

2.1 Introduction

La conception de systèmes électromagnétiques, pour l'électrotechnique est hautement sophistiquée et coûteuse. Les dimensions et les matériaux de chaque composant doivent être optimisés pour répondre au cahier des charges. Les méthodes classiques de construction de maquettes nécessitent bien souvent de la place, des moyens et beaucoup de temps, et les résultats expérimentaux sont trop incomplets ou trop bruités pour être exploités. La simulation informatique est un moyen particulièrement efficace qui permet de limiter les expériences et les constructions de prototypes. De plus, la modélisation numérique offre souvent la possibilité d'ouvrir les perspectives par traitement d'un plus grand nombre de paramètres ajustables ; lesquels peuvent indiquer les caractéristiques du dessin et les performances limites auxquelles on peut s'attendre.

Dans ce chapitre, une modélisation numérique basé sur la méthode des éléments finis de l'ensemble inducteur –réceptier sera réalisé, en montrant l'influence du nombre de spire de l'inducteur N sur les paramètres (L_1 , τ et k).

2.2 Description du dispositif

Il s'agit d'une plaque ferromagnétique [32] avec une perméabilité μ et une résistivité ρ , placée au-dessus d'un inducteur en forme spirale. Nous allons étudier dans cette partie la configuration inducteur-réceptier figure 2.1.

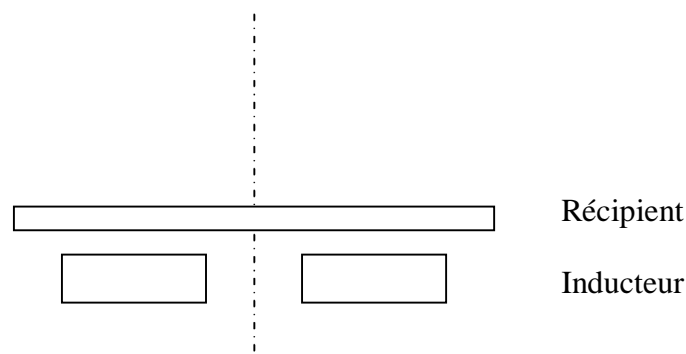


Fig.2.1 : Ensemble inducteur-réceptier.

2.3 Formulation

Tous les phénomènes électromagnétiques que l'on veut généralement étudier au sein des dispositifs électrotechniques classiques sont régis par les quatre équations aux dérivées partielles de MAXWELL et par les trois relations du milieu considéré [34].

► Equations de couplage magnétique :

$$\text{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.2)$$

En supposant que le courant de déplacement est négligeable : $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = 0$.

► Equations de conservation :

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (2.3)$$

$$\text{div} \vec{D} = \rho \quad (2.4)$$

► Equations de propriétés électromagnétiques des matériaux :

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} + \vec{B}_r \quad (2.5)$$

$$\vec{D} = \epsilon \cdot \vec{E} \quad (2.6)$$

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (2.7)$$

avec :

\vec{B} : Induction magnétique (T),

\vec{B}_r : Induction magnétique rémanente (T),

\vec{D} : Induction électrique (C/m²),

\vec{E} : Champ électrique (V/m),

\vec{H} : Champ magnétique (A /m),

\vec{J} : Densité de courant (A/m²),

t : Temps (s),

ϵ : Permittivité électrique absolue (F/m),

μ : Perméabilité magnétique absolue (H/m),

ρ : Densité de charge volumique (C/m³),

σ : Conductivité électrique ($\Omega^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$).

Ces équations décrivent globalement tous les phénomènes électromagnétiques, mais la prise en compte de toutes ces équations pour une résolution complète est très difficile. De plus, suivant les dispositifs étudiés, certains phénomènes deviennent négligeables [36], les équations se découplent alors en donnant naissance à des modèles plus simples. Il existe plusieurs modèles qui se traduisent par des équations de MAXWELL. Il s'agit des modèles électrostatiques, électrocinétiques, magnétostatiques, et magnétodynamiques. Nous nous sommes intéressés au problèmes magnétodynamique car notre source de courant varie en fonction du temps.

Un modèle simple d'emploi et suffisant pour l'étude globale du système électromagnétique est basé sur l'équation de la magnétodynamique.

Ce modèle s'applique aux dispositifs électrotechniques dans lesquels les sources de courant ou de tension varient en fonction du temps.

Le terme $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ n'est pas nul, les champs électriques et magnétiques sont couplés par la présence des courants induits (courants de FOUCAULT).

Pour représenter l'état électromagnétique en un point, nous devons alors recourir simultanément au potentiel vecteur magnétique \vec{A} et au potentiel scalaire électrique V [34].

