

Recharge sans fil des pacemakers implantables

Mohammed-Anas RHANIM

2024-2025

- 1 Introduction
- 2 Déroulement du TIPE
- 3 Partie théorique
- 4 Simulation en PSPICE et expérience

Introduction



Figure: La forme du pacemaker

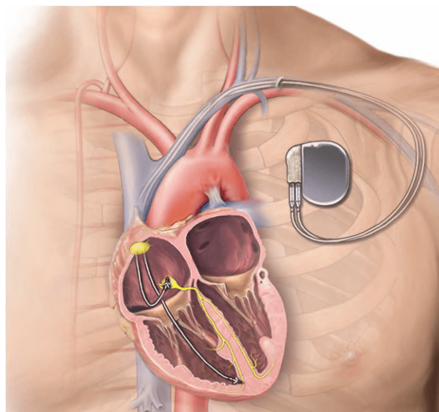


Figure: L'emplacement du pacemaker

Sources des images :

<https://www.healthdirect.gov.au/surgery/inserting-an-internal-cardioverter-defibrillator>

<https://www.infosecurity-magazine.com/news/the-insecure-pacemaker-fda-issues-guidance-for/>

Problématique: *Comment concevoir un système de recharge sans fil pour stimulateurs cardiaques implantables, alliant efficacité énergétique, simplicité de mise en œuvre, et fiabilité ?*

- Enjeux : sécurité, efficacité énergétique, et miniaturisation.

- ① Le choix de la topologie LCS
- ② Le gain en tension de la topologie LCS
- ③ La contrainte de courant des bobines de couplage
- ④ L'efficacité du transfert sans fil
- ⑤ Condition ZPA
- ⑥ Réseau de compensation LCS et mesures expérimentales
- ⑦ Évaluation de la sécurité

Choix de la Topologie LCS

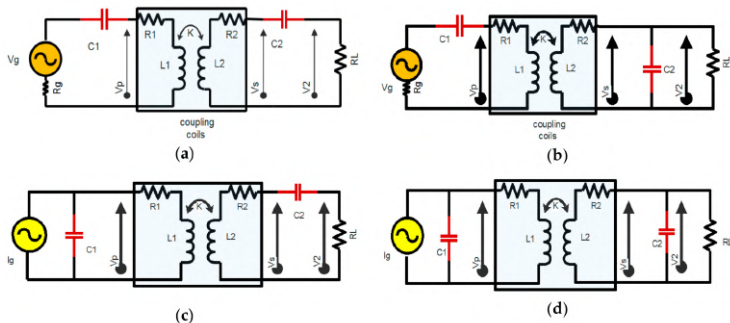


Figure: (a) SS, (b) SP, (c) PS , (d) PP

Avantages et inconvénients des topologies basiques

Topologie	Avantages	Inconvénients
SS (Série-Série)	Haute efficacité à 13.56 MHz	Forte contrainte de courant
SP (Série-Parallèle)	Efficacité élevée à 300 kHz	Tension élevée côté parallèle
PS (Parallèle-Série)	Bonne performance globale	Sensible aux variations de fréquence
PP (Parallèle-Parallèle)	Réduction des courants élevés	Faible efficacité à haute fréquence

Présentation générale

Le schéma électrique du convertisseur WPT basé sur la topologie de compensation LC-S se distingue par son adaptabilité aux stimulateurs cardiaques implantables grâce au faible nombre de composants implantés requis.

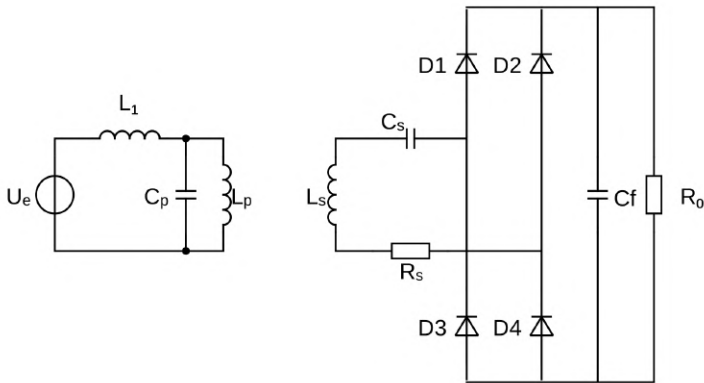


Figure: Le diagramme du circuit du convertisseur de charge WPT proposé

- **Compensation et composants :**

- L_1 et C_P assurent la compensation côté émetteur.
- C_S assure la compensation côté récepteur.
- L_P et L_S représentent les inductances des bobines émettrice et réceptrice.

- **Composants électriques :**

- U_e : tension d'entrée sinusoïdale.
- i_e, i_1, i_2 : courants respectifs d'entrée, bobine émettrice et bobine réceptrice.
- U_s : tension d'entrée du redresseur.
- D_1-D_4 : pont de diodes pour produire une tension continue.
- R_O, C_F, V_B, I_B : respectivement la charge, le condensateur de filtrage, la tension de la batterie, et le courant de charge.
- R_S : résistance de la bobine réceptrice.
- M : inductance mutuelle.

Modèle d'inductance mutuelle équivalente

- Le gain en tension (G_{LCS}) est dérivé via des expressions d'impédances clés :
 - Z_S : impédance côté récepteur.
 - Z_R : impédance réfléchie.
 - Z_{CP} : impédance équivalente de C_P , L_P , et Z_R .
 - Z_e : impédance d'entrée.

Modèle d'inductance mutuelle

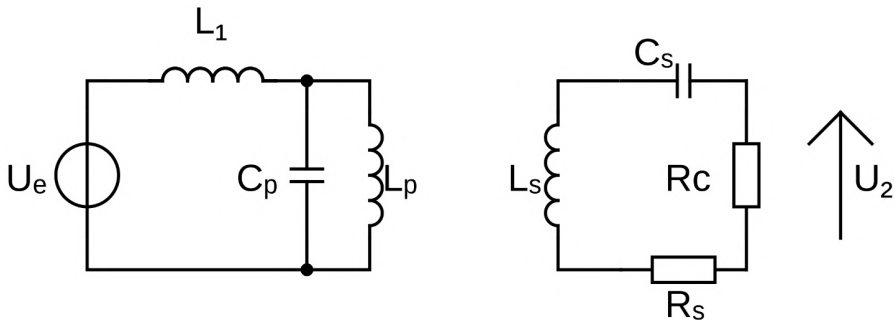


Figure: L'inductance mutuelle équivalente du modèle WPT avec topologie LCS.

