

PRODUCTION ET CONVERSION D'ENERGIE ELECTRIQUE

I PRODUCTION D'ENERGIE ELECTRIQUE

I.1 Avec un générateur photovoltaïque (GPV)

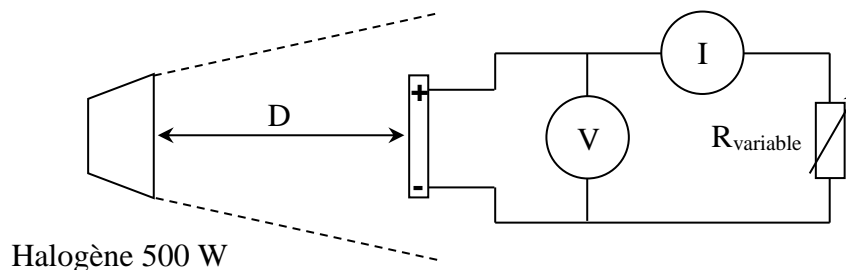
[7], p. 84 ; [8], p. 381.

Le dispositif d'étude est un panneau solaire commercialisé par la société Jeulin sous la référence 282 045¹. Il est constitué de 36 cellules en silicium poly cristallin associées en série. Chaque cellule est une jonction PN équivalente à une photodiode mais optimisée pour la production d'énergie électrique. Le constructeur annonce les caractéristiques suivantes :

V_{CO} (V)	I_{CC} (A)	P_{max} (W)	$V_{P\ max}$ (V)	$I_{P\ max}$ (A)
21,7 ²	0,31	5	17,4	0,29

V_{CO} est la tension en circuit ouvert, I_{CC} le courant en court-circuit, P_{max} la puissance maximum que peut fournir le panneau et $(V_{P\ max} ; I_{P\ max})$ les coordonnées du point de fonctionnement à la puissance maximum. Ces paramètres dépendent de l'éclairement et la température. Les valeurs indiquées sont données à 25 °C pour un rayonnement solaire standardisé de 1 000 W/m².

I.1.1 Caractéristique $I = f(V)$ à éclairement constant



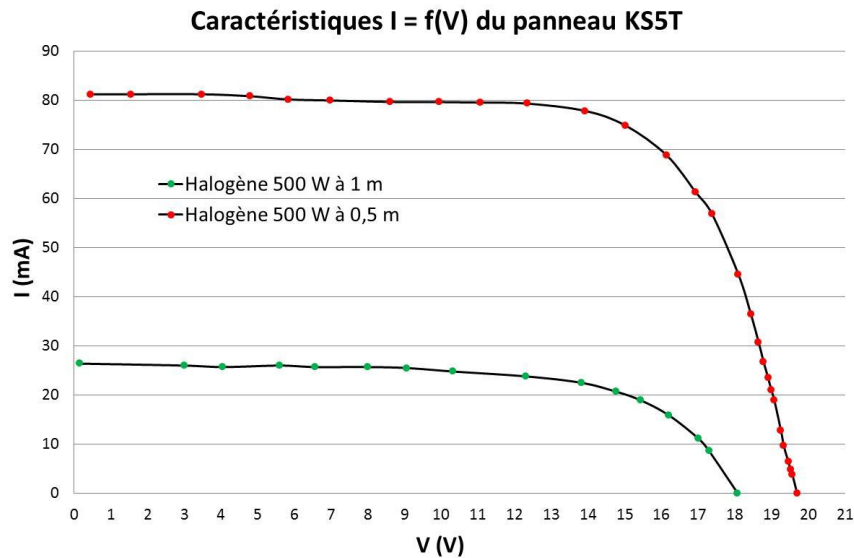
On peut placer le panneau à 50 cm ou 1 mètre de la lampe. La seconde solution permet d'avoir un éclairement un peu plus homogène mais l'effet photoélectrique est plus important avec la distance de 50 cm. On commence par mesurer la tension V_{CO} en circuit ouvert (R infini) et le courant I_{CC} en court-circuit ($R = 0$) pour estimer la valeur de la résistance de charge autour de laquelle les mesures doivent être faites. On obtient typiquement les valeurs suivantes avec l'éclairage proposé :

	V_{CO} (V)	I_{CC} (mA)	$R = V_{CO}/I_{CC}$ (Ω)
$D = 50\ cm$	19,5	80	250
$D = 1\ m$	18	25	700

¹ Il a été équipé d'une diode antiretour en vue de son utilisation avec une batterie (cf. § II) car il n'est pas conçu pour recevoir de l'énergie. Cette diode se comporte \approx comme un interrupteur fermé quand le panneau débite du courant et empêche la batterie de lui envoyer du courant si l'éclairement est insuffisant car la tension aux bornes du GPV peut alors devenir inférieure à celle de la batterie.

² On peut noter que cette valeur est cohérente avec l'association de 36 jonctions PN en silicium associées en série ($V_{jonction} \approx 0,6\ V$).

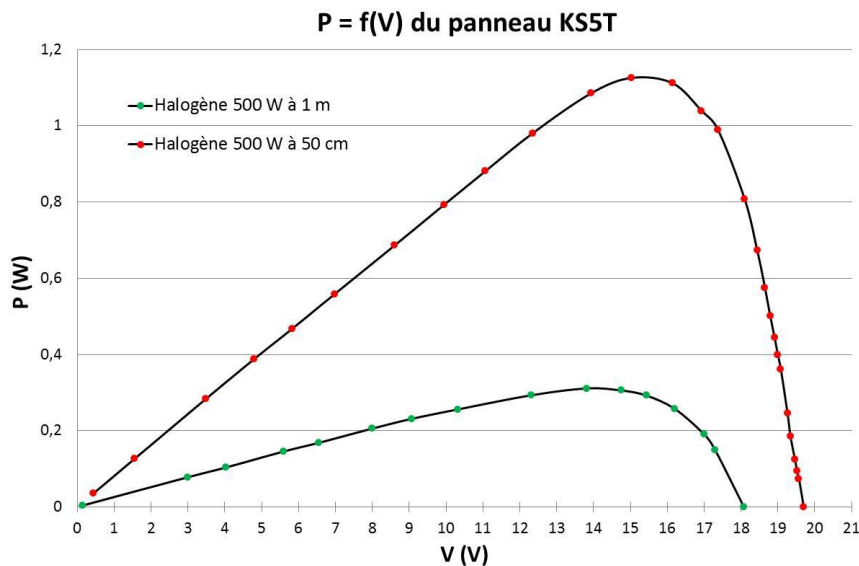
On mesure alors V et I en modifiant R autour de ces valeurs pour tracer la caractéristique $I(V)$ du GPV. Voici à titre indicatif des résultats pour les deux distances :



On retrouve une courbe similaire à celle du cadran inférieur droit de la caractéristique d'une photodiode, mais représentée en convention générateur. Elle se translate vers le haut lorsque l'éclairement augmente³ et l'aire sous la courbe a une forme proche d'un rectangle. La puissance maximum que peut fournir le panneau est donc de l'ordre de $V_{CO} \times I_{CC}$.

I.1.2 Puissance délivrée par le GPV

Les mesures précédentes permettent de représenter l'évolution de $P = V \cdot I$ en fonction de V :



La puissance passe par un maximum qui a, dans cette expérience, les coordonnées suivantes :

	$P_{max} (W)$	$V_{P\ max} (V)$	$I_{P\ max} (A)$	$R_{adaptée} (\Omega)$
$D = 50\ cm$	1,13	15	75	200
$D = 1\ m$	0,31	14	22	600

³ Le décalage de I_{CC} est théoriquement proportionnel au flux lumineux (cf. [7], p. 61- 65).

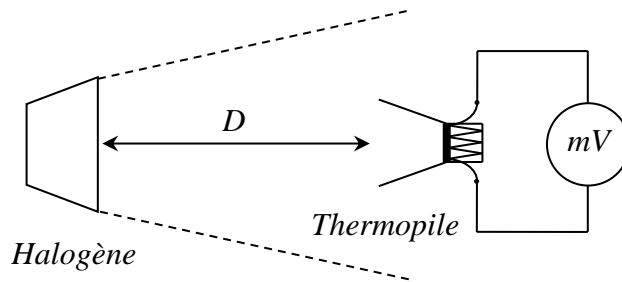
$V_{P\ max}$ et $I_{P\ max}$ sont proches de V_{C0} et I_{CC} . On constate aussi que la valeur de la résistance de charge permettant de récupérer un maximum de puissance dépend de l'éclairement.

I.1.3 Rendement du panneau

Le GPV étant destiné à fournir de l'énergie électrique, il est important de s'attacher à son rendement. On doit donc mesurer la puissance lumineuse reçue pour la comparer à l'énergie électrique maximum récupérable. La source étant polychromatique, on peut utiliser une thermopile⁴ pour mesurer la puissance totale issue de la lampe.

Utilisation de la thermopile :

Il suffit de reculer le GPV, placer la face d'entrée de la thermopile à la distance voulue et mesurer la tension V_{Th} à ses bornes à l'aide d'un milli voltmètre. Le corps de la thermopile doit être en équilibre thermique avec le milieu ambiant pour que la mesure soit fiable (on doit notamment avoir idéalement un signal stable à 0 mV dans l'obscurité, qui sert de référence avant de démarrer la mesure).



L'éclairage n'étant pas parfaitement homogène, on peut déplacer la thermopile sur le lieu où se trouve le panneau pour « estimer » une valeur moyenne de V_{Th} (il faut attendre à chaque fois que la mesure se stabilise car le temps de réponse du détecteur est assez important).

Puissance lumineuse reçue :

La sensibilité K_{Th} d'une thermopile est donnée en mV/W. La puissance lumineuse P_{Th} qu'elle intercepte s'en déduit par la relation $P_{Th} = V_{Th}/K_{Th}$. Ce résultat correspond à la puissance récoltée sur la surface S_{Th} du détecteur. La puissance lumineuse reçue au niveau du panneau par unité de surface vaut par conséquent :

$$P_{surfacique} = \frac{P_{Th}}{S_{Th}} = \frac{V_{Th}}{K_{Th}S_{Th}}$$

Et la puissance arrivant sur le panneau constitué de N cellules de surface individuelle $S_{1\ cellule}$ vaut :

$$P_{reçue} = P_{surfacique}NS_{1\ cellule} = \frac{V_{Th}NS_{1\ cellule}}{K_{Th}S_{Th}}$$

Résultats :

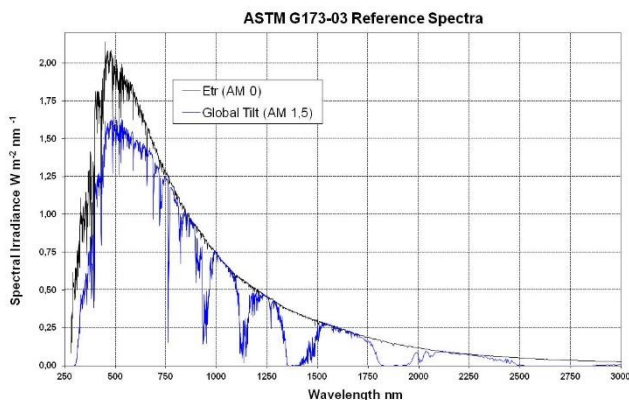
On donne ci-dessous la tension moyenne mesurée pour les deux distances. La sensibilité de la thermopile utilisée vaut $K_{Th} = 59\ mV/W$. Sa surface d'entrée est un cercle de 2,5 cm de diamètre. Les 36 cellules du panneau KS5T sont des rectangles de 7,5×1,3 cm de côté donc la surface active vaut $NS_{1\ cellule} = 351\ cm^2$. On en déduit la puissance lumineuse reçue par le GPV qu'on compare à la puissance électrique maximum qu'il délivre (mesures du § précédent).

