Rendement des systèmes électriques linéaires et à découpage, problématiques et solutions, manipulation associée

Luc Lasne

Université de Bordeaux 1, Centre de Ressources en EEA
351, Cours de la Libération 33405 Talence cedex, France.
Contact email : lasne@creea.u-bordeaux.fr

Résumé : Cet article traite de la problématique liée au rendement des transferts d'énergie. Cette grandeur, souvent centrale dans l'industrie, est étudiée dans le cas particulier des systèmes électriques dont une grande partie des infrastructures est façonnée essentiellement par rapport à l'efficacité énergétique. Après avoir saisi la problématique liée aux rendements des associations « générateur / récepteur », l'examen successif des grands régimes de fonctionnement permet de dégager quelques principes d'optimisation, et quelques finesses à retenir. Ensuite, l'étude du principe de découpage permet de mieux comprendre la tendance actuelle des industries à choisir des systèmes de conversion d'énergie s'appuyant sur ce concept. Pour finir, une manipulation relativement légère à mettre en oeuvre permet d'illustrer par la mesure les grandes différences de valeurs existant entre les rendements des systèmes linéaires et « à découpage ».

1. Généralités

Le terme de « rendement énergétique » est pratiquement sous-jacent à la définition même de l'énergie. En effet, si le principe de Mayer nous apprend qu'une énergie ne « se perd pas, ne se crée pas, mais passe d'une forme à une autre », il implique également que chacun de ses transfert donne lieu à d'inévitables « pertes » associées aux avatars des transformations. La proportion relative de « l'énergie utile » par rapport aux pertes apparaît ainsi comme une grandeur immédiate quantifiant « l'efficacité énergétique » d'une transformation volontaire. Le rendement d'un système est alors défini comme le quotient de l'énergie utile par l'énergie totale nécessaires au fonctionnement du système. Ce nombre, appelé « η » est ainsi toujours strictement compris entre 0 et 1, un système étant d'autant plus efficace que son rendement tend vers 1.

La *figure 1* représente le cas, très simple, d'une source fournissant de l'énergie à un récepteur en subissant une certaine quantité de pertes.

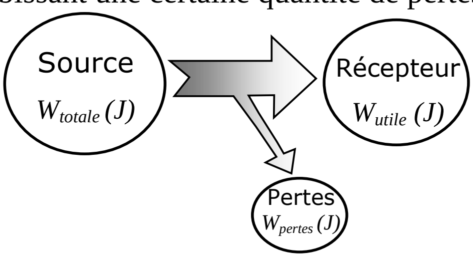


Fig 1 : Transfert d'énergie

Le rendement associé s'écrit ainsi :

$$\eta=\frac{W_{utile}}{W_{totale}}=\frac{W_{utile}}{W_{utile}+W_{pertes}}$$
$$\text{avec } 0<\eta<1$$

Dans le cas de systèmes plus complexes, l'aspect « grandeur intensive » de l'énergie permet d'écrire le rendement global à partir d'un « bilan » énergétique, simple somme des énergies « entrantes » et « utiles » au système.
Enfin, il est souvent beaucoup plus pratique de raisonner sur les puissances mises en jeu que sur les énergies. L'expression du rendement devient alors, de façon très courante :

$$\eta=\frac{P_{utile}}{P_{totale}}=\frac{P_{utile}}{P_{utile}+P_{pertes}}$$

C'est cette expression, principalement utilisée dans cette étude,

2. Particularités liées aux systèmes électriques

Les systèmes électriques présentent souvent des rendements dont l'expression est assez simple à formaliser. Les valeurs prises alors par les différents paramètres permettent d'ailleurs de dégager rapidement les grands principes conduisant à l'optimisation des transferts d'énergie. Cependant, et c'est trop souvent négligé, il est très important de distinguer au préalable les différents régimes électriques utilisés. En effet, il existe entre le régime à courant continu, le régime sinusoïdal pur, ou autre, des grandeurs physiques assez peu intuitives qui entrent en compte dans les calculs. Il serait ainsi très maladroit de faire des calculs sans la précision préalable du régime utilisé.

3. Rendement d'un système linéaire en régime de courant continu

Le théorème de Thévenin [1], bien connu et très utilisé dans l'étude des circuits électriques, montre que tout circuit linéaire en courant continu peut être ramené au schéma équivalent simple représenté sur la *figure 2*.

