



PSL 



SORBONNE
UNIVERSITÉ

université
PARIS-SACLAY

Centre interuniversitaire de préparation à l'agrégation de Montrouge

CONVERSION DE PUISSANCE ÉLECTRIQUE

2024-2025



This is an open-access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution License, which permits distribution, and reproduction in any medium, provided the original author and source are credited. This license does not permit commercial exploitation or the creation of derivative works without specific permission.

Table des matières

1	Conversion alternatif/alternatif : le transformateur	3
1.1	Préambule	3
1.2	[1P] Bilan énergétique dans un transformateur en utilisation normale (régime non linéaire)	3
1.3	[1P] Étude du cycle d'hystérésis du fer d'un transformateur	4
1.4	[2P] Transport de puissance par ligne à haute tension	6
2	[1P] Conversion alternatif/continu : plaquette redressement-filtrage	7
2.1	Objectif	7
2.2	Expérience	8
3	[1P] Conversion continue/continue : hacheur dévolteur	10
3.1	Principe de fonctionnement	10
3.2	Expérience simple sans lissage	12
3.3	Expérience complète sur le hacheur	13
3.4	Note sur l'adaptation d'impédance	13
4	Annexe : Le Transformateur	14

Bibliographie :

- Duffait, *Expériences d'électronique*
- Malvino, *Principes d'électronique*, page 53
- Bruhat, *Électricité*, page 641
- H-PREPA, *Électronique II* PSI
- Quaranta
- Chatelain, *Machines électriques*

1 Conversion alternatif/alternatif : le transformateur

1.1 Préambule

La modélisation du transformateur est donnée en annexe.

Pour le bilan énergétique, on utilisera un transformateur d'isolement 160 VA, 110 V/55 V, plutôt qu'un transformateur démontable, dont les fuites magnétiques sont plus importantes. À l'inverse, on utilisera un transformateur démontable pour l'étude du cycle d'hystérésis.

L'alimentation du primaire se fera avec un alternostat 220 V/110 V.

Précaution : un transformateur est limité indépendamment en tension et en courant. Pour un transformateur de puissance apparente 160 VA, de tension d'entrée 110 V et de sortie 55 V, l'entrée ne doit pas avoir une tension supérieure à 110 V et un courant supérieur à $160 \text{ VA} / 110 \text{ V} \approx 1,5 \text{ A}$ (**même si elle est alimentée effectivement sous 10 V**). De même, le courant secondaire ne doit pas dépasser $160 \text{ VA} / 55 \text{ V} \approx 3 \text{ A}$ (même si le secondaire est court-circuité).

1.2 [1P] Bilan énergétique dans un transformateur en utilisation normale (régime non linéaire)

Du fait de leur non-idéalité, il existe des sources de pertes dans le transformateur. La **méthode des pertes séparées** permet de mesurer séparément ces différentes pertes. C'est l'objet de l'étude qui suit.

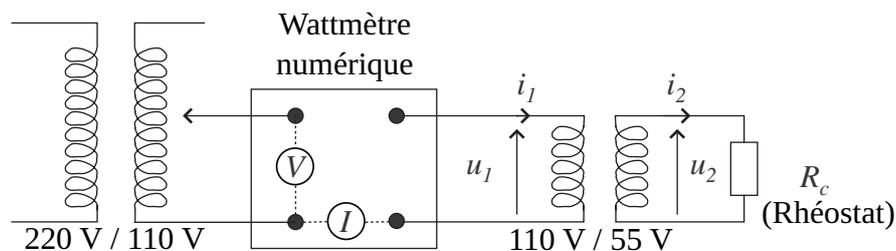


FIGURE 1 –

En l'absence d'alimentation, évaluer les résistances du primaire et du secondaire à l'ohmmètre.

On se place dans des conditions réalistes de fonctionnement en envoyant une tension de 110 V au primaire (tension nominale), avec une charge R_c au secondaire (un rhéostat).

En charge Choisir R_c pour que la puissance au primaire W_1 soit la plus grande possible **en respectant les limitations en courant et tension du transformateur et du rhéostat**. Mesurer la puissance W_2 dans la charge R_c . Mesurer les courants i_1 et i_2 .

Secondaire ouvert **Ne pas changer la tension d'alimentation** ($V_1 = \text{Cste}$) afin que le champ magnétique (et donc les pertes fer) conservent la même valeur que précédemment.

Dans cette configuration, il n'y a pas de courant qui passe dans le secondaire. Les pertes Joule sont donc très faibles. En revanche, on a une forte tension et les pertes magnétiques sont élevées.

Mesurer la puissance au primaire. Elle représente les pertes dans le fer W_{FER} (pertes par hystérésis et par courants de Foucault) car les pertes cuivre sont négligeables (le vérifier à partir des valeurs des résistances des bobinages).

Annuler V_1 avant de passer à la suite!!!

Secondaire court-circuité Court-circuiter le secondaire sur un ampèremètre, **puis** augmenter *doucement* V_1 jusqu'à ce que le courant au secondaire atteigne la valeur mesurée en charge. Lors de ce fonctionnement en

court-circuit, la tension V_1 est faible, et donc les pertes magnétiques également. En revanche les pertes par effet Joule dans le cuivre sont celles que l'on avait pour le fonctionnement en charge (courants identiques).

Mesurer la puissance au primaire. Elle représente les pertes dans le cuivre W_{CU} .

Vérifier enfin que :

$$W_1 \approx W_2 + W_{\text{FER}} + W_{\text{CU}} \quad (1)$$

Problème classique : si vous trouvez que l'ampèremètre indique un courant nul en permanence, c'est que son fusible est à changer.

À la fin de cette manipulation, mettre de côté le transformateur 110V/55V, qui ne sera plus utilisé par la suite.

1.3 [1P] Étude du cycle d'hystérésis du fer d'un transformateur

Journeaux, Travaux Pratiques de Physique, pour une description succincte de l'expérience.

Montage expérimental On réalise le montage ci-dessous où :

- Transfo = Transformateur Leybold démontable,
- $n_1 = 500$ spires,
- $n_2 \leq n_1$, pour des questions de sécurité,
- $R = 20$ à 30Ω : **RHEOSTAT** et non boîte AOIP car $I_1 > 1 \text{ A}$!
- $C = 4$ à $10 \mu\text{F}$,
- $R' =$ boîte AOIP $\times 10^5$.

