

Le transformateur idéal du schéma équivalent étant transparent, on obtient un résultat similaire si c'est le circuit primaire qui est ouvert: la partie du convertisseur située en aval du transformateur verra une branche courant (inductance magnétisante vue à travers le transformateur idéal).

Rappelons ce résultat important : *au moment où l'un des enroulements (primaire ou secondaire) ne conduit pas, l'autre enroulement se comporte comme une branche courant.*

Remarque 1 : ce résultat concerne uniquement un transformateur à deux enroulements. Si on rajoute un troisième enroulement fermé sur une source de *tension*, cette source de tension sera vue par transparence au primaire et au secondaire.

Remarque 2 : il est possible, dans certaines séquences de fonctionnement des alimentations à découpage, que ni le primaire ni le secondaire ne conduisent ("temps mort").

6-2/ Le primaire et le secondaire conduisent tous les deux (effet transformateur)

L'inductance magnétisante vient alors *en parallèle* sur les sources connectées à l'entrée et à la sortie (figure 7) et ne modifie donc pas la nature de ces sources (branche *courant* en parallèle).

Les règles de connexion entre sources continuent à s'appliquer, indépendamment de la présence du transformateur, et on devra avoir soit une source de tension côté primaire et une source de courant côté secondaire (fig. 7a) soit l'inverse (fig. 7b). La configuration: source de tension au primaire *et* au secondaire étant exclue, la réalisation d'une alimentation à découpage devra faire appel, comme dans les convertisseurs CC, à une inductance séparant ces deux sources.

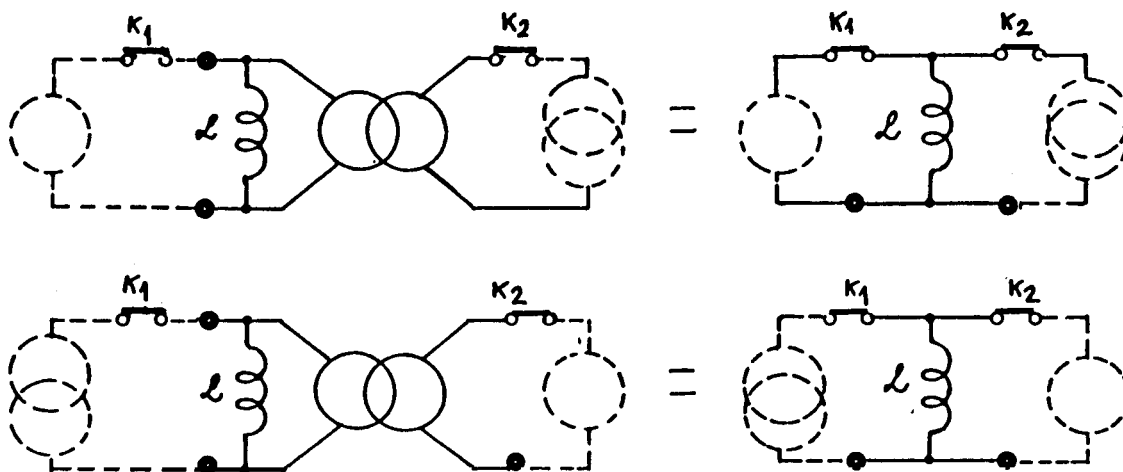


Figure 7 : Influence d'un transformateur sur la nature des sources lorsque primaire et secondaire conduisent tous les deux

6-3/ Problème de l'ouverture d'un enroulement du transformateur

L'ouverture d'un enroulement, consécutive au blocage commandé d'un semiconducteur, pose les deux problèmes suivants:

- assurer la continuité du flux dans le noyau.

- ne pas contrevenir à la règle fondamentale de connexion des branches, ce qui arrivera, par exemple, si une source de tension vue par transparence est déconnectée et remplacée par l'inductance d'un enroulement.

Rappelons d'autre part que la tension moyenne aux bornes d'un enroulement doit impérativement être nulle.