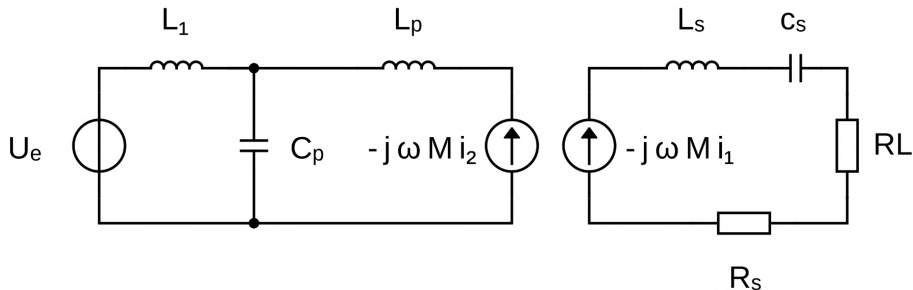


Figure: On découple les deux bobines, en ajoutant une source de courant

Les impédances du circuit

Les impédances du circuit peuvent être définies comme suit :

$$Z_S = j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_S} + R_L + R_S \quad (1)$$

$$Z_R = \frac{\omega^2 M^2}{Z_S} \quad (2)$$

$$Z_{CP} = \frac{j\omega L_P + Z_R}{1 + j\omega C_P(j\omega L_P + Z_R)} \quad (3)$$

$$Z_e = j\omega L_1 + Z_{CP} \quad (4)$$

Définition de la résistance équivalente

Où ω est la fréquence angulaire d'opération, et R_L représente la résistance équivalente AC du redresseur, du filtre de sortie et de la charge résistive.

R_L est défini comme suit :

$$R_L = \frac{8R_0}{\pi^2} \quad (5)$$

(Démonstration en Annexe)

Gain en tension du convertisseur

Le gain en tension du convertisseur peut être déterminé en appliquant la loi des tensions et des courants de Kirchhoff au modèle de circuit équivalent donné dans la Figure 2. La tension à travers R_L peut être définie comme suit :

$$U_S = j\omega M I_1 \frac{R_L}{Z_S} \quad (6)$$

La tension d'entrée U_e peut être extraite à partir de l'équation suivante (double diviseur de tension) :

$$-j\omega M I_2 = U_e \left(\frac{Z_{CP}}{Z_e} \right) \left(\frac{Z_R}{j\omega L_P + Z_R} \right) \quad (7)$$

Expression du gain en tension

Ensuite, le gain en tension peut être écrit comme :

$$\frac{U_s}{U_e} = \frac{j\omega M I_1 R_L Z_{CP} Z_R}{Z_S Z_e (j\omega L_P + Z_R) (-j\omega M I_2)} \quad (8)$$

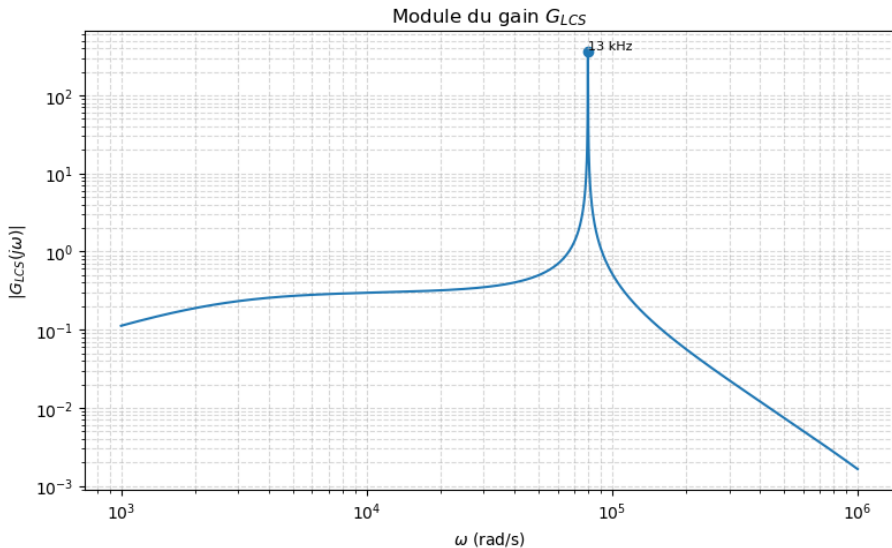
Le rapport des courants circulant dans les bobines d'émission et de réception peut être exprimé comme suit :

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{Z_S}{j\omega M} \quad (9)$$

En substituant l'Équation (9) dans l'Équation (8), le gain en tension peut être exprimé comme suit :

$$G_{LCS} = \frac{U_s}{U_e} = \frac{jR_L \omega M Z_{CP}}{Z_S Z_e (j\omega L_P + Z_R)} \quad (10)$$

Expression du module du gain



Expression générale de $\omega_{\max}$

L'expression fermée de la pulsation $\omega_{\max}$ qui maximise $|G_{LCS}(j\omega)|$ est obtenue en résolvant

$$\frac{d}{d\omega} |G_{LCS}(j\omega)|^2 = 0.$$

Si on note

$$G(j\omega) = \frac{j R_L \omega M Z_{CP}}{Z_S Z_e (j \omega L_P + Z_R)},$$

l'équation stationnaire s'écrit :

$$\frac{1}{\omega} + \Re\left(\frac{Z'_{CP}(\omega)}{Z_{CP}(\omega)}\right) = \Re\left(\frac{Z'_S(\omega)}{Z_S(\omega)}\right) + \Re\left(\frac{Z'_e(\omega)}{Z_e(\omega)}\right) + \Re\left(\frac{jL_P + Z'_R(\omega)}{j\omega L_P + Z_R(\omega)}\right).$$

Ici l'apostrophe ' désigne la dérivée par rapport à ω et $\Re$ la partie réelle.

Cas simplifié vs cas général

Cas simplifié sans pertes ($R_S = R_L = 0$)

$$\Im[Z_S Z_e (j\omega L_P + Z_R)] = 0,$$

$$\omega_{\max} = \sqrt{\frac{C_S + C_P}{L_S C_S C_P}} \iff f_{\max} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_S + C_P}{L_S C_S C_P}}.$$

Cas général (avec pertes) Il n'existe pas de formule simple : il faut résoudre numériquement

$$A(\omega) - B(\omega) = 0,$$

où

$$A(\omega) = \frac{1}{\omega} + \Re\left[\frac{Z'_{CP}}{Z_{CP}}\right], \quad B(\omega) = \Re\left[\frac{Z'_S}{Z_S}\right] + \Re\left[\frac{Z'_e}{Z_e}\right] + \Re\left[\frac{jL_P + Z'_R}{j\omega L_P + Z_R}\right].$$

Cette équation se ramène à la recherche de zéro de la fonction. Pour les valeurs adoptés en expérience on utilisera la méthode de Brent.