⁴ C'est un détecteur à réponse plate (se reporter à [7], p. 77 pour plus de précision sur ce point). Le modèle utilisé ici est la référence CA2 de chez Kipp Zonen.

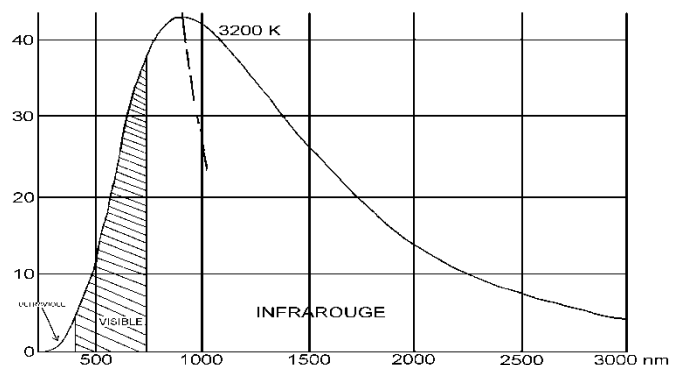
	$P_{max} (W)$	$V_{Th} (mV)$	$P_{surfacique} (W.m^{-2})$	$P_{reçue} (W)$	$\eta (\%)$
$D = 50 \text{ cm}$	1,13	13,9	480	17	6,6
$D = 1 \text{ m}$	0,31	4,35	150	5,3	5,9

Le rendement η peut être comparé à la valeur annoncée par le constructeur. Il indique qu'on peut récupérer jusqu'à 5 W d'électricité avec un éclairage de 1 000 W/m², soit une puissance lumineuse interceptée par le panneau de 35 W compte tenu de sa surface active. Ces chiffres conduisent à un rendement de 14,3 %⁵. Il y a une différence notable avec les résultats obtenus mais les spécifications du fabricant correspondent à un éclairage solaire standardisé⁶ qui n'a pas le même spectre que celui de la lampe halogène :

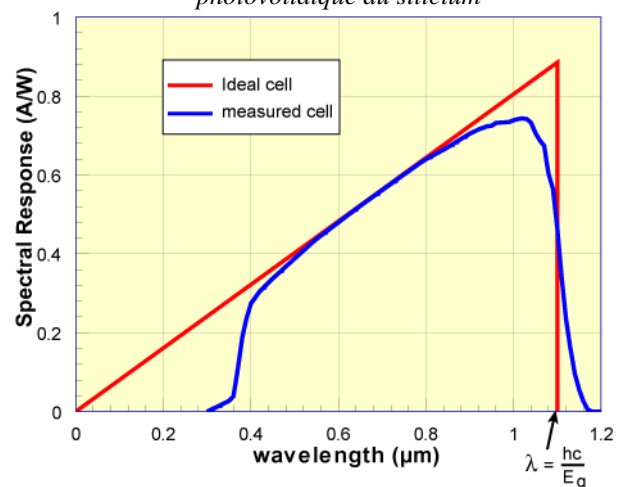
Spectre solaire



Spectre typique d'une lampe halogène



Réponse spectrale d'une cellule photovoltaïque au silicium



Le spectre solaire est proche de celui d'un corps noir à 5 900 K et présente une émissivité importante dans la zone de sensibilité des cellules photovoltaïques. La lampe halogène a une température de couleur plus basse (maximum d'émissivité vers 1 000 nm), ce qui fait qu'une bonne partie de son spectre n'est pas utilisé par le GPV alors qu'il est pris en compte par la thermopile. Il est donc normal qu'on obtienne un rendement différent de celui annoncé.

I.2 Avec une génératrice

Le principe de l'étude est semblable à celui d'un moteur sauf qu'on inverse les rôles des sources d'énergie (on fournit une énergie mécanique au convertisseur qui la transforme en énergie électrique). On peut utiliser le banc d'essais utilisé dans l'étude des

⁵ C'est une valeur dans la fourchette haute pour les panneaux en silicium poly cristallin. Le rendement est moins bon avec du silicium amorphe (6 % environ) et un peu plus élevé avec du silicium monocristallin (16 %).

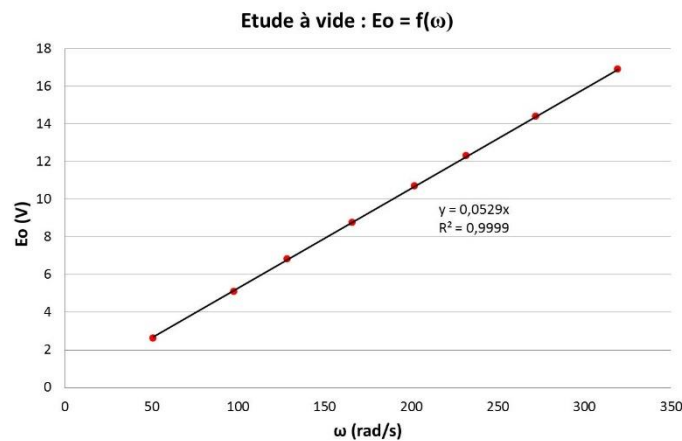
⁶ La courbe noire représente le spectre solaire extraterrestre (masse d'air traversée nulle, d'où le qualificatif AM 0). La bleue représente le spectre arrivant à la surface de la terre (global tilt signifiant la prise en compte des phénomènes d'absorption dans l'atmosphère, le rayonnement diffus et réfléchi). Ce spectre dépend de la masse d'air traversée, donc de l'angle d'incidence des rayons. La masse d'air unitaire correspond au soleil au zénith (épaisseur minimale de la couche d'atmosphère). Le spectre de référence servant de standard pour l'étalonnage des GPV correspond à un soleil situé à 42° au-dessus de l'horizon, soit une masse d'air relative AM = 1,5.

moteurs → s'y reporter pour plus d'informations sur les branchements, les protocoles expérimentaux et la théorie.

I.2.1 Etude de la f.é.m. à vide

[4], p. 166

On mesure la f.é.m. induite aux bornes de la génératrice pour différentes vitesses de rotation imposées par le moteur. Voici à titre indicatif le résultat d'une série de mesure :



On a une droite passant par l'origine → La relation $E = k\Phi\omega$ est donc vérifiée : **la f.é.m. apparaissant aux bornes de la génératrice est proportionnelle à la vitesse de rotation**. La pente de la droite correspond à $k\Phi$. On trouve ici :

$$k\Phi = 0,05293 \text{ V}/(\text{rad.s}^{-1})$$

I.2.2 Etude en charge à $\omega = \text{cte}$

[9], p. 54, § 3.3

On commence par se fixer une vitesse de rotation à vide puis on charge progressivement la génératrice avec un rhéostat de résistance de plus en plus faible en réajustant à chaque fois la tension alimentant du moteur pour maintenir la vitesse de rotation constante. On mesure la tension délivrée par la génératrice, le courant débité dans le rhéostat et on trace la courbe $U = f(I)$. On doit avoir une droite de coefficient directeur égal à la résistance de l'induit de la génératrice.

I.2.3 Etude du rendement

[4], p. 166

On peut faire une mesure du rendement pour différentes résistances de charge et comparer ce résultat à celui qu'on obtient par la méthode des pertes séparées.

II CONVERSION CONTINU - CONTINU : LES HACHEURS

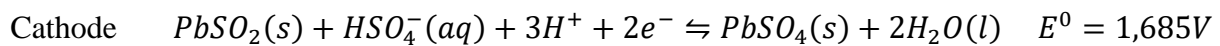
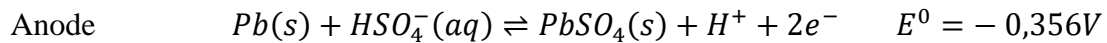
Ce sont des convertisseurs à haut rendement fournissant une tension de sortie continue V_S à partir d'une tension d'entrée continue V_E . Ils mettent en œuvre un ou plusieurs interrupteurs commandés qui « découpent » à haute fréquence la tension d'entrée. Le hacheur est abaisseur (ou abaisseur, ou Buck) si V_S est inférieure à V_E et survolteur (ou élévateur, ou Boost) dans le cas contraire. Certains hacheurs sont aussi capables de travailler des deux manières (Boost-Buck). Ces systèmes ont de nombreuses applications. Ils permettent notamment d'optimiser la charge d'une batterie par un GPV.

II.1 Charge d'une batterie par un GPV

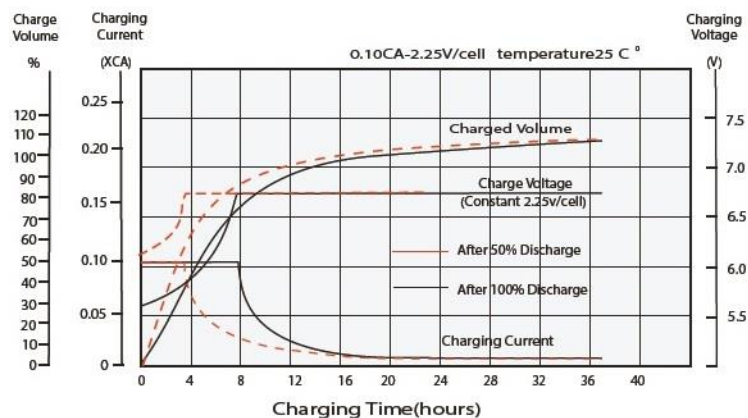
On reprend le panneau solaire éclairé par la lampe halogène située à 50 cm. Il peut fournir jusqu'à ≈ 1 W d'électricité dans ces conditions et on souhaite s'en servir pour charger une batterie au plomb de 6 V.

II.1.1 Information sur les batteries au plomb

Elles sont constituées de cellules élémentaires dans lesquelles se déroulent les réactions électrochimiques suivantes :



Chaque cellule présente donc une tension d'environ 2 V et une batterie de 6 V est obtenue en associant 3 modules en série. L'énergie massique de ces accumulateurs est assez faible (≈ 40 Wh/kg) mais ils peuvent fournir un courant de grande intensité. Il faut donc **faire attention aux courts-circuits**. La capacité du modèle utilisé⁷ vaut $C = 4,5$ A.h et le constructeur préconise une charge de type CC/CV :



C'est la méthode la plus courante pour ce type de batterie car elle est rapide et sans risque. Elle se déroule en deux étapes :

- un courant constant (égal à $C/10$ en général) est appliqué dans un premier temps (phase CC), et ce tant que la tension est inférieure à 2,25 V/élément.

- une deuxième phase dite CV (*Constant Voltage*), appelée aussi « phase d'absorption » commence quand on atteint 2,25 V/élément. Le chargeur passe en générateur de tension et impose 2,25 V/élément, soit 6,75 V pour une batterie de 6 V. Le courant diminue progressivement avec le temps et tend théoriquement vers 0⁸.

Il faut donc éviter de dépasser 6,75 V lorsqu'on procède à une charge. Une décharge complète peut faire chuter la f.é.m. de façon plus ou moins importante (la valeur dépend du courant débité) mais il vaut mieux éviter les décharges profondes car elles réduisent la durée de vie de l'accumulateur⁹ (la sulfatation des électrodes peut devenir nocive et irréversible). Il est difficile de donner une tension minimale à ne pas dépasser car cette grandeur n'est pas un indicateur fiable de la capacité mais on peut se fixer une limite à 6,2/6,3 V.

⁷ Batterie NX référence AMP9015.