7/ MODELISATION PRENANT EN COMPTE LA RELUCTANCE ET LES FUITES

Nous avons jusqu'à présent supposé qu'il n'y avait pas de fuites magnétiques, c'est-à-dire que le flux était parfaitement canalisé par le noyau. En réalité, une partie des lignes de champ se referme dans l'air et le flux à travers une section droite du noyau n'est pas partout le même. On admettra toutefois que les spires sont suffisamment serrées pour que le flux soit *le même à travers toutes les spires d'un même enroulement*.

Une représentation schématique de ce transformateur est donnée à la figure 8

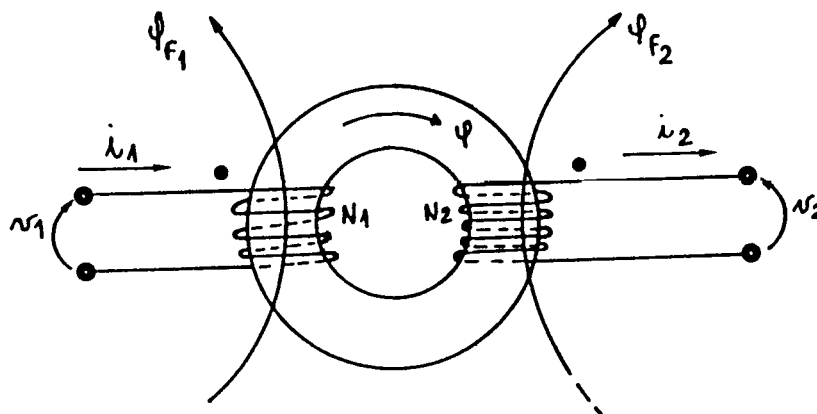


Figure 8 : transformateur avec fuites

On peut alors faire intervenir le flux *commun* aux deux enroulements, φ et deux *flux de fuite*, l'un côté primaire φ_{f1} , l'autre côté secondaire φ_{f2}

Le théorème d'Ampère s'écrit :

$$N_1 I_1 - N_2 I_2 = \mathcal{R} \varphi$$

La loi de FARADAY s'écrit maintenant :

$$V_1 = N_1 \frac{d\varphi}{dt} + N_1 \frac{d\varphi_{f1}}{dt} = e_1 + N_1 \frac{d\varphi_{f1}}{dt}$$

$$V_2 = N_2 \frac{d\varphi}{dt} + N_2 \frac{d\varphi_{f2}}{dt} = e_2 + N_2 \frac{d\varphi_{f2}}{dt}$$

avec :

$$e_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad \text{et} \quad e_2 = N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad \text{soit} \quad \frac{e_2}{e_1} = \frac{N_2}{N_1} = k$$

Bien que le trajet des flux de fuites dans l'air ne puisse pas être défini avec précision, on peut malgré tout le modéliser par un circuit magnétique fictif équivalent, de sorte que les flux de fuites ϕ_{f1} et ϕ_{f2} sont respectivement proportionnels aux courants au primaire et au secondaire. On introduit ainsi la notion d'*inductances de fuites* au primaire et au secondaire.

On peut donc écrire en tenant compte des conventions de signe définies au début du chapitre :

$$N_1 \frac{d\phi_{f1}}{dt} = l_1 \frac{di_1}{dt} \quad \text{et} \quad N_2 \frac{d\phi_{f2}}{dt} = -l_2 \frac{di_2}{dt}$$

Ce qui nous donne :

$$v_1 = e_1 + l_1 \frac{di_1}{dt}$$

$$v_2 = e_2 - l_2 \frac{di_2}{dt}$$

Le schéma équivalent du transformateur prenant en compte les fuites magnétiques est donc celui donné à la figure 9a avec :

$$\frac{l_2}{i'_1} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{k}$$

Celui de la figure 9b est obtenu en ramenant toutes les fuites au primaire; celui de la figure 9c en ramenant tout au secondaire.

On notera que dans un transformateur les inductances de fuites sont très faibles par rapport à l'inductance magnétisante. Aussi le schéma équivalent peut être simplifié au prix d'une légère approximation et cela conduit au schéma usuel de la figure 9d où

$$l = l_1 + l_2 \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2$$

représente l'inductance de fuites totale ramenée au primaire.

De la même manière, on prendra comme schéma usuel ramené au secondaire, celui de la figure 9e où

$$l' = l_2 + l_1 \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2$$

représente l'inductance de fuites totale ramenée au secondaire.

