation de systèmes d'entraînement performants (en dynamique et précision) en utilisant des structures de conversion de type hacheur réversible en puissance relativement simples à réaliser.

1. OBJECTIFS

Caractériser un groupe de machines à courant continu, proposer un modèle équivalent adapté.

Réaliser les caractéristiques en charge en utilisant le hacheur 1, 2 et 4 quadrants identifier les paramètres électriques du hacheur et de la machine.

2. MATERIEL

- un groupe de machines à courant continu à aimants
- une génératrice tachymétrique en bout d'arbre 6V/1000 tr.min⁻¹
- une alimentation à courant continu régulée en tension 60V-18A
- une platine hacheur à IGBT didactique
- une inductance de lissage de 3mH
- un rhéostat de 33 Ω / 6A utilisé comme plan de charge de la génératrice
- un oscilloscope numérique et une sonde différentielle de tension ST1000
- des appareils de mesures conventionnels

3. RECOMMANDATIONS

Il est impératif de faire vérifier tous les montages à chaque modification.

- Veiller à respecter les valeurs nominales des plaques signalétiques de tous les équipements utilisés
- La source de tension sera limitée à 10A au début du TP.
- Lire les annexes du TP avant de commencer les manipulations

4. MANIPULATION

4.1. Détermination des paramètres de la MCC

4.1.1. Essai à vide

La MCC étudiée fonctionne en génératrice, elle est entraînée à vitesse constante par l'autre machine qui est directement alimentée par la source de tension continu.

La génératrice étant à vide (induit en circuit ouvert), mesurer la force électromotrice E quelle délivre en fonction de la vitesse de rotation jusqu'à $N = 3000 \text{tr.min}^{-1}$.

- Tracer la caractéristique à vide $E=f(\Omega)$ en déduire la constante de fem K_v telle que $E=K_v.\Omega$.

4.1.1.1. Détermination de la résistance d'induit

La génératrice est à présent chargée par le rhéostat de 33Ω/6A.

- Mesurer successivement pour des vitesses de 1000, 2000 et 3000 tr.min⁻¹ la tension d'induit U_g en fonction du courant d'induit I que la génératrice délivre.

On veillera à maintenir la vitesse constante durant la variation du courant de charge.

- Tracer sur le même graphe pour chaque vitesses la caractéristique $U_g=f(I)$
- Dédire des caractéristiques obtenues la résistance interne de la machine et conclure.
- Proposer un modèle circuit équivalent à votre machine.

4.2.Hacheur

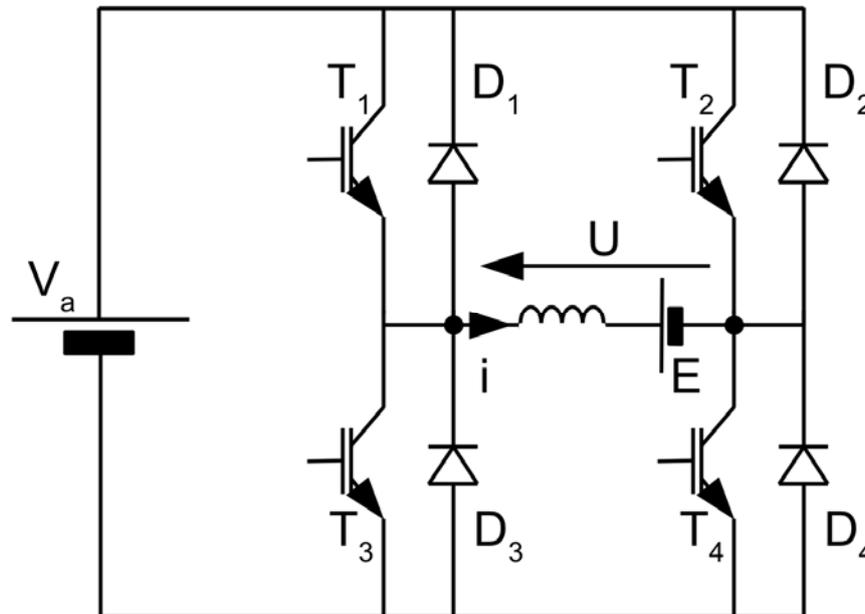


Figure 13: montage et notations

La fréquence de fonctionnement du hacheur sera fixée à 15kHz.

Le courant sera mesuré à l'aide de la sonde de courant intégrée à la platine ou à l'aide d'une sonde à effet hall de type PR30. La valeur moyenne du courant sera mesurée à l'aide d'un ampèremètre analogique adapté.

La tension de sortie du hacheur sera visualisée à l'oscilloscope via une sonde différentielle. Pour la mesure de la tension moyenne un voltmètre analogique sera utilisé.

4.2.1. Mode 1 quadrant

- Exprimer la relation liant U_{moy} tension moyenne de sortie du hacheur en fonction de V_a (tension d'alimentation) et, α le rapport cyclique.
- Donner la relation liant N vitesse de rotation à V_a et α .
- Calculer la valeur du rapport cyclique α permettant d'obtenir les vitesses de 750, 1000 et 2000 $\text{tr}\cdot\text{min}^{-1}$.
- Vérifier vos calculs en réalisant successivement l'essai génératrice à vide et pour un courant de charge maintenu constant à 4A.
- Conclure.

4.2.2. Mode 2 quadrants

Réaliser le montage en mode 2 quadrants, mettre en évidence la réversibilité de puissance du montage.

- Réaliser les relevés de la tension et du courant dans la machine en faisant apparaître les chronogrammes de conduction des interrupteurs.
- Conclusion sur l'intérêt de ce type de montage.

4.2.3. Mode 4 quadrants

- Tracer les formes d'ondes théorique de $i(t)$ et $u(t)$ du montage 4 quadrant pour des valeurs de rapport cyclique de 0,25 et 0,75.
- Donner la relation liant U_{moy} à V_a et α
- Donner l'expression de l'ondulation de courant de sortie, en déduire la valeur de l'inductance de la machine et comparer à la documentation du constructeur.
- Câbler le montage en mode un quadrant, pour 3 valeurs du rapport cyclique vérifier la relation liant la tension moyenne du moteur U_m au rapport cyclique à vide et en charge.
- Pour un rapport cyclique de 0,25 et 0,75 observer les formes d'ondes obtenues et les comparer aux formes d'ondes théoriques
- Mesurer puis tracer les évolutions de u_{moy} et ΔI en fonction du rapport cyclique, comparer à la courbe théorique.
- Pour une valeur fixe du rapport cyclique successivement égale à 0,3, 0,5, 0,7, faire varier la charge de la génératrice en relevant les valeurs de U_{moy} , I_{moy} et la vitesse N du moteur.
- Tracer les caractéristiques $U=f(I)$, $N=f(I)$ pour chaque valeur du rapport cyclique
- Donner la caractéristique $C_{em}(I)$ et $C_{em}(N)$ du couple électromagnétique à partir du bilan de puissance comparer la courbe obtenue avec la caractéristique $C_{em}=KI$ en utilisant la caractérisation de K réalisée.
- La charge du moteur est constituée d'une génératrice à courant continu débitant sur un plan de charge.
- Comparer les caractéristiques en charge $U(I)$ obtenue par le modèle et la caractéristique expérimentale, conclure.

5. ANNEXES

5.1. Préliminaires - connaissance des équipements

La figure ci dessous présente le schéma du hacheur à IGBT didactique utilisé :

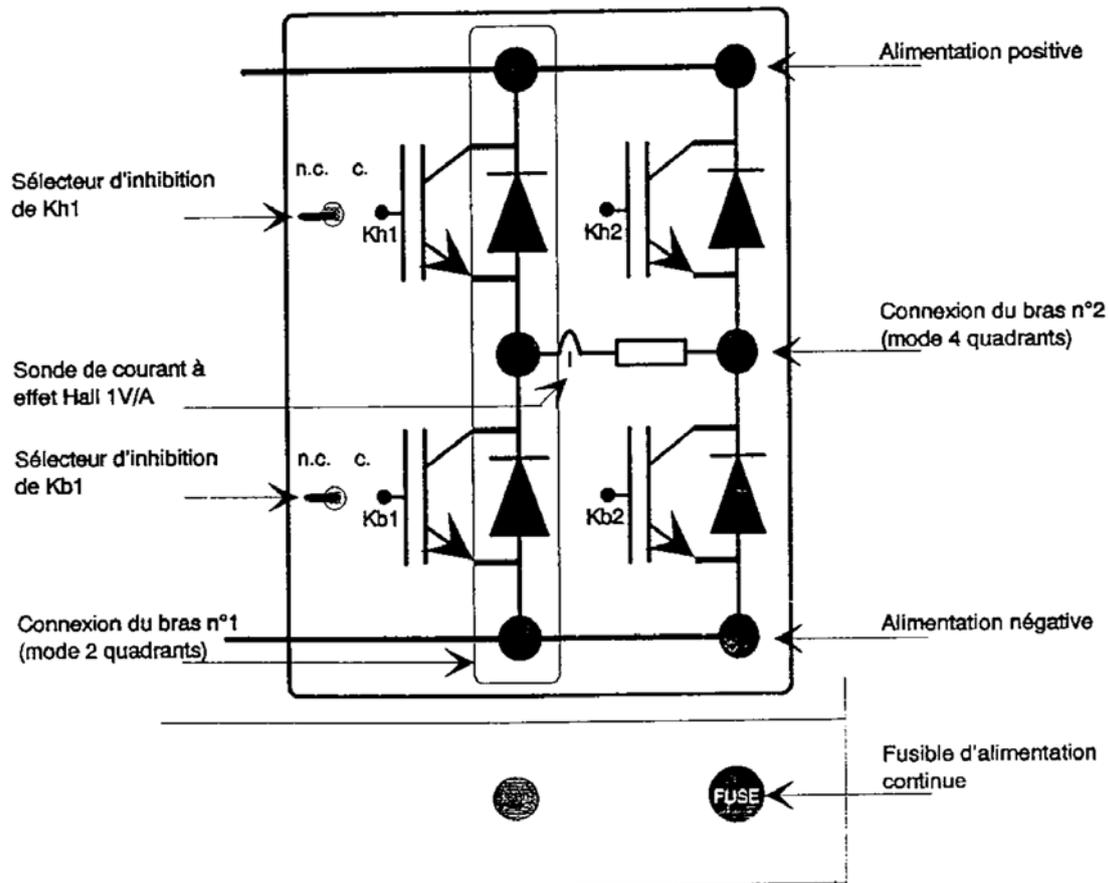


Figure 14 : hacheur didactique à IGBT

Cet étage peut être utilisé selon trois configurations :

5.1.1. Configuration 1 quadrant

Les connexions se feront autour de KH1 et Kb1 (bras N°1) après avoir inhibé une des deux commandes à l'aide de l'un des deux sélecteurs :
 c : commandé - nc : non commandé.

5.1.2. Configuration 2 quadrants

Cette fois on opérera sur les connexions du bras N°1 (bornes blanche et noire) en autorisant les commandes de Kh1 et Kb1

5.1.3. Configuration 4 quadrants

On opère sur les deux bras d'onduleur (bornes blanche et verte) en autorisant les commandes du bras n°1.

5.2. Précautions

La manipulation des sélecteurs doit toujours se faire après avoir éteint l'alimentation de puissance.