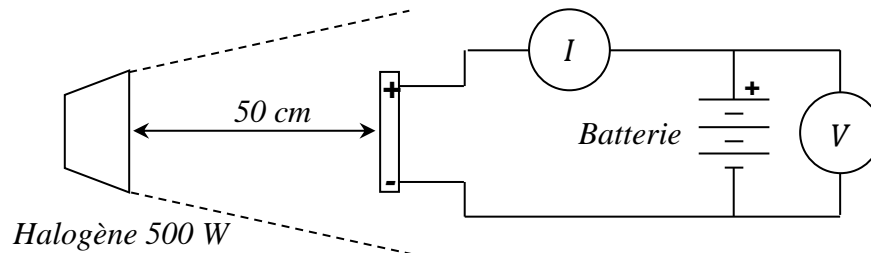
⁸ Il se stabilise en fait à une valeur faible mais non nulle qui n'accroît plus l'état de charge mais électrolyse l'eau de l'électrolyte. Il vaut donc mieux interrompre la charge à ce stade, ou, si on veut appliquer une charge permanente d'entretien (dite de « floating ») pour compenser le phénomène d'autodécharge, de baisser très légèrement la tension de consigne.

⁹ Le constructeur annonce respectivement 200, 600 et 1200 cycles possibles pour des décharges à 100, 50 et 30 %.

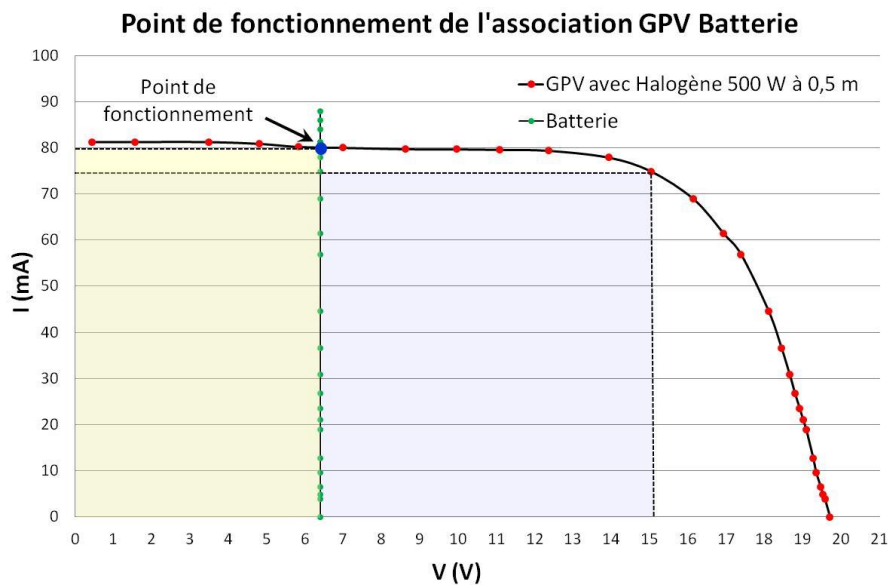
II.1.2 Charge par connexion directe du GPV

Il faut mesurer la f.é.m. de la batterie avant de commencer. Si elle est trop élevée, on peut décharger l'accumulateur en branchant un rhéostat d'une trentaine d'ohm à ses bornes et s'arrêter lorsqu'on atteint $\approx 6,3$ V.

Montage :



Le courant doit rester \approx constant et proche de I_{CC} quand le panneau est éclairé. La tension augmente très légèrement en cours de charge mais reste proche de 6,5 V (**débrancher la batterie** une fois ces observations faites). Ce comportement s'explique en regardant l'intersection des caractéristiques des deux éléments. Le § I.1.1 donne celle du GPV. La caractéristique de la batterie s'obtient avec sa f.é.m. E et sa résistance interne r . Le constructeur annonce une résistance de $25 \text{ m}\Omega \rightarrow$ on a¹⁰ $U = E + rI \approx E$ dans la plage de courant étudiée. La caractéristique $I(V)$ de l'accumulateur est donc une droite quasi-verticale, d'où l'obtention graphique du point de fonctionnement :



Ce point se situe dans la zone où le panneau fonctionne pratiquement comme un générateur de courant ($I \approx$ constant) et il est assez loin du point de puissance maximum trouvé au § I.1.2. La zone en jaune correspond à la puissance $P = V \cdot I$ que le panneau fournit à la batterie en charge ($\approx 6,5 \text{ V} \times 80 \text{ mA} = 0,52 \text{ W}$) alors que la zone en mauve représente la puissance maximum qu'il peut fournir dans les conditions d'éclairement utilisées ($\approx 15 \text{ V} \times 75 \text{ mA} = 1,13 \text{ W}$). La connexion directe de la batterie sur le GPV conduit donc à une charge peu optimale puisque moins de 50 % du potentiel du panneau est utilisé. On va voir qu'un hacheur permet d'améliorer le transfert de puissance entre les deux systèmes.

II.2 Utilisation d'un hacheur

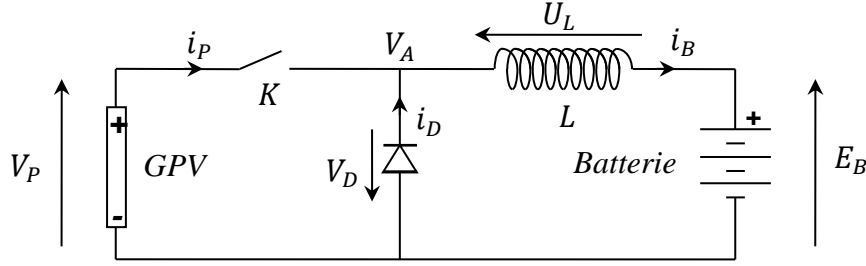
La batterie a une f.é.m. inférieure à la tension aux bornes du GPV lorsqu'il travaille au point de puissance maximum (PPM). On doit donc utiliser un hacheur abaisseur.

¹⁰ La relation est $U = E + rI$ car on se place dans le cas où on charge la batterie. On a $U = E - rI$ lorsque qu'elle fonctionne en générateur.

II.2.1 Principe de fonctionnement

[3], p. 205 ; [9], p. 250

Plusieurs structures sont possibles. On présente un hacheur série non réversible en courant.



L'interrupteur K est commandé périodiquement avec un rapport cyclique de hachage α (i.e. il est fermé pendant un temps αT et ouvert durant le reste de la période). On suppose les éléments du hacheur idéaux¹¹, les tensions V_P et E_B constantes avec $V_P > E_B$, la résistance interne de la batterie négligeable et la bobine en régime de conduction continu (i_B jamais nul).

$0 < t < \alpha T$:

$V_A = V_P$ car K est fermé \rightarrow La diode est polarisée en inverse, donc bloquée ($i_D = 0$) et $U_L = V_P - E_B = L di_B / dt$. Les tensions V_P et E_B étant supposées constantes, on a :

$$di_B = \frac{V_P - E_B}{L} dt \quad \rightarrow \quad i_B(t) = \frac{V_P - E_B}{L} t + cte$$

Le courant augmente linéairement avec le temps pendant cette phase $\rightarrow i_B(t) = I_{MIN} + \frac{V_P - E_B}{L} t$

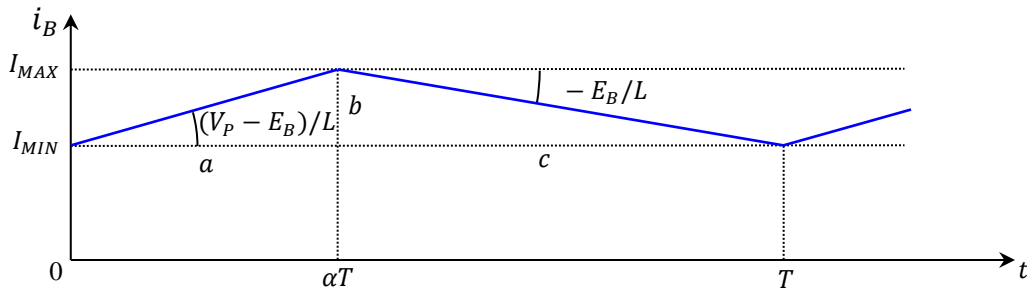
$\alpha T < t < T$:

L'interrupteur est ouvert. La batterie ne peut pas débiter de courant car il devrait circuler dans la diode qui est bloquée dans ce sens. Le panneau n'alimente plus la batterie ($i_P = 0$) mais la self s'oppose par nature à l'arrêt du courant et i_B circule en revenant par la diode car elle est conductrice dans ce sens. On a $V_A = -V_D \approx 0$, donc $U_L \approx 0 - E_B = L di_B / dt$ d'où :

$$di_B = -\frac{E_B}{L} dt \quad \rightarrow \quad i_B(t) = -\frac{E_B}{L} t + cte$$

Le courant décroît linéairement avec le temps pendant cette phase $\rightarrow i_B(t) = I_{MAX} - \frac{E_B}{L} t$

Le chronogramme du courant i_B est donc le suivant :



¹¹ Interrupteur parfait ($V = 0$ dans l'état fermé, $I = 0$ dans l'état ouvert), tension de seuil et résistance de conduction négligeable pour la diode, bobine purement réactive ($r = 0$).

On peut calculer la valeur moyenne de i_B : $I_B = \frac{1}{T} \int_0^T i_B(t) \cdot dt$

L'intégrale correspond la surface sous la courbe bleue pour une période et vaut :

$$I_{MIN} \cdot T + \frac{a \cdot b}{2} + \frac{b \cdot c}{2} = I_{MIN} \cdot T + \frac{b}{2} (a + c) = I_{MIN} \cdot T + \frac{(I_{MAX} - I_{MIN})}{2} T = \frac{(I_{MAX} + I_{MIN})}{2} T$$

On a donc :
$$I_B = \frac{(I_{MAX} + I_{MIN})}{2}$$

L'ondulation de i_B s'obtient en raisonnant sur sa phase de croissance pendant αT ou sur celle de décroissance pendant $(1 - \alpha)T$:

$$I_{MAX} - I_{MIN} = \frac{V_P - E_B}{L} \alpha T = \frac{E_B}{L} (1 - \alpha) T \quad \rightarrow \quad I_{MAX} - I_{MIN} = \frac{V_P - E_B}{L \cdot f} \alpha = \frac{E_B}{L \cdot f} (1 - \alpha)$$

→ L'ondulation de i_B est d'autant plus faible que L et la fréquence de hachage f sont grandes.

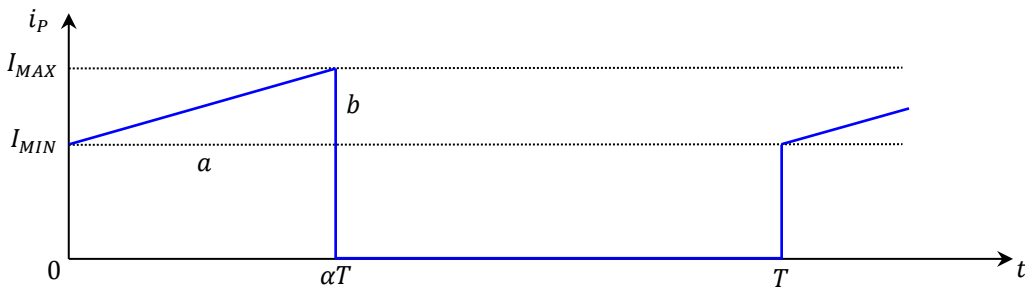
Les deux expressions de l'ondulation permettent d'obtenir la relation entre V_P et E_B :

$$(V_P - E_B) \alpha = E_B (1 - \alpha) \quad \rightarrow \quad V_P = \frac{E_B}{\alpha}$$

E_B est \approx constant car la caractéristique $I(E)$ de la batterie est une droite pratiquement verticale. Par contre, le GPV n'impose pas de contraintes particulières sur V_P car il se comporte plutôt comme un générateur de courant quand il débite → **le choix du rapport cyclique α fixe la tension de fonctionnement V_P du panneau. On peut donc le forcer à travailler à son optimum de puissance** pour accélérer la recharge de la batterie en réglant V_P à sa valeur au PPM. On a $E_B \approx 6,5 V$ et $V_{P_{max}} \approx 15 V$ dans notre exemple → il faut régler α à $\approx 43 \%$.

