

CHAPITRE I

FIL CONDUCTEUR

Avant d'entrer dans le vif du sujet, il est utile de préciser la ligne directrice de cet ouvrage. Il est toujours bon de savoir pourquoi les idées s'enchaînent d'une certaine façon, en quoi elles consistent, ce qui en découle, pour tirer le meilleur parti de leur développement. Nous proposons les idées-forces sous la forme d'un résumé qui reprend l'ordre des chapitres :

Du composant magnétique au convertisseur

Le transformateur et l'inductance sont des systèmes électromagnétiques. Nous avons volontairement retenu peu de lois et de définitions de l'électromagnétisme pour les décrire, parmi les plus simples à comprendre et à exploiter. Partant de ces modèles, il est facile de justifier l'intérêt des composants magnétiques en électronique de puissance : l'inductance est indispensable dans un convertisseur ; le transformateur apporte l'isolement galvanique et permet d'optimiser le dimensionnement global d'un convertisseur.

Les circuits magnétiques sont utilisés pour canaliser des flux magnétiques mais les matériaux magnétiques à notre disposition sont imparfaits. Contrairement à l'évidence, une médiocre perméabilité vis-à-vis du flux magnétique est rarement source de problème en électronique de puissance. Dans bien des convertisseurs, il est même indispensable d'abaisser la perméabilité (en pratiquant des entrefers ou en utilisant des matériaux adaptés). Par contre, la saturation d'un matériau magnétique est une imperfection qui peut mener à la destruction des transistors par surintensité. De même, les pertes énergétiques provoquent un échauffement qui peut s'avérer excessif. La saturation et les pertes sont deux paramètres-clefs du dimensionnement.

Les fabricants de circuits magnétiques font donc porter l'essentiel de leurs efforts sur l'optimisation de l'induction à saturation et sur la minimisation des pertes. La caractérisation des circuits commercialisés, notamment en termes de pertes, est assez imprécise. Il est pertinent de spécifier les pertes par unité de volume mais il est dommage de ne pas tenir compte de paramètres tels que la forme d'onde ou l'induction moyenne.

Matériaux magnétiques dédiés à l'électronique de puissance

Nous proposons une méthode de classification des matériaux magnétiques. Elle est basée sur un paramètre défini comme le produit de la fréquence d'utilisation et de l'amplitude d'induction admissible à cette fréquence. Ce « *facteur de mérite* » tient compte des limites de tout matériau en regard du risque de saturation et des pertes volumiques. Un facteur élevé mène à une réalisation compacte. Évalué en fonction de la fréquence pour chaque matériau commercialisé (*figure 1.1*), il permet de sélectionner le plus à même de remplir une fonction donnée. L'ensemble des matériaux permet de couvrir une large gamme de fréquence.

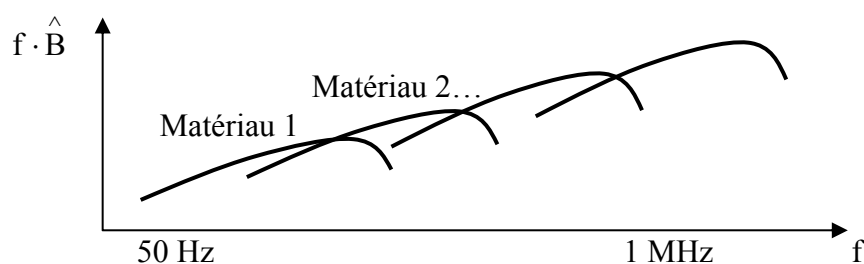


Figure 1.1 : Le facteur de mérite des matériaux selon la fréquence

Les matériaux retenus pour l'électronique de puissance sont très divers pour répondre à une large gamme d'applications : fer-silicium, fer-nickel, amorphes à base de fer ou de cobalt, nanocristallins, ferrites, fer-carbonyle... Outre la plage optimale de fréquence, d'autres caractéristiques font la différence et sont exploitées : la forte perméabilité pour le filtrage de mode commun, la faible perméabilité pour le filtrage de mode différentiel ou la résonance, la non-linéarité pour les inductances réglables, les spike-killers, la post-régulation magnétique...

Dimensionnement des transformateurs

Le dimensionnement d'un transformateur ne peut pas ignorer le convertisseur. C'est pourquoi ***nous proposons d'abord une classification des convertisseurs en grandes familles***. Il s'agit seulement des convertisseurs de type continu-continu car ce sont eux qui imposent le plus de contraintes au transformateur (lequel est de type alternatif-alternatif !).