Valeurs numériques

Paramètre	Valeur	Unité
L_P	50×10^{-3}	H
L_S	1.3	H
L_1	800×10^{-6}	H
R_S	430.0	Ω
R_L	$\frac{8}{\pi^2} \times 10^4$	Ω
C_S	47×10^{-9}	F
C_P	200×10^{-9}	F
k	0.5	—
M	$k\sqrt{L_S L_1}$	H

- $\omega_{\max} = 4.067579 \times 10^3 \text{ rad/s}$
- $f_{\max} = 0.647 \text{ kHz}$

- 1 Introduction
- 2 Déroulement du TIPE
- 3 Partie théorique
- 4 Simulation en PSPICE et expérience

Le courant de contrainte des bobines couplées

L'amplitude du courant dans les bobines d'émission et de réception influence le débit d'absorption spécifique (SAR) et l'élévation de la température dans les tissus biologiques (Annexe). Un faible courant dans la bobine de réception doit donc être assuré. Le courant dans les bobines peut être exprimé comme suit :

$$I_1 = \frac{V_{CP}}{Z_R + j\omega L_P} \quad (11)$$

$$I_2 = \frac{j\omega M I_1}{Z_S} \quad (12)$$

Où V_{CP} est la tension du condensateur C_P , donnée par :

$$V_{CP} = U_e \times \frac{Z_{CP}}{Z_{CP} + j\omega L_1} \quad (13)$$

Le courant de contrainte dépend de la tension de la source sinusoïdale.

- 1 Introduction
- 2 Déroulement du TIPE
- 3 Partie théorique
- 4 Simulation en PSPICE et expérience

Afin d'évaluer l'efficacité du transfert de puissance, la condition ZPA doit être remplie pour l'impédance d'entrée et l'impédance du côté de réception. Cela permet d'atteindre les valeurs minimales des impédances à l'état de résonance, assurant ainsi l'efficacité maximale du transfert de puissance. Le circuit analytique ZPA de la compensation LC-S est présenté dans la Figure 3.

Circuit analytique de la condition ZPA

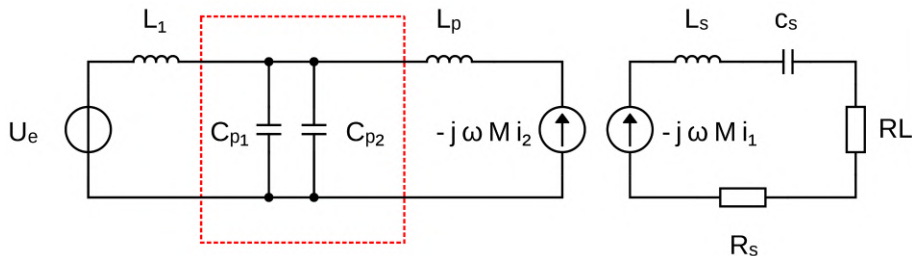


Figure: Le circuit analytique de la condition ZPA

Dans la Figure 3, C_P est divisé en C_{P1} et C_{P2} . La capacité totale est donnée par :

$$C_P = C_{P1} + C_{P2}. \quad (14)$$

Où C_{P1} entre en résonance avec L_1 et C_{P2} avec L_P . Le courant du circuit $L_P - C_{P1}$ reste constant, indépendamment de la charge, et alimente le réservoir résonant $C_{P2} - L_P$, qui maintient une tension constante.

Impédance d'entrée à l'état de résonance

L'impédance d'entrée à l'état de résonance est définie par :

$$Z_{in-\omega_0} = \left[(Z_{R-\omega_0} + j\omega_0 L_P) \parallel \frac{1}{j\omega_0 C_{P2}} \right] \parallel \frac{1}{j\omega_0 C_{P1}} + j\omega_0 L_1. \quad (15)$$

Où ω_0 est la fréquence de résonance angulaire, et $Z_{R-\omega_0}$ est l'impédance réfléchie du côté secondaire à cette fréquence.

Définition de $Z_{R-\omega_0}$

L'impédance réfléchiée $Z_{R-\omega_0}$ peut être exprimée comme suit :

$$Z_{R-\omega_0} = \frac{\omega_0^2 M^2}{j \left(\omega_0 L_S - \frac{1}{\omega_0 C_S} \right) + (R_L + R_S)}. \quad (16)$$

Substitution dans l'impédance d'entrée

En substituant l'Équation (16) dans l'Équation (15), l'impédance d'entrée du convertisseur WPT peut être redéfinie comme suit :

$$Z_{in-\omega_0} = \frac{\omega_0^2 L_1 C_{P2} M^2}{L_P C_{P1} (R_L + R_S) + j \left[\left(\omega_0 L_S - \frac{1}{\omega_0 C_S} \right) L_P C_{P1} - \omega_0 M^2 C_P \right]} \quad (17)$$

Condition ZPA : Partie imaginaire nulle

Pour satisfaire la condition ZPA, la partie imaginaire de l'impédance d'entrée doit être nulle. Cela implique que :

$$\left(\omega_0 L_S - \frac{1}{\omega_0 C_S} \right) L_P C_{P1} = \omega_0 M^2 C_P. \quad (18)$$

Condition ZPA : Fréquence de résonance

Enfin, pour satisfaire la condition ZPA, la fréquence de résonance ω_0 doit être définie par l'expression suivante :

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_S C_S - \frac{C_S C_{P1} M^2}{L_P C_{P1}}} \quad (19)$$

Puissance consommée par la charge

La puissance moyenne consommée par la charge peut être exprimée par l'équation suivante :

$$P_o = \frac{(j\omega M)^2}{Z_s^2} \cdot \frac{U_{1, \text{RMS}}^2 Z_C^2}{(Z_R + j\omega L_p)^2 (Z_C + j\omega L_1)^2} R_L. \quad (20)$$

Où $U_{1, \text{RMS}}$ est la valeur efficace (RMS) du courant de la source d'alimentation côté émetteur.

Puissance d'entrée côté émetteur

La puissance d'entrée du côté émetteur peut être définie par :

$$P_{\text{in}} = I_{1, \text{RMS}} \cdot U_{1, \text{RMS}} \cdot \cos \alpha_{\text{in}}. \quad (21)$$

Où $I_{1, \text{RMS}}$ est le courant efficace de la source d'entrée.