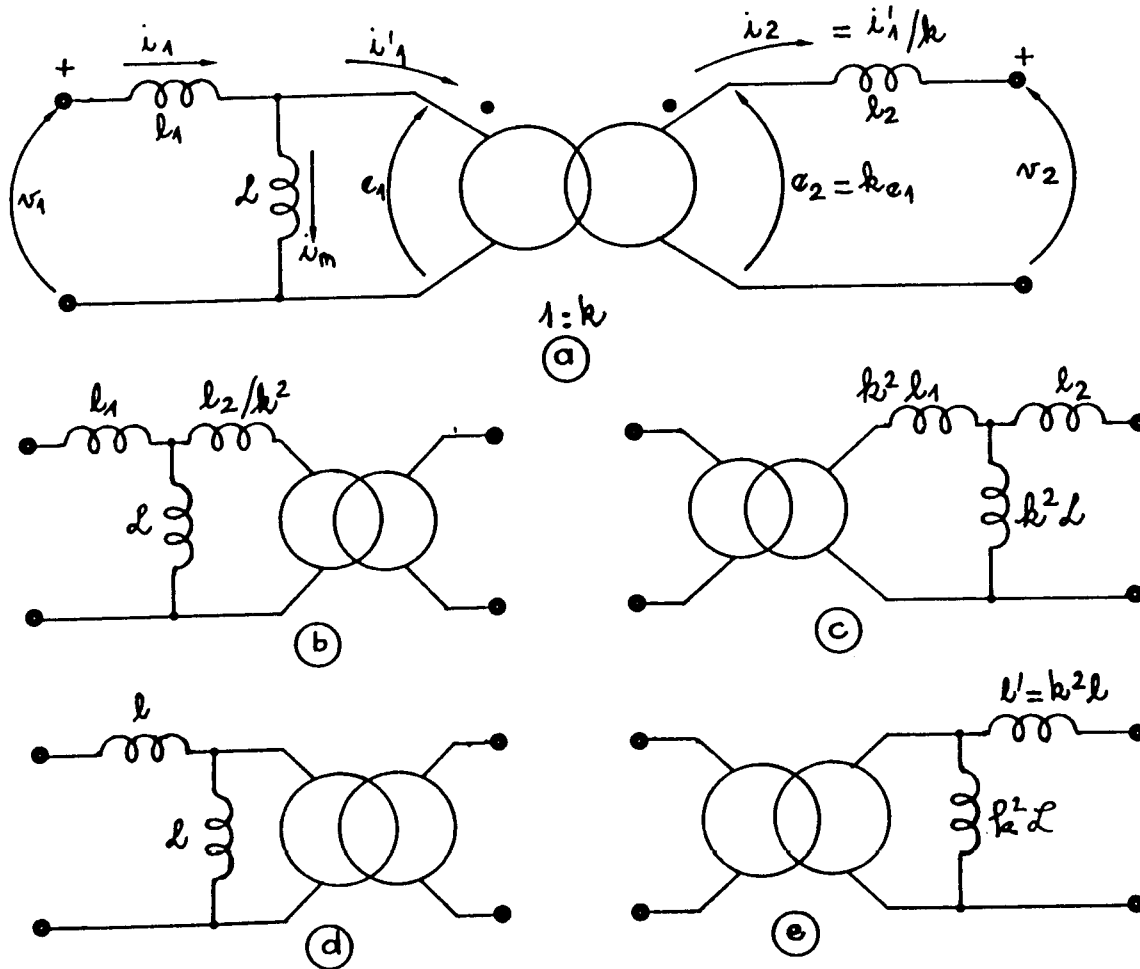


Figure 9: Schéma équivalent tenant compte de la réluctance et des fuites

Dans les alimentations à découpage, au moment du blocage commandé d'un interrupteur, les inductances de fuites sont responsables de surtensions parasites pouvant être très dangereuses (blocage rapide: di/dt élevé). On aura donc intérêt à minimiser les fuites magnétiques par le choix de matériaux à forte perméabilité, et une étude soignée de la disposition des bobinages. On évitera en particulier tout entrefer qui diminuerait la perméabilité et favoriserait la dispersion des lignes de champ hors du noyau.