Il est démontré que tous les convertisseurs reposent sur un principe unique basé sur le transfert d'énergie entre un condensateur et une inductance au moyen d'un transistor et d'une diode de roue libre. Tout convertisseur, y compris le classique « hacheur » utilise donc au moins ces quatre composants. Dans les grandes lignes, les six structures fondamentales de la conversion continu-continu, sans transformateur, diffèrent les unes des autres simplement par la position de la source d'énergie et celle de la charge par rapport aux quatre composants. C'est ainsi que les fonctions assurées par ces convertisseurs, leurs caractéristiques et leurs applications sont différentes. Il s'agit de l'abaisseur (ou buck), l'élévateur (ou boost), l'inverseur (ou buck-boost), la structure de Ćuk, le sepic et le zeta.

Il est possible d'insérer un transformateur dans chacune des six topologies, quelque part entre la source d'énergie et la charge. Cela mène à six familles de convertisseurs, chacune d'elles comportant un ou plusieurs membres : il est évident d'introduire un transformateur dans l'inverseur et les Ćuk, sepic zeta, ce qui se traduit par un schéma unique par famille ; il est impossible de pratiquer cette opération dans un abaisseur ou un élévateur sans les aménager, ce qui conduit à de nombreuses variantes, plus ou moins complexes et performantes.

Le domaine de la conversion étant cerné, ***nous proposons une comparaison des convertisseurs selon la masse du transformateur***. Cette comparaison s'appuie sur une application typique des convertisseurs qui consiste à réguler la tension de sortie sur une certaine gamme de puissance et pour une plage donnée de tension à l'entrée. Nous définissons pour cela un « ***facteur de dimensionnement*** » prenant en compte l'amplitude de l'induction dans le circuit magnétique et les courants efficaces dans les enroulements. Ce facteur reflète la masse du transformateur. Il est calculable pour tout convertisseur selon l'utilisation qui en est faite, notamment selon le choix du rapport cyclique τ imposé aux transistors (*figure 1.2*).

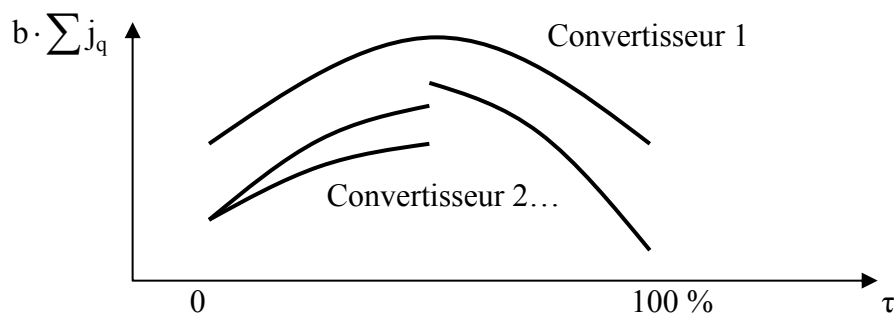


Figure 1.2 : Le facteur de dimensionnement en fonction du rapport cyclique choisi

Le rapport de transformation dépend du rapport cyclique choisi. Dans le cadre d'une application donnée, pour tous les convertisseurs envisageables, un faible rapport cyclique implique un rapport de transformation élevé et inversement. C'est ainsi qu'intervient le rapport de transformation dans le dimensionnement d'un convertisseur. Il s'agit d'un paramètre important dont la valeur est fixée par un choix.

Pour tout convertisseur, il existe un rapport de transformation optimal qui permet de minimiser le facteur de dimensionnement, donc de minimiser les dimensions et la masse du transformateur. Cependant, ce rapport peut entraîner des contraintes très fortes pour les autres composants, en particulier pour les transistors et les diodes. C'est pourquoi il est impossible d'ignorer le convertisseur dans le dimensionnement du transformateur. Le choix du rapport de transformation menant à un bon compromis ne peut être trouvé que par un dimensionnement global. *Nous proposons une comparaison des convertisseurs selon le compromis réalisable entre la masse du transformateur et le dimensionnement des semiconducteurs.* Chaque point de chaque courbe de la *figure 1.3* correspond à un rapport de transformation donné.