Le courant d'entrée peut être défini en notation phasorielle comme suit :

$$I_1 = \frac{U_1}{Z_{\text{in}}}. \quad (22)$$

L'angle de phase de l'impédance d'entrée, $\cos \alpha_{\text{in}}$, est défini par :

$$\cos \alpha_{\text{in}} = \frac{\Re(Z_{\text{in}})}{|Z_{\text{in}}|}. \quad (23)$$

Enfin, l'efficacité du système WPT peut être exprimée comme suit :

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}}. \quad (24)$$

Expression générale

$$\begin{aligned}\eta = \frac{P_o}{P_{in}} &= \frac{\frac{(j\omega M)^2}{Z_s^2} U_{1,\text{RMS}}^2 Z_{CP}^2 (Z_R + j\omega L_P)^2 (Z_{CP} + j\omega L_1)^2 R_L}{\left(\frac{U_{1,\text{RMS}}}{|Z_{in}|}\right) U_{1,\text{RMS}} \frac{\Re(Z_{in})}{|Z_{in}|}} \\ &= \frac{(\omega M)^2 R_L |Z_{CP}|^2 |Z_R + j\omega L_P|^2 |Z_{CP} + j\omega L_1|^2}{|Z_s|^2 |Z_{in}| \Re(Z_{in})}\end{aligned}$$

Condition de résonance

Cas de résonance ($\omega = \omega_0$)

$$\Re(Z_{in}) = |Z_{in}| \implies \eta_{rso} = \frac{(\omega_0 M)^2 R_L |Z_{CP}|^2 |Z_R + j\omega_0 L_P|^2 |Z_{CP} + j\omega_0 L_1|^2}{|Z_s|^2 |Z_{in}|^2}$$

À l'état de résonance ($\omega = \omega_0$), l'angle de phase α_{in} devient nul, et les impédances de la source et de la charge atteignent leurs valeurs minimales. Cela permet de transférer la puissance maximale à la charge.

Circuit en PSPICE

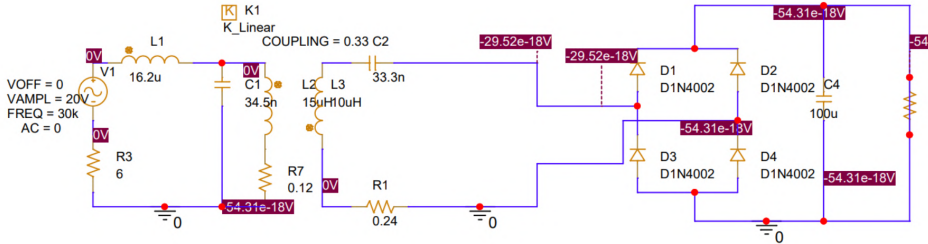


Figure: Le circuit analytique

Circuit en PSPICE

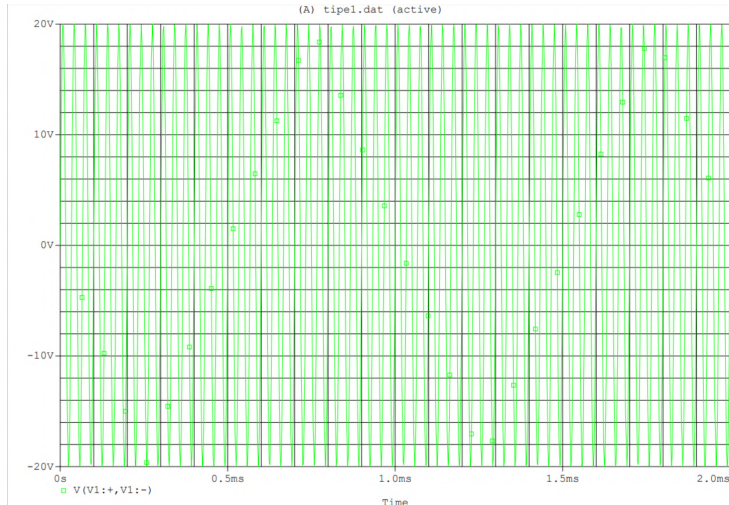


Figure: On alimente le circuit par un signal sinusoïdale d'amplitude 20 V et de fréquence 30 kHz

