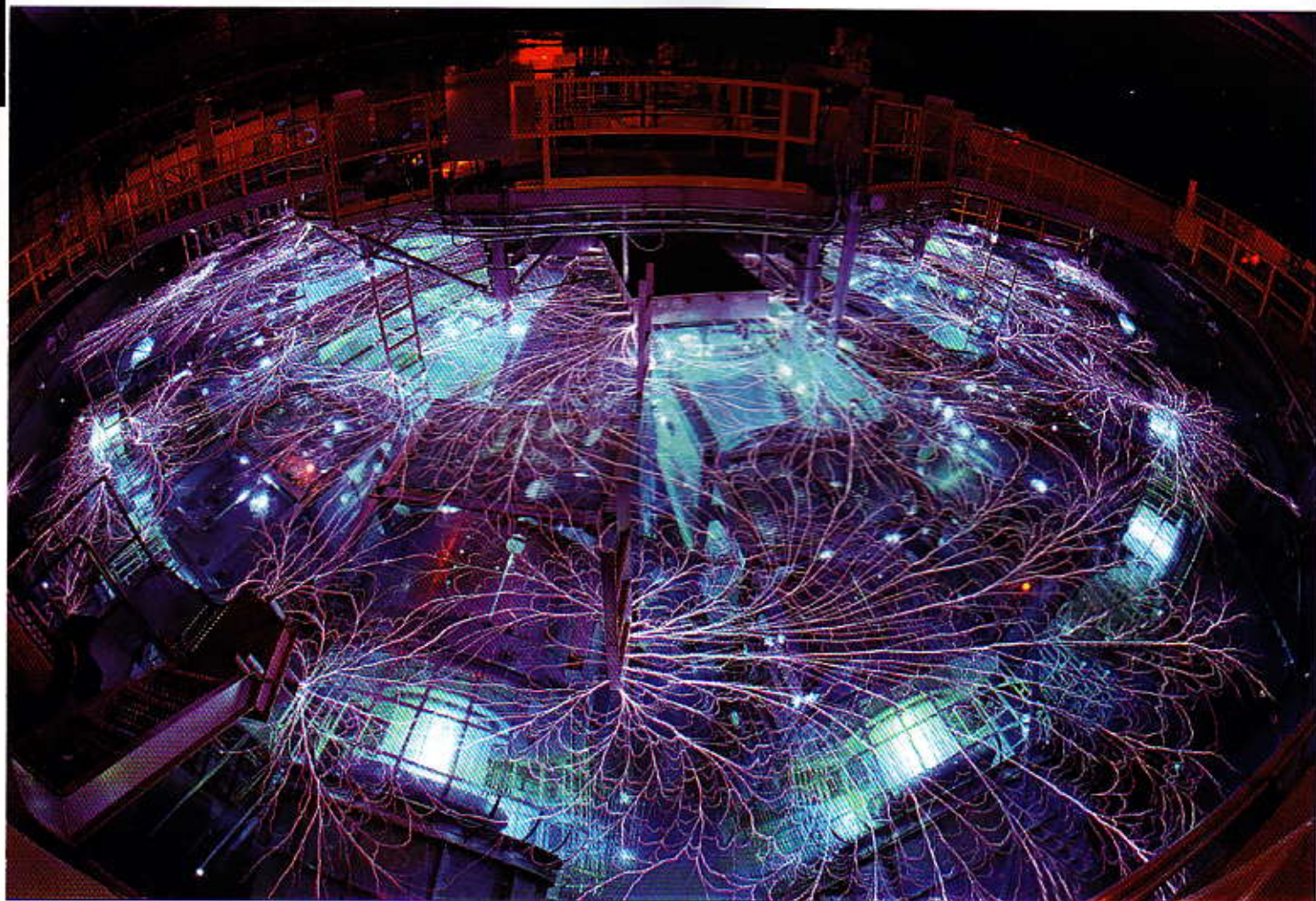


Transport d'énergie sans fil

Secrets de fabrication



Von Martin Ossmann

Le transport d'énergie sans fil est déjà présent dans de nombreuses applications. Celles-ci s'étendent de la brosse à dents électrique au « plein » d'automobiles électriques, sans oublier la technologie RFID. Il est aussi prévu d'alimenter sans fil les portables ou les ordinateurs portatifs par la surface de travail d'un bureau. Cette contribution explique « comment ça marche » et indique de quels phénomènes tenir compte. Loin de se borner à exposer les bases théoriques, cet article présente aussi des valeurs numériques tirées de la pratique.