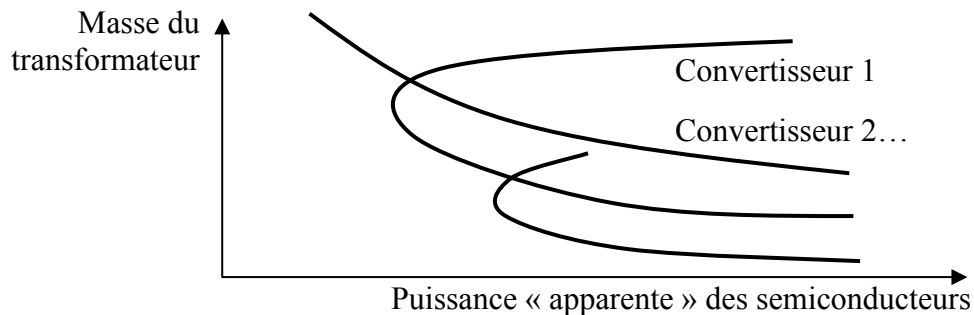


Figure 1.3 : Quelques résultats d'un dimensionnement global

Le facteur de dimensionnement dépend de la plage de tension à l'entrée du convertisseur. La masse du transformateur et le calibre des semiconducteurs sont à augmenter de manière significative lorsque la tension d'entrée est appelée à varier dans de plus grandes proportions.

L'expression analytique sur laquelle s'appuie la comparaison des convertisseurs fait intervenir plusieurs éléments : les dimensions du circuit magnétique, le facteur de mérite du matériau magnétique, le facteur de mérite du bobinage, le facteur de dimensionnement du convertisseur, la puissance du convertisseur. Cette expression est donc utilisable pour le dimensionnement du transformateur. Pour cela, il est quand même nécessaire de choisir l'amplitude de l'induction et la densité de courant qui fixent les deux facteurs de mérite. Or les deux paramètres fixent également les pertes dans le circuit magnétique et le bobinage. Ils sont limités par l'échauffement admissible. *Nous proposons une modélisation thermique des transformateurs et des inductances* pour faire le lien entre les pertes et les échauffements du circuit et du bobinage. Le modèle est empirique ; il est simple à utiliser.

Partant des expressions analytiques et du modèle thermique, *nous proposons différents protocoles permettant de déterminer complètement un transformateur à partir des échauffements visés pour le circuit magnétique et le bobinage* : dimensions, nombres de spires, sections des conducteurs, induction, densité de courant et pertes volumiques correspondantes. Certaines tendances lourdes peuvent ainsi être mises en évidence à travers un exemple d'application : le volume global est presque proportionnel à la puissance nominale ; il ne sert à rien d'augmenter beaucoup la fréquence pour réduire le volume ; les pertes volumiques admissibles décroissent rapidement avec les dimensions.

Bobinage des transformateurs et des inductances

La méthode de dimensionnement proposée suppose une répartition uniforme du courant dans les conducteurs. Le type de bobinage doit être choisi pour qu'il en soit à peu près ainsi malgré « l'effet de proximité ». Ce n'est pas toujours possible et il faut alors savoir en tenir compte dans la détermination des pertes par un facteur correctif. L'effet de proximité peut aller jusqu'à faire apparaître des courants de sens opposés dans un même conducteur. ***Nous proposons un raisonnement qualitatif simple pour accompagner une modélisation théorique des pertes dues à l'effet de proximité*** car il est important de mettre en évidence les principes physiques qui entrent en jeu pour en déduire certaines règles de bobinage. Il paraît ainsi évident que l'induction locale dans les conducteurs joue un rôle déterminant. Elle doit être minimisée par tous les moyens : en réduisant le nombre de spires superposées, en imbriquant les enroulements primaire et secondaire des transformateurs...

Nous proposons l'évaluation et la comparaison des pertes dans différentes structures de transformateurs : les pertes sont calculables à partir du profil de l'induction dans le bobinage, lequel profil peut être facilement tracé. En exploitant ce profil, le principe du transformateur planar paraît évident. ***Nous proposons un bobinage planar particulier conçu à Supélec.***

Modélisation électrique des transformateurs

Un circuit magnétique sert à canaliser un flux magnétique. Toutefois, une partie du flux s'en échappe toujours. D'autres flux n'empruntent même pas le circuit. Ces « fuites » se situent autour et à l'intérieur des conducteurs car elles sont provoquées par les courants électriques. Elles sont modélisables par des inductances dans divers schémas équivalents.