Caractéristiques des machines :

CARACTÉRISTIQUES (40 ° C ambiant) Facteur de forme ≤ 1.02	Couple permanent en rotation lente	Vitesse nominale	Puissance nominale	Tension nominale	Courant permanent en rotation lente	Courant maximal en rotation lente	F.E.M. par 1000 trs/min (25 °C)	Couple par ampère (25 °C)	Résistance Induit (25 °C)	Inductance	Inertie	Constante de temps mécanique	Constante de temps thermique	Charge axiale admissible	Charge radiale admissible à m-bragueur de l'arbre	Masse
SYMBOLE	Co	Nn	Pn	Un	Io	I max	KE	KT	R	L	J	τ_m	τ_{th}	Fa*	Fr*	M
UNITE	Nm	min ⁻¹	W	V	A	A	V	Nm/A	ohm	mH	kgm ² . 10 ⁻⁴	ms	min	daN	daN	Kg
RX 120 L	0.3	3000	94	46	3	11.5	11.5	0.11	2.5	7.5	5	10.4	5.8	16	18	1.35
RX 130 H	0.43	3000	126	47	3.8	14	12.4	0.118	1.66	5.3	6.8	8.05	6.55	16	20	1.6
RX 320 E	1.1	3000	283	53	8	28	15.2	0.145	0.56	5.3	50	13.3	12.4	23	45	4
RX 330 A	1.6	3000	408	52	11.8	32	15	0.143	0.3	3.3	72	10.5	15.8	23	50	5.2
RX 330 S	1.62	2300	360	60	8	21	21.8	0.208	0.69	7	72	11.5	16.2	23	50	5.2
RX 520 K	2.7	2780	640	110	8	30	35.5	0.34	0.76	5.4	128	8.5	15.5	30	80	6.6
RX 530 F	3.87	2700	933	110	11.5	45	36.5	0.35	0.5	3.6	174	7	18	30	85	8.7
RX 620 J	5.3	2360	1060	130	11.3	41	51.5	0.49	0.4	4.3	350	5.8	19.2	40	95	13
RX 630 E	8	2350	1475	130	16	68	52	0.5	0.25	2.6	500	5	20	40	100	18.5

* Fa et Fr non cumulables

Figure 15

TP N° 5 : REDRESSEUR TRIPHASE

TOUT THYRISTORS ET MIXTE

1. OBJECTIF

L'objectif de ce TP est de comparer le fonctionnement (tension de sortie, échange de puissance) de deux types de ponts triphasés : le pont double tout thyristor et le pont mixte (thyristors et diodes) sur charge résistive et/ou inductive.

2. MANIPULATION

2.1. Pont triphasé double tout thyristor

2.1.1. Montage

Réaliser le montage redresseur ci-dessous. Le pont sera alimenté par le secondaire d'un autotransformateur dont la tension composée sera réglée à 100V (ne plus toucher au réglage de l'autotransformateur par la suite de la manipulation !). La tension de synchronisation (connectée derrière le module de commande) sera assurée par la tension simple V_1 de sortie de l'autotransformateur. Les mesures de I , V , P , W_{13}^1 et W_{23}^2 seront obtenues grâce à un connecteur de wattmètres et un multimètre numérique (ampèremètre-voltmètre-wattmètre). L'inductance sera réglée à sa valeur maximale. Calculer la valeur de R permettant d'obtenir un courant I_c de 5A lorsque l'angle de retard à l'amorçage de thyristors vaut $\psi=0$. On rappelle que ψ correspond au retard à l'amorçage des thyristors par rapport à l'amorçage naturel des diodes qui remplaceraient ces thyristors. Prendre la résistance dont la valeur est la plus proche (et supportant 5A).

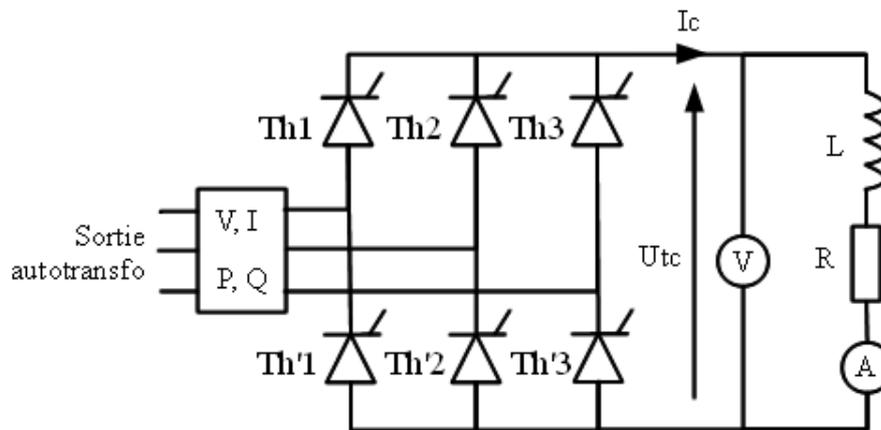


Figure 16

2.1.2. Caractéristique de sortie

Tracer la caractéristique $U_{TC}=f(\psi)$ pour une charge purement résistive (R_{max}) puis avec une charge inductive ($R_{max}+L_{max}$) avec la sonde différentielle sur la sortie du pont. Comparer et commenter les courbes obtenues avec la courbe théorique que l'on tracera également sur le même graphe. On rappelle la relation théorique : $U_{TC} = 2 \frac{q}{\pi} V_M \sin\left(\frac{\pi}{q}\right) \cos \Psi$. (V_M est la

tension simple max d'entrée du pont, q =nombre de phases). Distinguer les deux modes de fonctionnement du pont.

Pour $\psi=0$, imprimer l'allure du courant dans l'une des phases de sortie de l'autotransformateur (visualiser à l'aide d'une pince de courant). Noter I et I_c et retrouver le rapport entre ces deux courants (voir TD).

Compte-tenu de la forme non-sinusoïdale de ce courant, peut-on encore appliquer les formules $P = (W_{13}^1 + W_{23}^2)$ et $Q = \sqrt{3}(W_{13}^1 - W_{23}^2)$ établies pour des grandeurs sinusoïdales ? Si oui, pourquoi ?

2.1.3. Mode de fonctionnement du pont

Toujours pour la charge inductive (R et L_{\max}), tracer pour différentes valeurs croissantes de ψ le diagramme $Q(P)$ à $I_c = \text{cte} = 5A$. On s'arrêtera lorsque la tension de sortie du pont atteindra approximativement 25V. Le pont ne pouvant fonctionner en onduleur (charge passive), on tracera le symétrique de la portion de courbe déjà tracée en redresseur.

Expliquer la forme de la caractéristique $Q(P)$ à $I_c = \text{cte}$.

Dans cet essai, comment évolue la puissance apparente S en fonction de ψ ? Donner alors le sens de variation du facteur de puissance f_p en fonction de ψ .

2.2. Pont triphasé mixte

2.2.1. Montage

Modifier le montage précédent en remplaçant les trois thyristors du bas par trois diodes. La commande des thyristors reste inchangée.

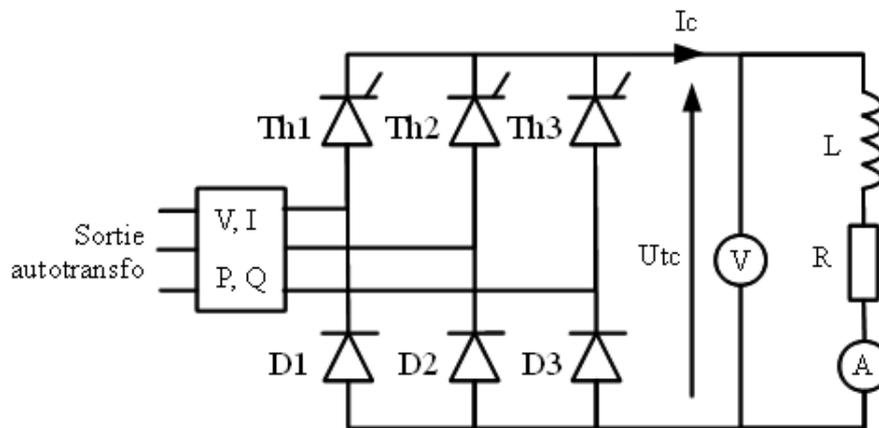


Figure 17

2.2.2. Caractéristique de sortie

Tracer la caractéristique de sortie $U_{TDC} = f(\psi)$ pour une charge inductive ($R_{\max} + L_{\max}$).

Comparer avec la courbe théorique donnée par : $U_{TC} = 2 \frac{q}{\pi} V_M \sin\left(\frac{\pi}{q}\right) \frac{1 + \cos \Psi}{2}$.

2.2.3. Mode de fonctionnement du pont

Toujours pour la charge inductive, tracer pour différentes valeurs croissantes de ψ : $Q(P)$ à $I_c = \text{cte} = 5A$. On s'arrêtera lorsque la tension de sortie du pont atteindra approximativement 25V.

Expliquer la forme de la caractéristique $Q(P)$ à $I_c = \text{cte}$.
Le pont peut-il fonctionner en onduleur ?

3. CONCLUSION

Comparer les deux types de ponts étudiés (réversibilité redresseur-onduleur, caractéristique de sortie).

TP N° 6 : GRADATEUR MONOPHASE

1. OBJECTIF

Le gradateur est un convertisseur utilisé pour fournir des tensions de valeurs efficaces réglables. Ses applications sont donc diverses : variation de puissance d'une résistance de chauffe, variation d'intensité lumineuse d'une lampe à incandescence variation de vitesse d'un moteur asynchrone...

L'objectif de ce TP est d'étudier le fonctionnement (formes d'ondes, puissances, harmoniques, stratégie de commande) d'un gradateur monophasé sur différents types de charges (R et RL).

2. MANIPULATION

2.1.Montage

Réaliser le montage gradateur monophasé ci-dessous.

Matériel disponible : transformateur 220V/70V, thyristors, latine de commande, appareils de mesure (sonde de tension et de courant, un ampèremètre ferromagnétique, un voltmètre ferromagnétique, deux wattmètres analogiques).

Le triac sera réalisé à l'aide de deux thyristors tête-bêche. La charge sera composée dans un premier temps d'une résistance de 33Ω (6A). Dans un deuxième temps une inductance réglable sera placée en série avec celle-ci. Les wattmètres seront placés entre le transformateur et le gradateur.

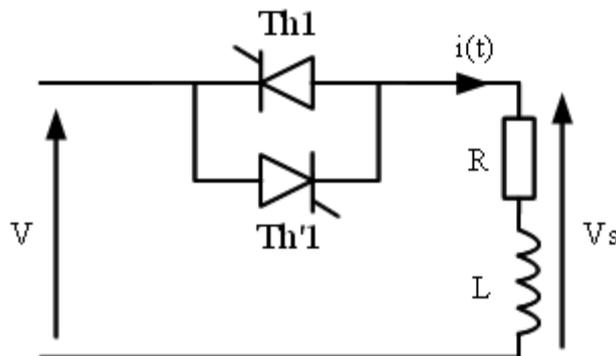


Figure 18

2.2.Fonctionnement sur charge résistive

Vérifier que la platine de commande est en position « mono-impulsion ».

Visualiser les formes d'ondes de la tension de sortie du gradateur, de la tension aux bornes du triac et d'une impulsion de gâchette (platine sur position impulsion) pour comprendre le fonctionnement du convertisseur.

Peut-on mesurer la puissance active P avec le wattmètre fourni, sachant que le courant absorbé n'est pas sinusoïdal et que la bande passante du wattmètre est de 400Hz ?

Expliquer la consommation de puissance réactive du montage sur une charge résistive.

Comment mesurez-vous la puissance réactive Q avec le wattmètre ?

Tracer $V_{seff}=f(\psi)$, $I_{eff}=f(\psi)$, $P=f(\psi)$ et $Q=f(\psi)$, ψ étant l'angle de retard à l'amorçage du triac. Tracer également la courbe donnant la valeur de ψ en fonction de la tension de commande du boîtier de commande. Vérifier que I_{eff} passe bien de sa valeur max (V_{eff}/R) à 0 lorsque ψ passe de 0 à π (V_{eff} étant la valeur efficace de la tension d'entrée du gradateur et V_{seff} la tension efficace de sortie du gradateur).