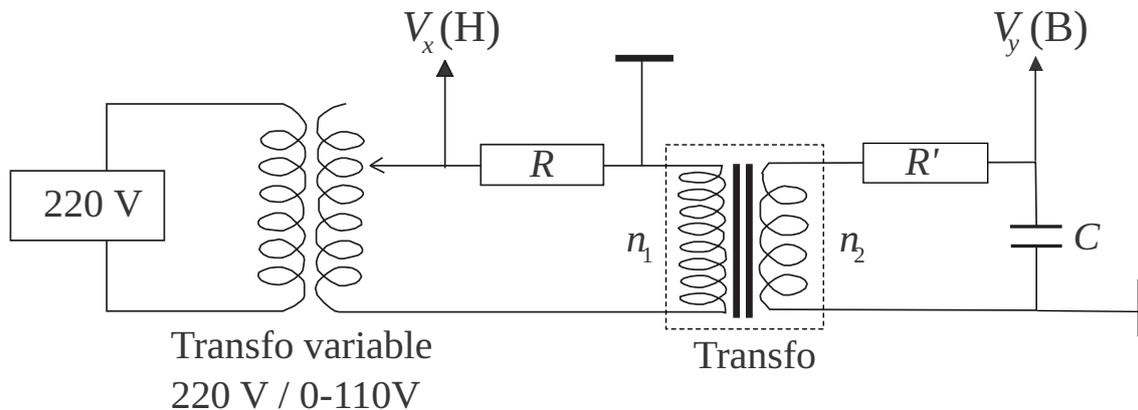


FIGURE 2 –

Attention! : pour des raisons de sécurité, le **transformateur variable** placé à l'entrée doit être un vrai transformateur, à enroulements primaires et secondaires séparés, **pas un autotransformateur**.

Explications

- *En X* : on mesure aux bornes de R la tension $V_x = RI$ où I est l'intensité dans le primaire. Le théorème d'Ampère permet de remonter à l'excitation magnétique dans le ferromagnétique¹ :

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{\ell} = I_{\text{enlacé}} \quad (2)$$

1. Le ferromagnétique canalise les lignes de champs jusqu'au circuit secondaire, donc c'est bien l'excitation magnétique H dans le ferromagnétique qu'il faut utiliser.

L'impédance dans le primaire étant de l'ordre de 10Ω , celle dans le secondaire de l'ordre de $10^5\Omega$, et le rapport de transformation étant de l'ordre de l'unité, on peut négliger le courant du secondaire dans le calcul de $I_{\text{enlacé}}$. Le coefficient de proportionnalité entre V_x et H se calcule alors directement à partir de R , n_1 , et de la longueur L du circuit magnétique. L'expérience montre que c'est bien elle qu'il faut prendre en compte dans le théorème d'Ampère, pas la longueur de la bobine du primaire.

- En Y : La tension en sortie du transformateur est cette fois donnée par la loi de Lenz-Faraday :

$$v_2 = \frac{d\Phi}{dt} = n_2 s \frac{dB}{dt} \quad (3)$$

où s est la surface de la section *du fer* (et non pas des bobines). On ne peut pas utiliser directement cette tension pour obtenir B , il faut l'intégrer au moyen d'un *circuit intégrateur* constitué par une résistance R' et une capacité C .

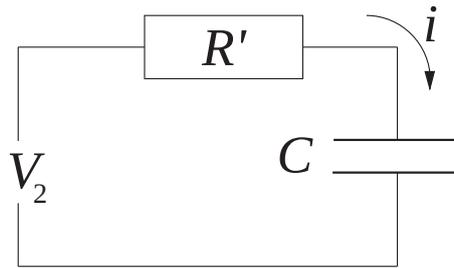


FIGURE 3 –

Afin d'obtenir un vrai circuit intégrateur (et non pas pseudo-intégrateur), on doit prendre R' et C de telle sorte que $R'C \gg 1/\omega_0$, avec ω_0 la pulsation de v_2 . La tension aux bornes du condensateur s'écrit donc :

$$V_c = \int \frac{i}{C} dt = \frac{1}{C} \int \frac{v_2}{R'} dt = \frac{1}{R'C} \int v_2 dt = -\frac{n_2 s}{R'C} \int dB = -\frac{n_2 s}{R'C} B. \quad (4)$$

On peut ainsi étalonner les axes X et Y de l'oscilloscope pour afficher le cycle d'hystérésis dans le plan B, H .

Mesures À partir du cycle obtenu à l'écran, on déterminera :

- l'aimantation M_S à saturation,
- le champ / l'aimantation rémanents $B_R = \mu_0 M_R$,
- l'excitation magnétique coercitive H_C ,
- la susceptibilité χ_m (c'est un coefficient de *réponse linéaire*, en pratique on le mesure en utilisant une très petite excursion) ;
- les pertes par hystérésis (aire du cycle) ; en déduire la puissance perdue par le transformateur.

Pour estimer l'aire du cycle, on pourra généralement se contenter d'une estimation visuelle par compte de carreau. Précise à de l'ordre de 10 pourcents, elle est déjà suffisante pour obtenir un bon ordre de grandeur. On peut sinon se référer à la méthode plus complète détaillée dans le TP moteur pour l'étude du moteur de Stirling.

On pourra comparer qualitativement aux données fournies ci-après.

Note importante : En prenant les nombres de spires proposés ci-dessus vous constatez que la saturation n'est pas atteinte. Pour l'avoir, **diviser par 2** le nombre de spires du primaire (point milieu du bobinage). Pourquoi a-t-on cet effet ? Pourquoi le bobinage du secondaire n'a-t-il aucun effet sur la saturation³ ?

2. À tout instant dans le circuit secondaire : $v_2 = R'i + \int \frac{i}{C} dt$. Pour un signal de pulsation fondamentale ω_0 , cette condition permet d'avoir $R'i \gg \int \frac{i}{C} dt$ (tension aux bornes de C négligeable). On peut alors écrire $i \approx v_2/R'$ et en déduire V_C .

3. Explication : en supposant que le régime est linéaire et que les résistances jouent un rôle négligeable, on peut écrire : $v_1 = \frac{d\Phi_1}{dt} = n_1 s \frac{dB}{dt} = n_1 s j\omega B$ donc à v_1 donné, B est approximativement proportionnel à $1/n_1$.