La transmission d'informations fait de plus en plus appel au sans fil : radio, télévision, téléphone portable, WLAN et ZigBee prouve si besoin en était que la transmission sans fil est, techniquement, parfaitement mature. Lorsque l'on voit l'écheveau de câbles sous son bureau on rêve bien entendu aussi d'une alimentation sans fil. Cet article va nous montrer que ce rêve est encore loin de la réalité.

Longueurs d'onde

Parle-t-on de transport d'énergie sans fil ? On mentionne souvent dans le même temps les systèmes d'antennes émettant l'énergie. On n'est pas sans savoir que, pour fonctionner correctement, une antenne doit posséder des dimensions géométriques proches de la longueur d'onde utilisée. On sait aussi que les effets énergétiques du rayonnement peuvent être négligés pour autant que les appareils fabriqués soient petits par rapport aux longueurs d'onde engendrées. Il est donc utile de convertir en longueurs d'onde les fréquences de quelques kHz à quelques GHz utilisées dans le domaine technique (voir le **tableau 1**). Supposons que les « systèmes d'antennes » doivent mesurer moins de 1 m ; on voit que même dans la bande des 13,56 MHz (une fréquence ISM et RFID), les systèmes sont « petits par rapport à la longueur d'onde ». C'est exactement le genre de systèmes dont nous allons nous occuper de plus près..

Fréquence	Longueur d'onde
10 kHz	30 km
100 kHz	3 km
1 MHz	300 m
10 MHz	30 m
100 MHz	3 m
1 GHz	30 cm

Dans le cas de ce genre de systèmes tout se passe, pour parler le jargon de la théorie des antennes, dans le champ proche. Le champ proche est caractérisé par le fait que le déphasage entre le champ électrique et le champ magnétique (champ E et champ H) est proche de 90 degrés. En gros, la puissance réactive change d'emplacement, alors que le transport de puissance active est relativement faible.

On peut généralement décrire des systèmes « petits par rapport à la longueur d'onde » sans avoir à tenir compte de la propagation des ondes. Cela signifie essentiellement que l'interaction entre le champ électrique et le champ magnétique est faible. On peut donc normalement distinguer entre des systèmes capacitifs et inductifs. Le concept sur lequel repose un système capacitif est résumé dans l'**encadré 1**. Comme la permittivité de l'air (ou du vide) est très faible, il est relativement difficile de transporter de l'énergie par voie capacitive. La majorité des systèmes techniques fonctionnent donc par couplage inductif.

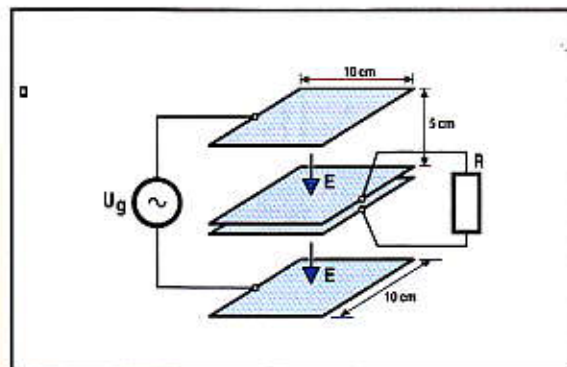
Couplage inductif

Comme nous l'avons mentionné, la propagation des ondes ne joue aucun rôle. Dans le cas des systèmes inductifs, il importe de bien comprendre ce qui se passe dans un transformateur. Nous allons donc y regarder de plus près. L'emploi d'un circuit électrique équivalent facilite les choses. Les différents circuits équivalents sont commentés dans

Encadré 1 :

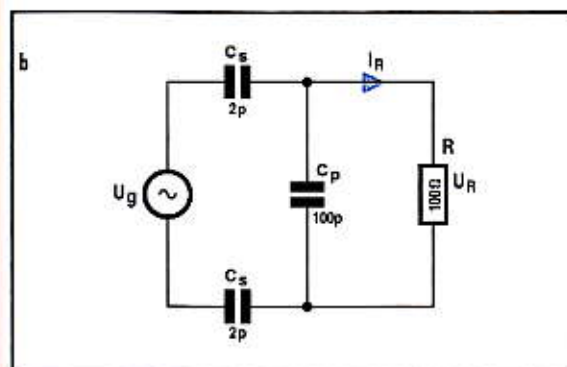
Transport d'énergie capacitif

Un système hypothétique de transfert capacitif d'énergie à 13,56 MHz dans un cube de grande taille pourrait ressembler à la **figure 1a** : Le fond et la plaque supérieure sont constitués par 2 surfaces métalliques. Elles constituent la « capacité émettrice » et sont reliées à la source de courant. Deux plaques distantes de 1 mm, formant condensateur, sont situées à mi-hauteur (distance de 5 cm par rapport au haut et au bas). Elles servent à capter l'énergie. Celle-ci est transmise à une résistance de $R = 100 \Omega$. La puissance transmise à cette résistance doit être de $P_1 = 1 \text{ W}$.