Circuit en PSPICE

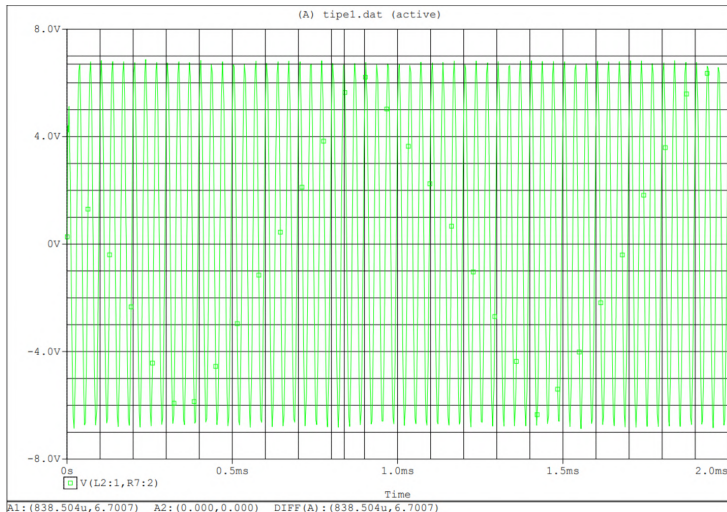


Figure: Le signal au borne de la bobine émettrice

Circuit en PSPICE

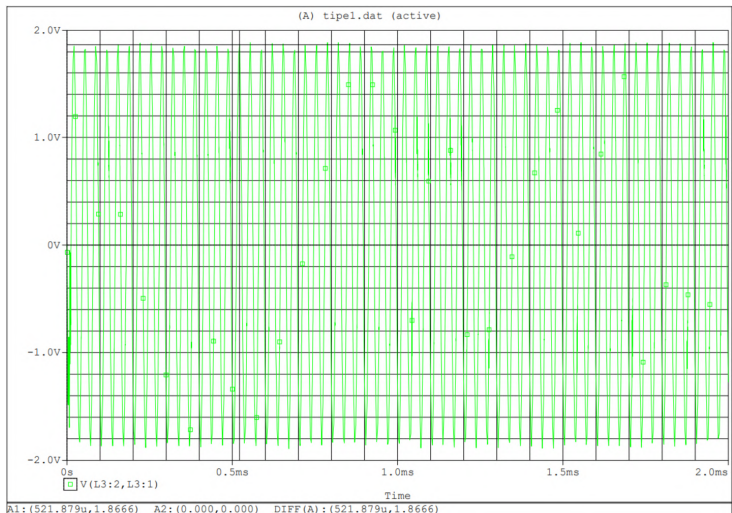


Figure: Le signal au borne de la bobine réceptrice

Circuit en PSPICE

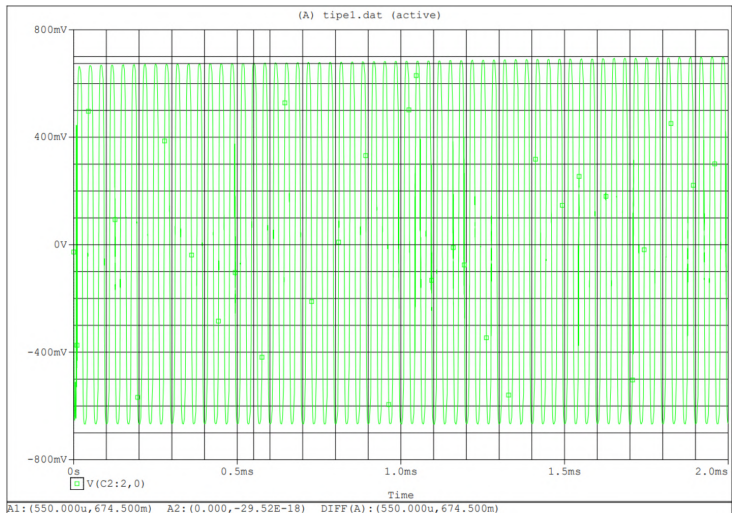


Figure: Le signal alternatif avant redressement

Circuit en PSPICE

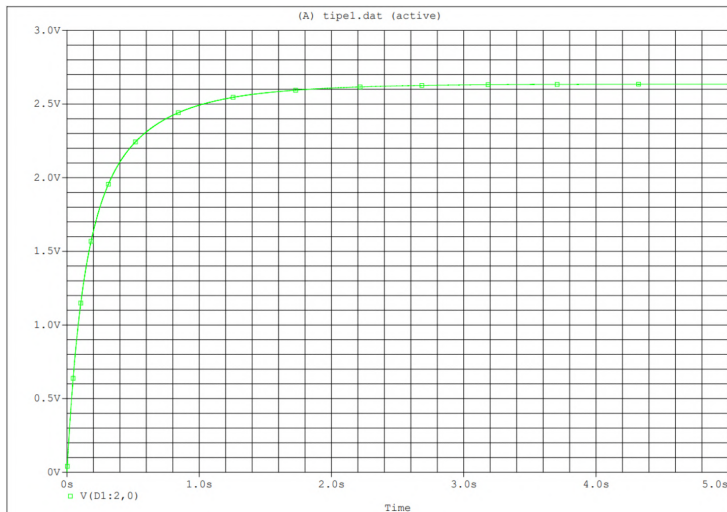


Figure: Le signal alternatif après redressement

Circuit en PSPICE

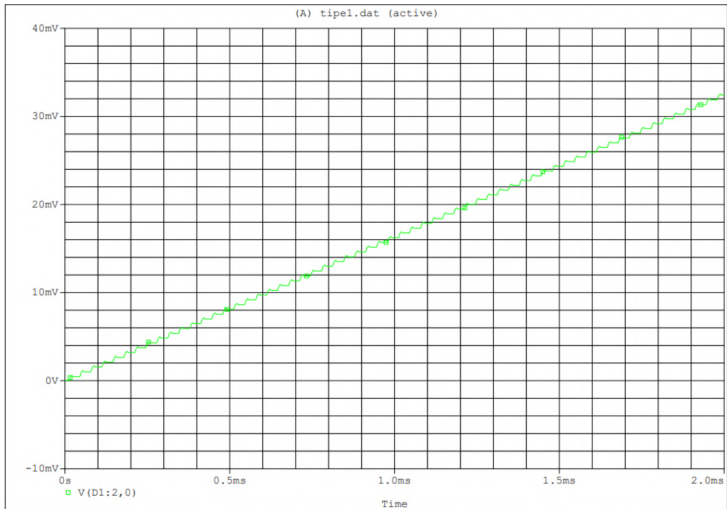


Figure: Durée de charge du condensateur très petite afin d'obtenir un signal continu au bout de 2 secondes

Motivation

- Démontrer la faisabilité d'une recharge sans fil pour pacemaker implanté.
- Obtenir une tension continue stable suffisante pour recharger la batterie du pacemaker (env 2V).
- Vérifier que le système LC-S optimise l'efficacité énergétique et limite les courants de contrainte.

Protocole (Étapes & Matériels)

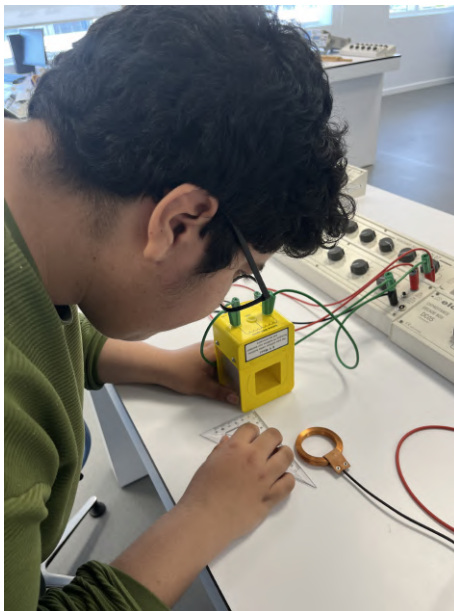
① Préparation du montage :

- Bobine émettrice ($L_P = 1.3H$) reliée à un générateur sinusoïdal.
- Bobine réceptrice ($L_S = 1.3mH$) couplée à un pont de diodes (D1–D4) et à un condensateur de filtrage (C_F).
- Ajout de condensateurs de compensation : C_P (200nF) côté émetteur et C_S (47nF) côté récepteur.

② Étapes de l'essai :

- ① Calibrer le générateur pour opérer à la fréquence de résonance calculée ($\omega_0 \approx 4,07 \times 10^3 \text{ rad/s}$, soit $f_0 \approx 0.647kHz$).
- ② Placer les bobines à une distance déterminée (ex. 2cm) et vérifier l'alignement axial.
- ③ Lancer le signal sinusoïdal sur la bobine émettrice.
- ④ Sur l'oscilloscope, observer le signal alternatif sur la bobine réceptrice puis la tension redressée sur la charge (R_O).