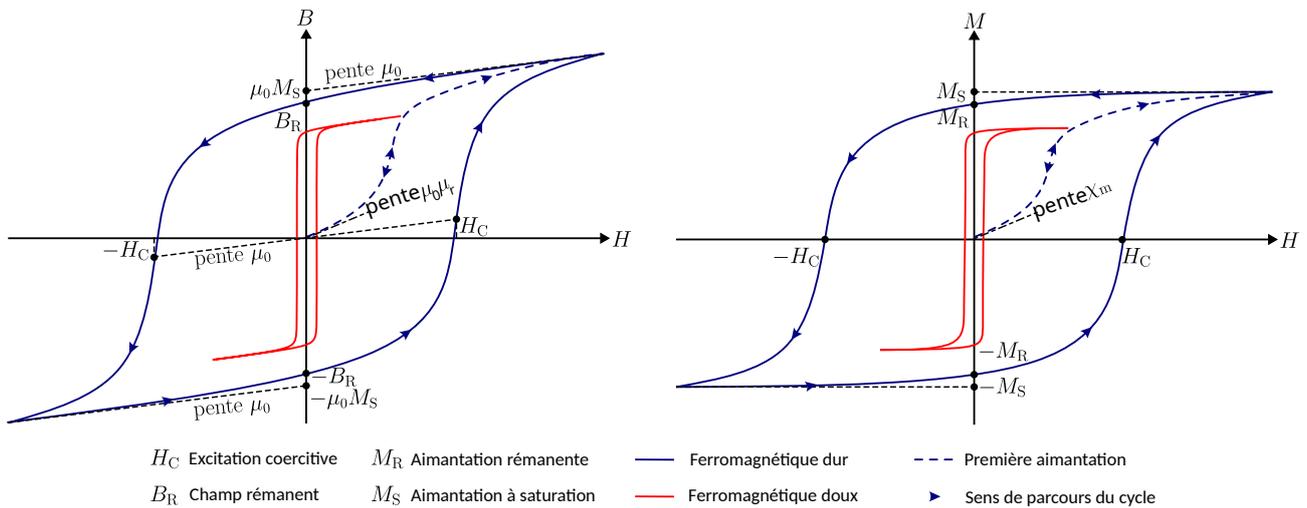


FIGURE 4 – Cycle d’hystérésis de champ magnétique et d’aimantation dans des matériaux ferromagnétiques durs et doux.

Les tôles de transformateur sont faites avec des aciers au silicium (voir HANDBOOK à "Transformer steels permeability"); il est aussi possible de comparer les résultats obtenus aux valeurs données dans les livres pour des aciers "moyens" (voir par ex. Rocard, *Électricité*, chap. IV, ou Bertin Faroux Renault, *Électromagnétisme 4*).

Expérience complémentaire : pour montrer le rôle des courants de Foucault, prendre un câble banane court, l’enrouler une fois autour du fer comme s’il constituait une 3ème bobine et le fermer sur lui-même. L’effet sur le cycle d’hystérésis est spectaculaire. Constaté en le touchant que le fil chauffe rapidement, en quelques dizaines de secondes. Débrancher avant que ça fume ("habemus papam").

Données :

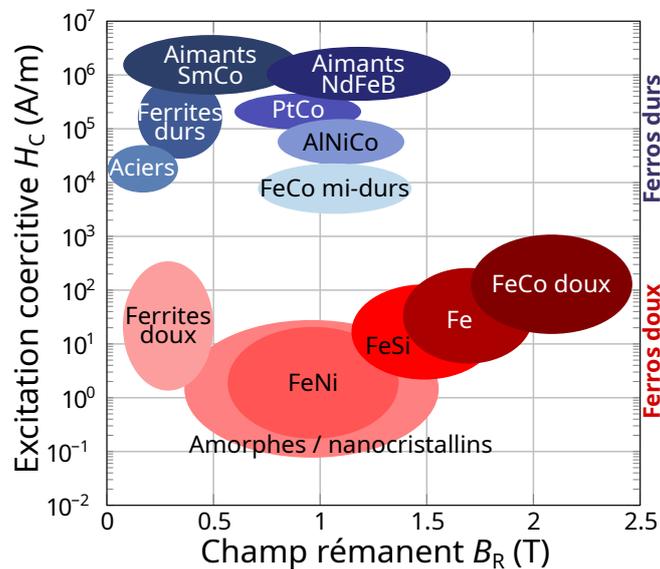


FIGURE 5 –

1.4 [2P] Transport de puissance par ligne à haute tension

Référence : Bruhat, *Électricité*, page 641.

On propose une expérience qualitative, qui illustre pourquoi EDF a tout intérêt à transporter le courant via des lignes à haute voire très haute tension.

Réaliser le montage ci-dessous : le rhéostat R modélise la résistance de la ligne de transport (entre la centrale et

l'utilisateur final). Travailler à fréquence assez basse (à cause des transformateurs utilisés plus loin).

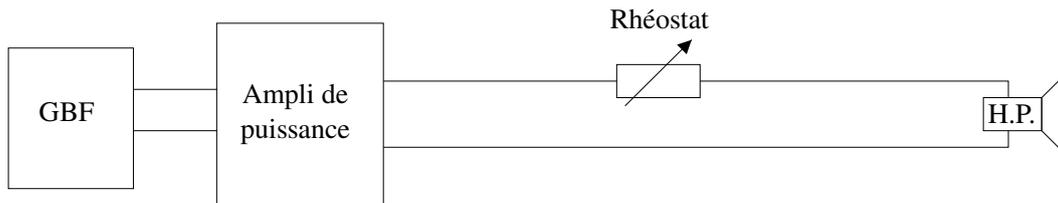


FIGURE 6 –

Régler l'amplitude du signal BF pour avoir un son fort lorsque $R = 0$, puis faire croître R jusqu'à ce que le son soit presque inaudible. En utilisant deux transformateurs identiques, passer en ligne "haute tension" comme indiqué sur la figure ci-dessous. Interpréter en ramenant toutes les impédances sur la sortie de l'ampli de puissance (c.f. la discussion à la fin de la partie sur le hacheur dévolteur).

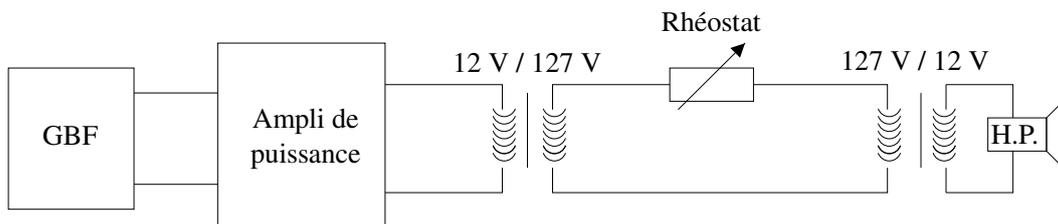


FIGURE 7 –

2 [1P] Conversion alternatif/continu : plaque redressement-filtrage

2.1 Objectif

Réaliser, à partir de la tension secteur, une alimentation **stabilisée** qui procure une tension continue de 6 V et puisse débiter un courant de 0,5 A. Il s'agit donc d'une conversion alternatif/continu. La tension du secteur est abaissée au moyen d'un transformateur, redressée double alternance, filtrée (c'est-à-dire rendue quasi continue) et enfin stabilisée (c'est-à-dire que la valeur de la tension est rendue indépendante des fluctuations de la tension secteur et des modifications de la charge utile). C'est typiquement ce type de dispositif qui est utilisé pour charger un téléphone portable à partir d'une prise secteur.