8 / MODELE DU TRANSFORMATEUR NON SATURÉ : MUTUELLE INDUCTANCE

Les équations du transformateur que nous venons d'établir sont valables même si le transformateur est saturé. Dans le cas d'un transformateur non saturé, la réluctance \mathcal{R} du circuit magnétique est constante quel que soit le point de fonctionnement, et on peut alors écrire des relations linéaires.

Ceci nous permettra en outre de faire le lien entre la notion d'inductances de fuites, qui donne une bonne représentation des phénomènes physiques du transformateur, et celle de *mutuelle inductance* très

utile dans une représentation du transformateur sous forme de circuit électrique. C'est le cas notamment dans le programme de simulation S.C.R.I.P.T. développé au L.E.E.I. (Simulation des convertisseurs statiques par réseaux de Pétri).

Le théorème d'Ampère nous donne:

$$\Phi = \frac{N_1}{\mathcal{R}} I_1 - \frac{N_2}{\mathcal{R}} I_2$$

En remplaçant dans les équations donnant V_1 et V_2 on obtient:

$$V_1 = \left(\frac{N_1^2}{\mathcal{R}} + l_1 \right) \frac{di_1}{dt} - \frac{N_1 N_2}{\mathcal{R}} \frac{di_2}{dt}$$

$$V_2 = - \left(\frac{N_2^2}{\mathcal{R}} + l_2 \right) \frac{di_2}{dt} + \frac{N_1 N_2}{\mathcal{R}} \frac{di_1}{dt}$$

Posons $L'_1 = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}}$ $L'_2 = \frac{N_2^2}{\mathcal{R}}$ $M = \frac{N_1 N_2}{\mathcal{R}}$ c-a-d $M = \sqrt{L'_1 L'_2}$

Il vient :

$$V_1 = (L'_1 + l_1) \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt}$$

$$V_2 = - (L'_2 + l_2) \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt}$$

Cela conduit au schéma équivalent de la figure 10.

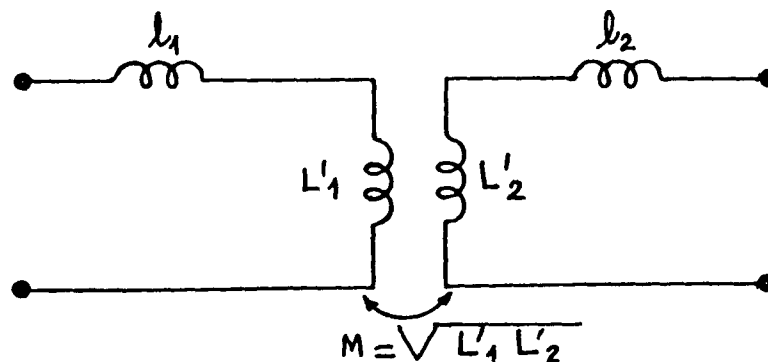


Figure 10 : schéma équivalent d'un transformateur non saturé

9 / TRANSFORMATEUR A ENROULEMENTS MULTIPLES

Nous avons jusqu'à présent envisagé uniquement le cas du transformateur à deux enroulements.

Pour un transformateur à plusieurs enroulements on examinera successivement les divers enroulements pris par rapport à un enroulement choisi comme référence.