Réalisation d'un système capacitif.

On s'apercevra vite de la difficulté en considérant le circuit électrique équivalent (figure 1b) et en calculant les valeurs approchées des composants. On supposera que tous les condensateurs sont des condensateurs à plaques idéaux et on négligera les champs de fuite. Voici le circuit électrique équivalent :



Circuit équivalent du système capacitif.

La tension U_R aux bornes de la résistance vaut $U_R = \sqrt{P \cdot R} = 10 \text{ V}$. Le courant passant par la résistance est donné par $I_R = U_R/R = 0,1 \text{ A}$.

L'impédance du condensateur parallèle est d'environ 100Ω (à 13,56 MHz). Le courant passant par les (très petits) condensateurs série est donc d'environ $I_S = 0,14 \text{ A}$. Le problème est évident. La tension fournie par la source doit être assez élevée pour produire un courant de 140 mA dans les 2 condensateurs série de 2 pF chacun. La tension nécessaire atteint environ 1,4 kV à 13,56 MHz ! Tout cela pour transmettre une énergie de 1 watt.

Encadré 2 :

Circuits équivalents d'un transformateur

Un transformateur dont le primaire et le secondaire sont identiques (inductance à vide L) peut être décrit par le circuit équivalent de la figure A. Le couplage des transformateurs statiques ordinaires est normalement serré ($k = 1$). L'inductance de fuite L_s est donc faible par rapport à l'inductance principale L_m . Un ajustement du nombre de spires permet de limiter le courant magnétisant I_m , qui ne contribue pour ainsi dire pas au transfert d'énergie.

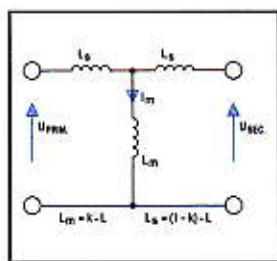


Figure A

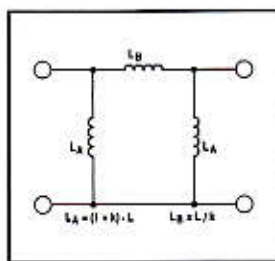


Figure B

Les systèmes de transport d'énergie sans fil se distinguent par leur faible facteur de couplage. L_m est donc petite par rapport à L_s . Le courant magnétisant constitue un courant dérivé « inutile » de valeur élevée. Le circuit équivalent en Π de la figure B est électriquement équivalent au circuit équivalent en T. Si le transformateur n'est pas symétrique, ces deux circuits équivalents doivent être complétés par un transformateur idéal comme reproduit dans la figure C. Celui-ci décrit essentiellement le rapport de transformation N dû aux nombres de spires différents.

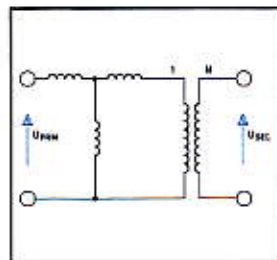


Figure C

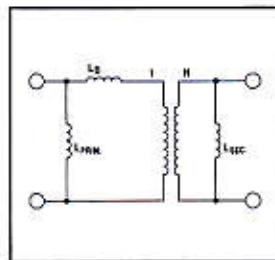


Figure D

L'inductance secondaire du circuit équivalent en Π peut être reportée au secondaire du transformateur idéal (en tenant compte de N !). On obtient alors le circuit équivalent de la figure D dont on peut interpréter physiquement les éléments sans trop de peine.

L'inductance L_{prim} est essentiellement l'inductance mesurée au primaire lorsque le secondaire se trouve à l'infini (pas de couplage). L_{sec} correspond à l'inductance du secondaire. L'inductance série L_s se manifeste quand on rapproche les enroulements l'un de l'autre. Elle décrit la possibilité de coupler les flux magnétiques. Elle est très élevée quand le couplage est lâche.