Chronogramme de i_P :

Le panneau ne délivre aucun courant quand l'interrupteur est ouvert → $i_P = 0$ de αT à T . La diode est polarisée en inverse, donc bloquée, quand l'interrupteur est fermé → $i_P = i_D + i_B = i_B$ entre 0 et αT . On a donc le chronogramme suivant.



On obtient le courant moyen de la même manière que pour i_B :

$$I_P = \frac{1}{T} \left[I_{MIN} a + \frac{a \cdot b}{2} \right] = \frac{1}{T} \left[I_{MIN} \alpha T + \frac{\alpha T (I_{MAX} - I_{MIN})}{2} \right]$$

$$I_P = \alpha \left[I_{MIN} + \frac{I_{MAX} - I_{MIN}}{2} \right] = \alpha \frac{I_{MAX} + I_{MIN}}{2}$$

Si on compare ce résultat à l'expression de I_B , on voit qu'on a :

$$I_P = \alpha I_B$$

On peut faire les remarques suivantes :

- on a $V_P = E_B/\alpha$ d'un côté et $I_P = \alpha I_B$ de l'autre, d'où $V_P I_P = E_B I_B \rightarrow$ la puissance moyenne fournie par le panneau correspond à la puissance moyenne absorbée par le panneau. C'est tout à fait logique puisqu'il n'y a aucun composant actif dans le hacheur (c'est un convertisseur) et on a supposé l'absence de phénomènes dissipatifs.

- les relations entrée/sortie du hacheur parfait ressemblent à celles du transformateur idéal. Le rapport cyclique α joue le même rôle que le rapport du nombre de spires dans la loi des tensions et des courants du transformateur.

- on veut que le panneau travaille à son PPM \rightarrow cela revient à lui faire débiter un courant $I_{P\max} \approx 75\text{ mA}$ dans notre exemple \rightarrow **le courant I_B de charge du panneau sera égal à $I_{P\max}/\alpha \approx 75/0,43 = 175\text{ mA}$** \rightarrow le hacheur permet d'obtenir un courant de charge plus important qu'une connexion directe du GPV sur la batterie.

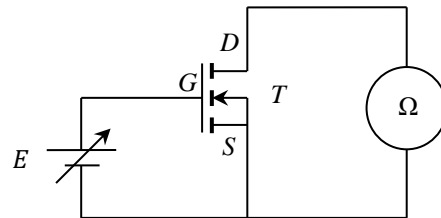
II.2.2 Réalisation pratique

Un transistor MOSFET joue le rôle d'interrupteur.

Prise en main du transistor :

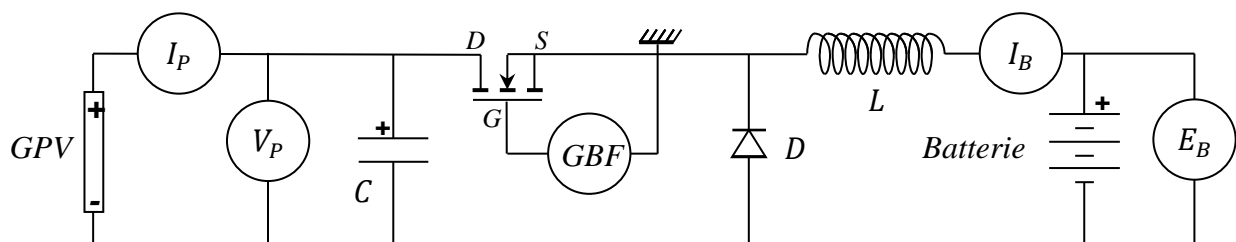
[3], p. 150 et 328

T : MOSFET canal N de puissance IRF 830



Si on fait varier la tension continue E entre 0 et 10 V, on constate que la résistance R_{DS} est très grande lorsque $V_{GS} = 0\text{ V}$ et qu'elle est très faible ($\approx 1\ \Omega$) lorsque V_{GS} dépasse $\approx 5\text{ V}$. **Le transistor se comporte donc comme un interrupteur ouvert quand V_{GS} est nul et fermé lorsque V_{GS} est supérieur à 5 V.** On peut donc s'en servir en commutation avec un bon rendement car la puissance dissipée dans le canal drain source est faible (un des paramètres I/V est à chaque fois \approx nul) et la commande ne consomme pas car la tension est appliquée sur une électrode (la grille G) électriquement isolée du canal de conduction¹².

Montage :



D : diode 1N4148

L : bobine Leyblod 250 spires $L = 2,2\text{ mH}$; $r = 0,6\ \Omega$

GBF : signal carré 0 - 10 V ; $f = 50\text{ kHz}$

C : capacité électrochimique 1000 μF (**respecter sa polarité !**)

¹² Le montage E 23 en [3], p. 154 illustre l'extrême sensibilité avec laquelle on peut piloter ce genre de transistor.

La structure proposée diffère légèrement du schéma de principe et du montage donné en [3], p. 206. Le transistor servant d'interrupteur est ici directement piloté par le GBF. C'est plus simple mais on introduit alors une masse dans la ligne de potentiel supérieure du hacheur. C'est tout à fait faisable car le panneau et la batterie sont flottants. Par contre, **l'observation des signaux à l'oscilloscope nécessite l'utilisation d'une sonde différentielle si on ne se rapporte pas à la masse du GBF !** Un condensateur électrochimique de forte valeur est aussi ajouté en parallèle sur le panneau. Il sert à stabiliser la tension V_P car elle est supposée constante dans les calculs et c'est impossible avec le panneau seul. Il y a en effet un problème de débit quand l'interrupteur est fermé car la source doit fournir un courant moyen égal à I_B ¹³ pendant cette phase, soit 175 mA dans notre exemple, alors que le panneau ne peut donner au maximum que 80 mA avec l'éclairement utilisé. Le condensateur pallie à cette insuffisance en constituant un réservoir d'énergie. Il fournit le supplément de courant durant la phase de conduction en maintenant le potentiel constant grâce à sa forte capacité, et le panneau le recharge quand l'interrupteur est ouvert. Le GPV travaille ainsi tout le temps à son PPM en fournissant en permanence un courant i_P constant qui devient haché après le condensateur en conservant la même valeur moyenne.

Observations et mesures :

La batterie doit être partiellement déchargée avant de commencer et il faut la débrancher quand on ne fait pas d'observation.

On branche le panneau éclairé avec l'halogène à 50 cm. On modifie le rapport cyclique de hachage et on observe l'influence sur I_B (mesuré en CC). I_B doit passer par un maximum pour une certaine valeur de α . On note alors les courants et tensions. Voici à titre indicatif un exemple de résultats¹⁴ :

α (%)	I_P (mA)	V_P (V)	I_B (mA)	V_B (V)
53	84	14,4	160	6,5

On voit immédiatement l'intérêt du hacheur. Le courant de charge de la batterie atteint maintenant 160 mA au lieu des 80 mA en connexion directe. L'efficacité du processus est donc doublée. On n'a pas tout à fait les 175 mA escomptés mais ce n'est pas étonnant car on a supposé un système idéal (aucun terme dissipatif) alors que les pertes sont inévitables. On peut aussi noter que le rapport cyclique optimum diffère sensiblement de la valeur attendue (53 % contre 43 %). Cela provient encore une fois des hypothèses simplificatrices employées.

Rendement du convertisseur :

Il reçoit du panneau la puissance $V_P I_P = 1210 \text{ mW}$ et fournit $V_B I_B = 1040 \text{ mW}$ à la batterie → le rendement est de 86 % dans cet exemple. C'est un résultat correct vu les composants utilisés mais pas exceptionnel (les hacheurs industriels peuvent atteindre 95 %).

Estimation des pertes :

Elles ont trois origines et peuvent être estimés plus ou moins facilement. Il y a :

- les pertes par effet Joule dans l'inductance de lissage.
- les pertes par conduction dans le transistor et dans la diode (la tension à leurs bornes n'est pas nulle quand ils sont passants).

¹³ On le démontre facilement à l'aide du chronogramme de i_P : le courant moyen vaut αI_B sur une période, mais le calcul sur la durée αT de conduction donne I_B . Ce résultat est d'ailleurs logique puisque le hacheur ne fournit pas d'énergie (c'est un convertisseur) → le courant moyen qu'il sort doit provenir de l'entrée pendant la phase de conduction.

¹⁴ Ces valeurs diffèrent légèrement de celles du § I car elles n'ont pas été effectuées au même moment. Les conditions expérimentales n'étaient donc pas tout à fait les mêmes.

- les pertes par commutation dans ces mêmes composants (la tension et le courant ne sont pas nuls en même temps aux moments des phases de blocage/débloqué). Ce sont les plus délicates à mesurer et on ne le fera pas ici.

La puissance dissipée dans la bobine s'obtient en mesurant la valeur efficace de i_B qui, dans les faits, est très proche du courant moyen car i_B est \approx constant (ondulation faible) \rightarrow on a dans notre exemple $P_{bobine} = r_{bobine} (I_{eff} B)^2 \approx 0,6 \times (160)^2 \approx 15 \text{ mW}$.

Les pertes par conduction dans la diode et le transistor sont plus délicates à obtenir car ces composants ne conduisent pas en permanence. On peut considérer qu'ils ne consomment rien lorsqu'ils sont ouverts et estimer la puissance dissipée quand ils sont fermés en observant la tension à leurs bornes avec une sonde différentielle. On obtient alors les oscillogrammes suivants (le signal jaune correspond à la tension de commande V_{GS} du transistor, le signal vert aux tensions V_{DS} et V_D atténuées d'un facteur 20 par la sonde) :

Tension aux bornes DS du transistor



Tension aux bornes de la diode



On a $\approx 15 \text{ V}$ aux bornes des deux composants quand ils sont bloqués et les tensions sont faibles mais non nulles en régime de conduction¹⁵. On a $V_{DS\text{ON}} \approx 68 \text{ mV}$ et $V_{D\text{ON}} \approx 120 \text{ mV}$ sur les enregistrements. La sonde différentielle présentait un offset de 48 mV en court-circuit. On a donc $V_{DS\text{ON}} \approx 0,4 \text{ V}$ et $V_{D\text{ON}} \approx 1,44 \text{ V}$ compte tenu de ce décalage et de l'atténuation de la sonde. Le transistor conduit entre 0 et αT en étant parcouru par un courant moyen égal à I_B ¹⁶. La diode est passante de αT à T en étant traversée par le même courant moyen. On a donc :

$$P_T = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} V_{DS\text{ON}} I_B dt \approx \frac{V_{DS\text{ON}} I_B}{T} \int_0^{\alpha T} dt \rightarrow \boxed{P_T \approx \alpha V_{DS\text{ON}} I_B \approx 0,54 \times 0,4 \times 160 \approx 35 \text{ mW}}$$

$$P_D = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T V_{D\text{ON}} I_B dt \approx \frac{V_{D\text{ON}} I_B}{T} \int_{\alpha T}^T dt$$

$$\rightarrow \boxed{P_D \approx (1 - \alpha) V_{D\text{ON}} I_B \approx (1 - 0,54) \times 1,44 \times 160 \approx 106 \text{ mW}}$$

On a donc au final le bilan suivant (en mW) :

$P_{panneau} = V_P I_P$	P_T	P_D	P_{bobine}	$P_{batterie} = V_B I_B$
1210	35	106	15	1040

On peut noter que les plus grosses pertes sont au niveau de la diode. La puissance semble conservée puisqu'on a $P_{panneau} \approx P_T + P_D + P_{bobine} + P_{batterie}$ mais il faut nuancer cette affirmation car le calcul des pertes est assez grossier (les signaux sont loin d'être parfaits) et on ne tient pas compte des pertes par commutation.