Pour mener à bien cette étude, nous supposons que [10] :

- 1-La plaque présente une perméabilité et une conductivité constantes,
- 2-Les courants de déplacements sont négligeables,
- 3-Le courant qui circule dans l'inducteur est sinusoïdal,
- 4-Les pièces ne sont pas en mouvement,

De l'équation (2.2), si $J = 0$ on a : $\text{rot} \vec{H} = \vec{0}$

L'équation (2.3) permet de définir le potentiel vecteur \vec{A} telle que :

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} \quad (2.8)$$

Pour qu'elle soit totalement définie, il faut également fixer la valeur de la divergence, on ajoute alors la condition : $\text{div} \vec{A} = 0$ (Jauge de Colomb) [37].

La combinaison des équations (2.2) et (2.8), et en tenant compte de l'équation (2.5) on obtient :

$$\text{rot}\left(\frac{1}{\mu}(\text{rot}\ddot{\mathbf{A}})\right) = \ddot{\mathbf{J}}_{\text{total}} \quad (2.9)$$

De l'équation (2.1), on peut écrire :

$$\text{rot}\ddot{\mathbf{E}} = -\frac{\partial\ddot{\mathbf{B}}}{\partial t} \Rightarrow \text{rot}\left(\ddot{\mathbf{E}} + \frac{\partial\ddot{\mathbf{A}}}{\partial t}\right) = \ddot{\mathbf{0}} \quad (2.10)$$

$$\exists V/ \left(\ddot{\mathbf{E}} + \frac{\partial\ddot{\mathbf{A}}}{\partial t}\right) = -\text{grad}\ddot{V} \quad (2.11)$$

où V est le potentiel scalaire électrique.

Pour un repère fixe :

$$\left(\ddot{\mathbf{E}} + \frac{\partial\ddot{\mathbf{A}}}{\partial t}\right) = \ddot{\mathbf{E}}_0 \Rightarrow \ddot{\mathbf{E}} = \ddot{\mathbf{E}}_0 - \frac{\partial\ddot{\mathbf{A}}}{\partial t} \quad (2.12)$$

$$\text{On a : } \ddot{\mathbf{J}}_{\text{total}} = \ddot{\mathbf{J}}_{\text{ex}} + \mathbf{J}_F \quad (2.13)$$

$$\text{avec : } \text{rot}\ddot{\mathbf{H}} = \ddot{\mathbf{J}}_{\text{total}} = \sigma.\ddot{\mathbf{E}} = \sigma.\left(\ddot{\mathbf{E}}_0 - \frac{\partial\ddot{\mathbf{A}}}{\partial t}\right)$$

Nous obtenons alors l'équation suivante :

$$\text{rot}\left(\frac{1}{\mu}(\text{rot}\ddot{\mathbf{A}})\right) + \sigma \frac{\partial\ddot{\mathbf{A}}}{\partial t} = \ddot{\mathbf{J}}_{\text{ex}} \quad (2.14)$$

avec :

$$\ddot{\mathbf{J}}_{\text{ex}} : \text{Densité de courant d'excitation.}$$

L'équation (2.14) permet d'analyser les systèmes électromagnétiques. Le caractère dynamique du phénomène se traduit par la variation du potentiel vecteur par rapport au temps. Le potentiel vecteur magnétique $\ddot{\mathbf{A}}$ et la densité du courant \mathbf{J}_{ex} se réduisent à leurs seules composantes suivant oz [34] [35].

En coordonnées cylindriques nous aurons :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \cdot \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial z^2} + \sigma\mu \cdot \frac{\partial A}{\partial t} = \mu \cdot J_{\text{ex}} \quad (2.15)$$

Dans le bidimensionnel axisymétrique :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{\partial^2 A}{\partial z^2} + \sigma\mu \cdot \frac{\partial A}{\partial t} = \mu \cdot J_{\text{ex}} \quad (2.16)$$

Pour les objets ayant une symétrie de révolution, les courants sont généralement perpendiculaires au plan dans lequel on conduit l'étude, le potentiel vecteur n'a qu'une seule composante \vec{A} et la condition $Div\vec{A}$ est naturellement vérifiée.

Le modèle se traduit alors par l'équation (2.14), qui est particulièrement simple et efficace, son utilisation est très répandue : dans l'étude des moteurs à induction, des dispositifs de chauffage par induction, des transformateurs, etc.

Si le matériau magnétique est linéaire ($\mu = \text{constante}$), et si J_{ex} est sinusoïdale on peut appliquer la représentation de Fresnel :

$$\vec{A} = |\vec{A}| e^{i\omega t} \Rightarrow \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = i\omega \vec{A} \quad (i^2 = -1)$$

L'équation finale, devient alors :

$$\frac{1}{\mu} \text{rot}(\text{rot}\vec{A}) + i\omega \sigma \vec{A} = J_{ex} \quad (2.17)$$

qui s'écrit en coordonnées cylindriques comme suit :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{\partial^2 A}{\partial z^2} + i\omega \sigma \mu A = \mu J_{ex} \quad (2.18)$$