En pratique, cela complique le transfert d'un courant élevé par le transformateur mal couplé sans chute de tension importante. Le transformateur idéal tient compte des rapports qui sont fonction du nombre de tours.

Encadré 3 :

Facteur de couplage

Deux carcasses PS47x14,9 ont permis de réaliser 2 bobines comportant chacune 70 tours de fil tressé 30x0,1 mm (voir photo).



L'inductance vaut alors $L_1 = L_2 = 150 \mu H$. Le diamètre interne est d'environ 20 mm, le diamètre externe d'environ 32 mm et la hauteur de la bobine d'environ 9 mm. Le facteur de couplage k est déterminé par des mesures à vide du rapport de transformation de tension.

On obtient les valeurs suivantes du facteur de couplage en fonction de la distance :

Écart en mm	k
0	0,33
3	0,17
10	0,11
20	0,05
32	0,02
45	0,01

La figure 2d donne donc une idée relativement bonne des rapports dans un système à faible couplage inductif. On peut toutefois convertir ses paramètres en ceux d'un circuit équivalent en T.

Transformateurs

Premier exemple : représentons-nous 2 enroulements circulaires ayant un nombre identique de spires et se trouvant à une certaine distance l'un de l'autre. Ces enroulements sont couplés magnétiquement. Le comportement d'un transformateur de ce genre peut être décrit par un circuit équivalent. Il en existe plusieurs variantes. Nous ferons appel au circuit équivalent symétrique en Π et au circuit équivalent en T. Leur comportement est équivalent, mais l'un ou l'autre peut être plus compréhensible selon le contexte. Commençons par le circuit équivalent en T : La mesure de l'inductance à vide du primaire donne $L = L_s + L_m$. Cette grandeur est une valeur tangible pour le praticien. Il la désigne souvent par « inductance du transformateur ». Un point crucial des systèmes de transport d'énergie sans fil réside dans le fait que le primaire et le secondaire sont « mal couplés ». Le couplage est décrit par le facteur de couplage k . Il diminue avec l'écart entre les 2 enroulements. Le degré de couplage

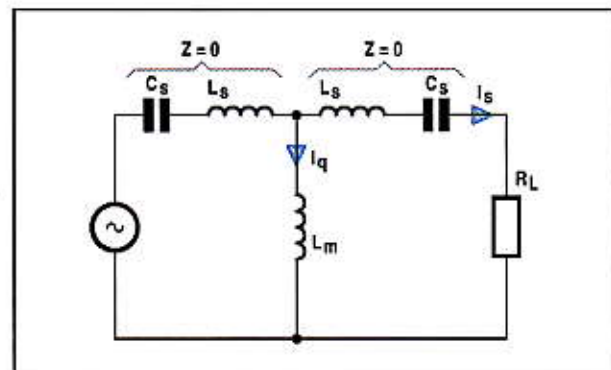


Figure 1. Compensation série.

a été mesuré 1x pour différentes valeurs de cet écart. L'encadré 2 contient les résultats. Dans notre cas (enroulements primaire et secondaire identiques), le facteur de couplage est en fait égal au rapport de transformation à vide de la tension, comme on peut le voir dans le circuit équivalent. Le facteur de couplage dans le transport d'énergie sans fil dépasse rarement 0,4. Les valeurs sont souvent beaucoup plus petites (comparer au tableau), alors que la valeur de couplage d'un transformateur classique dépasse souvent 0,95. La suite de l'article nous montrera quelles sont les conséquences de ce faible facteur de couplage.

Mode résonnant

Si le couplage est lâche, l'inductance de fuite dans le circuit équivalent en T est égale à $L_s \approx L$. Elle place une impédance série élevée sur le chemin du courant. On peut tenter de pallier cet inconvénient en compensant l'inductance série par des condensateurs supplémentaires C_s en série. Voir la figure 1a.

On obtient 2 circuits résonnants série qui, dans le cas idéal, annulent l'impédance série sans modifier la fréquence de résonance. L'inductance L_M , qui est aussi faible quand le couplage est lâche, pose encore un problème. Elle engendre en effet un courant dérivé I_q venant s'ajouter au courant désiré I_s . Dans les cas concrets, sa valeur peut atteindre un multiple du courant série désiré I_s . Les encadrés 4, 6 et 7 comportent des exemples numériques basés sur les de systèmes donnés en exemple.