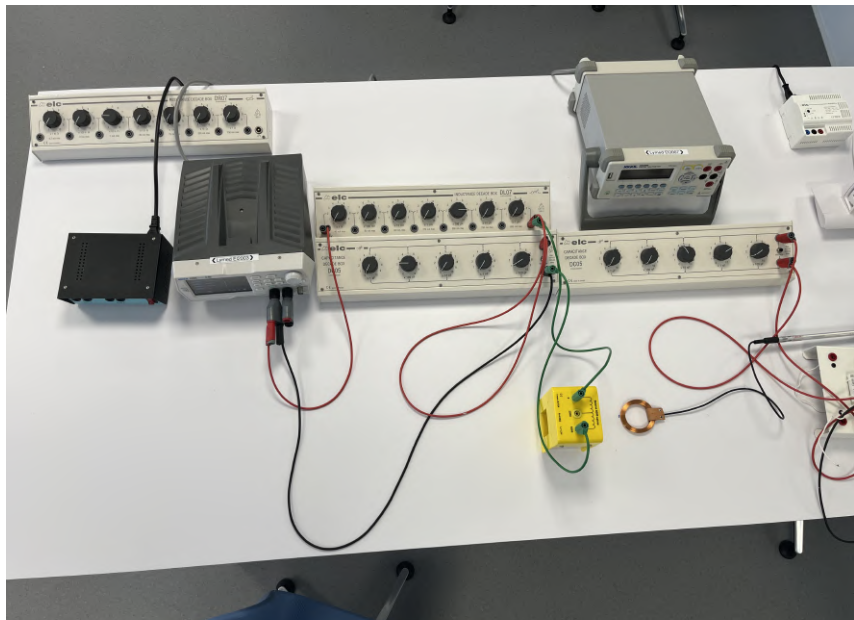
Expérience 1



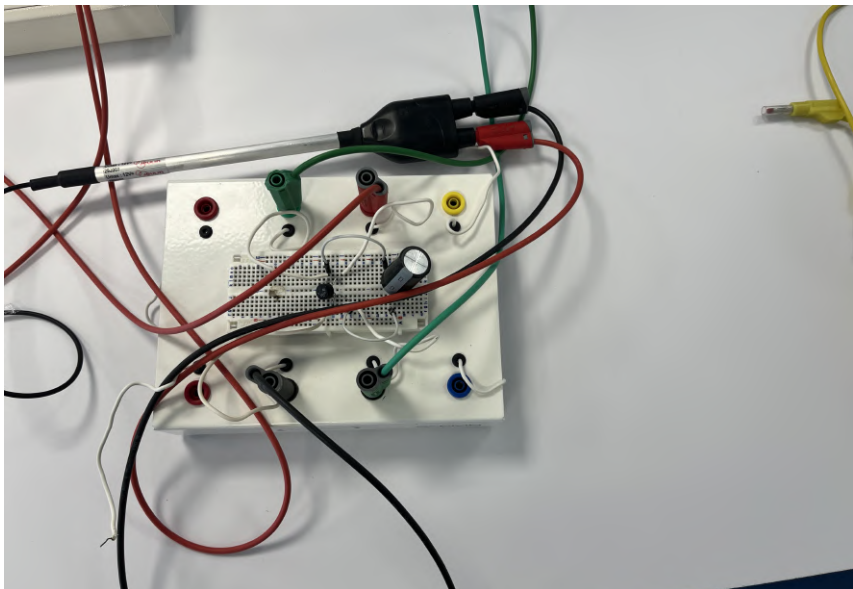
Expérience 1 : topologie LCS



Expérience 1 : topologie LCS



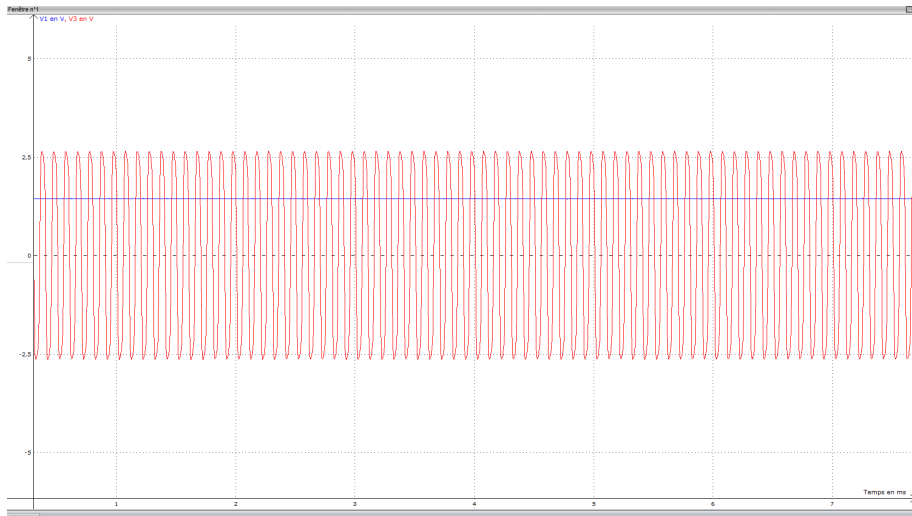
Expérience 1 : topologie LCS



Expérience 1 : topologie LCS



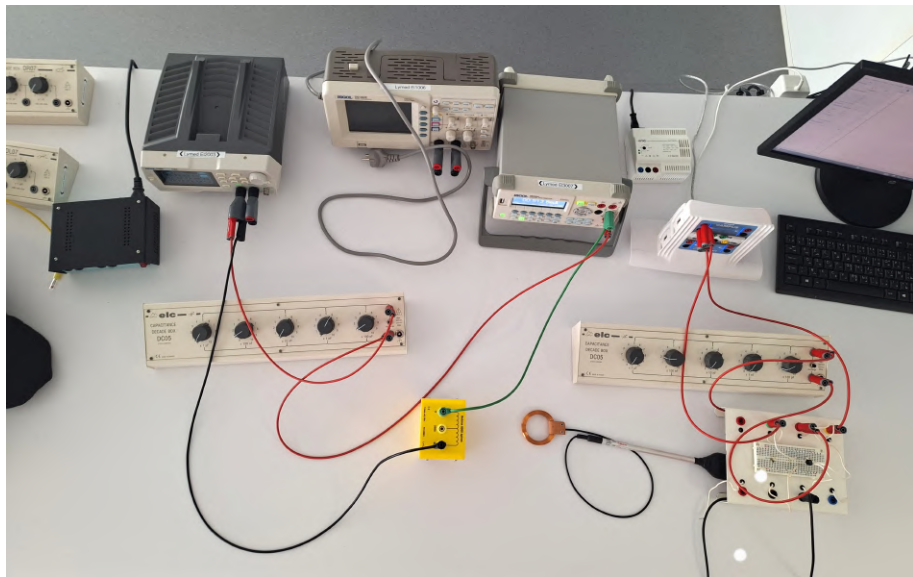
Expérience 1 : topologie LCS



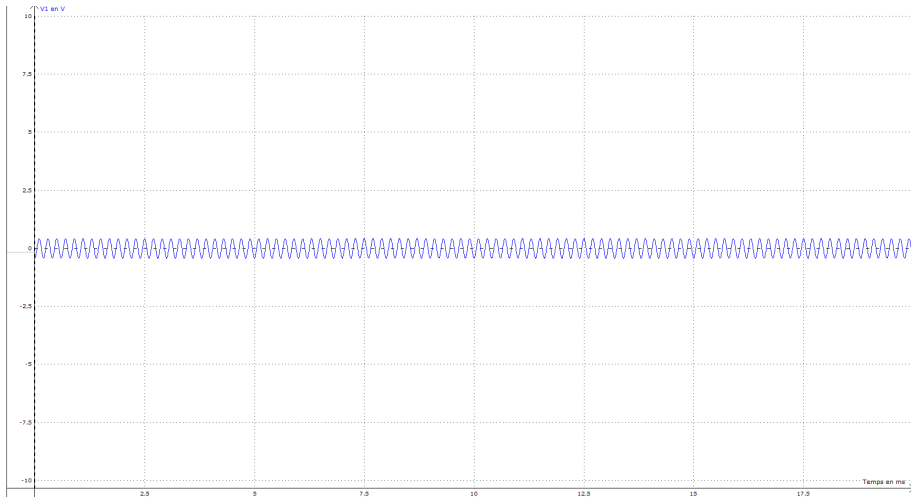
V1 est la tension de sortie finale, de valeur 1,52 V.

V3 est la tension aux bornes de la bobine réceptrice.

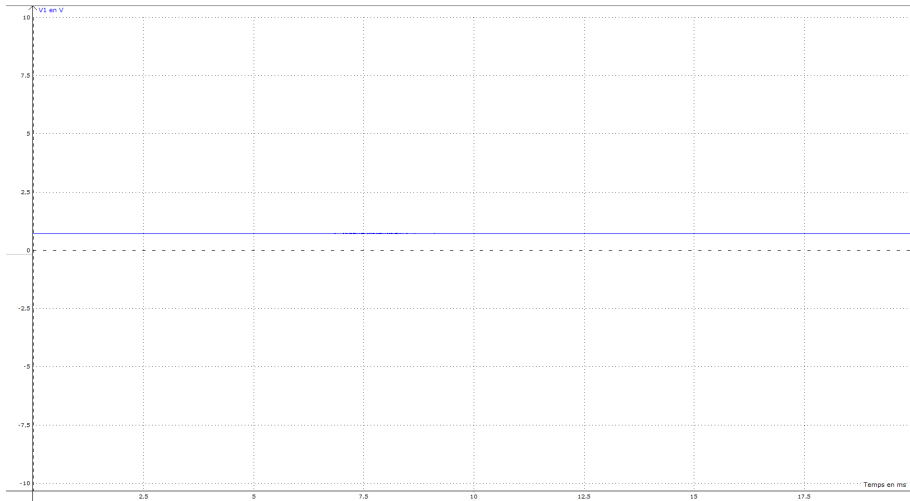
Expérience 2 : Topologie SS



Expérience 2 : Topologie SS



Expérience 2 : Topologie SS



V_1 est la tension de sortie finale, de valeur 0.61 V.

- L'utilisation de la topologie **LCS** a permis d'améliorer l'efficacité du transfert d'énergie sans fil, en optimisant le couplage entre les éléments émetteur et récepteur.
- Cette approche a offert une meilleure stabilité de la transmission que celle de la topologie SS.
- Elle constitue une solution prometteuse, notamment dans des applications médicales comme la recharge sans fil de pacemakers, où la sécurité et la fiabilité sont essentielles.

```
import numpy as np
import matplotlib.pyplot as plt

LP, LS, L1 = 1.3, 1.3, 800e-6
L_S, RS, CS, CP = 1e-6, 430.0, 47e-9, 200e-9
k, RL = 0.5, (8/np.pi**2) * 10e3
M = k * np.sqrt(LS * L1)

omega = np.logspace(3, 6, 2000)
j = 1j

Z_S = j*omega*L_S + 1/(j*omega*CS) + RL + RS
Z_R = omega**2 * M**2 / Z_S
Z_CP = (j*omega*LP + Z_R) / (1 + j*omega*CP*(j*omega*LP + Z_R))
Z_e = j*omega*L1 + Z_CP
G_mag = np.abs((j * RL * omega * M * Z_CP) / (Z_S * Z_e * (j*omega*LP + Z_R)))

idx_peak = np.argmax(G_mag)
omega_peak = omega[idx_peak]
f_peak = omega_peak / (2 * np.pi)
G_peak = G_mag[idx_peak]

plt.figure(figsize=(8, 5))
plt.loglog(omega, G_mag, label=f'L_S = {L_S*1e6:.0f} µH')
plt.scatter(omega_peak, G_peak, zorder=5)
plt.text(omega_peak, G_peak*1.1, f'{f_peak/1e3:.0f} kHz', fontsize=8, ha='center')
plt.grid(which='both', ls='--', alpha=0.5)
plt.xlabel(r'$\omega$ (rad/s)')
plt.ylabel(r'$|G_{LCS}(j\omega)|$')
plt.title('Module du gain $G_{LCS}$')
plt.tight_layout()
plt.show()
```

```
import numpy as np
from scipy.optimize import brentq

# Paramètres du circuit (unités SI)
LP = 50e-3      # inductance primaire (H)
LS = 1.3        # inductance secondaire (H)
L1 = 800e-6     # inductance en série (H)
RS = 430.0      # résistance en série (Ω)
CS = 47e-9      # capacité secondaire (F)
CP = 200e-9     # capacité primaire (F)
k = 0.5         # coefficient de couplage
RL = (8 / np.pi**2) * 1e4  # charge équivalente (Ω)