Pour résoudre l'équation différentielle aux dérivées partielles (2.18), on applique la méthode des éléments finis. Le domaine d'étude est alors subdivisé en éléments triangulaires et l'équation (2.18) est résolue sur tous les nœuds du maillage. La valeur de la variable d'état (le potentiel vecteur magnétique) est déterminée par interpolation polynomiale des valeurs nodales à l'intérieur de chaque élément. Dans notre étude, nous supposons que le potentiel vecteur magnétique est approché par un polynôme du premier ordre en r et z sous la forme :

$$A(r,z) = a_1 + a_2 \cdot r + a_3 \cdot z \quad (2.19)$$

2.4 Présentation du programme de calcul

2.4.1 Module d'entrée

La première fonction de ce module est la discrétisation de la géométrie de notre dispositif que l'on veut étudier. Dans la plupart des logiciels cette opération est réalisée à l'aide des techniques issues de la conception assistée par ordinateur. A Partir des coordonnées cartésiennes, on fait introduire la géométrie de notre dispositif à l'aide de clavier. On définit des lignes qui peuvent être des segments des droites ou des cercles.

2.4.2 Géométrie

Vu la symétrie du dispositif et afin de réduire le domaine d'étude, nous n'étudierons que la moitié du dispositif. La géométrie serait introduite dans le logiciel FLUX2D à l'aide des coordonnées cartésiennes figure 2.4 .

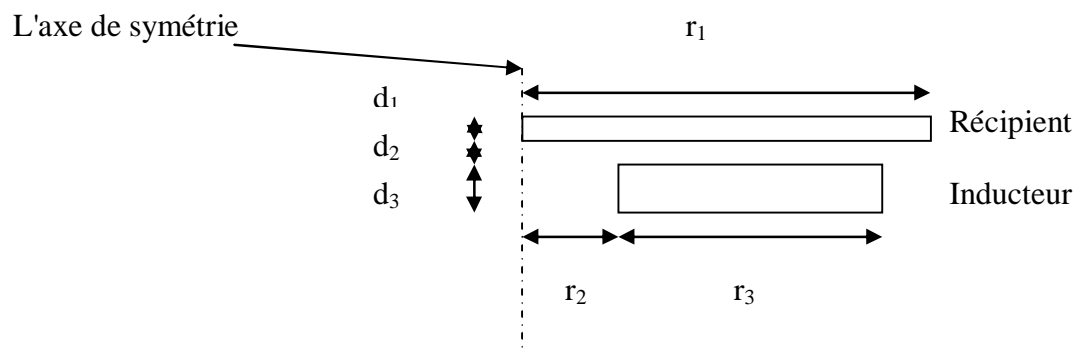


Fig.2.2 : Ensemble inducteur – réceptient en axisymétrie
Les paramètres de calcul ($r_1=100\text{cm}$, $r_2=25\text{cm}$, $r_3=65\text{cm}$, $d_1=10\text{mm}$, $d_2=8\text{mm}$, $d_3=1.8\text{mm}$).

2.4.3 Conditions aux limites

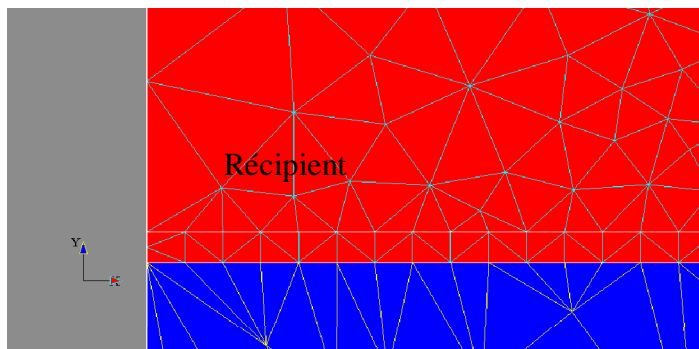
Nous fixons le dispositif à l'intérieur d'un rectangle sur lequel nous supposons que nous sommes à l'infini du point de vue magnétique (DIRICHLET : $A=0$). Pour l'axe de symétrie, les lignes de champs sont parallèles à ces derniers ce qui correspond aux conditions de Dirichlet ($A=\text{cste}$), et par raison de continuité avec le reste du contour nous prendrons ($A=0$) [34].

2.4.4 Maillage

La résolution par la méthode des éléments finis d'un problème physique nécessite un découpage du domaine en petits sous domaines, dans les sous domaines la grandeur est approchée par une fonction polynomiale des coordonnées, dans les zones critiques les éléments doivent être de petites tailles. Cette fonction consiste à discrétiser le domaine en élément finis. Elle présente une opération complexe est intégrée au logiciel FLUX2D qui la réalise de manière automatique figure 2.5, le nombre de nœuds obtenu = 456487, et le nombre des éléments = 228182 .

Ces résultats ont été obtenus avec les paramètres suivants :

- 1-L'inducteur a un nombre de spires égal à 30 tours et un courant efficace de 10A.
- 2-Le réceptier ferromagnétique à une perméabilité relative $\mu_r=1273$ et une résistivité $\rho=2.77*10^{-7} \Omega.m$.