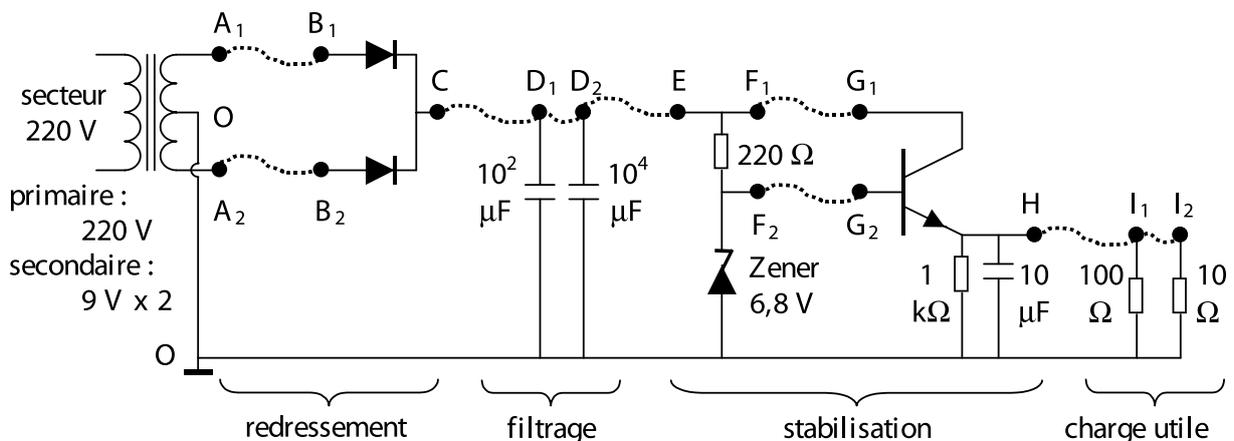


FIGURE 8 –

2.2 Expérience

La plaquette est proposée initialement sans les fils de liaisons (indiqués sur le schéma par des pointillés), on placera ces fils au fur et à mesure de l'avancement de l'expérience.

- Brancher le secteur. Si la lampe témoin ne s'allume pas, changer le fusible 0,1 A. Ne pas oublier de débrancher l'alimentation secteur d'abord !
- Comparer à l'oscilloscope les tensions OA_1 et OA_2 (entre les points A_i et la masse O).
- Relier A_1B_1 puis A_2B_2 et observer la tension OC. Interpréter le redressement double alternance obtenu.
- Relier CD_1 , expliquer pourquoi on obtient une tension OC continue égale à la tension crête du signal précédent⁴.
- Pour tester l'alimentation continue obtenue, la faire débiter en reliant provisoirement D_1I_1 . Noter le fort taux d'ondulation (voir remarque 2 plus loin).

Remplacer définitivement D_1 par D_2 .

La tension OC obtenue est constante mais sa valeur n'est pas bien définie, en particulier elle dépend de la tension du secteur (facultatif : pour la faire varier ajouter un transformateur variable entre le secteur et la plaquette) et du courant débité (comparer les tensions en reliant D_2I_1 puis D_2I_2). Ne pas faire débiter dans une résistance inférieure à 10Ω , ce qui correspond déjà à un courant de 0,6 A !

Pour la suite supprimer la liaison D_2I_2 .

- Pour stabiliser la tension, il faut une tension de référence. Elle s'obtient en utilisant une diode Zener de 6,8 V (voir remarque 3 plus loin). Relier D_2E et observer la tension OF_2 . Vérifier sa valeur (on note qu'on peut construire des diodes de tension Zener allant de 1,2V à plusieurs centaines de volts, permettant d'adapter la tension à stabiliser). Montrer cependant qu'elle ne peut pas débiter de courant notable en reliant provisoirement F_2I_1 .
- Pour autoriser un débit il faut ajouter un transistor de puissance (voir remarque 4). Relier F_1G_1 et F_2G_2 et observer la tension OH. Tester le fonctionnement en reliant HI_1 puis HI_2 : vérifier que la tension vaut environ 6 V, qu'elle dépend peu du débit et que le taux d'ondulation est faible⁵.

Facultativement, on pourra évaluer

- La résistance moyenne de sortie⁶ : mesurer la tension continue de sortie avec un voltmètre en mode "DC" (voir remarque 1) pour des résistances de charge utile de 100Ω puis 10Ω .
- Le taux d'ondulation en sortie⁷ pour 10Ω : utiliser un voltmètre en mode "DC" puis en mode "RMS AC".
- Le rendement pour 10Ω : placer un transformateur d'isolement (**sécurité!**) suivi d'un wattmètre sur l'entrée secteur, et un voltmètre en mode "RMS AC + DC" sur la résistance de charge utile. Dans notre cas on attend un rendement de l'ordre de 50%.

Remarque 1 : voltmètres numériques :

Une tension variable périodique peut s'écrire : $v(t) = v_{DC} + v_{AC}(t)$ avec $\langle v_{AC}(t) \rangle = 0$.

Mesurée avec un voltmètre en mode continu (DC) on lit $\langle v(t) \rangle = v_{DC}$.

Mesurée avec un voltmètre en mode RMS (root mean square) on lit :

- en position AC : $\sqrt{\langle (v_{AC}(t))^2 \rangle} = v_{ACeff}$

4. Lors de la première alternance positive, le condensateur se charge jusqu'à la tension crête U_{max} . Comme il ne peut pas se décharger, la tension OD_1 reste toujours supérieure à OB_1 ou OB_2 : les diodes sont toujours bloquées. *Attention* : il ne s'agit pas d'un filtrage au sens habituel du terme (linéaire). Ici l'aspect non linéaire des diodes joue un rôle clé.

5. Sur le schéma de la plaquette on remarque que l'émetteur du transistor est relié à une résistance de 1 k Ω et un condensateur de 10 μ F. La première permet au transistor de fonctionner lorsqu'il n'est pas relié aux résistances de charge de 100Ω ou 10Ω . Le deuxième sert à stabiliser le système : en son absence il y a un fort risque d'oscillation à haute fréquence.