Les inductances de fuite conduisent notamment à des surtensions locales, une chute de tension en sortie et des pertes dans la plupart des convertisseurs. Il est important de les prévoir. ***Nous proposons l'évaluation et la comparaison des inductances de fuite pour différentes structures de transformateurs*** à partir du profil de l'induction. Une conclusion s'impose : tout moyen qui vise à réduire les fuites permet aussi de réduire les pertes dans le bobinage.

Plutôt que de minimiser les inductances de fuite, il est parfois préférable de les mettre à profit. C'est une autre logique. Elles peuvent notamment servir à assurer des commutations douces aux transistors des convertisseurs à résonance. ***Nous proposons un dimensionnement adapté des transformateurs pour y intégrer jusqu'à trois inductances de résonance.***

Dimensionnement des inductances

Les inductances ciblées sont celles qui participent aux fonctions de filtrage et aux circuits résonnants. Dans les filtres, certaines inductances sont en « première ligne », face au découpage ; d'autres font partie des « lignes arrière ». Il va sans dire que les inductances en première ligne, plus sollicitées que les autres, sont les plus volumineuses, les plus lourdes, les plus coûteuses. Il existe une relation entre leur encombrement et la topologie du convertisseur. ***Nous proposons une comparaison des convertisseurs selon la masse des inductances en première ligne et une autre selon la masse totale comprenant celle du transformateur.***

Une inductance se réalise à partir d'un tore à faible perméabilité ou d'un circuit à entrefer. Dans les deux cas, quelle que soit la fonction de filtrage ou de résonance, ***nous proposons des protocoles de dimensionnement des inductances à partir des échauffements visés.***

CHAPITRE II

DU COMPOSANT MAGNÉTIQUE AU CONVERTISSEUR

Les composants magnétiques de l'électronique de puissance sont les inductances et les transformateurs nécessaires à la réalisation de convertisseurs.

Un composant magnétique met en œuvre un « circuit magnétique », ou « noyau magnétique », et un « bobinage » (un ou plusieurs enroulements autour du circuit magnétique). La vocation première du noyau est de canaliser le « flux magnétique » tout en servant de support au bobinage. Seul, le noyau est commercialisé sous différentes formes et en divers matériaux.

En restant dans le cadre de l'électronique de puissance, l'objet de ce chapitre est de rappeler les quelques lois utiles pour décrire le fonctionnement d'un composant magnétique, en déduire l'intérêt d'une inductance et celui d'un transformateur au sein d'un convertisseur et recenser les principales règles à respecter dans le dimensionnement d'ensemble : le noyau magnétique, le bobinage associé et le convertisseur qui les utilise.

1. Quelques définitions et modèles théoriques

La *figure 2.1* représente un composant magnétique constitué d'un noyau en forme de tore et d'un enroulement régulièrement réparti à la surface du noyau. La symétrie de révolution liée à la forme torique et à la régularité du bobinage a été choisie afin de présenter le plus simplement possible les quelques relations fondamentales de l'électromagnétisme utiles pour la conception en électronique de puissance. Les fabricants de circuits magnétiques s'appuient sur ces mêmes relations fondamentales pour caractériser des noyaux aux formes plus complexes. Il s'agit alors d'une simplification, laquelle est intéressante pour concevoir simultanément un convertisseur et ses composants magnétiques.

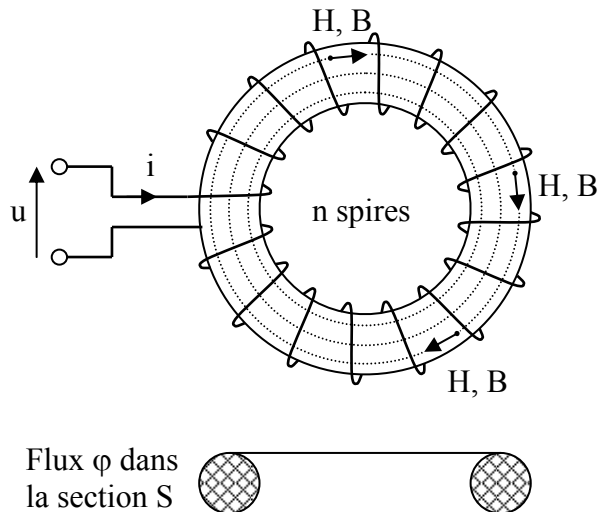


Figure 2.1 : Noyau magnétique torique et son bobinage

L'enroulement de la *figure 2.1* forme un dipôle. Une **tension** u est appliquée aux bornes de ce dipôle. Cela provoque évidemment un **courant** i dans le dipôle. À partir de là, le matériau magnétique va réagir à cette sollicitation extérieure selon les modèles et les lois de l'électromagnétisme. Ces modèles et ces lois s'appuient sur certaines grandeurs dont nous rappelons brièvement les définitions :