Maillage dans le réceptier

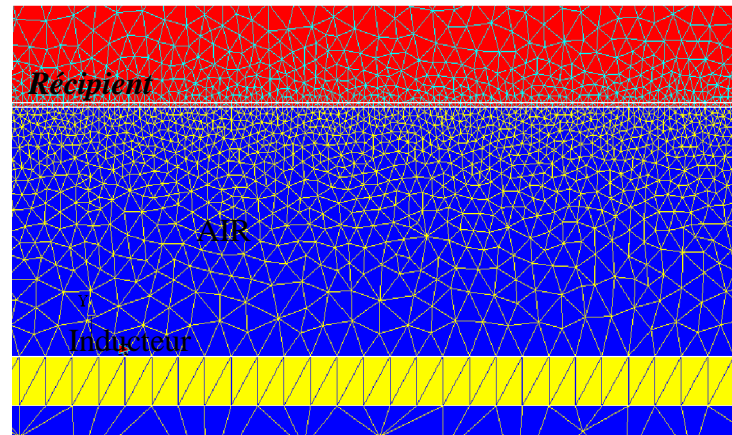
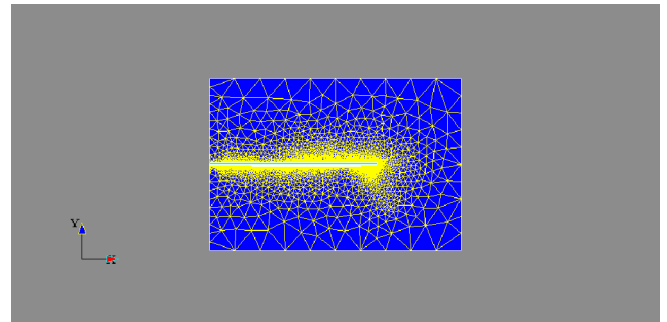


Fig.2.3 : Maillage de l'ensemble (réceptier + inducteur + air)

2.4.5 Données des simulations

Pour calculer les paramètres de l'ensemble inducteur-réceptient (L_1 , τ , k) en fonction de nombre de spires de l'inducteur, on a utilisé les résultats exploités par le logiciel.

Le réceptient :

$$\mu_r = 1273, \rho_{\text{acier}} = 27 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$$

Rayon du réceptient $r_1 = 100$ cm, $e_1 = 10$ mm (épaisseur du réceptient)

Inducteur

$N = 10$ spires ; $f = 20$ kHz, $\rho_{\text{al}} = 1.8 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$, $e_2 = 1.8$ mm (épaisseur de l'inducteur)

Rayon de l'inducteur $r_3 = 65$ cm

Rayon de l'inducteur interne $r_2 = 25$ cm

Rayon total de l'inducteur $R = r_3 + r_2 = 90$ cm

$d = 8$ mm épaisseur entre le réceptient et l'inducteur)

$\delta = 0.05$ mm (Profondeur de pénétration)

2.4.6 Résultats des simulations

N = 10 spires

INDUCTEUR

Courant	Module	8,979059e+002	Ampère	OK
Courant	Valeur efficace	6,349153e+002	Ampère (eff.)	OK
Puissance	Active	2,240505e+001	Watt	OK
Puissance	Réactive	1,474321e+002	VAR	OK
Inductance	Inductance	2,317010e-005	Henry	OK

RECIPIENT

Courant	Module	8,117852e+002	Ampère	OK
Courant	Valeur efficace	5,740188e+002	Ampère (eff.)	OK
Puissance	Active	7,549531e+003	Watt	OK
Puissance	Réactive	7,117520e+003	VAR	OK
Inductance	Inductance	2,617099e-017	Henry	OK

Tableau.2.1 : Résultats pour N=10 spires.

N = 20 spires**RECIPIENT**

Courant	Module	4,061561e+002	Ampère	OK
Courant	Valeur efficace	2,871957e+002	Ampère (eff.)	OK
Puissance	Active	1,889845e+003	Watt	OK
Puissance	Réactive	1,781701e+003	VAR	OK
Inductance	Inductance	2,774924e-017	Henry	OK

INDUCTEUR

Courant	Module	4,492076e+002	Ampère	OK
Courant	Valeur efficace	3,176377e+002	Ampère (eff.)	OK
Puissance	Active	1,402143e+000	Watt	OK
Puissance	Réactive	3,690612e+001	VAr	OK
Inductance	Inductance	9,269690e-005	Henry	OK

Tableau.2.2 : Résultats pour N=20 spires.**N = 30 spires****RECIPIENT**

Courant	Module	2,708009e+002	Ampère	OK
Courant	Valeur efficace	1,914852e+002	Ampère (eff.)	OK
Puissance	Active	8,401338e+002	Watt	OK
Puissance	Réactive	7,920583e+002	VAr	OK
Inductance	Inductance	5,105866e-018	Henry	OK

INDUCTEUR

Courant	Module	2,995288e+002	Ampère	OK
Courant	Valeur efficace	2,117988e+002	Ampère (eff.)	OK
Puissance	Active	2,770332e-001	Watt	OK
Puissance	Réactive	1,640668e+001	VAr	OK
Inductance	Inductance	2,085383e-004	Henry	OK

Tableau.2.3 : Résultats pour N=30 spires.