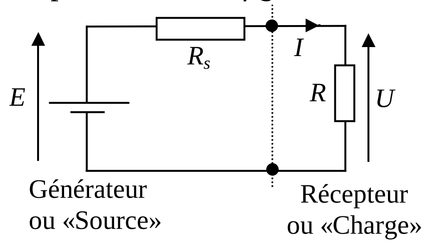


Fig 2 : Equivalent de Thévenin d'un circuit linéaire

Dans une étude énergétique, il est alors très fréquent de considérer les équivalences suivantes :

- La source de tension E représente la source d'énergie du système (ou la résultante des différentes sources).
- La résistance R est l'élément représentant la consommation énergétique utile. On l'appelle souvent la « charge ».
- La résistance R_S apparaît alors comme la résultante des éléments dissipatifs parasites. Elle est souvent appelée « résistance interne du générateur » et considérée comme intrinsèque à ce dernier (elle représente alors l'élément qui fixe le courant maximal disponible en sortie de la source) . Dans d'autres cas, elle est également appelée « résistance de ligne » dans les installations qui présentent des grandes longueurs de câbles ou encore « résistance de sortie » de façon générique en électronique puisque c'est l'élément qui s'interpose entre la sortie du générateur et l'entrée du récepteur.

3.1. Expression du rendement

A partir de la considération de ces éléments, l'expression du rendement est très simple à construire. En effet :

Le courant I traversant l'unique maille du circuit s'écrit : $I=\frac{E}{R_S+R}$.

La puissance utile, c'est à dire celle consommée par la résistance R s'écrit alors :

$$P_{utile}=R.I^2=R.\left(\frac{E}{R_S+R}\right)^2.$$

Enfin, la puissance totale, c'est à dire fournie par la source de tension E s'écrit :

$$P_{totale}=E.I.$$

Ainsi, le rendement du circuit a pour expression : $\eta=\frac{P_{utile}}{P_{totale}}=\frac{R.I^2}{E.I}=\frac{R.I}{E}$, soit donc :

$$\boxed{\eta=\frac{R}{R+R_S}}$$

3.2. Problématique associée au rendement

La problématique qui découle de cette expression a l'air simple, il semble en effet que « plus la résistance R_S est faible devant R, meilleur est le rendement du système ». Il est pourtant très important de bien comprendre que cette résistance est <u>généralement fixée par la nature du générateur et l'ensemble des infrastructures</u> qui le suivent. Pour obtenir un bon rendement, il est alors le plus souvent nécessaire de choisir une charge R telle que $R>>R_S$, c'est à dire une charge absorbant un courant relativement « faible » et donc une puissance limitée. L'optimisation du rendement semble ainsi réservée à des circuits utilisés bien en dessous de leur puissance et leur courant maximaux.

Afin de formaliser ceci, il est suffisant de tracer sur un même graphique les évolutions de la puissance utile et du rendement en fonction de la résistance R (à R_S fixée donc). La *figure 3* présente ainsi l'évolution de η et du quotient $\frac{P_{utile}}{P_{max}}$ en fonction de la variable normalisée $\frac{R}{R_S}$.

On y constate que la puissance transitée est maximale pour $\frac{R}{R_S}=1$, c'est à dire quand $R=R_S$, mais qu'alors le rendement ne vaut que

0,5. On y constate également que le rendement tend bien vers 1 quand $R>>R_S$ mais alors que la puissance transitée est bien plus faible que la puissance maximale $P_{max}=\frac{E}{4.RS}$.

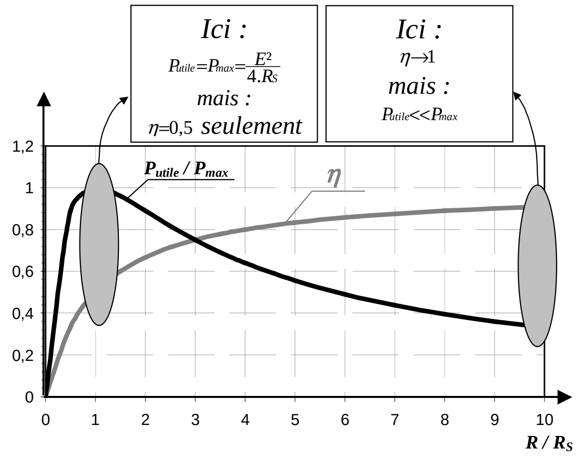


Fig 3 : Evolutions du couple rendement / puissance

3.3. Conclusion intermédiaire

La morale de cette petite étude est que « les circuits électriques linéaires ne peuvent être utilisés à fort rendement que très loin de leurs puissance maximale transmissible ».

NB : Cette « morale » démontrée en régime continu restera valable en régime alternatif (voir chapitre 4).

NB : Ces notions reviennent, en électronique, à ce qui s'appelle « l'adaptation d'impédances » et régit de façon généralisée l'interfaçage des circuits électriques.

4. Rendement d'un système linéaire en régime de courant sinusoïdal

Le fait de s'intéresser particulièrement au cas du régime sinusoïdal pur est motivé par le fait que la quasi-intégralité des réseaux électriques fonctionne sous ce régime particulier [2]. Ceci étant incontournable, l'apparente complexité du régime sinusoïdal n'empêche pas le théorème de Thévenin de s'appliquer, à condition toutefois d'utiliser la notation complexe des tensions, courants et impédances [3]. Un ensemble de sources et de charges linéaires peut ainsi très souvent être modélisé par le schéma équivalent représenté sur la *figure 4*.