Comme les circuits réalisés sont résonnants, le système ne peut fonctionner que dans une bande étroite de fréquence. C'est un désavantage. Les inductances et les condensateurs sont des composants de puissance. Il n'est pas facile (et même impossible en fonctionnement) de les accorder pour compenser par exemple la dérive due à l'élévation de la température.

Puissance réactive

L'idée de compenser les réactances (inductances/capacités) en passant à des circuits oscillants présente un désavantage majeur : une puissance réactive supplémentaire est échangée entre ces composants du système. Dans les systèmes réels de transport d'énergie sans contact, la puissance réactive dépasse souvent d'un multiple la puissance active transmise (Comparer à la remarque initiale champ proche/zone de rayonnement des antennes !). Cette puissance réactive provoque une forte augmentation des tensions et des courants. Cela ne serait pas grave si les composants étaient sans pertes. Mais nous ne nous servons pas de composants imaginaires. Les grandeurs indiquées dans l'encadré 4 pour l'alimentation sans fil d'une lampe halogène permettent de se faire une idée des ordres de grandeur impliqués.

On constate qu'il faut faire appel à des condensateurs haute tension. Il faut aussi que le facteur de qualité des condensateurs soit très élevé sous peine de voir leurs pertes dépasser la puissance active transportée. L'obtention d'un bon rendement est rendue très difficile par ces pertes dans les composants dues à la puissance réactive. Portons maintenant notre attention sur quelques mécanismes de pertes.

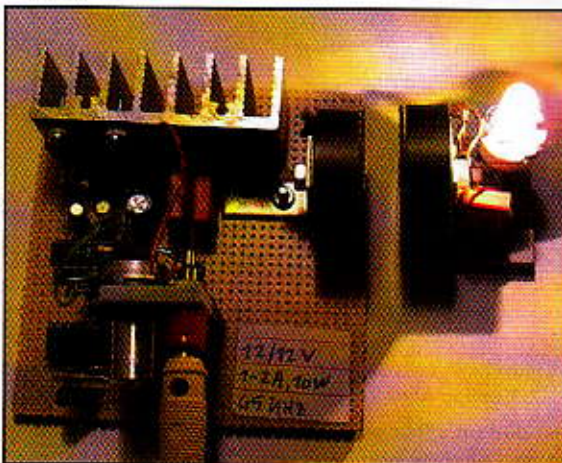
Mécanismes de pertes

Les pertes par courants de Foucault jouent souvent un rôle déterminant dans les enroulements du transport d'énergie sans fil. Il s'agit souvent de bobines à air ou possédant pour

Encadré 4 :

Alimentation 10 watts lampe halogène

Le système sur la photo permet d'alimenter une lampe halogène 12 V/10 W au travers d'un entrefer de 3 à 8 mm. Comme le montre le schéma de principe, un demi-pont de MOSFET alimente le premier circuit résonnant. Le primaire et le secondaire sont bobinés dans des demi-noyaux PM36. Le primaire comporte 26 spires en fil de Litz HF 60x0,1 mm. Son inductance est $L_{\text{prim}} = 60 \mu\text{H}$. Le condensateur du primaire est un MKP10 de 0,2 μF . Les transistors type BUZ10 ($R_{\text{DS(on)}} = 0,07 \Omega$) sont attaqués par un pilote IR2113. La tension d'alimentation continue est de 12 volts.



Système d'alimentation sans contact d'une lampe halogène 10 W.

Le secondaire comporte 55 spires. Son inductance est $L_{\text{sek}} = 270 \mu\text{H}$. Ce rapport de transformation permet d'alimenter confortablement la lampe 12 V à sa tension nominale. Le condensateur du secondaire est un MKP10 de 0,1 μF . La lampe halogène (12 V/10 W) est alimentée directement à la fréquence de fonctionnement d'environ 50 kHz.