• **La force magnétomotrice** est souvent notée ε et s'exprime en ampères (A). De manière générale, c'est la somme algébrique des « ampères x tours » se refermant autour d'un circuit magnétique dans un sens donné :

$$\varepsilon = \sum n \cdot i$$

Dans le cas particulier de la *figure 2.1*, avec un seul enroulement, l'expression devient :

$$\varepsilon = n \cdot i$$

• **Le champ magnétique** est souvent noté H et s'exprime en ampères par mètre (A/m), parfois en œersteds ($1 \text{ Oe} = 250/\pi \text{ A/m}$). Le champ est imposé en tout point du circuit magnétique par la force magnétomotrice appliquée. Dans une structure globale possédant un axe de symétrie (noyau et bobinage) comme celle de la *figure 2.1*, le champ s'oriente selon des lignes circulaires (tracées en pointillés) dans un sens qui dépend de celui du courant autour du circuit magnétique. Les conventions de signe sont celles de la *figure 2.1*. Il s'agit des « lignes de champ » ou « lignes d'induction ».

De manière générale, le champ magnétique est calculable le long d'une ligne d'induction C (fermée) à partir de la loi d'Ampère :

$$\varepsilon = \int_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l}$$

Dans le cas particulier de la *figure 2.1*, par raison de symétrie, le champ H est évidemment le même en tout point d'une ligne donnée de longueur l :

$$\varepsilon = H \cdot l$$

Les lignes de champ n'ont pas toutes la même longueur. Le champ est donc plus intense vers le centre du tore qu'il ne l'est à la périphérie. Il est plus difficile à évaluer dans un circuit de forme plus complexe. Les fabricants définissent la **longueur effective**, notée l_E , qui n'a d'autre intérêt que de simplifier le calcul d'un « bon ordre de grandeur » du champ :

$$\varepsilon = H \cdot l_E$$

Il s'agit là d'une vision macroscopique du circuit magnétique, le champ H étant considéré de manière « globale ». L'indice E dans la relation précédente est habituellement omis. Il est plus courant d'écrire :

$$H \cdot l = \sum n \cdot i = \varepsilon$$

• **L'induction magnétique** est souvent notée B et s'exprime en teslas (T), parfois en gauss ($10000 \text{ G} = 1 \text{ T}$). Une parcelle de matériau magnétique soumise à un champ H est le siège d'une induction dépendant des caractéristiques du matériau. L'induction est orientée comme le champ magnétique. Une approximation grossière (nous y reviendrons largement) consiste à admettre une relation de proportionnalité entre le champ et l'induction :

$$B = \mu \cdot H$$

• **La perméabilité** du matériau magnétique est le coefficient de proportionnalité dans la relation précédente, entre l'induction B et le champ H . Il est souvent noté μ . Les fabricants spécifient la perméabilité relative, notée μ_r :

$$\mu = \mu_r \cdot \mu_0 \text{ avec } \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} = \text{perméabilité « absolue » ou « du vide »}$$

Pour beaucoup de matériaux dédiés à l'électronique de puissance, la perméabilité relative est de quelques milliers. Nous reviendrons sur des exceptions remarquables : quelques unités et quelques centaines de milliers.

• **Le flux magnétique** est souvent noté φ et s'exprime en webers (Wb). Le flux s'établit dans le circuit magnétique, orienté par le champ magnétique. Il est calculable à partir de l'induction B si celle-ci est connue en tout point d'une section S du circuit :

$$\varphi = \int_S B \cdot ds$$

Or l'induction en un point donné dépend de la longueur de la ligne d'induction passant par ce point. Le calcul est encore moins évident pour des noyaux de formes plus complexes que celle du tore de la *figure 2.1* (longueur et section variables). Les fabricants définissent la **section effective**, notée A_E , qui n'a d'autre intérêt que de permettre le calcul d'un « bon ordre de grandeur » du flux connaissant l'induction « globale » (ou inversement) :

$$\varphi = B \cdot A_E$$

Il s'agit là encore d'une vision macroscopique du circuit magnétique, l'induction étant considérée de manière « globale ». Les notations précédentes sont peu usitées. Il est plus habituel d'écrire :

$$\varphi = B \cdot S$$

• **La réluctance** est souvent notée R . Cette notion n'est guère utilisée dans le cadre de l'électronique de puissance. Nous la citons car elle permet d'exprimer une relation de proportionnalité entre la force magnétomotrice imposée et le flux magnétique qui en résulte :

$$\varepsilon = H \cdot l = \frac{B \cdot l}{\mu} = \frac{\varphi \cdot l}{\mu \cdot S} = R \cdot \varphi \text{ avec } R = \frac{l}{\mu \cdot S}$$