2.3.Fonctionnement sur charge inductive (RL)

2.3.1. Fonctionnement à $\varphi < \psi < \pi$

Ajouter l'inductance variable en série avec la résistance de 33Ω . φ représente l'argument de la charge. Ne connaissant pas a priori la valeur de φ , placez-vous à $\psi=\pi$ puis réduisez la valeur de ψ tout en restant proche de π .

Visualiser la tension et le courant de sortie du gradateur. Expliquer le fonctionnement du gradateur.

Visualiser également les impulsions de commande.

2.3.2. Fonctionnement à $\psi < \varphi$

En réduisant la valeur de ψ , celui-ci devient inférieur à φ . Expliquer le comportement du gradateur à partir des formes d'ondes de la tension, du courant et des impulsions de gâchettes.

Basculer la platine de commande en position « train d'impulsion ». Expliquer alors le comportement du gradateur.

2.4.Stratégie de commande

Tracer l'évolution de V_{seff} en fonction de ψ pour une charge fortement inductive. Se servir de la courbe donnant la valeur de ψ en fonction de la tension de commande. Tracer également l'évolution de V_{seff} en fonction de α (α/ω étant le temps de blocage d'un thyristor sur une demi-période). Comparer l'évolution de V_{seff} en fonction de ψ pour une charge résistive et inductive. En déduire une stratégie de commande d'un gradateur monophasé fonctionnant avec différents types de charges.

2.5.Harmoniques

Visualiser les harmoniques du courant d'entrée du gradateur. Faire les mesures avec une charge purement résistive. Qu'en déduisez-vous ? Ajouter ensuite l'inductance. Agir sur la valeur de l'inductance de charge et vérifier l'effet sur les harmoniques consommés par le montage.

TP N° 7 : ONDULEUR DE TENSION MONOPHASE

1. OBJECTIF

L'objectif de ce TP est d'une part d'étudier le fonctionnement des onduleurs monophasé de tension et d'autre part le filtrage des formes d'ondes obtenues. Les solutions de filtres « actifs » et « passifs » seront abordées.

L'onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. A la différence d'un onduleur non autonome ou assisté qui est connecté à un réseau alternatif

2. MATERIEL

- Maquette C0 1020 « Banc d'étude de la conversion continu/alternatif »
- Platine didactique onduleur à IGBT
- Source de tension stabilisée 0-60V/0-20A
- Source de tension symétrique -15V/0/+15V (partie commande)
- Oscilloscope numérique TDS 380 avec module mathématique (FFT)
- PC avec logiciel d'acquisition « TDS 3XX »
- Rhéostat 100 Ohm 5A
- Inductance 3mH,
- Boîte à décade de condensateurs ou condensateur fixe.

2.1.Précautions

Avant de démarrer, vérifier que l'alimentation de puissance est limitée à 3A : placer les potentiomètre V et I au minimum. Réaliser un court circuit de l'alimentation hors tension, mettre sous tension, augmenter le courant jusqu'à 3 A. Eteindre l'alimentation sans toucher au potentiomètre de réglage de I, remettre sous tension à vide et ajuster la valeur de la tension de la source...

Placer la platine didactique hors tension pour toutes modifications de câblage !!

Attention à l'isolation galvanique des mesures : les masses BNC sont reliées entre elles...

3. MANIPULATION

Dans ce qui suit, on travaillera avec une tension de bus continu de 24V, source limitée à 3A, et une fréquence fondamentale de 100Hz. Ne pas oublier l'alimentation de la commande de l'onduleur (-15V,0 +15V).

3.1.Onduleur en pont commande « pleine onde »

- En utilisant l'onduleur pleine onde, à vide, réaliser à l'aide de l'oscilloscope l'acquisition du spectre du signal de sortie.
- A partir des caractéristiques d'acquisition de l'oscilloscope (durée d'acquisition et fréquence d'échantillonnage) retrouver l'étendu du spectre et sa résolution fréquentielle ΔF .
- Proposer un réglage de la base de temps de l'oscilloscope permettant de visualiser correctement les amplitudes du fondamental et de l'harmonique de rang 3.
- Justifier l'absence de composante continue, vérifier expérimentalement.

- Mesurer à l'aide du logiciel d'acquisition TDS 3XX et de l'oscilloscope l'amplitude du fondamental et des 5 premiers harmoniques.
- Choisir le calibre de l'oscilloscope approprié, vérifier l'étendue spectrale en fonction de la fréquence d'échantillonnage.
- Comparer les amplitudes précédentes avec le calcul théorique.
- Donner l'expression de l'évolution instantanée du fondamental $V_{1f}(t)$ en fonction de E .
- Faire débiter l'onduleur sur le rhéostat de 100 Ohm, justifier la chute de potentiel observée sur les harmoniques.
- Relever le taux de distorsion harmonique.
- Conclusion sur la commande pleine onde (avantages / inconvénients...).

3.2. Onduleur en pont commande « décalée »

- Programmer l'angle de décalage (d) de façon à supprimer l'harmonique 3.
- Mesurer à l'oscilloscope l'amplitude du fondamental et des 3 premiers harmoniques.
- Comparer les amplitudes mesurées avec le calcul théorique.
- Expliquer la chute de valeur efficace du signal par rapport au cas précédent.
- Relever le taux de distorsion harmonique et le comparer à la valeur précédente.
- Conclusion sur la commande décalée.

3.3. Onduleur en pont commande MLI calculée +E/-E

- Etudier le spectre de tension de sortie en utilisant le mode deux coupures.
- Relever en particulier l'amplitude de l'harmonique de rang 9 et le taux de distorsion harmonique.
- Conclusion sur la commande MLI « à coupures »

3.4. Onduleur en pont commande MLI calculée +E/0/-E

- Etudier le spectre de tension de sortie en utilisant le mode deux coupures.
- Mesurer le taux de distorsion harmonique.
- Conclusion sur les commandes MLI calculées. Comparer les spectres et les taux de distorsion harmonique correspondants.

3.5. Onduleur en pont commande MLI modulée

On utilise à présent le montage didactique à IGBT

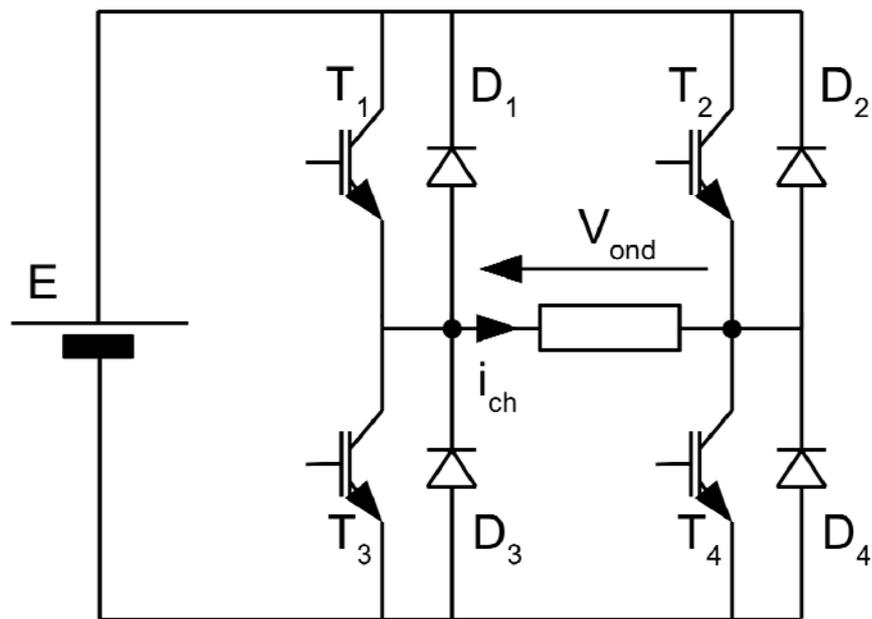


Figure 19

La source de tension d'entrée E (en général le réseau alternatif redressé puis filtré par des condensateurs de fortes capacités) sera réalisé à l'aide d'une alimentation continue réglée à 50V avec un courant de sortie limité à 6A. La charge sera constituée par une résistance non inductive de $16,8\Omega$ (charge R) soit par cette résistance mise en série avec une inductance à noyau réglée à son maximum (charge RL).

On utilisera un ampèremètre analogique pour mesurer le courant efficace, ainsi qu'un wattmètre numérique et un voltmètre numérique pour mesurer la valeur moyenne du signal de sortie.

Vérifier sur la face avant du pupitre de l'onduleur que les commutateurs de commande des transistors sont en position « c » (commandés).

Basculer l'onduleur en commande externe et y relier un GBF.

3.5.1. Charge résistive seule :

Régler le GBF sur l'amplitude minimale en modulation sinusoïdale (V_{com}) et ajuster sa composante continue pour supprimer la composante continue en sortie de l'onduleur (on retrouve la commande complémentaire précédemment étudiée).

Régler la fréquence de découpage à 10kHz et la fréquence de modulation (GBF) à 100Hz.

- Observer l'allure de la tension de sortie de l'onduleur (sonde différentielle) et celle du courant dans la charge (sonde de courant intégrée de l'onduleur ou pince ampère métrique)
- Analyser les valeurs du courant indiquées par le wattmètre et l'ampèremètre
- Conclure sur l'origine de la différence de valeur indiquée et proposer l'appareil le plus approprié.
- Augmenter suffisamment la tension de modulation V_{com} et observer les formes d'ondes
- Réaliser l'analyse spectrale et comparer la richesse harmonique avec les méthodes de filtrages actifs vues avec la maquette précédente.
- Conclure sur le rôle de la commande MLI modulée.

3.5.2. Charge résistive et inductive

- Visualiser à nouveau les formes d'ondes de courant et de tension et comparer avec les résultats obtenus avec la charge purement résistive.
- Noter l'indication des 2 ampèremètres justifier les valeurs observées.
- Faire varier l'amplitude de la composante sinusoïdale de la tension de commande V_{com} de l'onduleur et relever la courbe de puissance de sortie $P = f(V_{com})$.
- Conclure sur le mode de réglage de la puissance de sortie.

3.5.3. Filtrage passif de l'onduleur

Pour une fréquence de modulation de 250Hz, sachant que la charge nominale est de $16,8\Omega$ et que l'on accepte une variation relative de tension de 5% entre le fonctionnement à vide et en charge, calculer les éléments du filtre et vérifier expérimentalement son effet. On fixera $L=3mH$.

Pour la charge résistive nominale, mesurer l'atténuation (en dB) du premier harmonique, vérifier à l'aide de la réponse fréquentielle asymptotique du filtre LC réalisé.

4. ANNEXES

4.1. Rappel sur la transformée de Fourier

Toute fonction périodique $f(t)$ de période T peut être développée en série de Fourier, c'est-à-dire en la somme d'une constante et d'une somme de fonctions sinusoïdale du temps de fréquence $f, 2f, \dots, nf$ avec $f=1/T$.

Avec $\omega = 2\pi f$

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t) + B_n \sin(n\omega t)$$

Avec

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \text{ la valeur moyenne du signal.}$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt \quad B_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt$$

Avec

$C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$ module de l'harmonique et $\varphi_n = \arctan\left(\frac{B_n}{A_n}\right)$ phase de l'harmonique on

peut écrire :

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega t + \varphi_n)$$

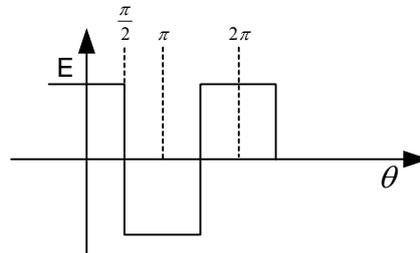
Propriétés :

- Si la fonction $f(t)$ est paire : $f(t) = f(-t)$ les termes B_n sont nuls.
- Si la fonction $f(t)$ est impaire : $f(t) = -f(-t)$ les termes A_n sont nuls.
- Si la fonction est à symétrie glissante : $f(t+T/2) = -f(t)$ les harmoniques pairs sont nuls, on calculera alors les termes A_{2k+1} et B_{2k+1} .