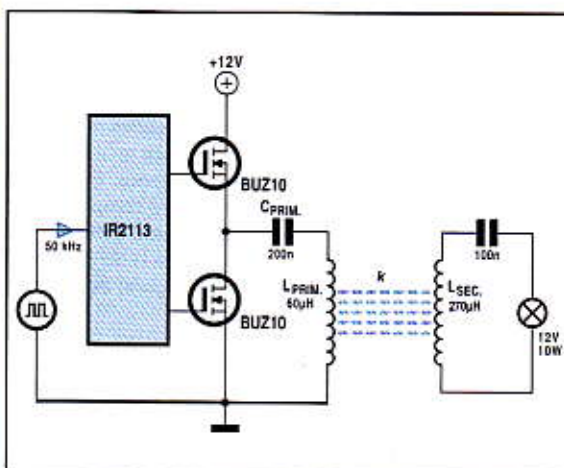


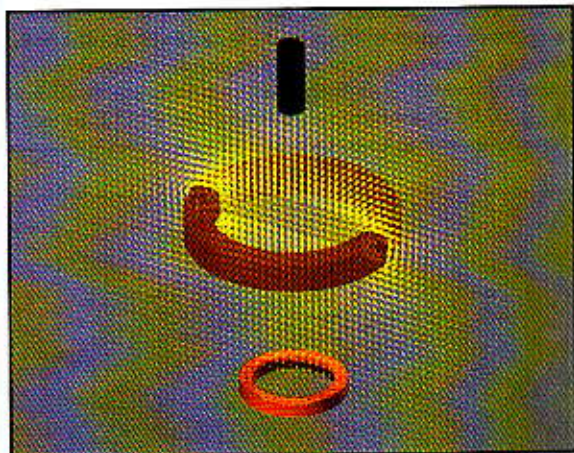
Schéma de principe du système de transport.

Le courant primaire efficace est d'environ 5 A en régime nominal. La puissance apparente primaire dans le condensateur pour $Z_C = 16 \Omega$ atteint donc $S = 12 \cdot Z_C = 400 \text{ VA}$! La puissance apparente dépasse déjà la puissance active de 40x – et ce pour une distance relativement courte !

Encadré 5 :

Simulation de champs

Il est souvent impossible de calculer analytiquement les champs dans les systèmes de transport d'énergie sans fil. Une simulation des champs s'avère souvent utile – tout au moins pour estimer leur comportement. La figure nous montre le résultat d'un calcul de simulation de ce genre.



Champ magnétique d'une bobine émettrice

L'anneau central parcouru par un courant représente la bobine émettrice. Il engendre un champ magnétique. Une barrette de ferrite est simulée au-dessus de cet « émetteur ». On remarque qu'il « aspire » le champ au voisinage direct, mais ne modifie pas fondamentalement celui de la bobine émettrice. Même un noyau de ferrite ne permet pas de modifier drastiquement le facteur de couplage « à grande distance ». Une fraction importante du flux magnétique engendré par l'émetteur ne peut simplement pas être envoyée au récepteur. Simulons maintenant un « anneau de court-circuit » au-dessus de la bobine émettrice. Celui-ci n'influence aussi le champ qu'à son voisinage direct. Les bobines à air fourniront donc des facteurs de couplage encore moins bons. Une grande partie du champ de la bobine émettrice n'est aucunement influencée par d'éventuels objets de réception. Dans ce cas, le champ magnétique se comporte comme celui de la bobine sans facteur de perturbation. L'énergie du champ ainsi mise en jeu n'apparaît dans l'ensemble du système que comme une puissance réactive supplémentaire à fournir. Comme cette puissance réactive est couplée au flux de courant, ce dernier cause des pertes supplémentaires dans toutes les résistances ohmiques. Les simulations de champs permettent souvent d'obtenir des valeurs assez fiables des inductances et des facteurs de couplage. Elles peuvent aussi fournir des prédictions sur les pertes dues aux courants de Foucault. Cela permet souvent d'estimer le rendement dès le stade initial de la conception. Pour que les informations obtenues soient fiables, il importe toutefois de tenir compte de toutes les pertes potentielles, une tâche souvent très difficile.

ainsi dire un « très grand entrefer ». Si on ne tient compte que de l'effet de peau classique (refoulement du courant dans un conducteur par son propre champ magnétique), les nombres obtenus sont loin d'atteindre l'augmentation réelle de résistance. Dans notre cas, l'enroulement lui-même « baigne » dans son propre champ global, qui est intense. De fortes pertes par courants de Foucault se manifestent alors

à des fréquences bien plus basses (désignées aussi souvent par « proximity losses », pertes par effet de proximité). Des exemples de courbes sont reproduits dans l'encadré 8. Des pertes par hystérésis dans les ferrites se manifestent aussi aux fréquences plus élevées. Il faut aussi tenir compte des pertes de commutation dans les transistors de l'« étage final d'émission ». La conception doit souvent faire l'objet

Encadré 6 :