• **La tension induite** est souvent notée e et s'exprime en volts (V). Elle est une conséquence du flux et des autres grandeurs électromagnétiques qui se manifestent à partir de l'application d'une tension u aux bornes d'un enroulement :

$$u \rightarrow i \rightarrow \varepsilon \rightarrow H \rightarrow B \rightarrow \varphi$$

Or la loi de Lenz peut s'énoncer ainsi : « *tout changement d'état d'un système électromagnétique provoque un phénomène dont les effets tendent à s'opposer à ce changement* ». En l'occurrence, une tension induite dans chacune des n spires vient s'opposer à la cause qui a donné naissance au flux φ . La tension induite e dans l'ensemble des n spires s'oppose donc à la tension appliquée u selon le schéma de la *figure 2.2*.

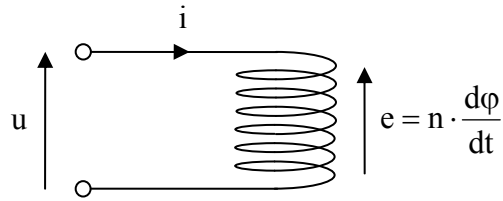


Figure 2.2 : Tension induite

Dans la suite de cet ouvrage, nous conserverons les conventions de signe de la *figure 2.2* : la tension e induite « s'oppose » au passage du courant i . La convention habituelle consiste à orienter $-e$ comme i : le signe $-$ est source d'erreurs ! Le schéma de la *figure 2.2* implique :

$$u = e = n \cdot \frac{d\phi}{dt}$$

Cette relation n'est qu'approchée, notamment à cause de la résistance de l'enroulement et des « fuites magnétiques » qui font l'objet des *chapitres 5 et 6*. Cependant, dans le domaine de l'électronique de puissance, la résistance se traduit par des pertes énergétiques et les fuites par des perturbations électromagnétiques de l'environnement. Ces imperfections doivent donc être minimisées par construction et sont ainsi négligeables en général. Nous proposerons des modes de réalisation adaptés aux *chapitres 5, 6 et 7*.

• L'**inductance** est souvent notée L et s'exprime en henrys (H). Dans le cas d'un enroulement unique, comme celui de la *figure 2.1*, elle peut s'exprimer à partir des relations déjà établies :

$$u = n \cdot \frac{d\phi}{dt} = n \cdot S \cdot \frac{dB}{dt} = n \cdot \mu \cdot S \cdot \frac{dH}{dt} = \frac{n^2 \cdot \mu \cdot S}{l} \cdot \frac{di}{dt} = L \cdot \frac{di}{dt} \quad \text{avec } L = \frac{n^2 \cdot \mu \cdot S}{l} = \frac{n^2}{R}$$

Les fabricants de circuits magnétiques ne spécifient pas l'inductance, laquelle dépend du nombre de spires qu'ils ne peuvent évidemment pas prévoir. Ils définissent donc l'inductance spécifique, notée A_L , qui correspond à l'inductance d'une spire unique autour d'un noyau donné. Ils peuvent chiffrer l'inductance spécifique car elle ne dépend que des paramètres géométriques et de la perméabilité du noyau :

$$A_L = \frac{\mu \cdot S}{l} = \frac{L}{n^2} = \frac{1}{R}$$

Analogies entre un circuit magnétique et un circuit électrique

Nous venons d'énoncer quelques lois et définitions à propos d'un circuit magnétique de forme simple. Elles constituent une modélisation mathématique minimale mais suffisante pour analyser le fonctionnement des convertisseurs en faisant intervenir des transformateurs et des inductances de formes diverses.

Toutes ces définitions ne sont pas très parlantes : qu'est-ce « réellement » qu'un champ magnétique, un flux magnétique... ? Un électronicien est évidemment plus accoutumé à manipuler des ampères que des webers. Les grandeurs relatives aux circuits purement électriques ne sont pourtant pas mieux **comprises**, au vrai sens de ce terme : qu'est-ce qu'un champ électrique, un courant... ?