4.2. Filtrage actifs

La notion de filtrage actif repose sur les stratégies de commande des éléments actifs afin d'atténuer au mieux les harmoniques et en particulier ceux de rang faible (3,5,7...).

4.2.1. L'onduleur « pleine onde »



$A_0 = 0$ la valeur moyenne du signal est nulle

Le signal est pair les termes B_n sont nuls, il possède une symétrie glissante les harmoniques pairs sont nuls :

$$A_{2k+1} = \frac{2 \times 4}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} E \cos[(2k+1)\theta] d\theta = \frac{4E}{\pi} \left[\frac{\sin[(2k+1)\theta]}{2k+1} \right]_0^{\frac{\pi}{2}}$$

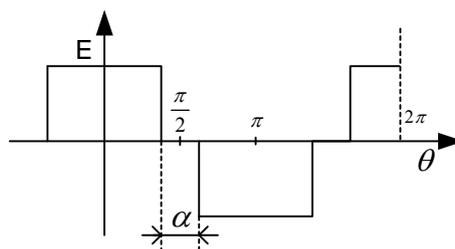
$$A_{2k+1} = \frac{4E}{\pi} \frac{\sin\left[(2k+1)\frac{\pi}{2}\right]}{2k+1}$$

$$A_{2k+1} = \frac{4E}{\pi} \frac{(-1)^k}{2k+1}$$

On note que les harmoniques sont en alternance en phase ou en opposition de phase avec le fondamental (le module est évidemment positif !).

4.2.2. Onduleur +E/0/-E ou à commande décalée :

C'est la première solution de filtrage « actif »



$A_0 = 0$ car la valeur moyenne est nulle.

Le signal est impair les termes A_n sont nuls, il possède une symétrie glissante les harmoniques pairs sont nuls ($n=2k+1$) :

$$B_{2k+1} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi-\alpha}{2}} E \cos[(2k+1)\theta] d\theta = \frac{4E}{\pi} \left[\frac{\sin[(2k+1)\theta]}{2k+1} \right]_0^{\frac{\pi-\alpha}{2}}$$

$$B_{2k+1} = \frac{4E}{\pi} \frac{\sin\left[(2k+1)\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2}\right)\right]}{2k+1}$$

$$B_{2k+1} = \frac{4E}{\pi} \frac{(-1)^k}{2k+1} \cos\left((2k+1)\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right)$$

Si l'on veut éliminer le « $(2k+1)^{\text{ème}}$ » harmonique et ses multiples on pose:

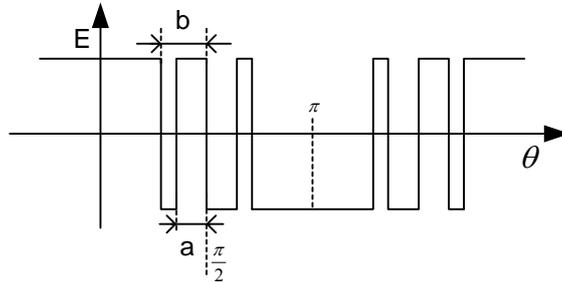
$$\cos\left((2k+1)\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right) = 0$$

$$\alpha = \frac{\pi}{2k+1}$$

Pour annuler l'harmonique 3, $k=1$ d'où $\alpha = \frac{\pi}{3}$

4.2.3. MLI calculée : « deux coupures » par demi périodes +E/-E

On est toujours dans le cas d'un onduleur +E/-E avec deux degrés de liberté a et b (définis par rapport au plus petit axe de symétrie), permettant de supprimer deux harmoniques.



$$A_{2k+1} = \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi-b}{2}} E \cos[(2k+1)\theta] d\theta + \int_{\frac{\pi-b}{2}}^{\frac{\pi-a}{2}} -E \cos[(2k+1)\theta] d\theta + \int_{\frac{\pi-a}{2}}^{\frac{\pi}{2}} E \cos[(2k+1)\theta] d\theta \right]$$

$$A_{2k+1} = \frac{4E}{\pi(2k+1)} \left[\left[\sin((2k+1)\theta) \right]_0^{\frac{\pi-b}{2}} - \left[\sin((2k+1)\theta) \right]_{\frac{\pi-b}{2}}^{\frac{\pi-a}{2}} + \left[\sin((2k+1)\theta) \right]_{\frac{\pi-a}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \right]$$

$$A_{2k+1} = \frac{4E}{\pi} \frac{(-1)^k}{2k+1} (2 \cos(2k+1)b - 2 \cos(2k+1)a + 1)$$

La solution analytique permettant de supprimer l'harmonique 3 et 5 ($k = 1$ et $k = 2$) n'existe pas, une résolution numérique s'impose on peut la réaliser via MATLAB, OCTAVE, MAPPLE...

Par exemple sous MATLAB :

```
[A,B]=solve('2*cos(3*b)-2*cos(3*a)+1=0','2*cos(5*b)-2*cos(5*a)+1=0'); % pour le 3 et le 5
a=eval(a) ; % solution numérique
b=eval(b) ;
(a<pi/2) & (b<pi/2) & (a<b) % conditions à respecter pour la solution numérique
```

Seul le couple a=0.4127 b=0.5817 permet de satisfaire toutes les conditions...

a =	b =
2.76035931566268	0.90813302992401
2.55991491321908	2.72891052602685
2.55015531340670	1.46997044223534
2.23345962366578	0.38123333792712
2.14868169321696	1.74025818608208
1.67162221135445	0.59143734018309
1.51001394259937	2.86785702876783
1.40133446750771	0.99291096037284
0.74501158076910	3.14159265358979 - 0.15935066339103i
<u>0.41268212756294</u>	<u>0.58167774037071</u>
0.27373562482196	1.63157871099042
0 + 0.15935066339103i	2.39658107282070

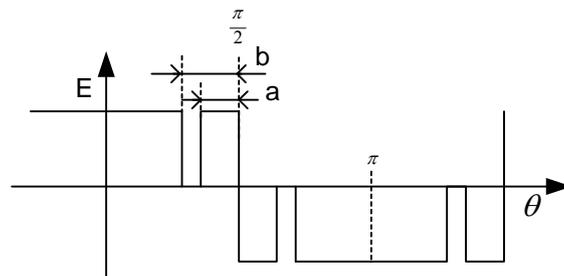
Ces solutions sont exprimées en radians, la résolution numérique donne finalement :

a=23.6449°, b=33.3277° sur notre onduleur de TP nous réglerons donc 24° et 33°.

On peut étendre ce raisonnement pour supprimer d'autres harmoniques en introduisant d'autres coupures... cependant il n'est pas directement possible d'ajuster la valeur du fondamental avec ce type de MLI calculée...

4.2.4. MLI calculée : « deux coupures » par demi période +E/0/-E

Comme pour le cas précédent 2 coupures par demi période mais avec un retour à 0.



$$A_{2k+1} = \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi-b}{2}} E \cos[(2k+1)\theta] d\theta + \int_{\frac{\pi}{2}-a}^{\frac{\pi}{2}} E \cos[(2k+1)\theta] d\theta \right]$$

$$A_{2k+1} = \frac{4E}{\pi(2k+1)} \left[[\sin((2k+1)\theta)]_0^{\frac{\pi-b}{2}} + [\sin((2k+1)\theta)]_{\frac{\pi}{2}-a}^{\frac{\pi}{2}} \right]$$

Finalement, on obtient : a=17,8318° et b=37,9660°

4.3. Filtrage passif

L'onduleur de tension est dans sa version de base un convertisseur direct on passe en effet d'une source continue de tension en une source alternative de tension.

Si l'on veut introduire un filtre en respectant les règles d'interconnexion des sources il est naturel d'utiliser un filtre de type LC.

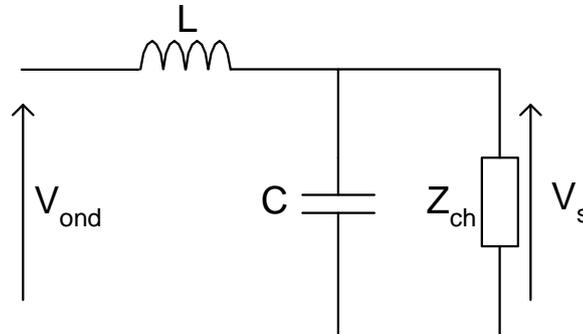


Figure 20: filtre LC chargé.

On note ω_1 la pulsation du fondamental, ω_n la pulsation naturelle de résonance et ω_r la pulsation de résonance du filtre chargé (voir TP de licence...).

On rappelle :

$\omega_r = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$ la pulsation de résonance diminue légèrement lorsque l'on charge le filtre...

Le filtre doit satisfaire plusieurs critères :

- Le dimensionnement de ce filtre doit permettre de ne pas atténuer le fondamental tout en atténuant suffisamment les premiers harmoniques. C'est le critère de l'atténuation des harmoniques ou de la « pureté » du signal de sortie.
- Les caractéristiques du filtre évoluent en fonction de la charge, on doit donc se fixer un critère de variation relative de tension à vide et en charge.
- Le filtre doit être « transparent » c'est-à-dire ne pas augmenter l'impédance de sortie de l'onduleur (effet négatif de $L\omega$) ni provoquer de circulation de courant capacitif trop forte, cela conduirait à un surdimensionnement de l'onduleur et des difficultés de régulation...

On veillera outre le critère de respect de gabarit qui fixe le dimensionnement minimal à respecter :

$$L\omega_1 \ll Z_{ch} \text{ et } \frac{1}{C\omega_1} \gg Z_{ch}$$

Dans ces conditions on a les relations :

$$V_s \approx V_{ond} \text{ et } i_{ch} \approx i_L$$

Pour le premier critère, on comprend l'intérêt de chercher à éliminer les harmoniques de rang faible au moins le 3 et le 5 par une méthode de filtrage actif (stratégies de commande) ou mieux en utilisant une structure d'onduleur MLI modulée, multi niveaux...

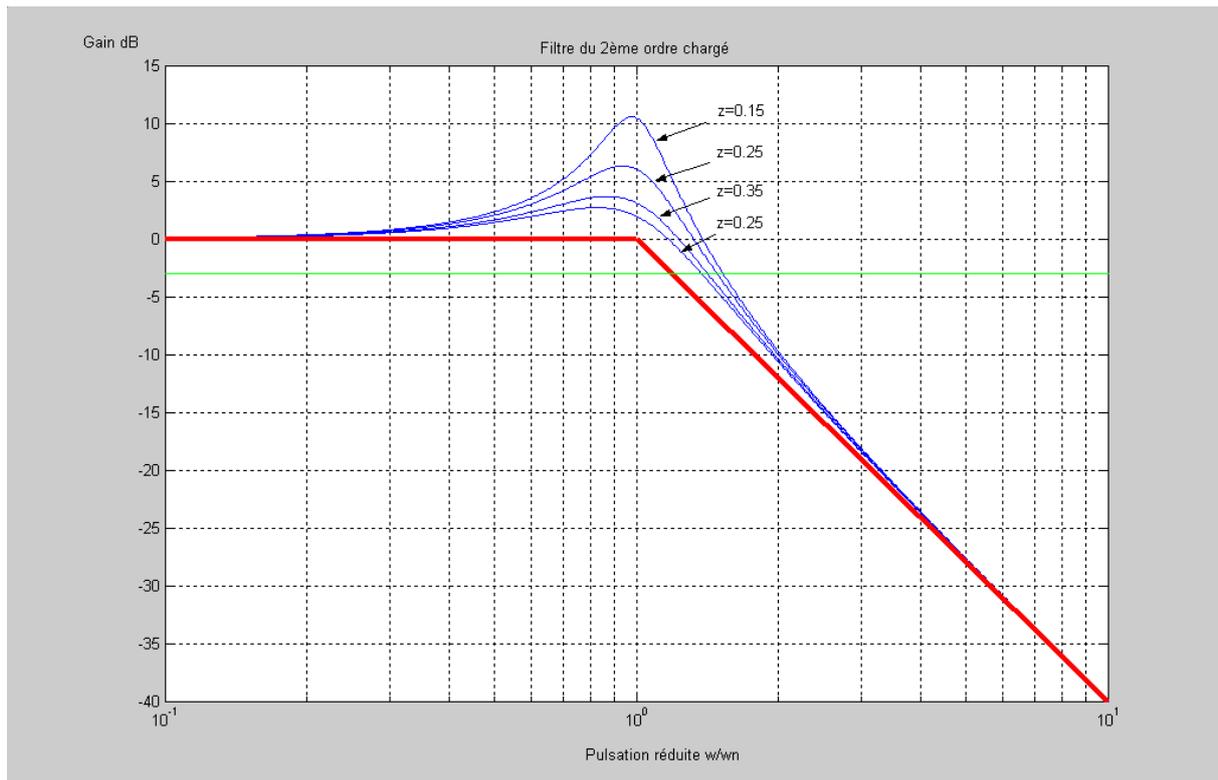


Figure 21: effet de l'amortissement sur la réponse.