N =40 spires**RECIPIENT**

Courant	Module	2,031115e+002	Ampère	OK
Courant	Valeur efficace	1,436215e+002	Ampère (eff.)	OK
Puissance	Active	4,726152e+002	Watt	OK
Puissance	Réactive	4,455705e+002	VAr	OK
Inductance	Inductance	2,156451e-018	Henry	OK

INDUCTEUR

Courant	Module	2,246411e+002	Ampère	OK
Courant	Valeur efficace	1,588453e+002	Ampère (eff.)	OK
Puissance	Active	8,766249e-002	Watt	OK
Puissance	Réactive	9,229540e+000	VAr	OK
Inductance	Inductance	3,707841e-004	Henry	OK

Tableau.2.4 : Résultats pour N=40 spires.**N =60 spires****RECIPIENT**

Courant	Module	1,354100e+002	Ampère	OK
Courant	Valeur efficace	9,574931e+001	Ampère (eff.)	OK
Puissance	Active	2,100639e+002	Watt	OK
Puissance	Réactive	1,980433e+002	VAr	OK
Inductance	Inductance	2,647402e-018	Henry	OK

INDUCTEUR

Courant	Module	1,497759e+002	Ampère	OK
Courant	Valeur efficace	1,059075e+002	Ampère (eff.)	OK
Puissance	Active	1,731708e-002	Watt	OK
Puissance	Réactive	4,102263e+000	VAr	OK
Inductance	Inductance	8,341488e-004	Henry	OK

Tableau.2.5 : Résultats pour N=60 spires.

2.4.7 Courbes obtenues

Pour le calcul des paramètres L_1 (inductance de l'inducteur) τ (constante de temps) et k (coefficient de couplage).

* La constante de temps τ :

$$\text{on a : } \tan \varphi = \frac{Q}{P} \quad (2.20)$$

et aussi :

$$\tan \varphi = \frac{L\omega}{R} = \tau.\omega \quad (2.21)$$

$$\text{d'où : } \tau = \frac{(Q/P)}{2\pi.f} \quad (2.22)$$

$$\text{*Le coefficient de couplage et calculé par : } k = \frac{I_{2eff}}{I_{1eff}} \quad (2.23)$$

* L'inductance de l'inducteur L_1 : Elle est tirée directement des tableaux précédents.

Avec :

Q : puissance réactive (VAR) ;

P : puissance active (W) ;

L : l'inductance du réceptier (H) ;

R : résistance du réceptier (H) ;

φ : le déphasage entre courant et tension du réceptier ;

τ : la constante de temps du réceptier (s) ;

I_{2eff} : la valeur efficace du courant induit dans le réceptier ;

I_{1eff} : la valeur efficace du courant dans l'inducteur ;

d : l'épaisseur entre l'inducteur et le réceptier.

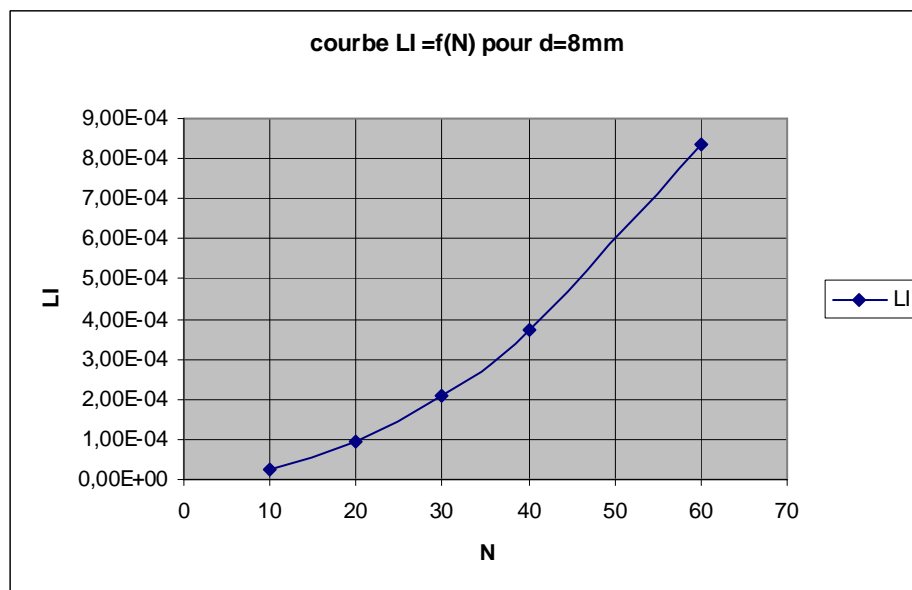


Fig.2.4 : Variation de l'inductance de l'inducteur L_1 en fonction du nombre de spires N .