6. Valeur typique pour une assez bonne alimentation : 0,01 Ω .

7. Valeur typique pour une assez bonne alimentation : 0,01%.

- en position AC+DC : $\sqrt{\langle (v_{AC}(t) + v_{DC})^2 \rangle} = v_{eff}$.

Attention, l'opération est non linéaire et on a $v_{eff} \neq v_{ACeff} + v_{DC}$.

Remarque 2 : taux d'ondulation :

La **tension d'ondulation** est l'écart entre la tension instantanée et sa valeur moyenne : $v_{AC}(t)$

Le **taux d'ondulation** r est le rapport de la valeur efficace de la tension d'ondulation sur la valeur moyenne de la tension : $r = v_{ACeff}/v_{DC}$.

Remarque 3 : diode Zener et stabilisation de la tension :

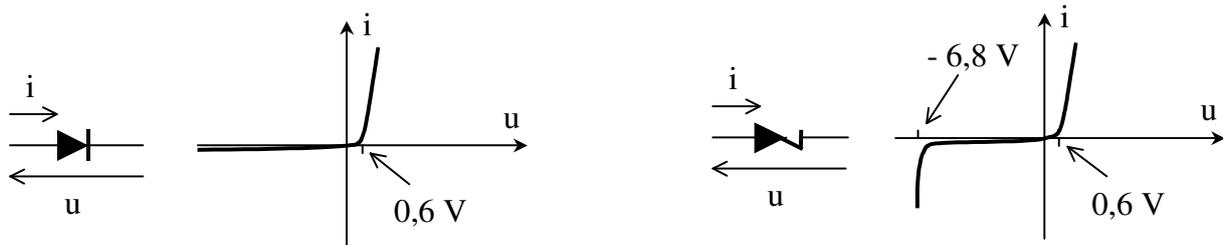


FIGURE 9 –

La figure de gauche représente la caractéristique d'une diode ordinaire.

La figure de droite représente celle d'une diode Zener 6,8 V : lorsqu'elle est convenablement polarisée en inverse la tension à ses bornes est quasi-constante. Il faut toujours l'alimenter à travers une résistance supérieure à 100Ω car elle ne peut pas dissiper une puissance supérieure à environ $0,5 \text{ W}$. Pour une discussion de l'origine physique de la tension Zener, on pourra consulter Malvino, Principes d'électronique, page 53.

On cherche à alimenter une charge R_c avec une tension V stable, en disposant d'une tension $E(t)$ fluctuante au cours du temps. Pour cela, on considère le montage a). Le principe consiste à se placer dans le régime où la diode Zener est polarisée en inverse avec une tension suffisante pour être traversée par un courant. La tension d'alimentation de la charge R_c est alors $-V_z$ et bénéficie de la caractéristique de la diode, en particulier de la stabilité vis-à-vis des variations de courant (faible résistance dynamique).

Examinons les contraintes que cela impose sur R et R_c . Pour cela, considérons le montage a).

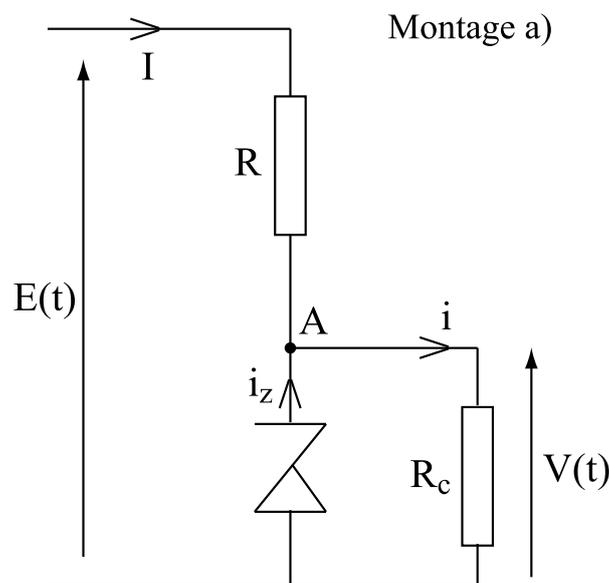


FIGURE 10 –

- Si la Zener n'est pas présente, on a un simple diviseur et la tension en A est donnée par :

$$V_A = E \frac{R_c}{R + R_c}. \quad (5)$$

- Lorsqu'on ajoute la Zener, elle jouera son rôle de régulation à condition que V_A soit plus grand que V_z . En pratique, on choisit E de l'ordre de $2V_z$, ce qui conduit à choisir R plus petit que R_c , en prenant garde que l'intensité i_z dans la Zener ne dépasse pas la valeur que la diode peut supporter.

Remarque 4 : transistor de puissance :

Pour plus de développements se reporter par exemple au Duffait.

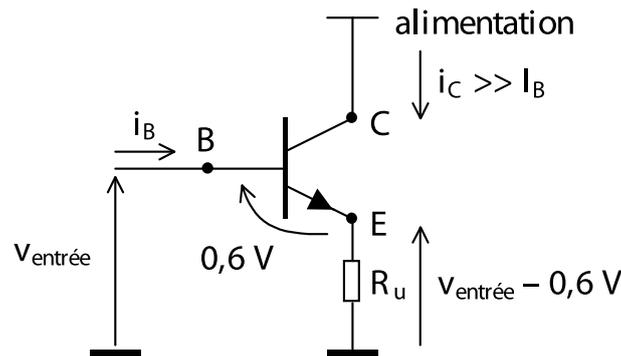


FIGURE 11 –

Rappelons que le transistor est un composant actif, c'est-à-dire que son usage nécessite une alimentation. Il possède trois bornes : E = émetteur, B = base, C = collecteur. Son fonctionnement est grossièrement basé sur les propriétés suivantes :

- Le courant i_B qui entre dans la base est environ 100 fois plus faible que le courant i_C qui entre dans le collecteur : le courant qui parcourt la résistance T_u est donc fourni à 99% par l'alimentation ;
- La tension V_{BE} entre la base et l'émetteur est quasi-constante et vaut 0,6 V *quel que soit le courant i_C* . La tension aux bornes de T_u vaut donc $V_{\text{entrée}} - 0,6 \text{ V}$: on parle d'un fonctionnement en suiveur, car au décalage de 0,6 V près, la sortie suit l'entrée, même si on change la résistance T_u .

Le transistor rend donc, en première approximation, la tension d'entrée indépendante de la résistance de charge R_u . Ainsi, dans le contexte de la stabilisation de tension pour des résistances de charge faibles, on considère le montage b).