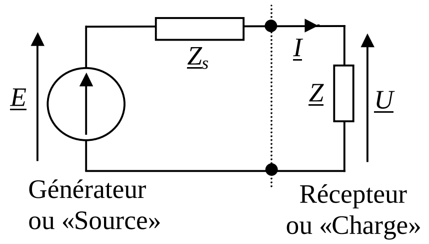


Fig 4 : Equivalent de Thévenin en régime sinusoïdal

Dans le cas d'une étude énergétique, il est très fréquent de considérer les équivalences suivantes :

- La source de tension $\underline{E}$ représente la source d'énergie du système (ou la résultante des différentes sources), sous la forme d'une grandeur complexe dont le module est la valeur efficace de la tension et l'argument le déphasage par rapport à une origine angulaire fixée. Cette tension sera prise comme origine des angles et présentera donc une phase nulle.
- Le courant $\underline{I}$ est également une grandeur vectorielle dont le module est la valeur efficace du courant circulant dans le circuit et l'argument son déphasage par rapport à $\underline{E}$.
- L'impédance $\underline{Z}$ est l'élément représentant la consommation énergétique. Le fait que ce soit un nombre complexe, présentant une partir imaginaire non nulle, correspond au fait qu'il est également le siège d'une consommation de puissance réactive. On la considèrera comme lé mise en série d'une résistance et d'une réactance, soit donc :

$$\underline{Z}=R+j.X$$

- L'impédance $\underline{Z}_S$ représente la contribution de la ligne, des câbles la représentant, ou encore l'impédance interne du générateur ou tout autre élément intermédiaire entre la source et la charge. Tout comme pour $\underline{Z}$, on considèrera :

$$\underline{Z}_S=R_S+j.X_S$$

- Attention : Le rendement représentera un rapport de puissance « actives », à ne pas confondre avec les puissances réactives et apparentes qui sont utilisées en régime sinusoïdal.

4.1. Expression du rendement

L'expression du rendement est encore très simple à construire. En effet :

La puissance active utile, c'est à dire celle consommée par l'impédance $\underline{Z}$ n'est justifiée que par la partie résistive de l'impédance, soit : $P_{utile}=R.I^2$.

Par ailleurs, la puissance totale, c'est à dire fournie par la source de tension $\underline{E}$ s'écrit également comme la somme des puissances consommées par les deux impédances, soit :

$$P_{totale}=R.I^2+R_S.I^2 .$$

Ainsi, l'expression du rendement reste uniquement reliée aux partie réelles des impédances :

$$\boxed{\eta=\frac{R}{R+R_S}}$$

4.2. Problématique associée au rendement

La problématique qui découle de cette expression est exactement la même qu'en courant continu, à la différence qu'elle ne s'applique qu'aux composantes résistives des impédances. Pourtant, l'évolution de la puissance transitée (ce qui est important pour l'optimisation du couple puissance / rendement) dépend également des composantes réactives.

- Cas de la ligne totalement compensée

Aucun calcul n'est nécessaire dans ce cas. En effet, la compensation totale de l'énergie réactive du circuit revient à écrire $X=-X_S$. Le circuit se ramène ainsi à l'association série de deux résistances, et la puissance maximale sera alors atteinte dans le cas où $R=R_S$.

Autrement dit, l'adaptation d'impédances qui assure la maximisation de la puissance transitée a lieu lorsque : $\boxed{\underline{Z}=\underline{Z}_S^*}$.

Il est ainsi toujours possible de représenter l'évolution du couple rendement / puissance, en introduisant également en paramètre la réactance X, l'impédance $\underline{Z}_S$ étant fixée. La *figure 5* représente la famille de courbes obtenues ainsi que la problématique à retenir.

- Cas de la charge totalement compensée

Dans le cas d'une charge compensée, c'est à dire résistive pure ($\underline{Z}=R$), il est facile d'écrire l'expression de la puissance :

$$P_{utile}=3R.\frac{E^2}{(Rs+R)^2+(Xs)^2}$$

En dérivant cette expression, il vient :

$$\frac{dP}{dR}=3.\frac{E^2}{(Rs+R)^2+Xs^2}-3R.\frac{E^2}{\left[(Rs+R)^2+Xs^2\right]^2}\times 2(Rs+R)=0$$

soit donc : $1-R.\frac{1}{(Rs+R)^2+Xs^2}\times 2(Rs+R)=0$

ou encore : $(Rs+R)^2+Xs^2-2R.(Rs+R)=0$

donc : $Rs^2-R^2+Xs^2=0$ c'est à dire :

$$R=\sqrt{Rs^2+Xs^2}$$

Le rendement <u>à puissance maximale</u> a alors pour expression :

$$\eta=\frac{\sqrt{Rs^2+Xs^2}}{\sqrt{Rs^2+Xs^2}+Rs}$$

Or, dans le cas le plus fréquent des lignes hautes tension (de quelques kV à 400kV), les réactances sont bien supérieures aux résistances de ligne $Xs>>Rs$, ainsi : $\eta\approx\frac{Xs}{Xs+Rs}\approx 1$.