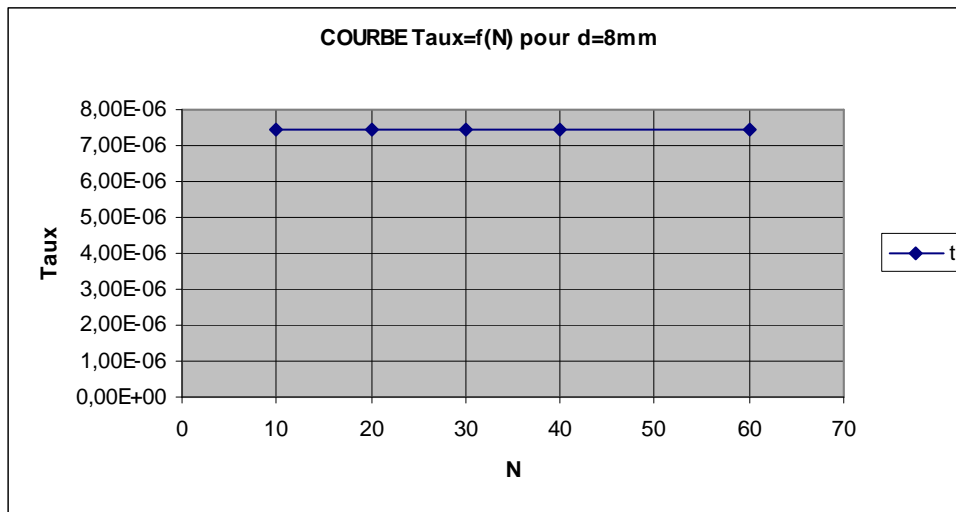


Fig.2.5 : la constante de temps du réceptient τ en fonction du nombre de spires de l'inducteur N.

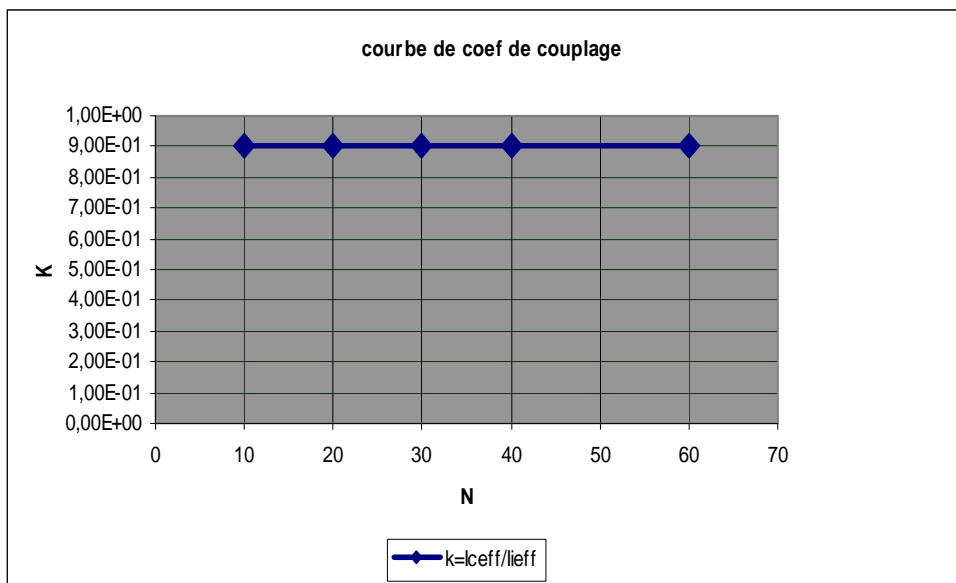


Fig.2.6 : le coefficient de couplage de l'ensemble inducteur-réceptient k en fonction du nombre de spires de l'inducteur N.

2.5 Variations des paramètres de l'ensemble inducteur-réceptier

Nous avons effectué une simulation numérique par la méthode des éléments finis par le logiciel FLUX2D de l'ensemble inducteur -réceptier afin de calculer leurs paramètres. Les figure 2.4, 2.5, 2.6 illustrent les variations de L_1 , τ et k en fonction du nombre de spires de l'inducteur. Comme le montre les figures, l'inductance de l'inducteur L_1 croît quand le nombre de spires N augmente, la constante de temps du réceptier τ et le coefficient de couplage k sont pratiquement indépendants du nombre de spires de l'inducteur N .

2.6 Modélisation de l'ensemble inducteur-réceptier :

L'ensemble inducteur-réceptier peut être assimilé à un transformateur, le primaire remplace l'inducteur, le secondaire court-circuité par une résistance, représente le réceptier, comme nous le montre la figure 2.7. L_1 et L_2 sont respectivement les inductances de l'enroulement primaire et celui du secondaire, M est leur inductance mutuelle [24].