On peut exprimer la chute de tension relative :

En posant :

V_{s1} amplitude du fondamental de V_s en charge

V_{s10} amplitude du fondamental à vide

φ_1 phase du fondamental de V_s par rapport au fondamental de V_{ond} .

$$\frac{V_{s10} - V_s}{V_{s10}} = 1 - \frac{1 - \left(\frac{\omega_1}{\omega_n}\right)^2}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega_1}{\omega_n}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{L\omega_1}{Rch}\right)^2}} \text{ et } \varphi_1 = -\text{Arctg} \frac{\frac{L\omega_1}{Rch}}{1 - \left(\frac{\omega_1}{\omega_n}\right)^2}$$

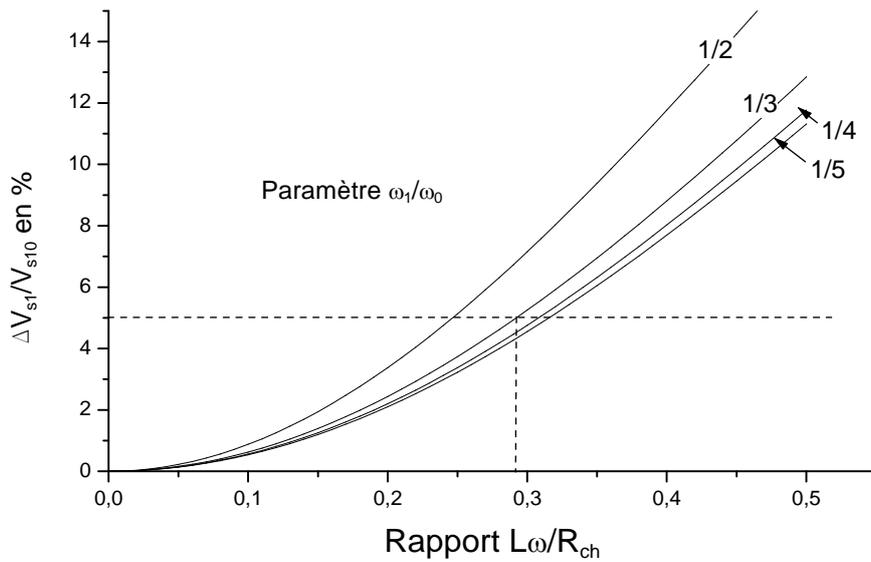


Figure 22 : chute de tension relative fonction de $L\omega/R_{ch}$

On voit que pour un rapport ω_1/ω_n supérieur à 1/3 et pour une variation relative admissible de 5% le rapport $L\omega_1/R_{ch}$ se situe autour de 0,3.

En conclusion, il n'est pas utile d'éloigner ω_n de plus de $3\omega_1$ car l'atténuation des harmoniques sera moins importante...

L'estimation de l'atténuation A des harmoniques peut être réalisée par (voir TP de licence...)

$$A = \frac{1}{u^2} \text{ avec } u = \frac{\omega}{\omega_n}$$

Dans un contexte industriel la définition d'un cahier des charges (volume, masse du filtre, ondulation de tension admissible, atténuation minimale, stabilité de la régulation...) et son respect doivent guider le concepteur.

TP N° 8 : HACHEUR SERIE ET CONVERTISSEUR STATIQUE ABAISSEUR DE TENSION

1. INTRODUCTION

Le réseau alternatif industriel fournit l'énergie électrique principalement sous des tensions sinusoïdales de fréquence et d'amplitude fixes (50 Hz-220 V); les batteries d'accumulateurs ou de photopiles solaires génèrent des tensions continues fixes (48 V, par exemple). Or, de nombreuses applications nécessitent des tensions et des fréquences autres que celles qui sont imposées par le réseau ou les batteries, et parfois continûment variables. Cette conversion d'énergie, autrefois réalisée par des convertisseurs électromécaniques, est aujourd'hui essentiellement effectuée, dans un large domaine de puissance, par des convertisseurs statiques de faible entretien, moins volumineux et plus performants, qui se sont développés grâce aux progrès constants des composants électroniques de puissance. Leurs applications concernent les alimentations de secours, de sécurité et de nombreux appareillages industriels et domestiques (ordinateurs, téléviseurs,...), mais aussi l'électrochimie et l'électrometallurgie, le conditionnement de l'électricité et, enfin, la variation de vitesse des machines électriques tournantes. Cette dernière utilisation intervient dans le domaine de la traction électrique, mais aussi dans toutes les techniques de fabrication, de plus en plus complexes du fait des exigences croissantes (au niveau des produits finis: qualité, prix, économie d'énergie...) de l'industrie moderne (robotique, automobile, aéronautique...).

2. OBJECTIF

Le but principal de cette manipulation est l'étude du fonctionnement d'un hacheur abaisseur de tension ("buck converter") commandé par modulation de largeur d'impulsion (M.L.I.) (Figure 23). L'alimentation choisie entre dans la classe des convertisseurs statiques de type alimentation à découpage. On verra pas à pas comment, à partir d'une source de tension continue, on peut alimenter une charge électrique sous tension pratiquement continue et réglable. Le grand avantage de ce type d'alimentations est leur très bon rendement (65 à 90%) par rapport aux alimentations à régulation linéaire utilisant par exemple des transistors ballast (rendement de 35 à 55%) dont le principe est présenté en 6.4. Leur puissance volumique est aussi bien meilleure. Leur inconvénient principal est l'utilisation pour cela du découpage, qui occasionne une ondulation résiduelle en sortie et induit des parasites rayonnés et conduits.

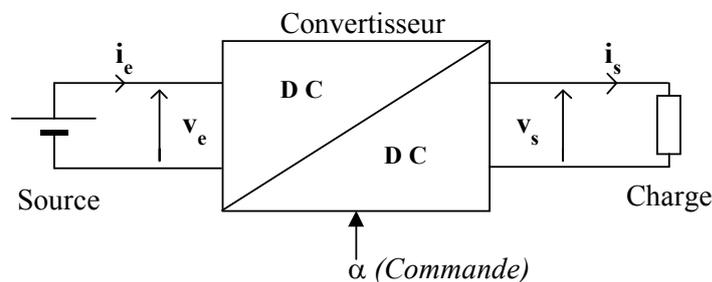


Figure 23

A l'issue de la manipulation, (et après consultation du cours), l'étudiant doit savoir aborder ou traiter les points suivants :

Hacheur série :

- méthode de commande par modulation de largeur d'impulsion (principe, rapport cyclique)
- fonctionnement sur charge résistive et expression de la tension de sortie moyenne.

Alimentation à découpage continu-continu : cas de l'abaisseur de tension

- filtrage du courant de sortie du hacheur série par une self en série avec la résistance de charge (formes d'onde, influence de la fréquence et du rapport cyclique, tension moyenne de sortie)
- filtrage de la tension de sortie du hacheur par une cellule (L,C), régime de conduction continu et discontinu, forme d'ondes, ondulations, expression de la tension moyenne de sortie.
- propriétés des régimes périodiques.

Remarque importante : L'oscilloscope est l'instrument de mesure de base dans cette manipulation. Il est vivement conseillé de revoir son fonctionnement, étudié en premier cycle, et en particulier de connaître la distinction entre les positions AC et DC ! De plus, il est impératif d'utiliser la sonde différentielle double ST1000 pour visualiser les différentes tensions.

3. MATERIEL

- une alimentation continue réglable 0-60V 20A,
- une platine de commande de hacheur (Figure 24 et §6.2),
- un hacheur 80V/10A (Figure 24 et §6.2).
- 2 résistances de 6,8 Ω et 10 Ω et un rhéostat (33 Ω , 6A).
- une boîte de selfs,
- une boîte de condensateurs,
- une sonde de courant instantané PR30 (20A)
- un oscilloscope numérique avec sonde différentielle de tension double ST1000.

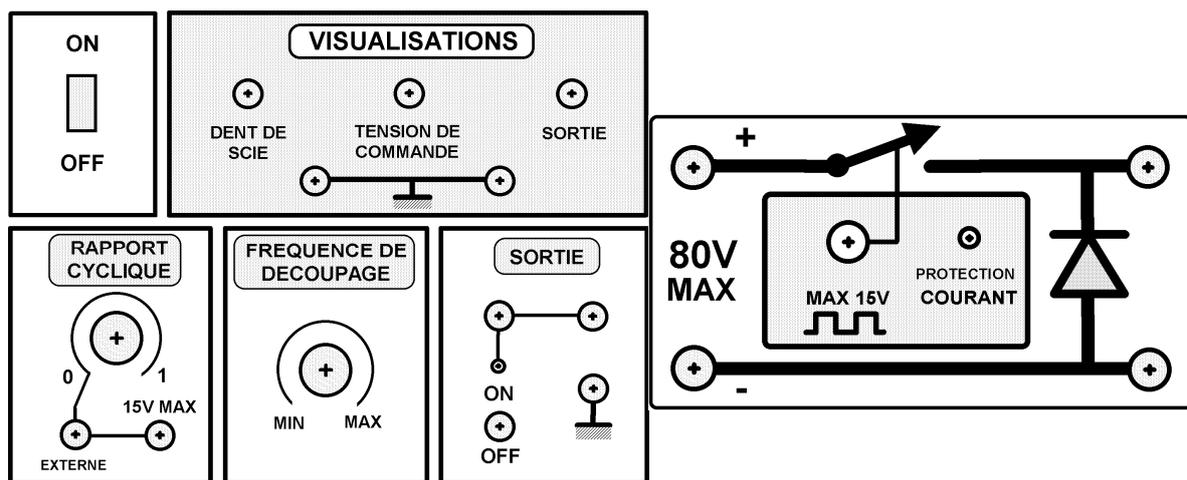


Figure 24

3.1. Précautions et recommandations

Il est impératif de faire vérifier tous les montages à chaque modification. Ne pas dépasser 10A de courant de charge moyen!

Lorsqu'un nouveau montage est demandé, ne pas décâbler systématiquement le précédent avant d'avoir vérifié si une partie ne peut pas être conservée!

4. MANIPULATION

4.1. Etude du hacheur série commandé par modulation de largeur d'impulsion

4.1.1. Fonctionnement de la platine de commande

On se propose d'étudier la platine représentée sur la Figure 24. Le circuit intégré utilisé est le circuit SG3524 dont le descriptif est fourni en annexe de ce texte. Le principe de base employé et représenté sur la Figure 32, consiste à générer une dent de scie asymétrique (DS), et de la comparer à une tension de commande ou de référence (V_{ref}) réglable. Le résultat de la comparaison (V_{com}) accessible sur les bornes de sortie, est un signal carré de rapport cyclique variable, utilisable pour piloter les commutations d'un interrupteur de puissance.