Ce cas particulier, caractéristique et fondateur des réseaux électriques, est très important et conduit au fait de « nuancer » les conclusions précédentes dans le cadre du régime alternatif sinusoïdal.

On retiendra ainsi les courbes suivantes illustrant l'évolution du couple rendement . puissance.

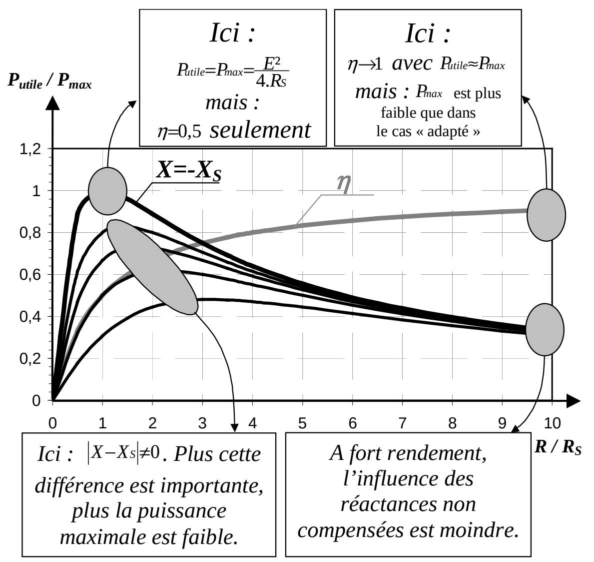


Fig 5 : Evolutions du couple rendement / puissance

4.3. Conclusion intermédiaire

Il apparaît en alternatif sinusoïdal exactement la même problématique qu'en continu, à savoir qu'en général « les circuits électriques linéaires ne peuvent être utilisés à fort rendement que très en deçà de leurs puissance maximale transmissible ». Il se greffe également à cette contrainte le fait que les circuits électriques doivent être, tant que possible, compensés en énergie réactive s'ils sont destinés à travailler de façon proche de la puissance maximale ultime. Enfin, dans le cas de lignes très réactives et peu résistives, on retrouve la fait que le rendement peut être proche de 1 autour de la puissance maximale, ce qui constitue le cas caractéristique des réseaux électriques

NB : L'ensemble de ces considérations forme une bonne partie des éléments fondateur de la structure et de la gestion des réseaux électriques. On y retrouve, par exemple, une justification aux efforts de compensation des puissances réactives (cela revient à compenser les réactances) ainsi qu'une justification de l'interconnexion systématique qui permet de repousser les puissances maximales bien au delà des puissances de travail.

5. Cas des autres régimes

Il existe des circuits électriques alimentés par d'autres régimes que ceux étudiés auparavant. Il est néanmoins toujours possible de les ramener à la superposition d'un régime continu (composante continue ou valeur moyenne) et d'une somme de régimes sinusoïdaux (décomposition de Fourier). On montre ainsi que la problématique générale du rendement de ces systèmes sur des charges linéaires reste inchangé .

6. Principes et avantages des conversions d'énergie par découpage

Une alternative efficace au fait d'alimenter des charges par interposition d'éléments linéaires consiste à utiliser le principe dit « de découpage ». Ce principe, fondateur de « l'électronique de puissance » [4], permet un comportement radicalement différent du couple rendement / puissance maximale. Son efficacité vaut d'ailleurs aux systèmes à découpage une insertion très importante et toujours grandissante dans la technologie moderne.

6.1. Exemple : le hacheur Buck

Les exemples de systèmes à découpage étant très nombreux [5], il est néanmoins suffisant pour la compréhension du principe de s'intéresser au cas très simple du dispositif appelé « hacheur abaisseur » ou « hacheur Buck ». Ce dernier, représenté sur la *figure 6*, permet la conversion d'une tension continue E en une tension également continue U de valeur plus faible.

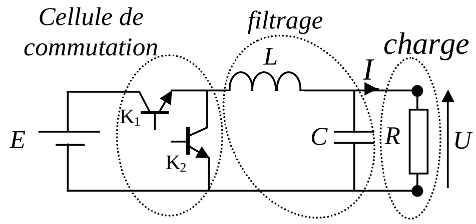


Fig 6 : Hacheur abaisseur ou « Buck »

Sur ce schéma :

- La tension continue E représente la source de tension et d'énergie du montage. Elle est supposée de valeur constante.
- Les transistors K_1 et K_2, supposés parfaits, sont commandés en mode « saturé / bloqué », c'est à dire que chacun, en fonction de sa commande, est équivalent à un interrupteur ouvert ou fermé. Sans entrer dans la réalisation de la commande (non représentée sur le schéma), on retiendra qu'ils sont successivement ouverts et fermés de façon volontaire, périodique (de période T) et complémentaire (c'est à dire que quand K_1 est fermé K_2 est ouvert et inversement). Ils forment la « cellule de commutation ».
- La résistance R représente la « charge » du système. La maîtrise de la tension U qui l'alimente est l'objectif du montage.
- Les éléments L et C sont des éléments de filtrage, qui ne consomment pas de puissance active. Leur fonction est la réalisation d'un

filtre dit « passe bas » destiné à l'élimination des ondulations de la tension *U*.