¹⁵ Le transistor conduit et D est bloqué quand V_{GS} est au niveau haut et c'est l'inverse quand V_{GS} est au niveau bas.

¹⁶ Cf. note de bas de page n° 16.

Ondulation de I_B :

On peut l'observer en remplaçant l'ampèremètre servant à mesurer I_B par une résistance de quelques ohms et en prenant la tension à ses bornes avec une sonde différentielle (les oscillogrammes suivants ont été enregistrés en mode AC pour ne garder que l'ondulation) :



La forme diffère sensiblement de celle attendue (un triangle). On a des oscillations parasites importantes au moment des basculements de V_{GS} suivies d'évolutions qui ne sont pas tout à fait des droites (allures exponentielles dues à la résistance de la bobine). On a essayé d'estimer au mieux l'ondulation pour une fréquence de hachage de 50 et 75 kHz. La résistance de mesure valant $R = 5 \Omega$, on a, compte tenu de l'atténuation de la sonde, $\Delta i_B = \Delta U_R \times 20/R = 59 \text{ mA}$ pour $f = 50 \text{ kHz}$ et 43 mA pour $f = 75 \text{ kHz}$. L'ondulation diminue donc avec la fréquence comme le prévoit les calculs du § II.2.1. On peut comparer ces valeurs aux résultats obtenus grâce à la relation $\Delta i_B = (V_P - E_B)\alpha/(Lf)$. On trouve respectivement 42 mA et 28 mA . Les écarts sont donc significatifs, ce qui n'est guère étonnant vu la forme du signal. On peut aussi calculer directement le rapport des tensions car on doit avoir $\Delta i_{Bf_1}/\Delta i_{Bf_2} = f_2/f_1$ puisque l'ondulation est inversement proportionnelle à f . On a ici :

$$\frac{\Delta i_{Bf_1}}{\Delta i_{Bf_2}} = \frac{14,75}{10,675} = 1,4 \approx \frac{f_2}{f_1} = \frac{75}{50} = 1,5$$

Le rapport des courants recoupe assez bien le rapport des fréquences.

III CONVERSION CONTINU – ALTERNATIF

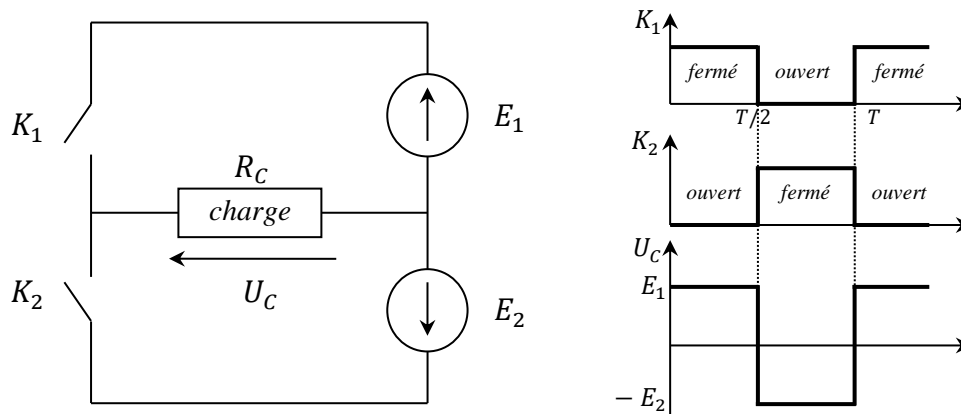
Ce type de conversion est assuré par les onduleurs. Ils utilisent aussi des composants fonctionnant en commutation¹⁷ (thyristors, transistors). La fréquence du courant alternatif produit est commandée par un générateur à faible puissance (multivibrateur) dans les cas des onduleurs autonomes, ou par l'intermédiaire du secteur pour les onduleurs assistés. Ces convertisseurs ont de nombreuses applications comme les alimentations de secours (pour les PC par exemple) ou pour la restitution des énergies renouvelables (solaire, éolien).

III.1 Introduction

L'obtention d'un signal sinusoïdal avec un onduleur nécessite une électronique de commande¹⁸ délicate à mettre en place dans le cadre d'un montage. On se limite donc ici à la l'obtention d'un signal carré monophasé. Le principe de base est alors très simple :

¹⁷ On pourrait créer un signal alternatif et l'amplifier mais le rendement serait nettement moins bon (un amplificateur push pull à un rendement maximum de 78 % par exemple).

¹⁸ Commande MLI (à modulation de largeur d'impulsion).

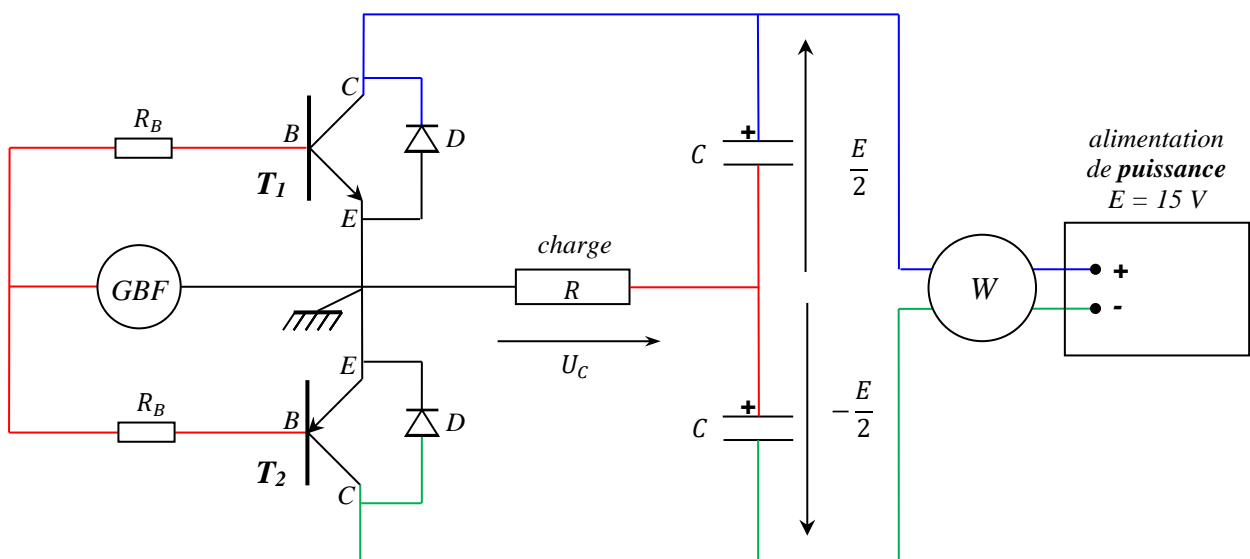


Les interrupteurs K_1 K_2 fonctionnent de façon complémentaire. K_1 est fermé de 0 à $T/2$ pendant que K_2 est ouvert. La tension U_C aux bornes de la charge vaut alors E_1 . On inverse les rôles entre $T/2$ et T . On a alors $U_C = -E_2$. On obtient ainsi un signal alternatif aux bornes de la charge à partir de sources de tensions continues avec un rendement de 100 % si les interrupteurs sont parfaits. Les commutateurs peuvent être des transistors MOSFET (cf. [3], p. 328) ou bipolaires (cf. [10], p. 189). On choisit la deuxième solution car l'utilisation de transistors complémentaires (NPN, PNP) permet une commande plus simple (le même signal commande les deux interrupteurs).

III.2 Montage

[10], p. 189 ; [5], p. 290 et 300.

La réalisation doit être soignée. Il faut **bien identifier la ligne de masse** (le respect d'un code des couleurs comme sur le schéma est fortement conseillé) et remarquer que le pôle – de l'alimentation de puissance n'y est pas relié → La source doit être flottante. Il faut aussi **faire attention aux branchements des transistors et des diodes. Les deux émetteurs doivent être reliés entre eux**. C'est indiqué clairement sur le schéma mais on peut facilement se tromper quand on utilise des transistors montés sur supports car le collecteur du PNP peut se retrouver en face de l'émetteur du NPN. Pour finir, les diodes D ne sont pas indispensables si la charge est purement résistive¹⁹ mais elles assurent un effet de roue libre sur les transistors qui permet d'éviter les surtensions sur U_C aux moments des commutations²⁰.



¹⁹ On peut le vérifier si on dispose de résistances de puissances non inductives.

²⁰ Ces surtensions sont dues au caractère faiblement inductif du rhéostat. L'effet est peu visible à 50 Hz mais bien présent si on enlève les diodes.

GBF : signal carré 50 Hz 10 V Pk-Pk

R_B : 500 Ω

$T_1 T_2$: transistors NPN MJ 15024 et PNP MJ 15025 sur radiateur

D : 1N4148

R = **rhéostat** 150 Ω ou 33 Ω

C : condensateurs électrochimiques 1000 μF si $R = 150 \Omega$, 4700 μF si $R = 33 \Omega$. **Respecter la polarité de branchement indiquée.**

W : wattmètre

Les condensateurs permettent d'obtenir deux sources de tensions de signe opposé à partir d'une seule²¹. Ils se chargent lorsqu'on met en route l'alimentation en se répartissant équitablement la tension E puisqu'ils sont identiques et associés en série. Leur capacité doit être suffisamment importante pour maintenir un potentiel constant quand ils sont connectés à la charge, d'où les propositions indiquées en fonction de R . Le montage à transistor, du type push pull, est déjà étudié dans le montage amplification (s'y reporter pour plus d'informations) mais les composants travaillent ici en bloqué/saturé. Ils fonctionnent de manière complémentaire : T_1 conduit pendant que T_2 est bloqué quand la tension du GBF est positive, et c'est l'inverse quand la tension est négative \rightarrow la charge est successivement alimentée par les tensions $E/2$ et $-E/2$.

Observation et mesure du rendement :

On peut vérifier que la tension aux bornes de la charge est un signal carré synchrone de celui du GBF. Le wattmètre W donne la puissance fournie par l'alimentation. Celle reçue par la charge s'obtient en mesurant la tension efficace à ses bornes avec un voltmètre RMS ($P_R = U_{C\text{eff}}^2/R$). Le rapport des deux puissances donne le rendement et on obtient facilement plus de 95 %. Cette performance supérieure à celle du hacheur s'explique par l'absence de bobine et de diode dans le circuit. Les seules sources de dissipation sont les transistors bipolaires mais ils ont des pertes de conduction plus faibles que les MOSFET (résistance R_{ON} moins grande). Ils ont l'inconvénient d'être pilotés par des courants²² (commande potentiellement plus énergivore), mais ce n'est pas très visible ici car le courant dans la charge est peu important.

Estimation des pertes dans les transistors :

On peut mesurer la tension U_{CE} aux bornes d'un des transistors quand il conduit en prenant soin de mettre la masse de l'oscilloscope sur la borne E du composant. Cette tension doit être proche de zéro mais pas nulle quand le transistor conduit. La mesure efficace de $U_{C\text{eff}}$ effectuée précédemment permet de connaître le courant $I_{C\text{eff}} = U_{C\text{eff}}/R_C$ dans la charge, donc la valeur du courant circulant dans le transistor quand il est passant puisque le signal est carré ($I_{C\text{eff}} = I_{C\text{max}}$). La puissance dissipée dans les deux transistors vaut alors $P_T = U_{CE}I_{C\text{eff}}$ si on suppose que les deux transistors ont la même valeur absolue de tension U_{CE} quand ils conduisent et on peut vérifier que $P_{\text{alim}} = P_{\text{charge}} + P_T$.