M = k * np.sqrt(LS * L1)    # inductance mutuelle (H)

def Z_secondaire(ω):
    """Impédance du côté secondaire + charge RL"""
    return RS + RL + 1j * ω * LS + 1 / (1j * ω * CS)

def Z_reflechie(ω):
    """Impédance réfléchie sur le côté primaire"""
    Zs = Z_secondaire(ω)
    return (ω**2 * M**2) / Zs
```

```
def Z_primaire_CP(ω):  
    """  
    Impédance au primaire incluant la capacité CP en parallèle  
    avec l'inductance LP et l'impédance réfléchie Z_reflechie.  
    """  
    Z_lp = 1j * ω * LP  
    Zr = Z_reflechie(ω)  
    # Formule d'un parallèle : Zp = (Zl + Zr) / (1 + jωCP(Zl + Zr))  
    return (Z_lp + Zr) / (1 + 1j * ω * CP * (Z_lp + Zr))  
  
def Z_totale(ω):  
    """ Impédance totale vue en entrée (primaire / secondaire) """  
    return 1j * ω * L1 + Z_primaire_CP(ω)  
  
def derivee_numerique(fonction, ω, eps=1e-6):  
    """  
    Dérivée numérique centrée de la fonction en ω.  
    eps est une petite fraction pour l'intervalle de différence.  
    """  
    h = eps * max(1.0, ω)  
    return (fonction(ω + h) - fonction(ω - h)) / (2 * h)
```

```
def A(ω):  
    """  
    A(ω) = 1/ω * Re[ (d/dω Z_primaire_CP) / Z_primaire_CP ]  
    """  
    Zcp = Z_primaire_CP(ω)  
    return 1 / ω + np.real(derivee_numerique(Z_primaire_CP, ω) / Zcp)  
  
def B(ω):  
    """  
    B(ω) = Re[ (d/dω Z_secondaire) / Z_secondaire ]  
           + Re[ (d/dω Z_totale) / Z_totale ]  
           + Re[ (j*LP + d/dω Z_reflechie) / (j*ω*LP + Z_reflechie) ]  
    """  
    Zs = Z_secondaire(ω)  
    Ztot = Z_totale(ω)  
    Zr = Z_reflechie(ω)  
  
    terme1 = np.real(derivee_numerique(Z_secondaire, ω) / Zs)  
    terme2 = np.real(derivee_numerique(Z_totale, ω) / Ztot)  
    numerateur3 = 1j * LP + derivee_numerique(Z_reflechie, ω)  
    denominateur3 = 1j * ω * LP + Zr  
    terme3 = np.real(numerateur3 / denominateur3)
```

```
def g(phi):
    """
    Fonction en  $\log_{10}(\omega)$  :  $g(\phi) = A(10^{\phi}) - B(10^{\phi})$ .
    On cherche  $g(\phi)=0$  pour déterminer  $\omega$  de résonance maximum.
    """
     $\omega = 10^{\phi}$ 
    return  $A(\omega) - B(\omega)$ 

# Recherche de la racine  $\phi \in [3, 6]$  (couvre de  $1e3$  à  $1e6$  rad/s)
phi_min, phi_max = 3.0, 6.0
if g(phi_min) * g(phi_max) > 0:
    raise RuntimeError("Pas de changement de signe pour g(phi) sur [3,6].")

# On utilise la méthode de Brent pour trouver phi_root
phi_root = brentq(g, phi_min, phi_max, xtol=1e-8, rtol=1e-8, maxiter=100)
 $\omega_{\max} = 10^{\phi_{\text{root}}}$ 
f_max =  $\omega_{\max} / (2 * \text{np.pi})$ 
```