Etant donnée la complémentarité des transistors, il n'existe que deux cas de figure possibles dans ce circuit, ces deux cas étant représentés sur la *figure 7* avec l'évolution des grandeurs électriques correspondantes.

1^er^ temps : $t \in [0, \alpha T[$

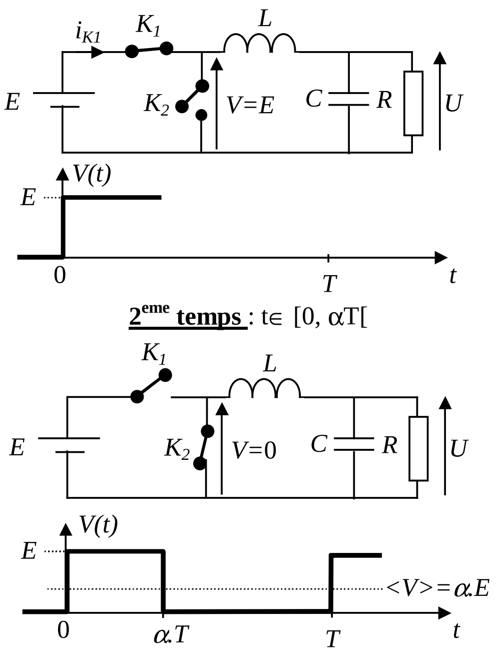


Fig 7 : Fonctionnement du hacheur

L'allure de la tension *V(t)* obtenue en imposant le fonctionnement ci dessus n'est absolument pas continue, mais elle présente une valeur moyenne remarquable : $<V>=\alpha.E$, le terme α étant le rapport cyclique de commutation des transistors. Cette grandeur est très simple à imposer et à régler par la commande des transistors, ce qui permet ainsi de disposer directement d'une tension de valeur réglable par la commande. Pour finir, la présence de *L* et *C* permet de réaliser un « filtrage » des « ondulations » de la tension *V* et de donner à la tension *U* une allure quasi-continue, ceci dépendant du choix des valeurs de *L* et *C* (ces notions ne seront pas détaillées ici). Le filtrage n'agissant pas sur la composante continue de la tension, la tension *U* obtenue, représentée sur la *figure 8* sur plusieurs périodes, est ainsi quasiment continue, de valeur moyenne réglable : $<U>=\alpha.E$.

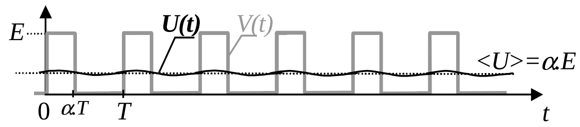


Fig 8 : Allure de la tension de sortie U

6.2. Exemple concret de mise en oeuvre

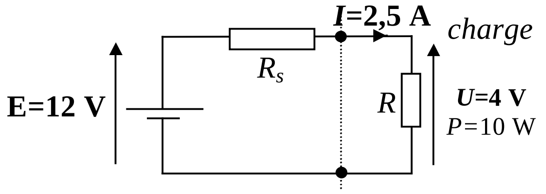
Un cas concret, et classique, d'utilisation du hacheur Buck consiste à obtenir, à partir d'une tension de 12V (batterie de voiture) une tension plus faible : 4V par exemple. Il suffit pour ce faire de réaliser le circuit, et de régler le rapport cyclique à la valeur $\alpha=\frac{1}{3}$ (c'est à dire que le transistor K_1 conduit seulement un tiers du temps). La tension *U* obtenue présentera bien la valeur moyenne : $<U>=12\times\frac{1}{3}=4\ \text{V}$. En choisissant une fréquence de découpage $f=\frac{1}{T}$ de quelques kilohertz , le filtre *L-C* doit être dimensionné pour atténuer fortement des composantes de fréquences supérieures à *f*, soit donc : $\frac{1}{2\pi\sqrt{L.C}} << f$. En s'aidant également de formules permettant de borner les ondulations de la tension *U*, il est possible de déterminer précisément les valeurs de *L* et *C*.
Pour finir, si la charge doit pouvoir consommer une certaine puissance maximale, disons *P*=10 W ici, cela signifie qu'elle peut appeler le courant continu maximal : $I=\frac{P}{U}=\frac{10}{4}=2{,}5\ \text{A}$. La connaissance de cette valeur permet de remonter aux valeurs moyennes et extrêmes de tous les courants, et ainsi de choisir les transistors K_1 et K_2 de telle manière à ce qu'ils supportent ces contraintes.