Remarque :

On peut avoir une conversion continu-alternatif complète en commandant ce montage avec un multivibrateur (cf. [5], p. 300) mais il faut utiliser une alimentation spécifique pour le multivibrateur si on veut simplifier la gestion des masses.

²¹ On peut alors imaginer de remplacer l'alimentation par une batterie de secours.

²² Un compromis est obtenu avec les transistors IGBT. C'est, dans le principe, un transistor bipolaire commandé par un transistor à effet de champ. On cumule ainsi les avantages des deux familles de composants : la simplicité de commande du transistor à effet de champ et les faibles pertes par conduction des bipolaires. Ce type de transistor s'est largement imposé dans l'électronique de puissance depuis quelques années.

IV CONVERSION ALTERNATIF – ALTERNATIF : LE TRANSFORMATEUR

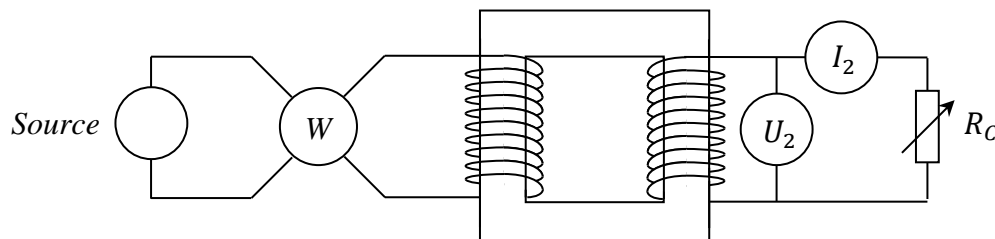
Les

transformateurs permettent de modifier la valeur efficace d'une tension alternative avec un bon rendement. On conseille de lire l'annexe avant d'aborder ce chapitre.

IV.1 Mesures en charge

[4], p. 495.

On considère une charge résistive. L'étude est menée sur un transformateur industriel car les systèmes pédagogiques type Leybold présentent trop de fuites magnétiques. On utilise un modèle 24 V/12 V de puissance nominale apparente 50 VA (dispositif Pierron MD02054). **A cette donnée correspond des valeurs nominales de courant au primaire ($i_{1\text{ nom}} = 50\text{VA}/24\text{V} \approx 2,1\text{ A}$) et au secondaire ($i_{2\text{ nom}} = 50\text{VA}/12\text{V} \approx 4,2\text{ A}$) qu'il ne faut pas trop dépasser** sous peine de griller le fusible de protection présent sur la maquette.



Source : alimentation Phywe 30V/12A AC/DC

W : wattmètre ISW 8000 (il permet de mesurer la puissance, la tension et le courant au primaire)

Transformateur : 24V/12V 50 VA Pierron MD02054

U_2, I_2 : multimètres RMS en mode AC. **Attention au choix du calibre de l'ampèremètre avec une résistance de charge faible.**

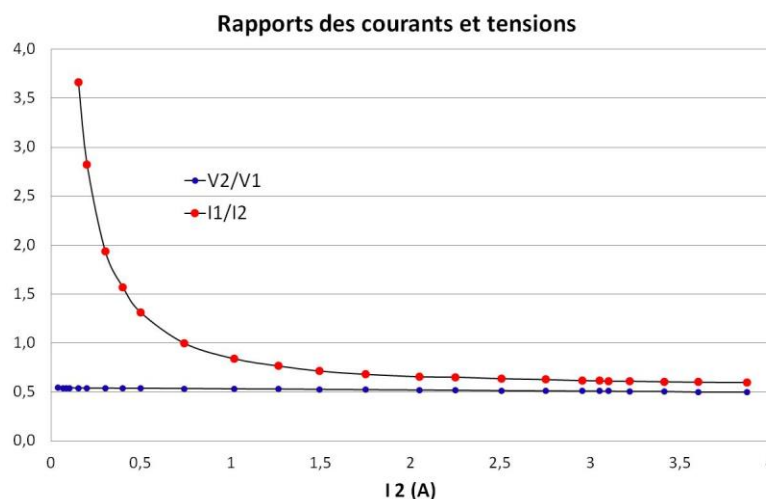
R_C : rhéostats 330 Ω , 35 Ω et 10 Ω pour explorer une gamme de courant importante.

On mesure U_1, I_1, P_1, I_2 et U_2 pour différentes valeurs de R_C sans dépasser $I_{2\text{ nom}}$ en maintenant U_1 à sa valeur nominale de 24 V.

IV.2 Lois des courants et tensions

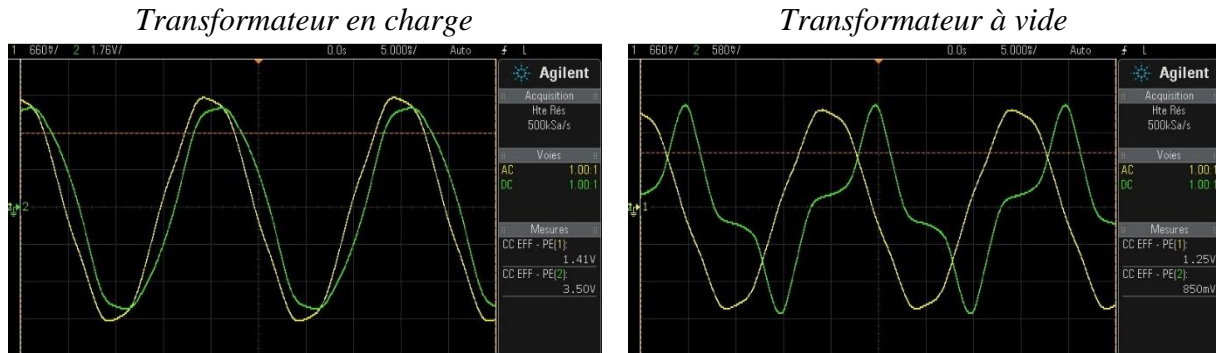
On trace l'évolution des rapports I_1/I_2 et U_2/U_1 en

fonction de I_2 :



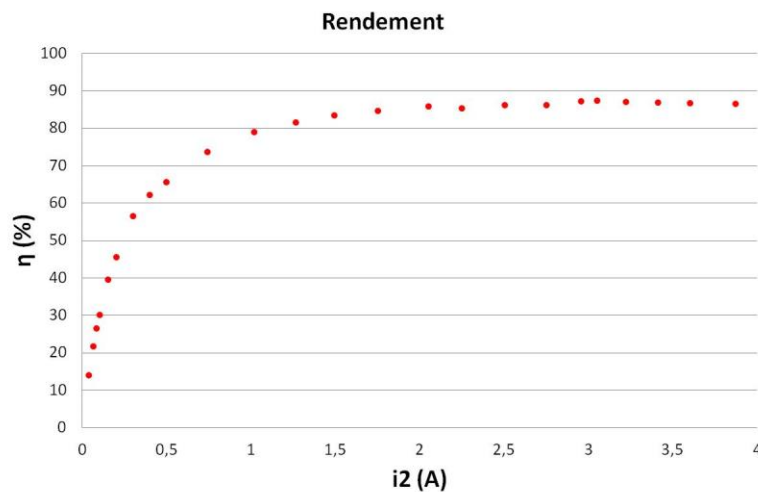
La loi des tensions est bien vérifiée. L'accord est optimum à faible courant et il y a un très léger

fléchissement quand le courant augmente comme le prévoit le modèle de Kapp (cf. expression de U_2 en annexe). La loi des courants recoupe celle des tensions à courant fort mais il y a un désaccord important à courant faible (ce point est aussi expliqué en annexe). On peut regarder le courant I_1 en observant à l'oscilloscope la tension aux bornes d'une résistance de puissance de faible valeur insérée dans le circuit primaire (attention aux problèmes de masse). Le courant (représenté en vert sur les exemples) est pratiquement sinusoïdal et en phase avec U_1 quand on est à pleine charge alors qu'il est très déformé et déwatté quand le débit est faible (cf. annexe) :



IV.3 Rendement

Le wattmètre mesure la puissance P_1 absorbée au primaire. Le produit $U_2 I_2$ donne celle débitée par le transformateur puisque la charge est résistive. On peut donc calculer le rendement du transformateur et représenter son évolution en fonction de I_2 :



Le rendement est mauvais à courant faible car la puissance fournie pour magnétiser le matériau n'est pas négligeable par rapport à la puissance débitée. Un transformateur surdimensionné par rapport à des besoins donnés est donc inutile car il y a beaucoup de pertes pour un coût à l'achat plus important. Le rendement augmente rapidement avec la demande en courant et se stabilise à $\approx 86\%$ lorsque les lois des tensions et courant sont simultanément vérifiées. Cette zone où le fonctionnement est optimum démarre à environ 2 A pour le transformateur d'étude. Elle correspond à une puissance apparente en sortie comprise entre ≈ 24 et 50 V.A.

IV.4 Mesure par la méthode des pertes séparées

Des phénomènes dissipatifs apparaissent dans les deux parties du transformateur. La circulation des courants dans les bobines provoque des pertes par effet Joule appelées pertes cuivre ($P_{Cu} = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2$). Le champ magnétique alternatif régnant au sein de la carcasse ferromagnétique entraîne des pertes par hystérésis et courants de Foucault appelées pertes fer. Elles dépendent de la tension appliquée puisque c'est la

valeur de U_1 qui fixe Φ et B (cf. annexe). La méthode des pertes séparées consiste à mesurer la puissance absorbée par le transformateur au cours de deux essais :

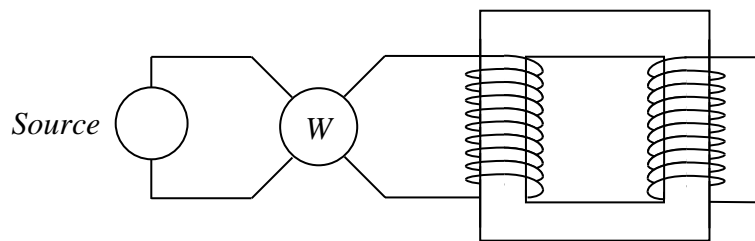
- le premier est réalisé sous tension nominale avec le secondaire ouvert (essai à vide). Les pertes fer sont les mêmes qu'en charge puisque le flux est pratiquement identique (U_1 fixe Φ) et il y a très peu de pertes cuivre car les courants sont minimums (courant magnétisant au primaire) $\rightarrow P_{1co} \approx P_{Fer}$.

- le deuxième est effectué avec le secondaire en court-circuit en faisant circuler le courant I_2 prévu en charge. Les pertes cuivre correspondent alors à celle du régime nominal (mêmes courants) et il y a très peu de pertes fer car on travaille avec une tension U_1 beaucoup plus faible puisque $U_2 \approx 0 \rightarrow P_{1cc} \approx P_{Cu}$.

Ces deux essais permettent donc la mesure séparée des deux types de pertes.

IV.4.1 Essai à vide

Secondaire ouvert, tension nominale au primaire.



On a mesuré $P_{1co} \approx P_{Fer} = 3,02 \text{ W}$ pour $U_1 = 24 \text{ V}$ avec le modèle d'étude. On peut estimer les pertes par effet Joule dans cet essai en mesurant la résistance R_1 du primaire (mesure 4 fils, transformateur chaud) ainsi que le courant à vide I_{10} . On a obtenu $R_1 = 0,422 \Omega$, $I_{10} = 0,533 \text{ A}$, d'où $P_{Cu} = R_1 I_{10}^2 = 0,04 \text{ W}$ P_{Fer} comme attendu.