Annexe : résistance équivalente

Où ω est la fréquence angulaire d'opération, et R_L représente la résistance équivalente AC du redresseur, du filtre de sortie et de la charge résistive.

R_L est défini comme suit :

$$R_L = \frac{8R_0}{\pi^2} \quad (5)$$

Pour un signal carré $u_2(t)$:

$$u_2(t) = \frac{4}{\pi} U_{2,dc} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin((2n+1)\omega t)$$

En considérant uniquement l'ordre 1 de la série de Fourier (SF) :

$$u_2(t) \simeq \frac{4}{\pi} U_{2,dc} \sin(\omega t)$$

La valeur maximale de $u_2(t)$ est donnée par :

$$U_{2,max} = \frac{4}{\pi} U_{2,dc}$$

Annexe : résistance équivalente

Pour la résistance équivalente R_{eq} , on a :

$$R_{eq} = \frac{U}{I} = \frac{U^2}{P}$$

En utilisant $U = \frac{4}{\pi} U_{2,dc}$, on obtient :

$$R_{eq} = \frac{\left(\frac{4}{\pi} U_{2,dc}\right)^2}{P_2}$$

Ce qui donne finalement :

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} \frac{U_{2,dc}^2}{P_2}$$

Limite de courant pour la sécurité SAR

- **SAR** $\propto I^2$
 - SAR = $\frac{\sigma}{\rho} \langle |E|^2 \rangle$, avec $E \sim r \frac{dB}{dt}$ et $B \propto I$.
- **Risque d'échauffement local**
 - Gradients de champ très forts près de la bobine implantée → “points chauds” et SAR local > 10 W/kg.
- **Contraintes réglementaires**
 - SAR local (10 g de tissu) ≤ 10 W/kg
 - Champ magnétique public (3 kHz–10 MHz) : $H_{\max} = 21$ A/m [2]
- **Pourquoi $I < 1,5$ A ?**

$$H \approx \frac{NI}{2\pi R} \leq 21 \text{ A/m} \implies I \lesssim \frac{2\pi R}{N} \times 21 \approx 1,5 \text{ A}$$

(ex. $N = 10$, $R = 5$ cm)



Andersen *et al.*, “Optimal Transmit Coil Design for Wirelessly Powered Biomedical Implants Considering Magnetic Field Safety Constraints”, *IEEE Trans. EMC*, 2021.



ICNIRP, “Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 Hz–100 kHz)”, *Health Physics*, 99(6):818–836, 2010.

Références bibliographiques I

-  V. Vulfin, S. Sayfan-Altman & R. Ianconescu, « Wireless power transfer for a pacemaker application », *Journal of Medical Engineering Technology*, vol. 41, no. 4, pp. 325–332, 2017.
<https://doi.org/10.1080/03091902.2017.1299232>
-  C. Liu, C. Jiang, J. Song & K. T. Chau, « An Effective Sandwiched Wireless Power Transfer System for Charging Implantable Cardiac Pacemaker », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018. 10.1109/TIE.2018.2840522
-  S. Cetin & Y. E. Demirci, « High-efficiency LC-S compensated wireless power transfer charging converter for implantable pacemakers », *Coloration Technology and Applications*, 2021. 10.1002/cta.3150
-  C. Xiao, D. Cheng & K. Wei, « An LCC-C compensated wireless charging system for implantable cardiac pacemakers: theory, experiment and safety evaluation », *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017.
<https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2735441>

Références bibliographiques II



J. Yang, X. Zhang, K. Zhang, X. Cui, C. Jiao & X. Yang, « Design of LCC-S Compensation Topology and Optimization of Misalignment Tolerance for Inductive Power Transfer », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022. <https://ieeexplore.ieee.org/document/9233396>



Hueros V., Risquez P., Zumel P., Fernandez C., Barrado A. «Wireless Charger for Pacemakers Controlled from Primary Current Without Communication with Secondary Side», *Electronics*, vol. 14, no. 8, 1563, 2023. DOI:10.3390/electronics14081563.



Campi T., Cruciani S., Palandrani F., De Santis V., Hirata A., Feliciani M., «Wireless Power Transfer Charging System for AIMDs and Pacemakers», *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, 2015. DOI:10.1109/TMTT.2015.2511011.