NB : Souvent, le transistor K_2 peut être remplacé par une diode rapide, ce sera le cas dans la manipulation présentée ci après. La présence d'un transistor permet d'assurer une réversibilité en courant utile à certains dispositifs.

6.3. Comparaison « découpage / linéaire »

Le grand intérêt du montage précédent réside dans son rapport avec le rendement énergétique. En effet, c'est la comparaison avec une version « linéaire » du montage qui fait comprendre l'importance grandissante de l'électronique de puissance et du régime de commutation. La *figure 9* dresse ainsi la comparaison de deux montages équivalents en terme de tension et de puissance.

<u>Montage de type « linéaire »</u>

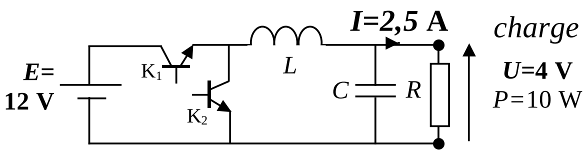


<u>Réglage</u> : Valeur de R_S : $R_s = \frac{12-4}{2,5} = 3,2\,\Omega$

$P_{utile} = 10$ W , $P_{pertes} = 3,2 \times 2,5^2 = 20$ W , $P_{totale} = 30$ W

<u>Rendement</u> : $\boxed{\eta = \frac{10}{30} = 33,3\%}$!

<u>Montage « à découpage »</u>



<u>Réglage</u> : Valeur de α . Possibilités de contre-réactions et de régulations.

Pertes : Nulles dans le cas de transistors parfaits utilisés en interrupteurs. Ces pertes restent très faibles en pratique.

<u>Rendement</u> : $\boxed{\eta = 100\%}$!

Fig 9 : Comparaison « découpage / linéaire »

La différence d'ordre de grandeur des rendements est flagrante. En réalité, les composants de commutation (transistors) sont le siège de pertes (par conduction et par commutation) qui restent relativement faibles par rapport aux puissances transitées. Ainsi, il est habituel que les systèmes à découpage présentent des <u>rendements réels de l'ordre de $\eta = 80$ à 95%</u> [6].

Enfin, il faut bien saisir que ce rendement est assuré sur presque toute la plage de puissance disponible (bornée par les limites des composants) à la différence du cas linéaire où le rendement dépend de la puissance transitée.

La *figure 10* représente, pour illustrer ceci, le tracé réel de la puissance transitée en fonction du rendement dans les deux cas précédents.

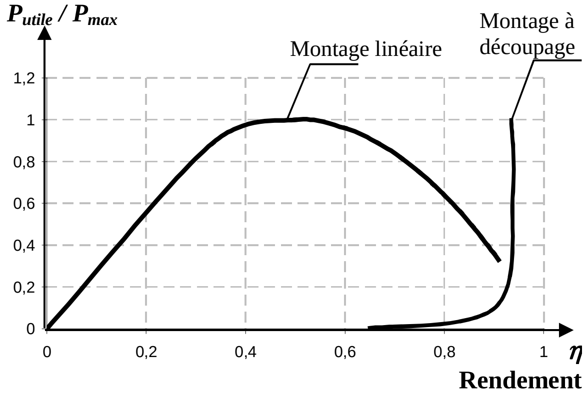


Fig 10 : Comparaison « découpage / linéaire »

7. Manipulation dans le cadre de travaux pratiques de physique

Il est tout à fait pertinent, en guise de travaux pratiques de physique générale ou appliquée, de mettre en oeuvre deux systèmes de conversion d'énergie équivalents en terme de puissance, et de les comparer en terme de rendement. C'est également une possibilité d'exposition de grands principes de l'électricité et l'occasion de répertorier leurs qualités et leurs défauts.

Dans un premier temps, une réalisation sur charge résistive semble s'imposer, mais il peut être plus intéressant, ou plus spectaculaire, de remplacer ultérieurement la charge par un moteur électrique.

7.1. Montage linéaire : pont de résistances

La réalisation du montage représenté sur la *figure 11* permet l'ensemble des mesures quantifiant le rendement d'un circuit de type « linéaire » en courant continu.

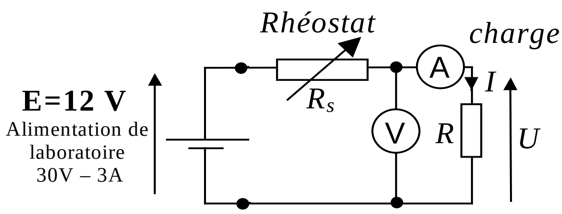


Fig 11 : Montage en pont de résistances

Les instruments de mesure doivent être de type DC (=) de manière à mesurer des grandeurs continues. La mesure du couple tension / courant permet alors le calcul de la puissance consommée par R ($P_{utile}=U\times I$) et de la puissance totale fournie par la source de tension ($P_{utile}=E\times I$) pour chacune des positions du rhéostat R_S. Il est alors possible de présenter les résultats conformément aux courbes présentées sur les *figures 3* et *10*. On apportera une attention particulière au fait que les différentes résistances ou rhéostats soient compatibles en terme de courant maximal admissible.