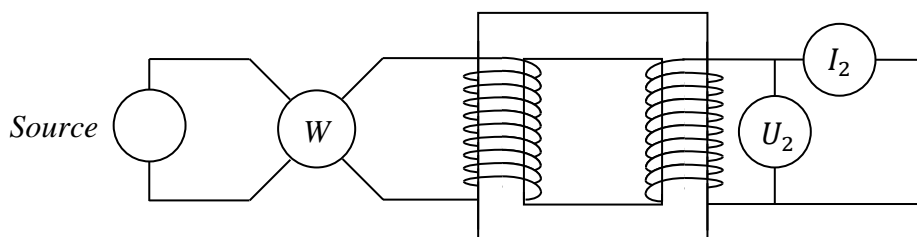
Remarque :

Les pertes Fer peuvent aussi se mesurer en mesurant la surface du cycle d'hystérésis du transformateur \rightarrow se reporter au montage « Magnétisme » pour plus de précision sur ce point.

IV.4.2 Essai en court-circuit

Secondaire en court-circuit, courant prévu en charge au secondaire.

Il vaut mieux faire cette mesure avec un transformateur chaud car la résistance des enroulements dépend de la température. **Cet essai est très risqué pour le matériel car le secondaire est en court-circuit** donc le courant I_2 est seulement limité par l'impédance de sortie Z_s du transformateur et elle est faible \rightarrow **Il faut augmenter très progressivement U_1 en surveillant I_2** . Le courant au secondaire peut être mesuré avec un ampèremètre mais la petite chute de potentiel apparaissant aux bornes de l'appareil peut induire une erreur systématique non négligeable (on n'est pas tout à fait en court-circuit) donc il vaut mieux mesurer la tension U_2 pour corriger le résultat :



Une autre solution consiste à court-circuiter réellement le secondaire et mesurer I_2 avec une pince ampèremétrique. Le résultat est plus juste (pas d'erreur systématique) mais moins précis car on se retrouve généralement dans le bas de la gamme de mesure de la pince. Les deux solutions ont été testées avec le modèle d'étude en prenant un courant de charge $I_2 = 3 \text{ A}$ pour ne pas trop s'approcher de la limite de rupture du fusible de sécurité. On a obtenu les résultats suivants :

Avec un ampèremètre :

$U_1 \text{ (V)}$	$P_{1cc} \text{ (W)}$	$U_2 \text{ (V)}$	$I_2 \text{ (A)}$	$P_{1cc \text{ corrigé}} = P_1 - U_2 I_2 \text{ (W)}$
2,45	3,82	0,487	3,07	2,32

Avec une pince :

$U_1 \text{ (V)}$	$P_{1cc} \text{ (W)}$	$I_2 \text{ (A)}$	$P_1 \text{ (W)}$
1,74	2,5	3	2,5

La correction sur la première mesure est bien nécessaire ici car la puissance $U_2 I_2$ dissipée dans l'ampèremètre n'est pas négligeable. On obtient alors un résultat cohérent avec celui de la pince ampèremétrique. **On voit aussi que la tension à appliquer au primaire pour obtenir le courant I_2 est très faible. Il faut donc faire très attention quand on réalise cet essai.**

Comparaison avec l'essai en charge :

On a obtenu $P_1 = 42,8 \text{ W}$ et $P_2 = 37,4 \text{ W}$ pour un courant $I_2 = 3,05 \text{ A}$ lors des mesures du § IV.1. On doit avoir $P_1 = P_2 + P_{Fe} + P_{Cu} \approx P_2 + P_{1co} + P_{1cc}$ d'après la méthode des pertes séparées. On a ici $P_2 + P_{Fe} + P_{Cu} \approx 37,4 + 3,02 + 2,4 = 42,82 \text{ W} \approx P_1 \rightarrow$ Cette méthode donne donc de bons résultats et permet d'estimer le rendement du transformateur sans avoir à faire d'essais en charge.

IV.5 Détermination des paramètres du modèle de Kapp

Les essais précédents permettent aussi la détermination de ces paramètres définis en annexe.

Détermination de m :

On a $U_2 = -m U_1 - (Z_2 + m^2 Z_1) I_2 = -m U_1$ lorsque le secondaire est ouvert \rightarrow le rapport U_2/U_1 à vide permet d'obtenir le rapport de transformation ($m \approx 0,54$ ici).

Détermination de R_S :

On l'obtient à partir de la puissance dissipée dans l'essai en court-circuit puisqu'il permet d'estimer les pertes par effet Joule. On a :

$$P_{1cc} \approx R_S I_{2cc}^2$$

On a $P_{1cc} \approx P_{Cu} \approx 2,4 \text{ W}$ pour un courant $I_{2cc} = 3 \text{ A}$ sur notre essai, d'où $R_S \approx 0,267 \Omega$. Ce résultat peut être comparé à la valeur qu'on obtient avec la relation $R_S = R_2 + m^2 R_1$. On a mesuré $R_1 = 0,106 \Omega$ et $R_2 = 0,422 \Omega$ avec un ohmmètre en montage 4 fils, d'où $R_S = 0,229 \Omega$.

Détermination de L_S :

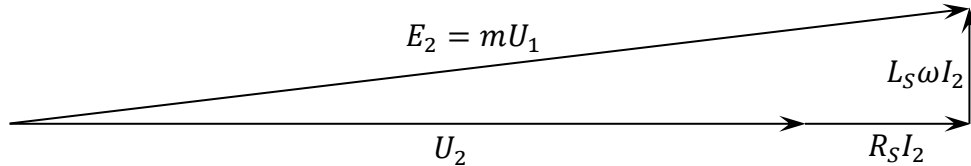
On l'obtient à partir des valeurs de U_1 et I_2 de l'essai en court-circuit. On a $U_2 = 0 = -m U_1 - Z_S I_2$, d'où :

$$|Z_S| = \sqrt{R_S^2 + (L_S \omega)^2} = \frac{m U_1}{I_2} \rightarrow L_S = \frac{\sqrt{\left(\frac{m U_1}{I_2}\right)^2 - R_S^2}}{\omega}$$

$$AN : L_S = \frac{\sqrt{(0,54 \times 1,74/3)^2 - 0,23^2}}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 0,7 \text{ mH}$$

Validation du modèle :

Les mesures sous tension nominale du § IV.1 montrent que U_2 baisse légèrement lorsque le courant I_2 augmente. On a mesuré $U_{2 \text{ vide}} = 13,02 \text{ V}$ et $U_2 = 12,27 \text{ V}$ pour un courant $I_2 = 3 \text{ A}$. On peut vérifier si ce résultat est en accord avec le modèle de Kapp. On trace le diagramme de Fresnel du secondaire en prenant le courant comme origine des phases :



$E_2 = mU_1$ correspond à la tension à vide au secondaire. La circulation de I_2 fait apparaître $R_S I_2$ (réel) et $L_S \omega I_2$ (imaginaire) et le résultat U_2 est en phase avec I_2 car on considère une charge résistive. On a donc :

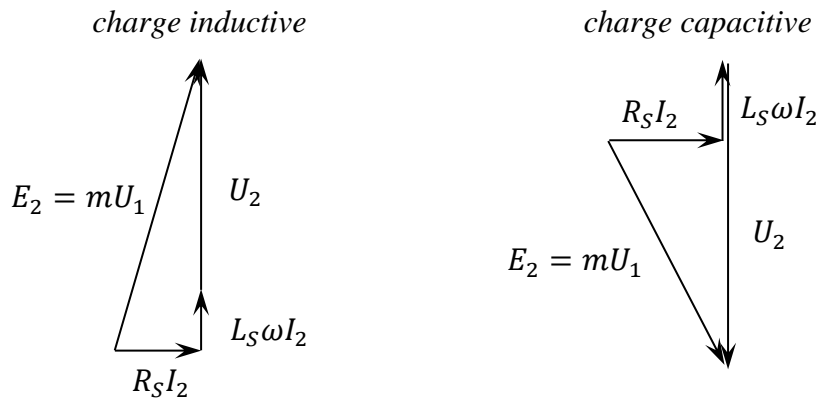
$$(mU_1)^2 = (U_2 + R_S I_2)^2 + (L_S \omega I_2)^2 \rightarrow U_2 = \sqrt{(mU_1)^2 - (L_S \omega I_2)^2} - R_S I_2$$

$$AN : U_2 = \sqrt{(0,54 \times 24)^2 - (0,7 \cdot 10^{-3} \times 2 \times \pi \times 50 \times 3)^2} - 0,23 \times 3 = 12,27 \text{ V}$$

Le modèle du transformateur envisagé permet donc de prédire son comportement en charge à partir d'un essai en court-circuit et d'un essai à vide. Ce principe est appliqué au niveau industriel puisqu'il permet de prédire à l'avance les performances d'une association transformateur/charge.

Remarque :

On peut aussi construire le diagramme pour une charge quelconque. Voici à titre indicatif les diagrammes pour une charge purement inductive ou capacitive.



D'autres exemples de diagrammes sont présentés dans [6], p. 112 et suivantes.

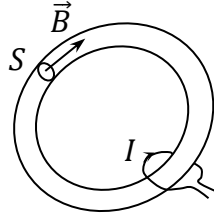
Bibliographie :

- [1] : Berty, Fagot, Martin ; Electricité pratique, Tome I.
 - [2] : Duffait ; Agrégation de Sciences Physiques, Expériences d'électronique.
 - [3] : Quaranta III ; Electronique.
 - [4] : Quaranta IV : Electricité et Applications (nouvelle édition)
 - [5] : Dubos, Lafargue, Le Goff : Electrotechnique - Electronique de puissance,
- Terminale F3
- [6] : Niard : Machines Electriques, Term F3
 - [7] : Sextant : Optique expérimentale
 - [8] : Fouchet, Pérez, Mas : Electronique pratique (Dunod)
 - [9] : Collection Herbert Le technicien : Machines électriques ; Electronique de puissance (édition 1985)
 - [10] : Pierre Garot : Mesures et Essais, Tome 2.

ANNEXE : LE TRANSFORMATEUR

I FORMULE D'HOPKINSON

On considère un circuit magnétique isotrope, sans pertes et entouré de conducteurs parcourus par des courants d'intensité I :



Théorème d'ampère :

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{\ell} = \Sigma I$$

$$\begin{aligned} \vec{B} &= \mu \cdot \vec{H} \rightarrow \Sigma I = \oint \frac{\vec{B} \cdot d\vec{\ell}}{\mu} \\ &= \oint \frac{B \cdot d\ell}{\mu} \text{ si on suppose que } \vec{B} \text{ est parallèle à } d\vec{\ell} \text{ sur tout le contour d'intégration.} \end{aligned}$$

Or $\Phi = \vec{B} \cdot \vec{S} = B \cdot S$ dans ce cas, d'où :

$$B = \frac{\Phi}{S} \quad \text{et} \quad \oint \frac{\Phi \cdot d\ell}{\mu \cdot S} = \Sigma I$$

Comme le flux Φ est constant à travers le tube d'induction (pas de pertes), on a :

$$\Phi \oint \frac{d\ell}{\mu \cdot S} = \Sigma I$$

Soit la formule dite d'Hopkinson :

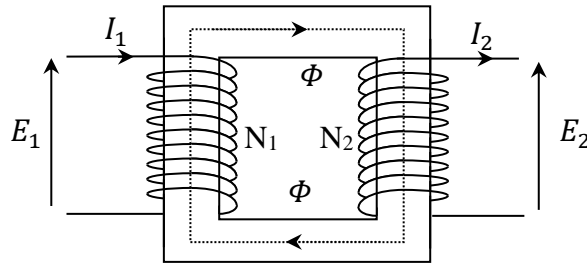
$$\boxed{\Sigma I = \mathcal{R} \cdot \Phi} \quad \text{avec} \quad \boxed{\mathcal{R} = \oint \frac{d\ell}{\mu \cdot S}} \quad \text{la réluctance du circuit}$$

Analyse du résultat :

La circulation des courants I dans les conducteurs provoque l'apparition d'un champ magnétique qui aimante le matériau. Il en résulte un champ B global donc un flux $\Phi = B \cdot S$ dans le tube d'induction. La formule d'Hopkinson montre que la réluctance relie la cause I à la conséquence $\Phi \rightarrow$ cette loi est l'analogue pour les circuits magnétiques à la loi d'Ohm $U = RI$ pour les circuits électriques. Le terme ΣI est la force magnétomotrice qui engendre le flux Φ et une réluctance faible est intéressante car les courants peuvent alors engendrer des flux forts et donc des champs magnétiques intenses. Cette condition peut s'obtenir en utilisant des matériaux de forte perméabilité μ (matériaux ferromagnétiques). En contrepartie, l'aimantation est non linéaire de l'aimantation car μ n'est pas une constante puisqu'elle dépend de l'excitation H (cf. montage sur le magnétisme).