Le courant nécessaire pour alimenter la charge provient de la source de tension $E(t)$. Il passe par le collecteur du transistor, et non pas par R . Un courant important peut donc alimenter R_c sans notablement augmenter la différence de potentiel aux bornes de R .

3 [1P] Conversion continue/continue : hacheur dévolteur

3.1 Principe de fonctionnement

Un hacheur est un convertisseur continu-continu statique, c'est-à-dire qu'il fonctionne sans machine tournante ou relais mécanique. Sa finalité est de modifier, avec un très bon rendement, la tension d'un générateur continu⁸.

8. Exemples où l'on a besoin de cette finalité :

- hacheur *dévolteur* : réglage de la vitesse de rotation (proportionnelle à la tension d'alimentation) d'un moteur à courant continu alimenté par un accumulateur, une cellule solaire, le secteur...
- hacheur *survolteur* : alimentation d'un compteur Geiger portable ou d'un flash électronique (qui nécessitent des hautes tensions) à partir d'une pile...

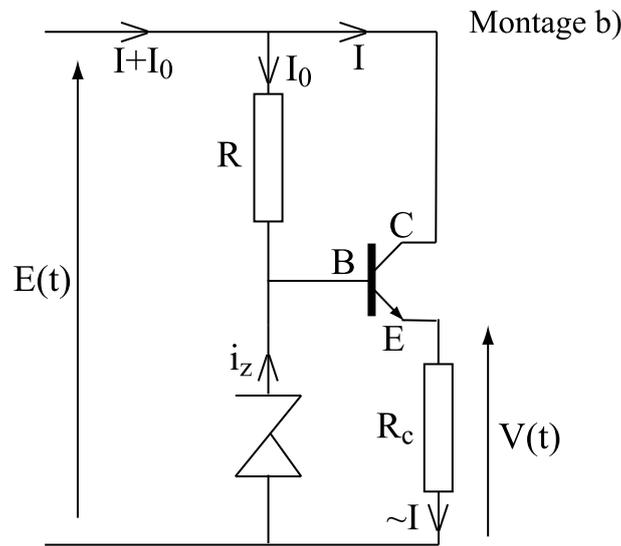


FIGURE 12 –

On va s'intéresser ici à un abaisseur de tension. Il peut sembler curieux d'aller chercher un appareil compliqué pour faire cette opération qui peut se réaliser très simplement avec un montage diviseur de tension qui nécessite deux résistances. On va voir que le rendement est incomparablement meilleur avec un hacheur.

On dispose d'une charge (ici une résistance R_u) qui reçoit une puissance P_0 lorsqu'on l'alimente avec un générateur de tension fixe E . On se fixe pour objectif de diviser par 4 la puissance reçue par la charge tout en ayant un rendement voisin de 100% et en utilisant le même générateur de tension.

Si on utilise la méthode du pont diviseur de tension, la puissance reçue est bien divisée par 4 lorsque la résistance R' en série avec la charge R_u (figure 1 gauche) est choisie égale à R_u . Mais le rendement ne sera alors que de 50% puisque les deux résistances sont parcourues par le même courant (figure 1 gauche).

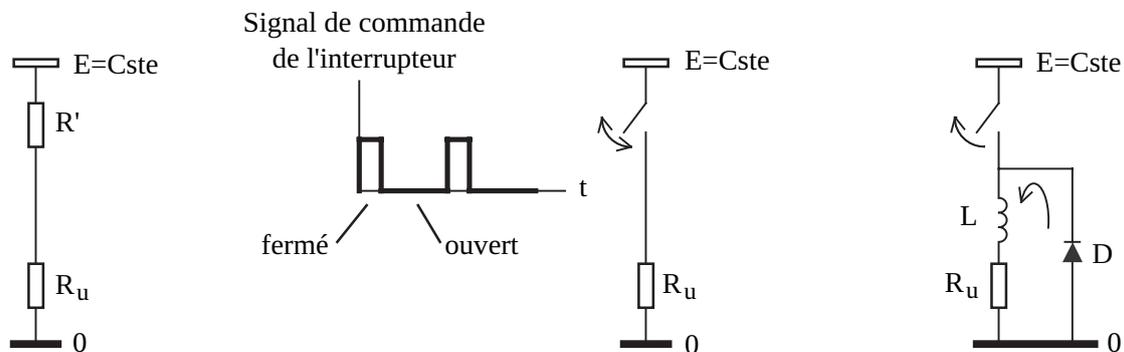


FIGURE 13 – Principe du hacheur.

Pour créer le hacheur, on remplace R' par un interrupteur commandé :

Pour le principe du hacheur survolteur, se référer à H-PREPA *Électronique II*. Dans le poly "Circuits électriques", on trouve une expérience qui montre comment produire des impulsions haute tension à partir d'une alimentation continue basse tension et d'une bobine. En ajoutant une diode et un condensateur, on peut réaliser un hacheur survolteur impressionnant.

Par ailleurs on trouve des alimentations continues réglables à *découpage*, alimentées par le secteur, qui contiennent un hacheur piloté par un asservissement. Elles sont beaucoup plus légères et moins encombrantes que les alimentations classiques. C'est le cas de l'alimentation continue du gros électro-aimant (150 V, 5 A).

Dans un domaine proche on trouve des *onduleurs*. Ce sont des convertisseurs qui permettent d'obtenir une tension alternative 220 V à partir d'un accumulateur. Ils sont très utilisés pour remédier aux pannes de secteur en informatique.

- lorsqu'il est fermé, il ne dissipe pas de puissance puisque la tension à ses bornes est nulle,
- lorsqu'il est ouvert, il n'en dissipe pas non plus puisque le courant qui le traverse est nul.

Si le rapport cyclique des impulsions de commande de l'interrupteur (rapport entre la durée d'une impulsion et la période) vaut $1/4$ (figure 1 milieu), la puissance fournie à la charge R_u vaudra $P_0/4$ où P_0 est la puissance qu'elle recevrait en étant directement connectée au générateur (en bref, le dispositif ne fournit la puissance P_0 qu'un quart du temps). Par ailleurs, il n'y a aucune puissance perdue, le rendement est donc de 100%.