7.2. Montage à découpage : hacheur Buck

La réalisation du montage représenté sur la *figure 12* permet ensuite l'ensemble des mesures relatives au cas du hacheur Buck.

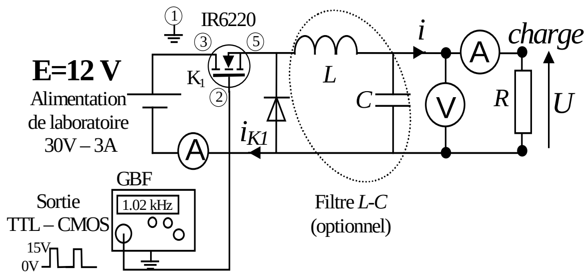


Fig 12 : Montage hacheur

Dans ce montage sur charge résistive, le transistor K_2 peut être remplacé par une simple diode. Le transistor K_1, pour éviter la réalisation d'une commande rapprochée, est réalisé par un composant de type IR6220 [7], c'est à dire un transistor MOSFET de puissance (50V – 10A) à commande intégrée. Un simple GBF produisant une tension de sortie en tout ou rien (0-15V) permet ainsi la commutation et le réglage de la fréquence et du rapport cyclique. La gamme de tension (50V) et de courant (10A) supportés par ce composant lui permet de fonctionner sans risque de détérioration à partir de l'utilisation d'une alimentation 30V– 3A. L'usage d'un petit radiateur en aluminium à placer sur le composant est par ailleurs conseillé, même si des protections en température sont fonctionnelles par défaut.

Les mesures des grandeurs électriques sont un peu plus complexes que précédemment à cause de l'allure non continue des signaux.

- Le courant i_{K1} doit être mesuré avec un appareil DC (=), c'est à dire que seule sa valeur moyenne sera mesurée. Ainsi, la puissance totale s'écrira directement : $P_{totale}=<E.i_{K1}>=E.<i_{K1}>$.
- Le courant i est normalement quasi-continu, ses ondulations étant dues à l'imperfection inévitable du filtre *L-C*. Il est possible, afin d'éviter la réalisation et la justification de ce filtre, de ne pas l'interposer avant la sortie. Dans ce cas, la mesure de la puissance consommée par la résistance R sera liée à la valeur efficace du courant i : I_{eff}. En effet : $P_{utile}=R.I_{eff}^{\ 2}$. Il est donc très important de mesurer le courant i à l'aide d'un appareil de type « True RMS », c'est à dire donnant la valeur efficace vraie des grandeurs mesurées. En absence d'un tel appareil, il est possible de calculer cette valeur à partir de la valeur moyenne et du rapport cyclique, on montre alors que $I_{eff}=\frac{<i>}{\sqrt{\alpha}}$.
- Les mesures de puissance effectuées pour différents rapports cycliques, ou différentes valeurs de R doivent différer légèrement à cause des pertes dans le transistor et la diode. En tout état de cause, il suffit alors de tracer l'évolution de la puissance en fonction du rendement pour retrouver des résultats conformes aux courbes de la *figure 10*.

Les mesures, graphes et interprétations étant faites, il conviendra de présenter une conclusion pertinente mettant en évidence les avantages et inconvénients des deux méthodes, ainsi que la justification de la place actuelle de l'électronique de puissance.

Références et bibliographie

[1] On trouvera tous les détails concernant le Théorème de Thévenin dans tout livre d'électronique, électrodynamique ou électrotechnique. Consulter sinon la page : http://fr.wikipedia.org/wiki/Théorème_de_Thévenin

[2] Télécharger le chapitre concernant les réseaux électriques en supplément web de l'ouvrage : Electrotechnique, *Luc Lasne* - DUNOD : http://www.dunod.com/pages/ouvrages/complement.asp?id=50720

[3] Consulter (par exemple) l'ouvrage suivant : Electrotechnique, *Luc Lasne* - DUNOD, chapitre 2 : Rappels et grandeurs sinusoïdales.

[4] Consulter la page : http://fr.wikipedia.org/wiki/%C3%89lectronique_de_puissance

[5] Consulter un cours d'électronique de puissance pour avoir un aperçu des montages courants existants et de leurs diversités.