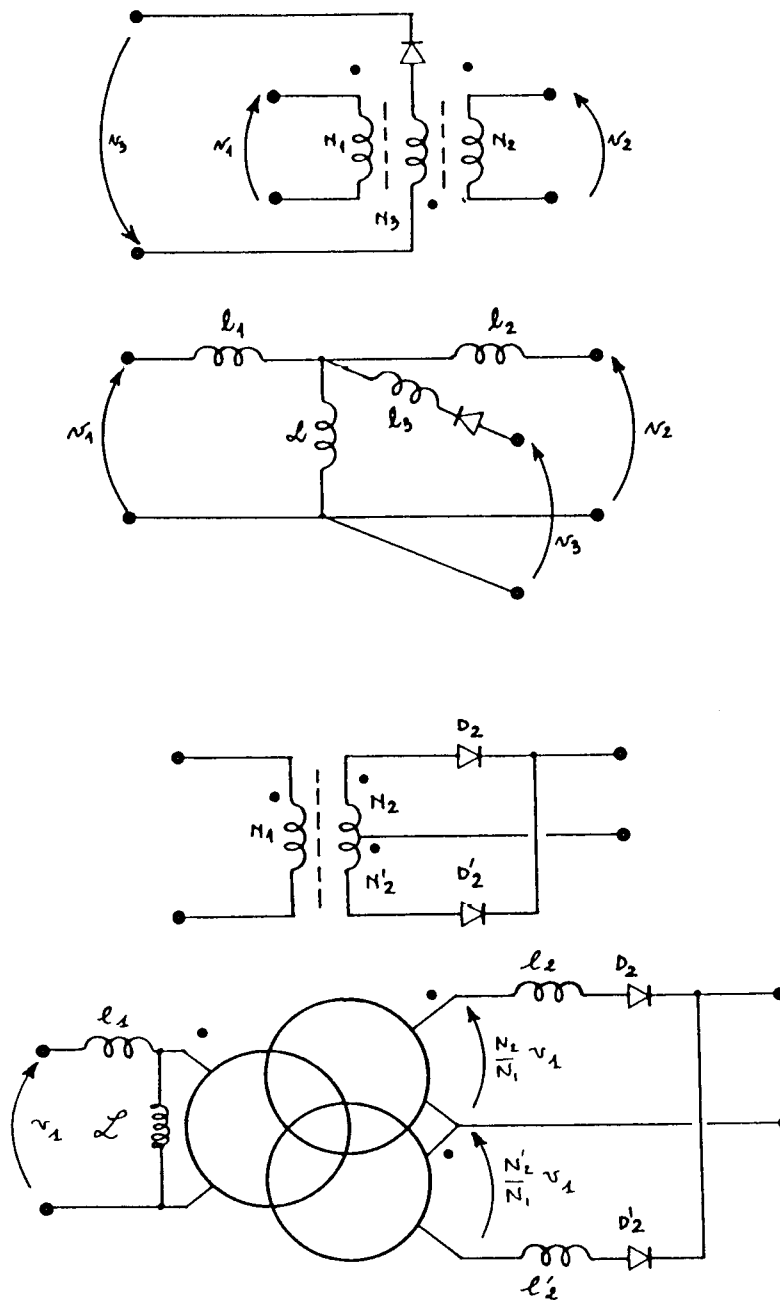


Figure 11 : Schémas équivalents d'un transformateur à 3 enroulements et d'un transformateur à point milieu au secondaire

On se souviendra que l'inductance magnétisante peut être représentée indifféremment au primaire, au secondaire, ou aux bornes de n'importe lequel des enroulements (en tenant compte des rapports de transformation) et que, selon la succession des séquences, on pourra passer d'une représentation à l'autre en écrivant que l'énergie magnétisante (ou les ampères-tours magnétisants) ne peut pas subir de discontinuité.

A titre d'illustration, nous donnons sur la figure 11 des schémas équivalents pour un transformateur à 3 enroulements (type Forward) et pour un redresseur utilisant un transformateur à point milieu au secondaire; dans ce dernier cas, à cause du point commun sur les cathodes, on est obligé

de conserver le symbole du transformateur idéal traduisant l'isolement.

10/ MODELISATION PRENANT EN COMPTE LES RESISTANCES ET LES CAPACITES REPARTIES DES ENROULEMENTS

10 - 1/ Résistances

Les résistances des enroulements, qui sont à l'origine des pertes "cuivre" par effet Joule peuvent être représentées par r_1 et r_2 (figure 12). Pour des fréquences de fonctionnement élevées et pour les fortes intensités, on aura intérêt à utiliser du fil divisé et isolé ("fil de Litz") à la place de conducteurs pleins pour minimiser l'effet de peau.

On peut d'autre part représenter les pertes "fer" dans le circuit magnétique (par hystérésis et courants de Foucault) par une résistance R_F en parallèle sur \mathcal{L} .

10 - 2/ Capacités réparties

Aux fréquences élevées ou sur des transitoires de tension, les capacités parasites du transformateur peuvent avoir un effet perturbateur.