Dans le cas d'une résistance de chauffage ou d'une lampe, ce système fonctionne bien, en revanche cette alimentation en créneaux est mauvaise pour un moteur (parce qu'il est inductif et parce que les vibrations mécaniques dues aux impulsions de courant l'usent prématurément)

Pour rendre continu le courant qui traverse la charge R_u , on ajoute en série avec cette dernière une bobine L qui va lisser le courant (donc la tension dans la résistance) sans dissiper d'énergie⁹. Pour réaliser cette fonction, il faut ajouter une diode dite de *roue libre* qui permette au courant de circuler lorsque l'interrupteur est ouvert (figure 1 droite). On notera que dans ces conditions le courant traverse toujours la charge dans le même sens. **Attention au sens de branchement de la diode : lorsqu'il est fermé elle ne conduit pas.**

En pratique un interrupteur commandé est réalisé au moyen d'un transistor en commutation ou d'un thyristor.

Pour simplifier l'expérience on utilisera ici une plaquette où cette fonction est déjà montée (voir sa notice N141).

3.2 Expérience simple sans lissage

Réaliser le montage ci-dessous :

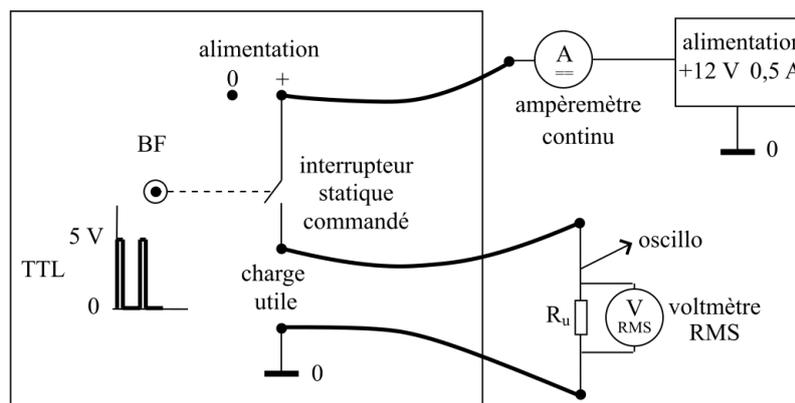


FIGURE 14 –

- Charge utile R_u : résistance d'environ 50Ω qui supporte $12 \text{ V} / 50 \Omega = 0,25 \text{ A}$ ¹⁰ ;
- Le signal issu du GBF doit être un créneau de grande amplitude. Choisir un GBF qui permette l'ajustement du rapport cyclique ("symmetry") ;
- Pour déterminer la puissance P_u dans R_u , il faut utiliser un voltmètre RMS (AC + DC) ;
- Pour déterminer la puissance fournie par l'alimentation de fem constante E , il faut placer un ampèremètre *continu* en série avec elle. Pourquoi ?

Ajuster le rapport cyclique du GBF pour avoir une puissance $E^2/4R_u$. Déterminer le rendement (on néglige la puissance fournie par le GBF). Cette expérience simple illustre bien un contrôle de puissance mais ne correspond pas en toute rigueur à un hacheur qui est un convertisseur continu-continu.

9. En première approximation, on considère la bobine idéale

10. Il faut que l'intensité soit inférieure à l'intensité maximum que peut donner l'alimentation.

3.3 Expérience complète sur le hacheur

Bibliographie : H-PREPA *Électronique II* PSI et QUARANTA.

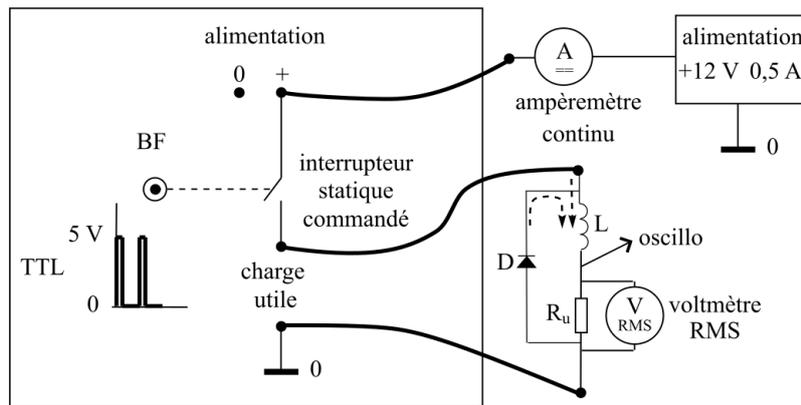


FIGURE 15 –

- L'inductance L est une bobine de transformateur de 250 tours (de résistance très inférieure à R_u , les bobines de 500 et 1000 tours ont des résistances trop élevées) **placée sur une carcasse de transformateur fermée** (afin que L soit grande);
- D : diode qui supporte 1A.

Ajuster la fréquence du GBF pour obtenir à l'oscilloscope un signal de faible taux d'ondulation au niveau de R_u (1 kHz devrait convenir, un résidu d'ondulation n'est pas gênant), puis ajuster le rapport cyclique¹¹ pour avoir une puissance $E^2/4R_u$ et déterminer le rendement.

On peut ensuite remplacer R_u par un petit moteur (complique l'expérience mais suggéré par le Jury en 2005).

3.4 Note sur l'adaptation d'impédance

Ce concept ne peut-être compris que si on précise bien sa finalité.

On dispose d'un générateur de f.e.m. E_g et résistance interne R_g (on se limite ici au cas d'impédances réelles), d'une résistance de charge R_u et éventuellement d'un quadripôle adaptateur placé entre les deux. **Le but est d'obtenir la plus grande puissance possible dans la charge R_u .** (Noter que dans l'adaptation d'impédance il n'y a aucune contrainte relative au rendement). Le sujet n'est pas aussi simple qu'il le paraît car la réponse dépend du paramètre sur lequel on peut jouer. Sur la figure suivante, les flèches sur les composants indiquent les composants que l'on modifie.

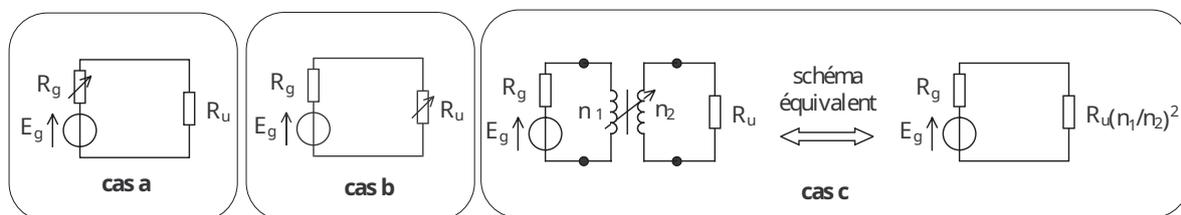


FIGURE 16 –

- a) Cas où l'on peut modifier R_g . Il est évident que la puissance sera maximum dans R_u lorsque $R_g = 0$ et dans ce cas la puissance utile vaut : $P_u = E_g^2/R_u$.