Lecture à distance RFID basé sur MIFARE

Les cartes RFID basées sur la technologie MIFARE ont été présentées dans Elektor 09/2006. Ce sont des cartes de communication en champ proche. Le fabricant assure qu'il est impossible d'en extraire les données à grande distance. Effectuons quelques calculs approchés pour nous rendre compte de la difficulté. Utilisons comme émetteur une boucle circulaire monophasée ($N = 1$) de rayon $R = 1$ m. L'intensité H du champ magnétique en fonction de la distance z (voir figure) est donnée par la formule :

$$H = \frac{N I}{2} \frac{R^2}{(R^2 + z^2)^{3/2}}$$

Selon la norme ISO1443-2, ces RFID fonctionnent avec une intensité du champ comprise entre $H_{min} = 1,5$ A/m et $H_{max} = 7,5$ A/m.

Essayons d'atteindre une intensité du champ de $H = 1$ A/m. Le courant nécessaire calculé est égal à $I = 5,64$ A.

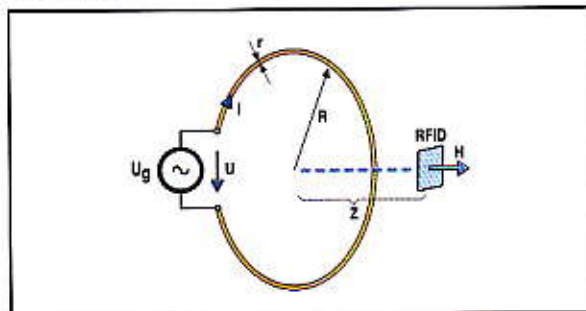
Il faut appliquer ce courant au cadre d'émission à une fréquence $f = 13,56$ MHz. Supposons que la spire unique est consti-

tuee par un fil de rayon $r = 1$ mm. L'inductance approximative de la boucle d'émission est donnée par

$$L \approx \mu_0 \left(\ln \frac{8R}{r} - 2 \right) \approx 8,8 \mu H$$

L'impédance de l'enroulement à $f = 13,56$ MHz est égale à $Z_L = 750 \Omega$. Il faut donc appliquer une tension $U = 750 \Omega \cdot 5,64$ A = 4,2 kV à la boucle. Ce n'est pas rien ! La puissance réactive oscillante est égale à $S = U \cdot I = 5,64 \cdot 4,2$ kVA = 24 kVA.

Cet exemple numérique montre qu'il n'est pas si simple d'activer les cartes RFID MIFARE à grande distance...



Encadré 7 :

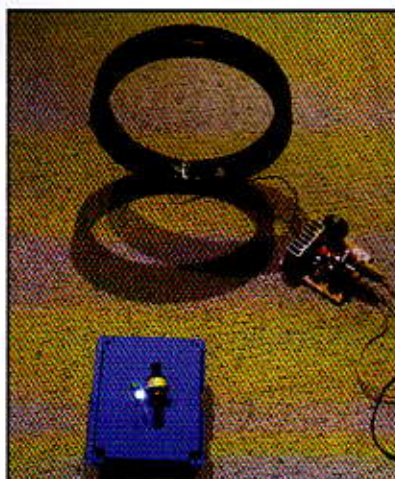
Télé-alimentation de DEL

Le système reproduit en photo permet d'alimenter une DEL blanche. La distance maximale à laquelle la DEL fournit encore un soupçon de lumière atteint quand même 1,3 m !

L'alimentation est fournie par le même demi-pont que le système halogène de l'encadré 4. L'enroulement émetteur (primaire) comporte 15 tours de fil de Litz 90x0,1 mm sur cadre de 22 cm de diamètre. L'inductance est de $L = 100 \mu\text{H}$, le condensateur de résonance vaut $C_{\text{prim}} = 0,1 \mu\text{F}$ (type MKP10). Fréquence de fonctionnement choisie : $f = 50 \text{ kHz}$. L'impédance de la bobine est $Z_L = Z_C = Z = 31,4 \Omega$. Un courant de 6 A_{eff} au primaire fournit une puissance apparente de $I^2 \cdot Z_0 = 1,2 \text{ kVA}$!