Deux spires jointives d'un enroulement constituent une capacité. Il existe donc une certaine capacité globale coté primaire C_1 , et une autre côté secondaire C_2 .

De même, entre le bobinage primaire et le bobinage secondaire, existe une certaine capacité "mutuelle" C_m ; cette capacité introduit un couplage parasite entre entrée et sortie du transformateur. Elle peut être notablement réduite en disposant un écran électrostatique entre l'enroulement primaire et l'enroulement secondaire.

Ces diverses capacités n'étant pas localisées, il n'est pas possible de les représenter de façon rigoureuse sur les schémas équivalents. La figure 12 donne une représentation classique.

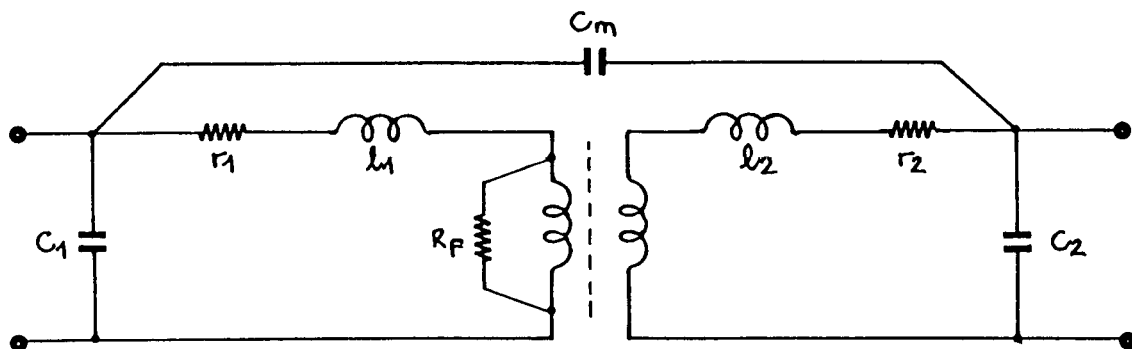


Figure 12: Schéma équivalent prenant en compte les résistances et les capacités réparties

Ces capacités peuvent être à l'origine de résonances, soit avec l'inductance magnétisante, soit

avec les inductances de fuite. On peut, selon la fréquence de fonctionnement, être amené à considérer l'entrée ou la sortie d'un transformateur plutôt comme une capacité (branche tension) que comme une inductance (branche courant).

Remarque

Selon le domaine de fréquence et les valeurs des différents paramètres du transformateur, ou selon le problème étudié, on pourra négliger l'influence de tel ou tel paramètre afin de simplifier le schéma équivalent.

A titre d'exemple, il est courant de négliger les capacités parasite aux basses fréquences, les résistances si on s'intéresse à autre chose que les pertes ou les chûtes de tension, l'inductance magnétisante aux fréquences élevées...

11 / REPONSE D'UN TRANSFORMATEUR A UN ECHELON DE TENSION

On applique au primaire d'un transformateur un échelon de tension d'amplitude E , le secondaire étant fermé sur une résistance R . Problème : donner l'allure du courant primaire, d'abord sans tenir compte de la saturation, ensuite en prenant en compte la courbe $B(H)$ du circuit magnétique.

11-1/ Transformateur non saturé

La résistance R ramenée au primaire est $= R/k^2$, qui vient en parallèle sur \mathcal{L} (figure 13). Tant que le circuit magnétique n'est pas saturé, \mathcal{L} est constant et l'on a :

$$di_m / dt = E / \mathcal{L} = \text{Cte}$$

Le courant magnétisant i_m croît linéairement.

Dans la résistance r le courant présente l'allure d'un échelon de valeur E/r .

On en déduit la forme de $i_1 = i_m + i_r$

11-2/ Transformateur saturé

Le courant i_m croissant continuellement, on atteint la saturation au bout d'un temps $t = \tau$. Ce temps est d'autant plus court que E est élevé. A partir de cet instant la valeur de \mathcal{L} n'est plus constante.

Par contre le flux ϕ est imposé par la tension primaire et on a :

$$N_1 d\phi / dt = E \quad \text{c-a-d} \quad \phi = Et / N_1$$

Le flux continue à croître linéairement même en présence de saturation.