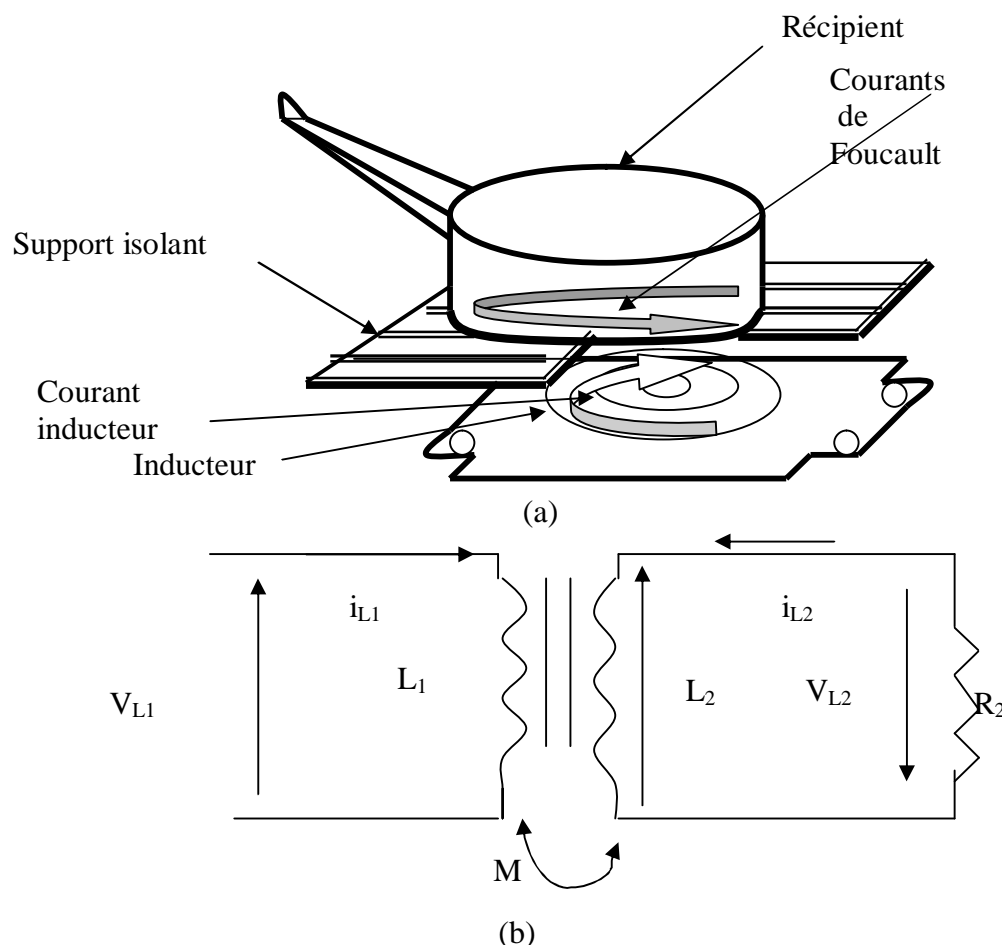


Fig.2.7 : Ensemble inducteur-réceptier

(a) Représentation de l'inducteur-réceptier.

(b) Schéma électrique équivalent de l'ensemble inducteur-réceptier.

D'après le circuit de la figure 2.7.b, nous pouvons écrire :

$$V_{L1} = L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} + M \cdot \frac{di_{L2}}{dt} \quad (2.24)$$

$$0 = R_2 \cdot i_{L2} + M \cdot \frac{di_{L1}}{dt} + L_2 \cdot \frac{di_{L2}}{dt} \quad (2.25)$$

En posant :

$$\phi_1 = L_1 \cdot i_{L1} \quad (2.26)$$

$$\phi_2 = M \cdot i_{L2} \quad (2.27)$$

En combinant (2.27), (2.28), (2.25) on obtient l'équation suivante :

$$V_{L1} = \frac{d\phi_1}{dt} + \frac{d\phi_2}{dt} \quad (2.28)$$

On multipliant le deuxième terme de l'équation (2.26) par M et en divisant par L_2 :

$$0 = \frac{R_2}{L_2} \cdot M \cdot i_{L2} + \frac{M^2}{L_2} \cdot \frac{di_{L1}}{dt} + \frac{L_2}{L_2} \cdot M \cdot \frac{di_{L2}}{dt} \quad (2.29)$$

En remplaçant les équations (2.27) et (2.28) dans l'équation (2.30), on obtient :

$$0 = \frac{\phi_2}{\frac{L_2}{R_2}} + \frac{M^2}{L_1 \cdot L_2} \frac{d\phi_1}{dt} + \frac{d\phi_2}{dt} \quad (2.30)$$

En posant :

$$\tau = \frac{L_2}{R_2} \quad \text{et} \quad k = \sqrt{\frac{M^2}{L_1 \cdot L_2}} \quad (2.31)$$

$$0 = \frac{\phi_2}{\tau} + k^2 \cdot \frac{d\phi_1}{dt} + \frac{d\phi_2}{dt}$$

Notre but de travail est d'étudier notre système électromagnétique .Cette étude va nous permettre de bien comprendre le comportement du système électromagnétique et faire un choix optimal de ses paramètres [34].