[6] Télécharger le cours de Francois Forest (Université de Montpellier II) : http://www.lycee-hainaut.net/tsi/inside/tipe/dossier-d/tipe-d-ge1.pdf

[7] Il est important de bien consulter la documentation de ce composant avant utilisation (Extrait en page suivante) : http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/irf/ir6220.pdf'

International
IOR Rectifier

Data Sheet 60049-H

IR6220 **(NOTE: For new designs, we recommend IR's new products IPS521 and IPS521S)**

INTELLIGENT HIGH SIDE MOSFET POWER SWITCH

Features

- PWM current limit for short circuit protection
- Over-temperature protection
- Active output negative clamp
- Reverse battery protection for logic circuit
- Broken ground protection
- Short to V_{CC} protection
- Low noise charge pump
- Sleep mode supply current
- 4kV ESD protection on all leads
- Logic ground isolated from power ground

Product summary

$V_{cc(op)}$	5-50V
$R_{DS(on)}$	100mΩ
I_{lim}	10A
$T_{j(sd)}$	170°C
E_{av}	200mJ

General Description

The IR6220 is a 5 terminal monolithic HIGH SIDE SWITCH with built in short circuit, over- temperature, ESD protections, inductive load turn off capability and diagnostic feedback.

The on-chip protection circuit goes into PWM mode, limiting the average current during short circuit if the drain current exceeds 10A. The protection circuit latches off the high side switch if the junction temperature exceeds 170°C and latches on after the junction temperature falls by 10°C. The Vcc (drain) to out (source) voltage is actively clamped at 55V, improving its performance during turn off with inductive loads.

The on-chip charge pump high side driver stage is floating and referenced to the source of the Power MOSFET. Thus the logic to power ground isolation can be as high as 50V. This allows operation with larger offset as well as controlling the switch during load energy recirculation or regeneration.

A diagnostic pin is provided for status feedback of short circuit, over temperature and open load detection.

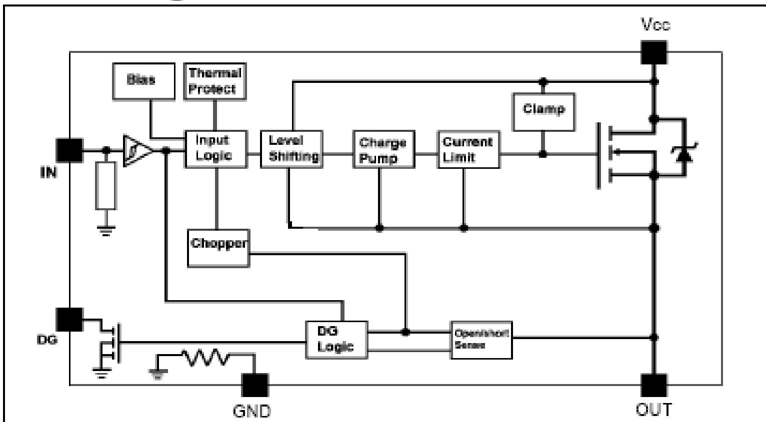
Applications

- Solenoid driver
- Programmable logic controller

Truth Table

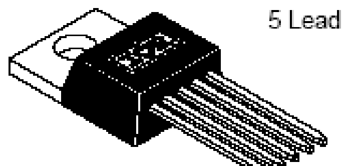
Condition	In	Out	Dg
Normal	H	H	H
Normal	L	L	L
Output Open	H	H	H
Output Open	L	H	H
Shorted Output	H	Current-Limiting PWM Mode	L
Shorted Output	L	L	L
Over-Temperature	H	L	L
Over-Temperature	L	L	L

Block Diagram



Available Packages

5 Lead SMD220



5 Lead TO-220

Switching Electrical Characteristics

(V_{CC} = 14V, resistive load (R_L) = 12Ω, T_C= 25°C.)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_c	Over-current cycle time	—	5	—	ms	
D_c	Over-current duty cycle	—	10	—	%	
t_{on}	Turn-on delay time to 90%	—	50	—	µs	
t_{off}	Turn-off delay time to 10%	—	60	—		
dv/dt_{on}	Slew rate on	—	3	—	V/µs	
dv/dt_{off}	Slew rate off	—	5	—		

Protection Characteristics

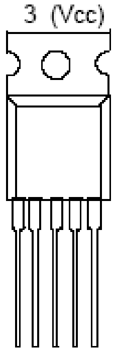
Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_{lim}	Internal current limit	—	10	—	A	
V_{sc}	Short circuit detection voltage	—	3.5	—	V	
V_{slh}	Open load detection voltage	—	3.5	—		
V_{cl1}	Output negative clamp	50	54	—		I_{out} = 10mA
V_{cl2}	Output negative clamp	—	56	62		I_{out} = 2A

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
T_{jsd}	Thermal shutdown temperature	—	170	—	°C	
T_{hys}	Thermal hysteresis	—	10	—		
R_{thjc}	Thermal resistance, junction to case	—	3.5	—	°C/W	
R_{thja}	Thermal resistance, junction to ambient	—	50	—		

Lead Assignments

3 (Vcc)

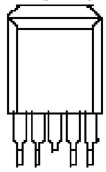


1 2 3 4 5

5 Lead - TO-220

1 - Ground
2 - In
3 - Vcc
4 - DG
5 - Out

3 (Vcc)



1 2 3 4 5

5 Lead - D²PAK (SMD220)

IR6220	IR6220S
Part Number	