Conseil : Les observations qui suivent doivent être effectuées rapidement, de manière qualitative. Elles permettent principalement de mieux comprendre la M.L.I..

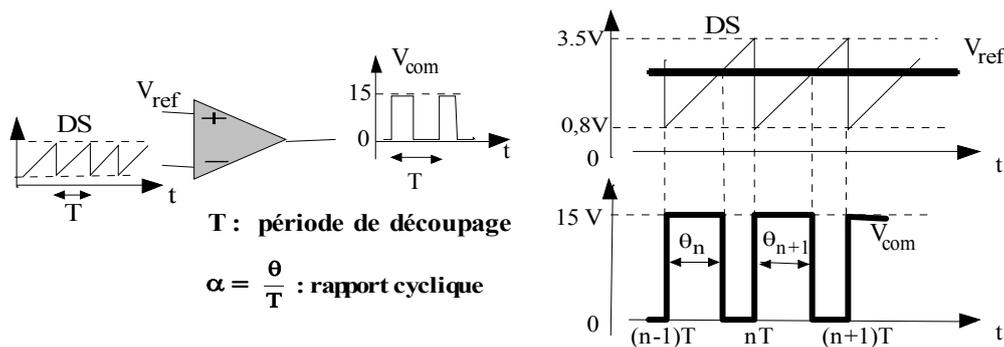


Figure 25

- Observer à l'oscilloscope la tension de commande V_{ref} , la dent de scie DS, et la sortie V_{com} .
- Vérifier que les valeurs minimale et maximale de DS ne dépendent pas de la fréquence de découpage et les relever.
- Vérifier rapidement que, à V_{ref} constante, le rapport cyclique ne dépend pas de la fréquence de découpage.
- A fréquence de découpage constante, expliquer pourquoi la courbe liant le rapport cyclique et la tension de référence V_{ref} est une droite. Retrouver par le calcul l'équation de cette droite.

4.1.2. Notion de valeur moyenne

La commande par MLI fixe ainsi la durée du cycle de base, appelée période de découpage T. On définit alors pour toute variable du temps $f(t)$ la valeur moyenne "dynamique":

$$\bar{f}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(\tau) d\tau$$

Propriété : si $f(t)$ est périodique, alors \bar{f} est constante.

Remarque : La valeur moyenne est aussi notée parfois $\langle f \rangle(t)$.

Le §6.2 de la manipulation sur l'abaisseur de tension rappelle les propriétés essentielles de ces variables moyennes.

4.1.3. Étude du hacheur sur charge résistive

Le hacheur est constitué d'un transistor MOS de puissance IRF 540 et d'une diode rapide de puissance BYW 81 PI 200 dont les caractéristiques sont données à la fin de ce texte. Le transistor est protégé en courant au-delà de 10A. Les ordres de commutation sont envoyés à travers un optocoupleur intégré à la platine, de manière à isoler la commande du circuit de puissance.

Le transistor travaille en commutation :

- il est passant lorsque l'on applique une tension comprise entre 10V et 18V sur la grille par rapport à la source et se comporte alors comme une très faible résistance $R_{DS(on)}=77m\Omega$;
- il est bloqué lorsque l'on applique une tension de 0V sur la grille par rapport à la source.
- Réaliser le montage de la Figure 26, la charge étant une résistance de puissance de 10Ω . Ajuster la source de tension continue à 30V. Utiliser un câble coaxial pour envoyer la commande au hacheur.

Le principe de la sonde de courant est donné en annexe à la fin du cahier. Sa principale fonction est d'isoler électriquement la mesure du circuit de puissance.

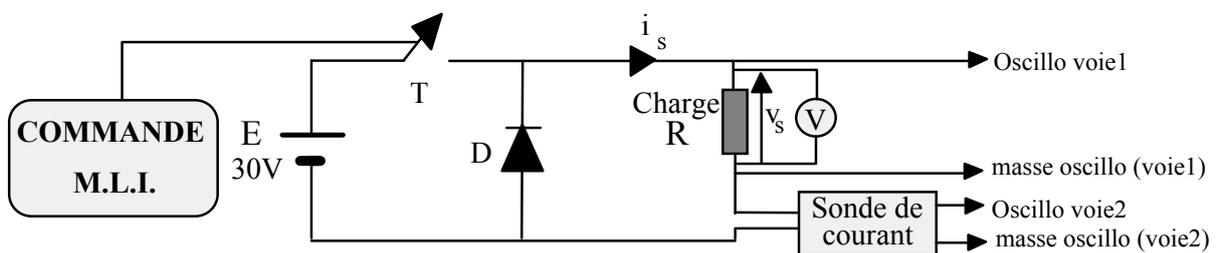


Figure 26

- Pour une fréquence de découpage d'environ 10kHz, relever la courbe liant la tension moyenne de sortie \bar{v}_s et le rapport cyclique α . (5 points, relever α à l'oscilloscope). Vérifier que $\bar{v}_s = \alpha E$ et expliquer à partir de la forme de la tension v_s .
- Vérifier rapidement que pour une résistance de charge de 4Ω , ($6,8\Omega//10\Omega$), la formule précédente est toujours valable.
- Pour un rapport cyclique constant, vérifier que la tension moyenne de sortie ne dépend pratiquement pas de la fréquence de découpage.

4.2.Principe d'une alimentation à découpage continu-continu :cas de l'abaisseur de tension

Le but de cette partie est de construire pas à pas un filtre de la tension de sortie du hacheur précédent en vue d'obtenir une tension pratiquement continue et réglable aux bornes de la charge. Ce réglage s'effectue normalement au moyen du rapport cyclique, à fréquence de

découpage constante. Dans la suite, on étudiera cependant qualitativement l'influence de la fréquence.

4.2.1. Réalisation du montage de base

Afin d'éviter de refaire systématiquement le câblage à chaque nouveau montage et bien que cela ne soit pas particulièrement didactique, réaliser le montage de la Figure 27 qui sera conservé tout au long de cette partie. On prendra $L=1,5\text{mH}$, $C_s=220\mu\text{F}$ et $R=10\Omega$. Le faire vérifier ! Attention à la polarité des condensateurs chimiques!

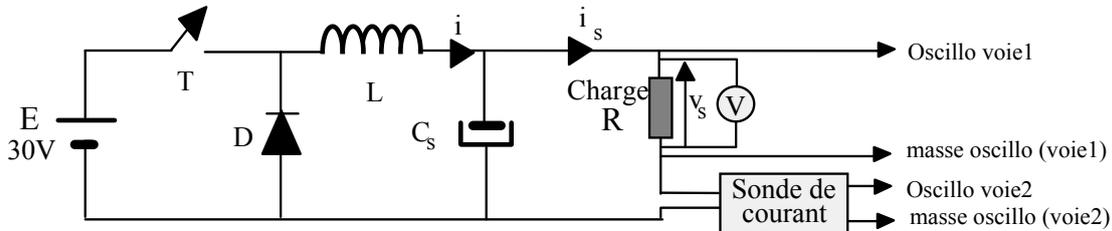


Figure 27

4.2.2. Filtrage du courant de sortie du hacheur en utilisant une self en série avec la résistance de charge

- Réaliser le montage de la Figure 28, en déconnectant simplement l'une des bornes du condensateur C_s de la Figure 27. Prendre $L=500\mu\text{H}$ (ou $370\mu\text{H}$ suivant la boîte disponible) et $R=10\Omega$.

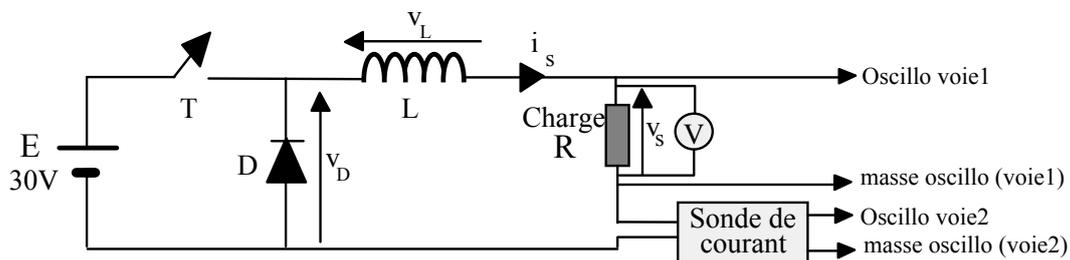


Figure 28

- Observer qualitativement l'influence de la fréquence de découpage et du rapport cyclique sur la tension et le courant aux bornes de la charge. Vérifier en particulier que, à rapport cyclique constant, les ondulations crête à crête diminuent lorsque la fréquence augmente et que, à fréquence constante, la tension moyenne augmente avec le rapport cyclique.
- Relever la courbe donnant la tension moyenne aux bornes de la charge résistive en fonction du rapport cyclique pour une fréquence de découpage voisine de 10kHz (5 points). Vérifier que l'on a toujours $\bar{v}_s = \alpha E$.

Remarque : Une mesure simple du rapport cyclique peut être réalisée en déplaçant la voie 1 de l'oscilloscope juste en sortie du hacheur. Cette remarque est valable pour toute la suite du TP.

- Vérifier sur quelques points de fonctionnement que la tension moyenne aux bornes de la self \bar{v}_L est bien nulle, puisque le courant qui la traverse est périodique. On a donc bien $\bar{v}_s = \bar{v}_D = \alpha E$.

- Pour une fréquence de découpage de 10kHz et un rapport cyclique de 0,5 observer et expliquer qualitativement l'influence de la valeur de l'inductance de la self sur la forme de la tension de sortie. Couper la commande du hacheur pour changer de self, afin d'éviter des surtensions.

4.2.3. Filtrage de la tension de sortie aux bornes de la charge par un condensateur

- Réaliser le montage de la Figure 27 (connecter pour cela à nouveau le condensateur de sortie), toujours pour une résistance de charge de 10Ω. Utiliser une self de 1,5mH et un condensateur chimique de 220μF.
- Observer qualitativement l'influence de la fréquence de découpage et du rapport cyclique sur la tension et le courant aux bornes de la charge. Vérifier en particulier que, pour une fréquence suffisamment élevée, la tension est pratiquement continue et varie avec le rapport cyclique.
- Relever la courbe donnant la tension moyenne aux bornes de la charge en fonction du rapport cyclique pour une fréquence de découpage voisine de 10kHz. Vérifier que l'on a toujours $\bar{v}_s = \bar{v}_D = \alpha E$.
- Pour une fréquence de découpage de 10kHz et un rapport cyclique de 0,5 observer qualitativement l'influence de la valeur (10μF; 220μF; 1,4mF) de la capacité du condensateur sur la forme de la tension de sortie, et en particulier l'ondulation résiduelle.

Rappel : On montre que l'ondulation résiduelle crête à crête a pour expression :

$$\Delta v_s = \frac{(1 - \alpha) \cdot \alpha \cdot E \cdot T^2}{8LC_s}$$

4.2.4. Étude du courant dans la self en régime de conduction continue (i ne s'annule jamais)

- Afin de visualiser le courant qui traverse la self, déplacer la sonde de courant de façon à réaliser le montage de la Figure 29 en gardant une résistance de sortie de 10Ω. Prendre une self de 500μH et un condensateur 220μF.