L'ensemble inducteur réceptient figure 2.7, peut être caractérisé par les paramètres L_1 , k (facteur de couplage) et τ (constante de temps) où :

$$\tau = \frac{L_2}{R_2} \quad (2.32)$$

$$k = \sqrt{\frac{M^2}{L_1 \cdot L_2}} \quad (2.33)$$

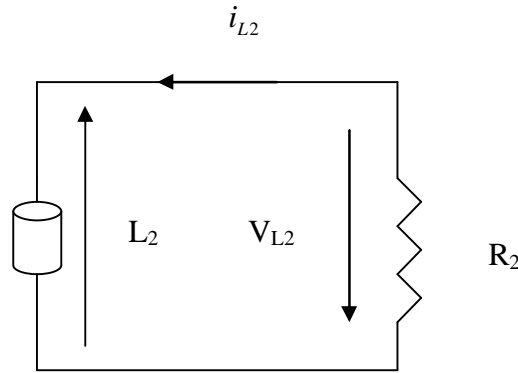


Fig.2.8 : Modèle du réceptier

Le modèle du réceptier est représenté par la figure 2.8 :

$$V_{L2} + R_2.i_{L2} = 0 \quad (2.34)$$

$$V_{L2} = -R_2.i_{L2} \quad (2.35)$$

En utilisant les équations (2.28) et (2.36), on obtient :

$$V_{L2} = -\frac{R_2}{M}.\phi_2 \quad (2.36)$$

En multipliant le deuxième terme de l'équation (2.37) par L_1L_2 et en divisant par M , on obtient :

$$\frac{L_1.L_2}{M}.V_{L2} = -R_2.\left(\frac{\phi_2}{M^2}\right).L_1.L_2 \quad (2.37)$$

$$V_{L2} = -\frac{M}{L_1}.\frac{\phi_2}{\frac{M^2}{L_1.L_2}}.\frac{1}{R_2} \quad (2.38)$$

$$\text{On pose : } a = \frac{M}{L_1}$$

On obtient :

$$V_{L2} = -\frac{a}{k^2.\pi}.\phi_2 \quad (2.39)$$

$$i_{L2} = \frac{\phi_2}{a.L_1} \quad (2.40)$$

2.7 Puissance dissipée dans le récepteur

La puissance dissipée dans le récepteur est donnée par :

$$P_C = R_2 \cdot I_2^2 \quad (2.41)$$

La résistance du récepteur est donnée par :

$$R_2 = \rho \cdot \frac{l_2}{s_2} \quad (2.42)$$

On aura :

$$R_2 = \rho \cdot \frac{\pi}{\delta} \quad (2.43)$$

avec :

R_2 : Résistance du récepteur (Ω),

l_2 : Longueur du fond du récepteur (m),

s_2 : Surface du fond du récepteur parcouru par le courant induit (m^2),

δ : Profondeur de pénétration (m),

ρ : Résistivité du matériau du récepteur ($\Omega \cdot m$),

I_2 : courant induit dans le récepteur (A).

Donc :

$$P_C = \rho \cdot \frac{\pi}{\delta} \cdot I_2^2 \quad (2.44)$$

En remplaçant I_2 par $N \cdot I_1$ (la pièce à chauffer est assimilée au secondaire d'un transformateur à spire unique en court-circuit, le primaire comportant N spires parcourues par un courant I_1), l'expression de la puissance dissipée devient :

$$P_C = \rho \cdot \frac{\pi}{\delta} \cdot (N \cdot I_1)^2 \quad (2.45)$$

La puissance doit être corrigée par des facteurs tenant compte des rapports des dimensions du récepteur et de l'inducteur (le diamètre d , profondeur de pénétration δ , nombre de tours de l'inducteur...) [14].

Pour augmenter la valeur de P_C , il faut :

- 1-Augmenter le champ magnétique en augmentant le nombre d'ampères tours de l'inducteur,
- 2-Augmenter la fréquence.

2.8 Conclusion

D'après le travail que nous avons effectué, nous pouvons déduire que avec cette modélisation nous pouvons connaître l'état magnétique et électrique du dispositif (champ, potentiel, flux,...etc.). Ces grandeurs obtenues seraient difficiles à déterminer par d'autres méthodes (calculs analytiques, essais,...etc.) et elles sont obtenues avec des coûts et délais très inférieurs à ceux des méthodes numériques. Et d'après les résultats de simulation nous pouvons dire que l'inductance L_1 de l'inducteur croît quand N augmente, τ et k sont pratiquement indépendants de N .