Connaissant les dimensions géométriques du circuit magnétique, on peut déduire de la courbe $B(H)$ du matériau la courbe $\phi(i_m)$. On peut alors construire graphiquement (figure 14) l'allure de i_m en fonction du temps, à partir des courbes $\phi(i_m)$ et $\phi(t)$

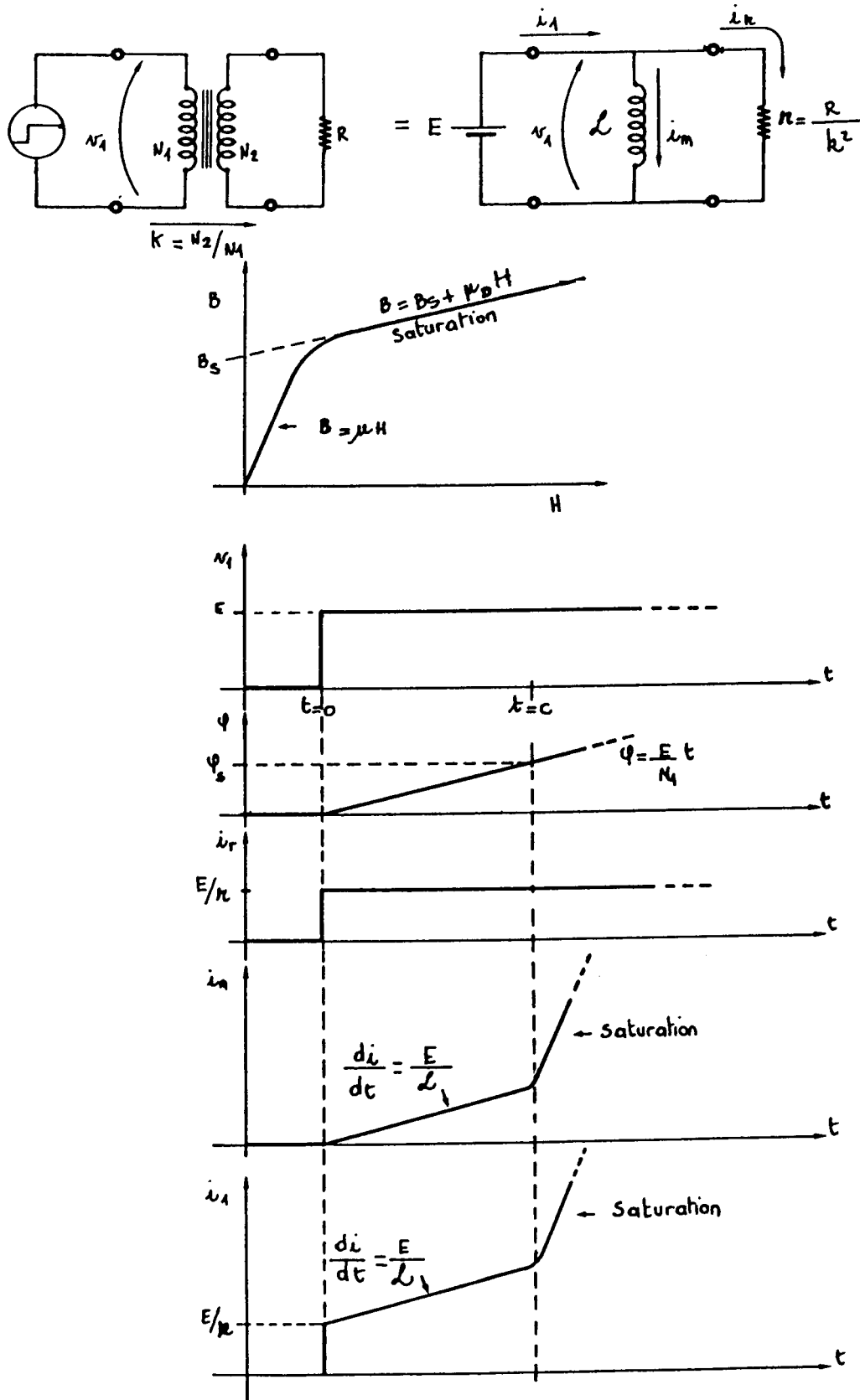


Figure 13 : Réponse d'un transformateur à un échelon de tension

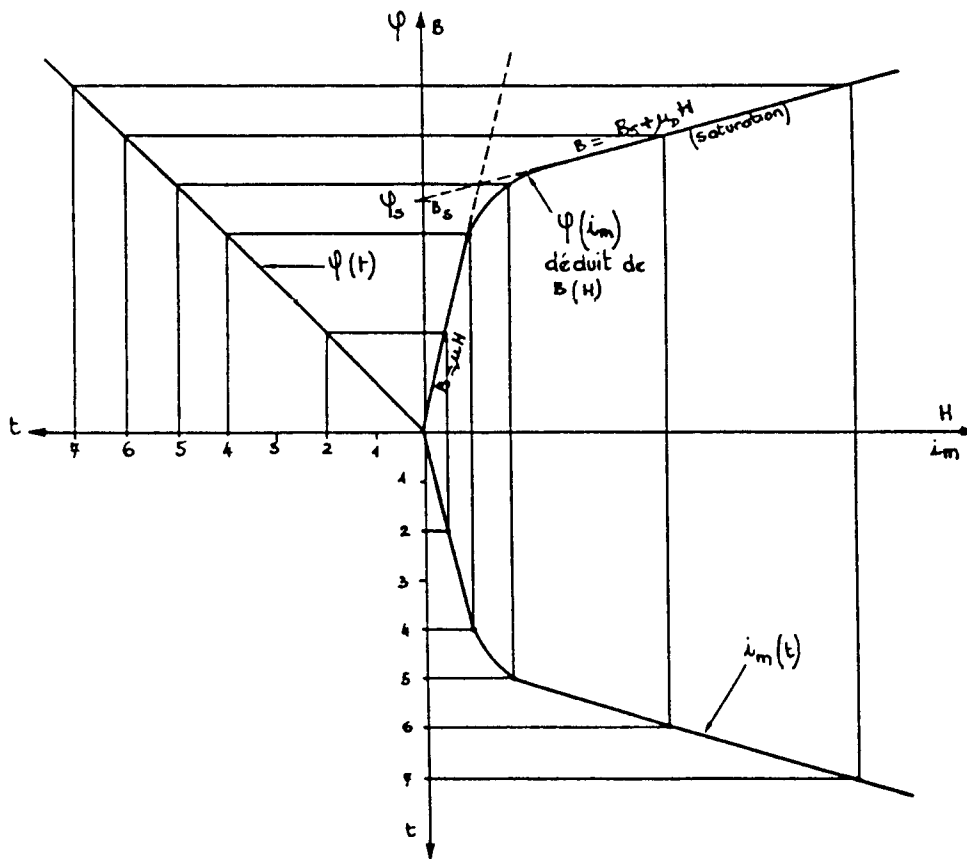


Figure 14 : Courant magnétisant dans un transformateur saturé

Remarques :

1/ En assimilant la courbe $B(H)$ à deux portions de droite, on peut écrire :

- avant saturation : $B = \mu H$ avec $\mu = B / H$

- après saturation : $B = B_s + \mu_d H$ avec $\mu_d = \Delta B / \Delta H \ll \mu$

Il en résulte qu'une fois passé le coude de saturation, i_m croît à nouveau linéairement en fonction du temps. On peut introduire une valeur de l'inductance magnétisante *saturée* \mathcal{L}_s telle que

$$E = \mathcal{L}_s di_m / dt$$

La valeur de \mathcal{L}_s , très inférieure à celle de \mathcal{L} obéit à la relation :

$$\phi = \phi_s + \mathcal{L}_s i_m \quad \text{soit} \quad \mathcal{L}_s = \Delta \phi / \Delta i_m \quad (\text{au lieu de } \phi = \mathcal{L} i_m)$$

2/ Le courant au secondaire est un échelon d'amplitude $I = k E / R$. On aurait donc obtenu le même résultat avec le secondaire fermé sur une source de courant.

3/ L'application d'un échelon de tension sur un transformateur viole la règle N°1 puisque la valeur moyenne n'est pas nulle. Ce fonctionnement ne peut donc avoir lieu que sur une durée limitée, sachant