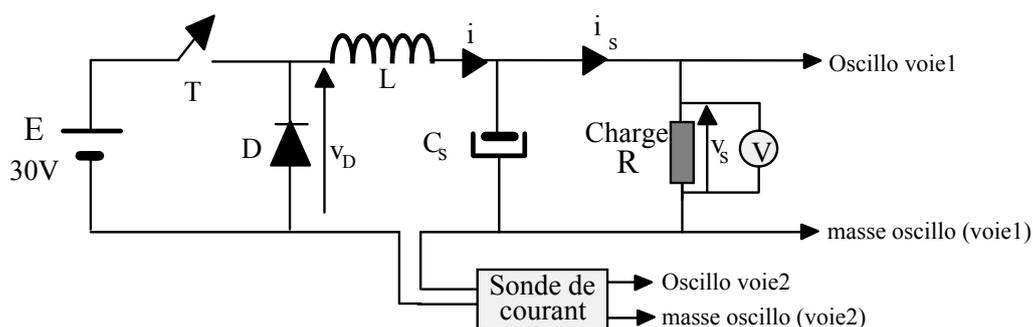


Figure 29

- Pour une fréquence de découpage de 10kHz, observer et justifier les formes d'onde du courant lorsque le rapport cyclique varie. Relever précisément l'évolution du courant i sur une période de découpage pour $\alpha=0,6$. Mesurer les pentes d'évolution du courant sur les différentes portions et comparer aux valeurs théoriques. Montrer

graphiquement que $\bar{i} = \frac{i_m + i_M}{2}$, où i_m est la valeur minimale et i_M la valeur maximale de i sur chaque période de découpage.

- Pourquoi peut-on dire par ailleurs que, en régime établi et donc périodique, $\bar{i} = \bar{i}_s$?
- Toujours pour une fréquence de découpage de 10kHz, relever l'ondulation crête à crête Δi en fonction de α (5 points) et vérifier que
$$\Delta i = \frac{(1-\alpha) \cdot \alpha \cdot E \cdot T}{L}$$
 (c.f. §6.3).

4.2.5. Modes de conduction continue, critique et discontinue

- Régler la fréquence de découpage au voisinage de 5kHz. Faire varier le rapport cyclique et constater l'apparition du mode de conduction discontinue (annulation du courant i pendant un certain intervalle de temps sur chaque période de découpage). Vérifier que, dans ce cas, la relation $\bar{v}_s = \alpha \cdot E$ n'est plus vérifiée.
- Dans le cas du régime de conduction discontinue, dessiner le circuit électrique équivalent de l'abaisseur dans chaque phase de fonctionnement. Comparer au cas du régime de conduction continue.
- Pour un rapport cyclique de 0.2 relever à l'oscilloscope la tension v_D aux bornes de la diode, le courant i dans la self et la tension de sortie v_s . Mesurer la tension moyenne de sortie \bar{v}_s .
- Expliquer la forme de la tension v_D Montrer graphiquement que $\bar{v}_s = \bar{v}_D$.

4.2.6. Caractéristiques de sortie (si le temps le permet)

Les caractéristiques de sortie du convertisseur sont le réseau de courbes $\bar{v}_s = f(\bar{i}_s)$ tracées pour différentes valeurs du rapport cyclique, à fréquence de découpage constante.

- Sur le montage précédent (Figure 29), déplacer la sonde de courant pour visualiser le courant de charge (Figure 27) et remplacer la résistance de charge par un rhéostat.
- Pour une fréquence de découpage de 10kHz et un rapport cyclique de 0,5 tracer la tension moyenne aux bornes de la charge en fonction du courant en prenant soin de ne pas dépasser 10A. Recommencer pour un rapport cyclique de 0,2 et 0,8. Commenter.

5. CONCLUSIONS

Après cette étude fonctionnelle de l'abaisseur de tension et en guise de conclusion, on peut aborder le problème du dimensionnement, en particulier du filtre (L , C_s).

Considérons la formule $\bar{v}_s = \alpha E$, donnant l'ondulation résiduelle crête à crête de la tension de sortie. On suppose que la source de tension E est constante.

- Tout étant égal par ailleurs, quelle valeur du rapport cyclique donne l'ondulation maximale $\Delta v_{s_{\max}}$?
- Pour $\Delta v_{s_{\max}}$ fixée, comment a-t-on intérêt de choisir la période de découpage T et le produit $L \cdot C_s$ pour minimiser le volume de l'alimentation ?
- A période de découpage et produit $L \cdot C_s$ donnés, comment choisir L pour repousser l'apparition du mode de conduction discontinue aux faibles rapports cycliques?

Il est en effet évident que la démarche d'un concepteur d'alimentation à découpage est l'inverse de celle adoptée dans le TP. A partir d'un cahier des charges précis (tension de sortie, ondulation de sortie acceptable, type de charge ...), il devra dimensionner les divers éléments de l'alimentation :

- Les semi-conducteurs en fonction des tensions à supporter à l'état bloqué, et des courants (moyens et/ou crête) les traversant à l'état passant, ainsi que leur technologie en fonction de la fréquence de découpage choisie ;
- Dimensionner les composants passifs et choisir leur technologie (circuit magnétique de l'inductance, type de condensateur : chimiques, polypropylène, céramique ...) ;
- Veiller à un bon assemblage de l'ensemble des composants (prise en compte des câblages, en particulier les inductances parasites associées) et à une optimisation du volume total du convertisseur pour une bonne intégration au sein du système global.

Nous avons pu observer dans le TP que l'augmentation de la fréquence de découpage entraîne une diminution de la valeur des composants passifs (L et C_s) et par conséquent de leur volume et de leur coût (surtout vrai pour l'inductance). Il devient alors très intéressant d'augmenter les fréquences de découpage, mais ceci ne s'obtient pas sans inconvénients quand on dépasse la trentaine de kilohertz (augmentation des pertes par commutation dans les interrupteurs, problèmes de Compatibilité Electro Magnétique (CEM), apparition de phénomènes tel que l'effet de peau dans les spires des inductances, augmentation des pertes dans les circuits magnétiques...).

Tout ceci met en évidence la complexité de la conception d'une alimentation à découpage et plus généralement de systèmes électriques, qui nécessite la prise en compte des interactions entre les phénomènes électriques, magnétiques mais aussi thermiques et mécaniques.

6. ANNEXES

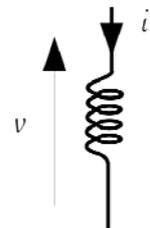
6.1. Rappels sur les inductances et les condensateurs

Propriétés des inductances linéaires et constantes :

$\Phi_t = L i(t)$ (Φ Flux magnétique total embrassé par la bobine),

$u(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt}$ (loi de Faraday, convention récepteur),

d'où : $u(t) = L \frac{di(t)}{dt}$.



Propriété de la tension moyenne aux bornes de l'inductance sur une période de découpage

$$\bar{u}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t u(\tau) d\tau = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t L \frac{di}{d\tau} d\tau = \frac{L}{T} [i(\tau)]_{t-T}^t = \frac{L}{T} (i(t) - i(t-T))$$

si $i(t)$ est périodique $i(t) = i(t-T)$ d'où $\bar{u} = 0$.

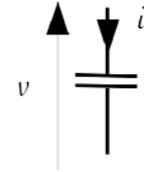
La valeur moyenne de la tension aux bornes d'une inductance parcourue par un courant périodique est nulle.

Propriétés des condensateurs linéaires et de capacité constante :

$$q(t) = C u(t) \text{ (quantité de charges stocké par la capacité),}$$

$$i(t) = \frac{dq(t)}{dt} \text{ (définition du courant),}$$

$$\text{d'où } i(t) = C \frac{du(t)}{dt}.$$



Propriété du courant moyen traversant un condensateur sur une période de découpage

$$\bar{i}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t i(\tau) d\tau = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t C \frac{du}{d\tau} d\tau = \frac{C}{T} [u(\tau)]_{t-T}^t = \frac{C}{T} (u(t) - u(t - T))$$

si $u(t)$ est périodique $u(t) = u(t - T)$ d'où $\bar{i} = 0$.

La valeur moyenne du courant traversant un condensateur soumis à une tension périodique est nulle.

6.2. Schéma de principe du hacheur utilisé et de sa commande rapprochée

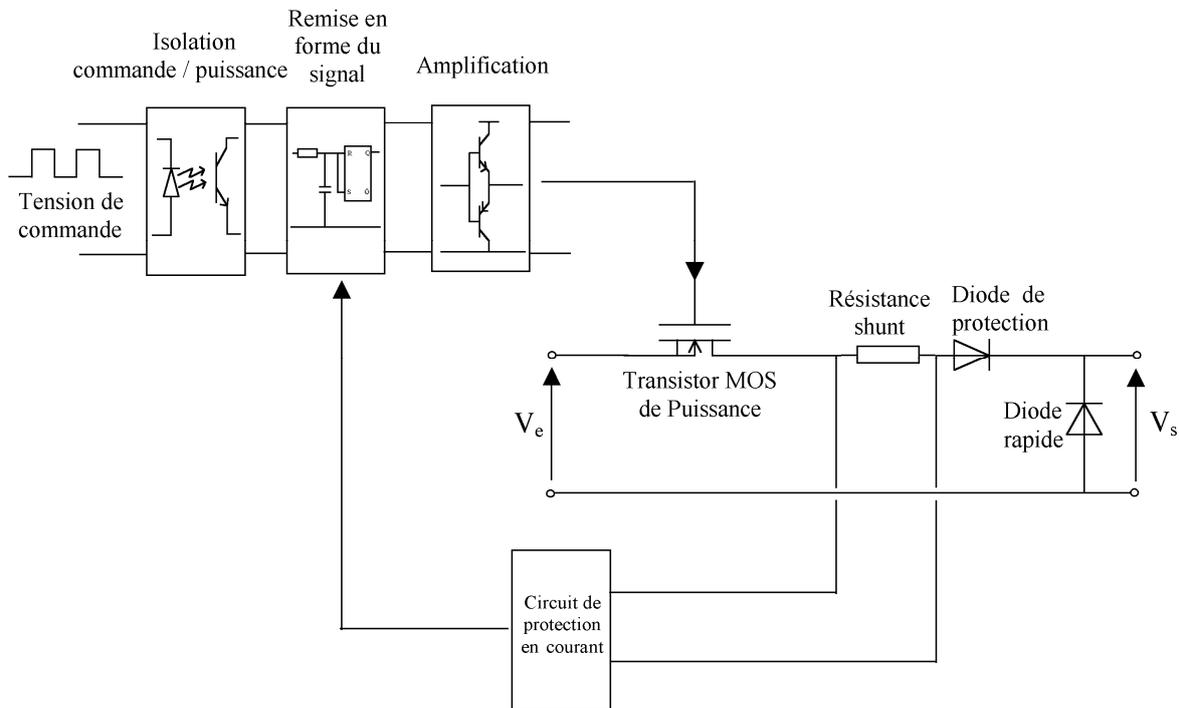


Figure 30

Principe d'un optocoupleur

Un optocoupleur est un ensemble transistor optoélectronique - diode électroluminescente. La transmission de l'information se fait de manière optique entre ces deux composants (la longueur d'onde est comprise entre le rouge et l'infrarouge : limite du visible $0,76\mu\text{m}$). L'optocoupleur permet un isolement galvanique entre 2 signaux afin de s'affranchir des problèmes de masses et offre une sécurité au matériel et aux personnes en découplant la commande du circuit de puissance. Le schéma de principe est présenté ci dessous :

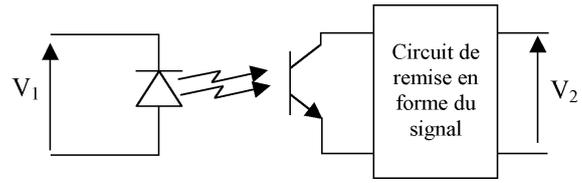


Figure 31

DESCRIPTION

This monolithic integrated circuit contains all the control circuitry for a regulating power supply inverter or switching regulator. Included in a 16-pin dual-in-line package is the voltage reference, error amplifier, oscillator, pulse-width modulator, pulse steering flip-flop, dual alternating output switches and current-limiting and shut-down circuitry. This device can be used for switching regulators of either polarity, transformer-coupled DC-to-DC converters, transformerless voltage doublers and polarity converters, as well as other power control applications. The SG3524 is designed for commercial applications of 0°C to +70°C.