La résistance en courant continu de l'enroulement émetteur vaut $R = 0,25 \Omega$. Cela provoque des pertes de $P = 6 \text{ A}^2 \cdot 0,25 \Omega = 9 \text{ W}$ ou moins, bien qu'il ne s'agisse que de fournir quelques microwatts à une DEL. Les pertes de commutation atteignent au moins $36 \text{ A}^2 \cdot 0,07 \Omega = 2,5 \text{ W}$. La tension aux bornes du condensateur vaut $I_{\text{eff}} \cdot Z_0 = 200 \text{ V}$. L'enroulement récepteur se compose de 250 tours de fil de cuivre

émaillé de 0,2 mm de diamètre sur un bâtonnet de ferrite de 10 mm de diamètre et long de 60 mm. La fréquence de résonance est de 50 kHz avec une inductance $L = 4,6 \text{ mH}$ et un condensateur $C = 2,2 \text{ nF}$. La « charge » alimentée est une DEL blanche. La distance dans la photo est de 30 cm. La DEL brille de tous ses feux. Un écart maximum de 1,3 m « éteint » la DEL. Sans bâtonnet de ferrite, l'écart maximum est d'environ 20 cm avec $L = 680 \mu\text{H}$ et $C = 15 \text{ nF}$.



Alimentation d'une DEL éloignée de 30 cm.

d'un soin particulier pour minimiser l'ensemble des pertes. N'oublions pas les pertes diélectriques dans les matériaux isolants qui se manifestent lorsque la fréquence du système devient assez élevée.

Les courants de Foucault provoquent un échauffement. Ils sont induits dans toutes les pièces conductrices métalliques se trouvant à proximité. C'est le principe de la cuisson par induction. Avec tout autre système, il faut veiller à ce que les champs magnétiques n'endommagent pas d'autres appareils et ne causent surtout pas de dommages corporels. Le rendement effectivement atteint sera bien entendu affaibli par toutes ces sources de pertes. Il est souvent impossible de blinder un système à longue portée. Le champ efficace serait en effet trop fortement atténué.

Les condensateurs de résonance constituent un autre sujet important. Le courant qui les traverse est considérable. Il peut aussi engendrer des tensions élevées (plusieurs centaines de volts jusqu'à quelques kV). Il faut en général recourir à des modèles avec un très faible angle de perte (donc un facteur de qualité Q élevé). La puissance P_C dissipée dans un condensateur possédant un facteur de qualité Q_C en fonction d'une puissance apparente S_C est donnée approxi-

mativement par $P_C \approx S_C / Q_C$. Dans notre cas, le problème réside dans le fait que la puissance apparente S_C est souvent un multiple de la puissance active à transmettre. Donc, même avec de très bons condensateurs, la puissance dissipée peut apparaître dans les composants réactives avec une valeur proche de celle de la puissance active.

Résumé

On a présenté les différents mécanismes qui jouent un rôle dans les systèmes de transport sans fil réalisés sous forme de couplage inductif. Les véritables applications requièrent une estimation méticuleuse de toutes les influences. Ce n'est sans doute pas encore demain la veille que votre ordinateur bloc-notes se passera d'accus grâce au transport d'énergie sans fil...

(07/02/05-1)

Liens Internet :

- [1] <http://web.mit.edu/newsoffice/2007/wireless-0607.html>
- <http://en.wikipedia.org/wiki/WiTricity>
- <http://www.witricitynet.com/>

Encadré 8 :

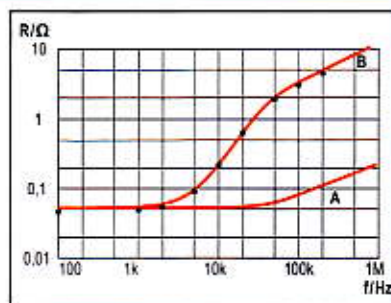
Effet de proximité

Les bobines des systèmes de transport d'énergie sans fil atteignent en général des valeurs assez élevées d'intensité du champ magnétique. Leurs enroulements en subissent les conséquences. Si on ne tient compte que de l'effet de peau classique (fil dans son propre champ magnétique), on obtient le comportement reproduit sous « A » dans le diagramme. La bobine semble être éminemment utilisable pour des fréquences sous 100 kHz.

La mesure de la résistance (résistance série équivalente) fournit les points représentés dans la figure. La courbe « B », dans laquelle on a tenu compte du champ total élevé (effet de proximité), reproduit le comportement réel. On constate déjà une augmentation notable de la résistance à 10 kHz par rapport à

la résistance en courant continu. Il serait préférable dans ce cas d'utiliser du fil de Litz. Il faut disposer de bons programmes de simulation de champs pour obtenir des prédictions fiables quant au type optimum de fil.

Cet exemple démontre qu'il ne faut jamais sous-estimer les pertes



Comportement résistif mesuré avec effet de peau (A) et effet de proximité (B).