II MODÉLISATION DU TRANSFORMATEUR

II.1 Le transformateur idéal



On fait les hypothèses suivantes :

- la perméabilité μ_r du circuit magnétique est supposée infinie
→ la réluctance du circuit est nulle (hypothèse 1) et les lignes de champ sont entièrement canalisées dans le matériau ferromagnétique. Le flux au primaire est par conséquent le même que celui au secondaire (hypothèse 2).

- les pertes dans le circuit magnétique (par hystérésis, courant de Foucault) et celles dans les enroulements (par effet Joule) sont supposées nulles (hypothèse 3).

On adopte la convention générateur pour le primaire et la convention récepteur pour le secondaire. La formule d'Hopkinson appliquée au transformateur s'écrit $N_1 I_1 + N_2 I_2 = \mathfrak{R} \Phi$. Elle devient $N_1 I_1 + N_2 I_2 = 0$ avec l'hypothèse 1, d'où la loi suivante appelée loi des courants :

$$\boxed{\frac{I_1}{I_2} = -\frac{N_2}{N_1} = -m} \quad \text{avec } m = \text{rapport de transformation}$$

L'hypothèse 3 permet d'écrire les relations : $E_1 = N_1 \frac{d\Phi_1}{dt}$ et $E_2 = -N_2 \frac{d\Phi_2}{dt}$

L'hypothèse 2 permet la simplification suivante : $E_1 = N_1 \frac{d\Phi}{dt}$ et $E_2 = -N_2 \frac{d\Phi}{dt}$

On en déduit la loi des tensions du transformateur idéal :

$$\boxed{\frac{E_2}{E_1} = -\frac{N_2}{N_1} = -m}$$

Les lois des courants et tensions sont simultanément vérifiées avec ces hypothèses, et le rendement est égal à 1 puisque $P_1/P_2 = (E_1 I_1)/(E_2 I_2) = 1$.

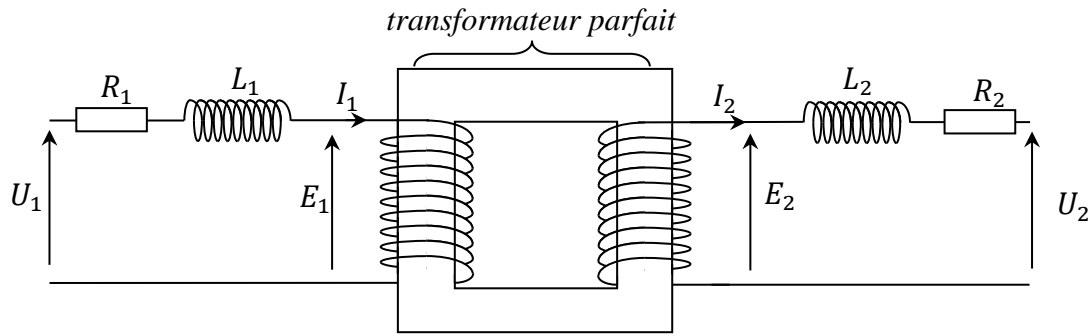
II.2 Le transformateur dans l'hypothèse de Kapp

On suppose toujours que la réluctance du circuit est nulle donc le transformateur reste parfait pour les courants. On tient compte en revanche de la résistance des enroulements et des pertes de flux. Si Φ est le flux commun aux deux enroulements, les flux au primaire et au secondaire s'écrivent :

$$\Phi_1 = n_1 \Phi + \varphi_1$$

$$\Phi_2 = n_2 \Phi + \varphi_2$$

φ_1 et φ_2 correspondent aux flux de fuites propre à chaque enroulement. On les suppose proportionnel au courant car cela permet de les modéliser par des inductances L_1 et L_2 . Le transformateur peut alors être représenté par un transformateur parfait associé à deux impédances en série, l'une au primaire et l'autre au secondaire :



On a alors :

$$U_1 = Z_1 I_1 + E_1 \quad \text{avec } Z_1 = R_1 + jL_1 \omega$$

$$U_2 = -Z_2 I_2 + E_2 \quad \text{avec } Z_2 = R_2 + jL_2 \omega$$

Réduction au secondaire :

On cherche un modèle équivalent de Thévenin du transformateur alimenté par U_1 vu par la charge :

$$\begin{aligned} mU_1 &= Z_1 mI_1 + mE_1 \\ mU_1 &= -Z_1 m^2 I_2 - E_2 \end{aligned} \quad \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} \text{Lois des courants et des tensions}$$

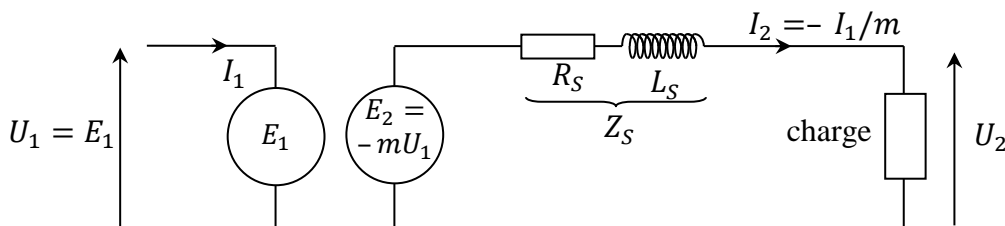
D'où :

$$E_2 = -m U_1 - Z_1 m^2 I_2$$

En réinjectant cette expression dans celle de U_2 , on obtient :

$$U_2 = -m U_1 - (Z_2 + m^2 Z_1) I_2$$

Ce résultat montre qu'on peut considérer le secondaire comme un générateur de f.é.m. égale à $-m U_1$ et d'impédance interne $Z_S = Z_2 + m^2 Z_1 = R_S + jL_S \omega$ avec $R_S = R_2 + m^2 R_1$ et $L_S = L_2 + m^2 L_1$. On peut ainsi représenter le transformateur dans l'hypothèse de Kapp à l'aide d'un transformateur parfait et d'une seule impédance au secondaire²³ :



III UTILISATION PRATIQUE DU TRANSFORMATEUR

III.1 Alimentation par une source de tension

C'est le mode d'alimentation le plus courant dans les montages. Comme un transformateur est par nature conçu pour être essentiellement inductif à la fréquence de travail, on peut faire la plupart du temps l'approximation quantitative suivante :

²³ On peut aussi ramener les impédances au primaire (cf. [4], p. 497 ou [6], p. 118).

$$U_1 = R_1 I_1 + N_1 \frac{d\Phi_1}{dt} \approx N_1 \frac{d\Phi_1}{dt} \approx N_1 \frac{d\Phi}{dt}$$

→ La tension au primaire impose le flux dans le circuit, donc le champ magnétique puisque $\Phi = \vec{B} \cdot \vec{S}$. Si U_1 est sinusoïdale ($U_1 = U_M \cos \omega t$), on a alors :

$$\boxed{\Phi = \frac{U_M}{N_1 \omega} \sin \omega t} \quad \text{et} \quad \boxed{B = \frac{U_M}{N_1 S \omega} \sin \omega t}$$

Le flux sera par conséquent sinusoïdal, de même que le champ magnétique.

III.2 Fonctionnement à vide

Il n'y a pas de courant débité au secondaire dans ce cas (secondaire ouvert). La formule d'Hopkinson s'écrit alors :

$$N_1 I_{10} = \mathfrak{R} \Phi$$

On peut développer l'expression du courant primaire à vide (courant magnétisant) I_{10} avec l'expression de Φ obtenue précédemment :

$$\boxed{I_{10} = \frac{U_M \mathfrak{R}}{N_1^2 \omega} \sin \omega t = \frac{U_M \mathfrak{R}}{N_1^2 \omega} \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right)}$$

On voit qu'il dépend de l'amplitude de U_1 et des propriétés du circuit. On peut aussi faire deux remarques importantes :

- le courant est déphasé par rapport à la tension (déphasage de $\pi/2$). Il n'y a donc pas de puissance consommée. Ce n'est pas tout à fait vrai en pratique car il y a évidemment des pertes qui rewattent un peu le courant mais **il faut retenir qu'un transformateur consomme très peu à vide**. C'est un de ses avantages par rapport à un pont potentiométrique qui pourrait, lui aussi, servir d'abaisseur de tension.

- le courant magnétisant est faible dans un bon transformateur car il se déduit de la tension en procédant à une division par N_1 (généralement grand) au carré et une multiplication par la réluctance \mathfrak{R} qui est faible (cf. l'analyse du § I). Le courant est sinusoïdal si \mathfrak{R} est constante mais ce n'est pas le cas avec les noyaux ferromagnétiques en cas d'excitation importante (cas du régime nominal) car l'aimantation (donc μ et \mathfrak{R}) dépend alors du niveau d'excitation → **le courant à vide dans un transformateur en régime nominal est faible mais fortement non sinusoïdal**.

Retour sur la loi des courants :

On comprend facilement que cette loi ne puisse être vérifiée à vide car on a $I_2 = 0$ dans ce cas et il faut malgré tout un certain courant I_{10} pour magnétiser le matériau → **la loi des courants diverge forcément quand $I_2 \rightarrow 0$** .

III.3 Fonctionnement en charge

On demande cette fois-ci du courant au secondaire ($N_1 I_1 + N_2 I_2 = \mathfrak{R} \Phi$). Si on peut encore négliger la chute ohmique $R_1 I_1$ par rapport à E_1 (et c'est le cas en pratique dans un transformateur industriel), le flux Φ reste pratiquement le même qu'à vide puisqu'on a vu que c'est la tension au primaire qui l'impose dans ce cas. Il en est de même pour la réluctance ce qui fait que $\mathfrak{R} \Phi$ reste \approx constant quand on passe en charge. On peut donc écrire $N_1 I_1 + N_2 I_2 = \mathfrak{R} \Phi \approx N_1 I_{10}$ d'où :

$$\boxed{N_1 (I_{10} + I_1) + N_2 I_2 \approx 0}$$

Une demande de courant I_2 au secondaire provoque un appel de courant au primaire et I_1 devient rapidement très supérieur au courant magnétisant I_{10} . La loi des courants $N_1 I_1 + N_2 I_2 = 0$ est donc bien vérifiée quand les courants sont forts car le courant magnétisant est alors négligeable. Il faut aussi noter que la mise en charge a un impact sur la forme du courant au primaire. Il augmente, devient sinusoïdal et se rewatte quand on demande de plus en plus de puissance au secondaire. Le comportement du transformateur tend alors vers celui du transformateur parfait (loi des tensions et courants \approx simultanément vérifiées).