11. À cause du lissage par l'inductance le rapport cyclique nécessaire pour diviser la puissance par 4 n'est plus 1/4.

- b) Cas où l'on peut modifier R_u ¹². On comprend que l'adaptation ne peut être obtenue ni lorsque $R_u = 0$ car la tension aux bornes de R_u est nulle donc $P_u = 0$, ni lorsque R_u est infinie car le courant est nul. Un calcul facile montre que l'adaptation est obtenue dans ce cas lorsque $R_u = R_g$ et que $P_u = E_g^2/4R_u$.
- c) Cas où l'on interpose un quadripôle passif entre le générateur et la charge
 - Il peut s'agir d'un transformateur (en alternatif) dont on peut choisir le rapport des nombres de spires : il y a adaptation d'impédance lorsque l'impédance ramenée au primaire $R_u(n_1/n_2)^2$ est égale à R_g . Ainsi on est ramené au cas b). Cette relation suppose le transformateur idéal ;
 - En continu on remplace le transformateur par un hacheur.
- d) Cas où l'on interpose un quadripôle actif entre le générateur et la charge
Ce quadripôle est un amplificateur. Dans ce cas la nature du problème est notablement modifiée car la puissance ne provient plus du générateur E_g mais de l'alimentation de l'amplificateur. En pratique on fait en sorte que l'impédance d'entrée de l'amplificateur soit très grande (ainsi le générateur E_g ne fournit pratiquement pas de puissance) et que son impédance de sortie soit quasiment nulle (ainsi on est ramené au cas a) du point de vue du récepteur).

4 Annexe : Le Transformateur

Pour plus de précisions voir Chatelain, *Machines Électriques*.

Un transformateur comporte un circuit électrique et un circuit magnétique. En tenant compte du couplage entre les deux, on peut établir un modèle qui décrit ses propriétés électriques en les ramenant à des composants connus (inductances, résistances). Le point de départ du modèle est le transformateur idéal pour lequel on suppose :

- modèle linéaire pour le matériau magnétique,
- perméabilité magnétique du fer μ_r infini (circuit magnétique),
- pertes dans le fer et dans les enroulements nulles.

Ce modèle est présenté sur la figure suivante, avec $n_1 i_1^0 + n_2 i_2^0 = 0$ et $\frac{u_2^0}{u_1^0} = \frac{n_2}{n_1} = n$ où n est appelé le rapport de transformation.

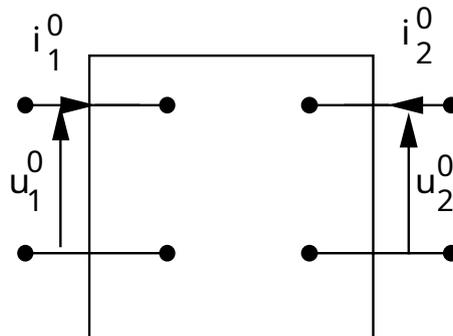


FIGURE 17 –

La description du transformateur réel à partir du transformateur idéal peut se faire par le schéma suivant.

Dans ce modèle L_1 représente l'inductance des enroulements du transformateur, ramenée au primaire. L_{f1} et L_{f2} sont les inductances "de fuite" du primaire et du secondaire, elles modélisent les pertes de flux magnétique (lignes de champ qui passent à travers le primaire mais pas le secondaire, et réciproquement). Ces inductances valent environ 1% de L_1 dans les transformateurs usuels, 10% dans les transformateurs Leybold. Il faut aussi tenir compte des pertes par effet Joule dans les enroulements (dites "pertes cuivre"), elles sont représentées par r_1 et r_2 (ordre de grandeur : quelques Ω).

12. Par exemple choisir la résistance de chauffage ou choisir le type de haut-parleur, ce qui n'est pas toujours possible

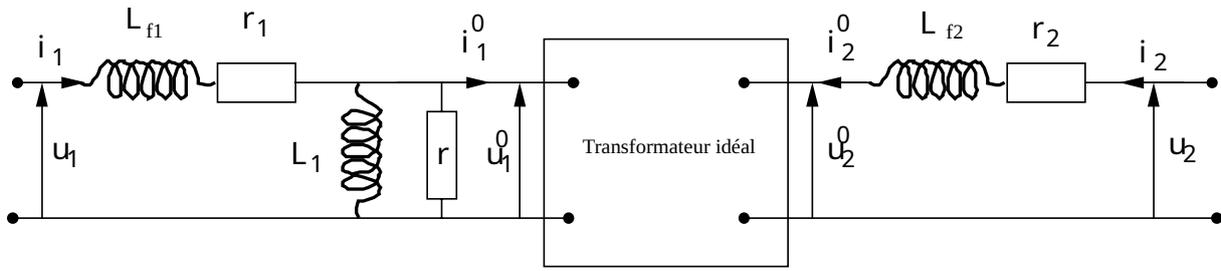


FIGURE 18 –

Enfin, la résistance r représente les pertes d'énergie dans le circuit magnétique (dites "pertes fer"), elles sont dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault (ordre de grandeur : quelques $k\Omega$). On appelle "courant magnétisant" celui qui passe dans la branche $L_1 \parallel r$.

Il est toujours possible de "ramener" une impédance du secondaire au primaire en la divisant par le carré du rapport de transformation n :

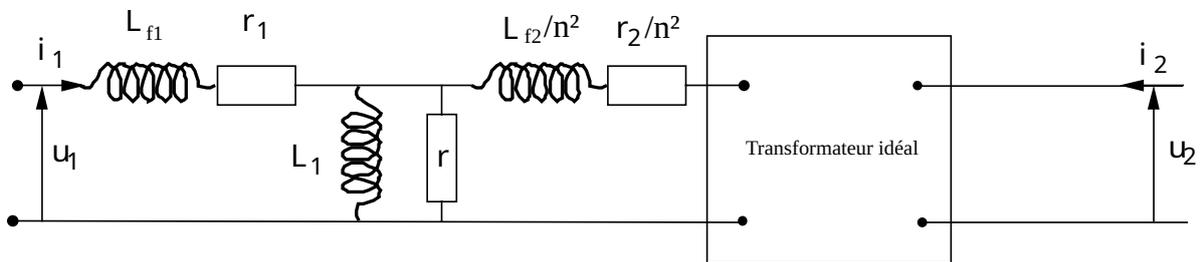


FIGURE 19 –