FEATURES

- Complete PWM power control circuitry
- Single ended or push-pull outputs
- Line and load regulation of 0.2%
- 1% maximum temperature variation
- Total supply current is less than 10mA
- Operation beyond 100kHz

PIN CONFIGURATION

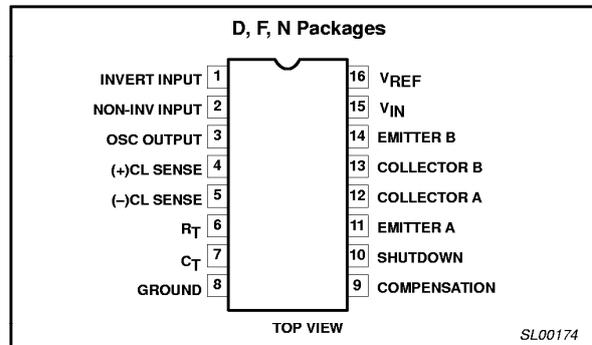


Figure 1. Pin Configuration

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
16-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	SG3524N	SOT38-4
16-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	0 to +70°C	SG3524F	0582B
16-Pin Small Outline (SO) Package	0 to +70°C	SG3524D	SOT109-1

BLOCK DIAGRAM

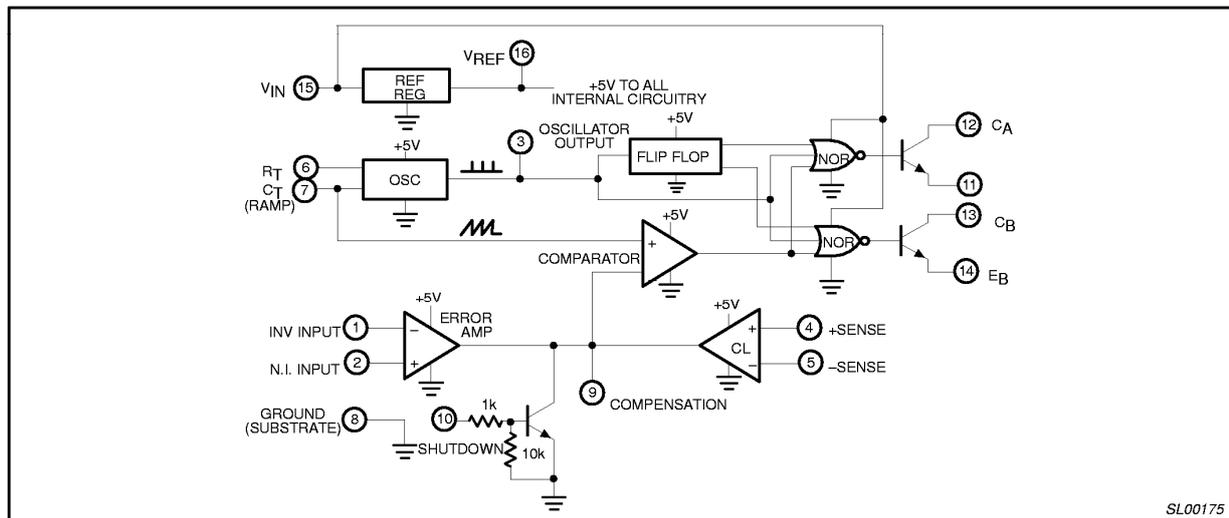


Figure 2. Block Diagram

Figure 32: circuit intégré spécialisé SG3524

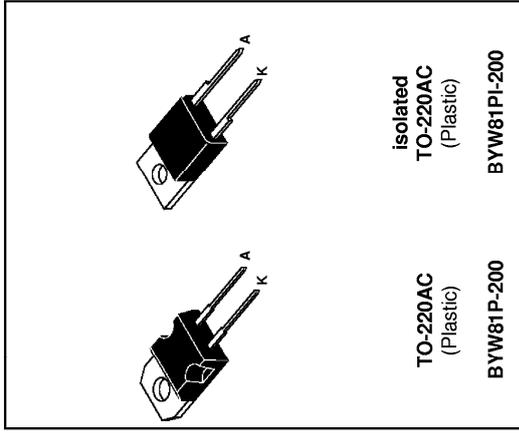


BYW81P-200
BYW81PI-200

HIGH EFFICIENCY FAST RECOVERY RECTIFIER DIODES

FEATURES

- SUITED FOR SMPS
- VERY LOW FORWARD LOSSES
- NEGLIGIBLE SWITCHING LOSSES
- HIGH SURGE CURRENT CAPABILITY
- HIGH AVALANCHE ENERGY CAPABILITY
- INSULATED VERSION :
Insulating voltage = 2500 V_{RMS}
Capacitance = 7 pF



DESCRIPTION

Single chip rectifier suited for switchmode power supply and high frequency DC to DC converters. Packaged in TO-220AC this device is intended for use in low voltage, high frequency inverters, free wheeling and polarity protection applications.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

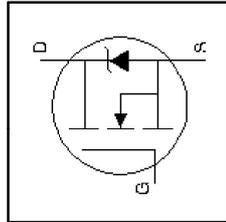
Symbol	Parameter	Value	Unit
I _{F(RMS)}	RMS forward current	35	A
I _{F(AV)}	Average forward current	15	A
	$\delta = 0.5$	15	
I _{FSM}	Surge non repetitive forward current	200	A
T _{sig} T _J	Storage and junction temperature range	- 40 to + 150 - 40 to + 150	°C °C

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{RRM}	Repetitive peak reverse voltage	200	V

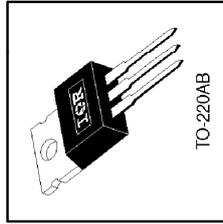
Figure 33: MOS IRF540 et Diode BYW81PI200

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated



$V_{DSS} = 100V$
 $R_{DS(on)} = 0.052\Omega$
 $I_D = 27A$



Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve the lowest possible on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	27	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	19	A
I_{DM}	110	A
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	94	W
	0.63	W/ $^\circ C$
V_{GS}	± 20	V
E_{AS}	300	mJ
I_{AR}	16	A
E_{AR}	9.4	mJ
dv/dt	6.3	V/ns
T_J	-55 to +175	$^\circ C$
T_{STG}	300 (1.6mm from case) 10 lbf*in (1.1N*cm)	

Thermal Resistance

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	—	—	1.6	$^\circ C/W$
$R_{\theta CS}$	—	0.50	—	$^\circ C/W$
$R_{\theta JA}$	—	—	62	$^\circ C/W$

Figure 34

6.3. Expression de l'ondulation de courant dans la self en régime de conduction continue

Considérons le montage du hacheur abaisseur et de son filtre LC débitant sur une charge R. L'alimentation, pilotée par M.L.I., est supposée travailler en régime permanent, c'est à dire périodique : La tension moyenne de sortie \bar{v}_s est donc constante. De plus, l'ondulation de la tension de sortie est supposée négligeable, donc $v_s \cong \bar{v}_s$. La forme d'onde du courant dans la self est alors celle représentée sur la Figure 35.

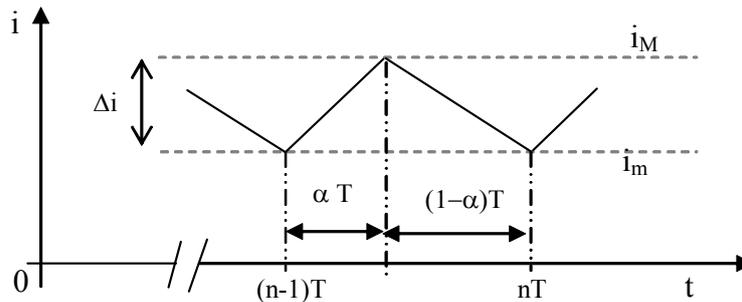


Figure 35

Sur une période quelconque $[(n-1)T, nT]$ nous avons, sur l'intervalle où l'interrupteur est fermé et où le courant croît $i_M = i_m + \frac{E - \bar{v}_s}{L} \alpha T$, d'où :

$$\Delta i = i_M - i_m = \frac{E - \bar{v}_s}{L} \alpha T$$

Par ailleurs $v_D(t) = v_L(t) + v_s(t)$ et donc $\bar{v}_D(t) = \bar{v}_L(t) + \bar{v}_s(t)$. Or en régime permanent (donc périodique) $\bar{v}_L = 0$ d'où $\bar{v}_D(t) = \bar{v}_s(t)$. De plus, en régime de conduction continue $\bar{v}_D = \alpha E$, ce qui donne $\bar{v}_s = \alpha E$. En remplaçant dans (1) il vient :

$$\Delta i = \frac{\alpha T(1-\alpha)}{L} E = \frac{\alpha(1-\alpha)}{LF} E$$

6.4. Introduction aux régulateurs linéaires

Les régulateurs linéaires sont très utilisés pour les alimentations stabilisées comprises entre quelques volts et une quarantaine de volts (pour des puissances ne dépassant pas les quelques dizaines de watts).

On distingue 2 types de régulation (Figure 36) :

- Une régulation série : L'élément de régulation est placé en série avec la charge. La tension de sortie est régulée par cet élément qui est en général un transistor dont la conduction (V_{CE}, I_C) varie constamment de façon à maintenir V_s constante.
- Une régulation parallèle (ou shunt) : La tension de sortie est maintenue constante grâce à un élément de contrôle placé en parallèle par rapport à la charge. Il module ainsi le courant shunt afin de compenser les variations.

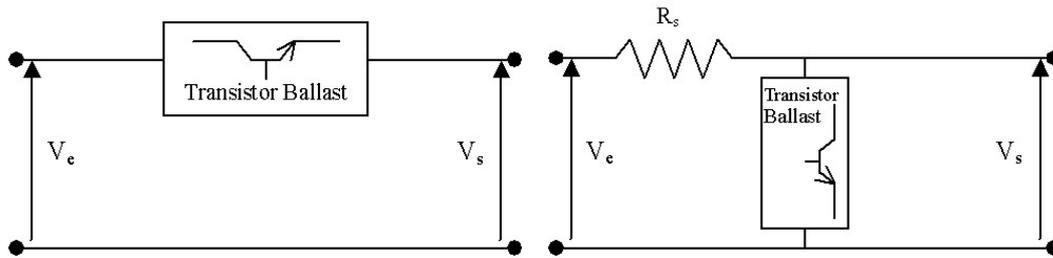


Figure 36

Les régulateurs peuvent avoir une régulation interne (tension de sortie fixe : série 78xx ou 79xx ou externe (tension de sortie variable : LM117 ou LT 1086 par exemple).

Un schéma fonctionnel d'un circuit régulation série (Figure 37) comporte les éléments suivants:

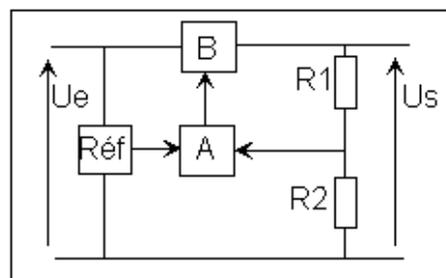


Figure 37

- une source de référence (Réf) fournit une tension aussi indépendante que possible de la tension d'entrée U_e .
- un amplificateur de comparaison (A), qui compare la tension de référence à un échantillon de la tension U_s , pour agir sur un organe de commande ou ballast (B).
- le ballast (B) agit sur la tension de sortie suivant la commande donnée par l'amplificateur de comparaison.
- Les résistances R1 et R2, permettent d'obtenir un échantillon de la tension de sortie.
- Les caractéristiques principales de ces régulateurs linéaires intégrés sont :
 - o Une très bonne stabilité de la tension de sortie 1%.
 - o Une puissance jusqu'à 100W
 - o Une faible variation de la charge (<10%)