

Télémessure Intracorporelle de Température par Transpondeur Passif

Francis Rodes, Pascale Berger, Adeline Zbrzeski,
Rémy Blanchard, Jamal Zarrabi, Eliane Garnier

ENSEIRB / IMS, Biotelemetry
1 av. du Dr A. Schweitzer 33402 Talence, France

E-mail : . rodes@enseirb.fr

Résumé

Après avoir montré qu'un condensateur céramique Y5V peut constituer sous certaines conditions un capteur de température, cet article décrit la possibilité d'emploi d'un tel condensateur pour réaliser un système de télémessure de température intracorporelle par transpondeur passif.

1. Introduction

La télémessure de température intracorporelle est fréquemment employée en pratique biomédicale [1,2]. Appliquée au traitement de certains cas de stérilité [1], une télémessure de température intracorporelle permet en particulier d'optimiser les traitements grâce à une détection précoce de l'ovulation. Les circuits intracorporels réalisés à ce jour sont typiquement constitués d'un ASIC associé à plusieurs composants passifs [1,2]. De telles solutions sont affectées par des problèmes d'encombrement, de coût, et d'alimentation en énergie. L'objectif de ce travail est de montrer que les circuits intracorporels d'une télémessure de température peuvent se réduire à un transpondeur passif résonnant constitué d'un condensateur céramique Y5V sensible à la température associé avec une self inductance.

2. Principe général de la télémessure

La télémessure de température par transpondeur passif est basée sur l'exploitation de la forte variation de capacité en fonction de la température qui affecte les condensateurs céramiques à constante diélectrique élevée de type Y5V. Comme le montre la courbe expérimentale représentée sur la figure 1, dans le cas du condensateur de 47nF (Murata, GRM188F51H473ZA01) cette variation atteint -35% pour une température variant entre 20°C et 45°C. Cependant, il est bien connu que les condensateurs type Y5V sont affectés par d'autres défauts : Une tolérance de fabrication élevée : (-20% → +80%), un facteur de vieillissement important, ainsi qu'une forte sensibilité à la tension appliquée. Néanmoins, sachant que dans le cas de l'application visée il suffit de détecter une variation de température relativement rapide, les défauts mentionnés ci-dessus ne sont pas rédhibitoires puisqu'ils peuvent être neutralisés par un réglage initial complété par des calibrations périodiques ainsi que par le choix d'une tension appliquée faible.

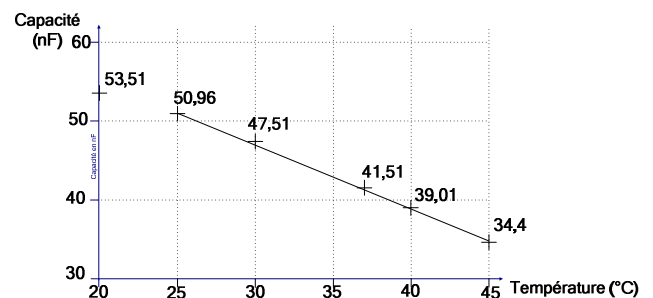


Figure 1. Courbe de variation en température de la capacité d'un condensateur de 47nF type Y5V

Après avoir justifié l'emploi d'un condensateur céramique Y5V en qualité de capteur de température, il reste à le mettre en œuvre dans le système de télémessure. Dans le cas d'un condensateur de capacité variable en fonction de la température, cette mise en œuvre peut être extrêmement simple au niveau du circuit intracorporel puisqu'elle peut se résumer au transpondeur passif représenté figure 2, constitué d'un circuit résonnant (L_s) / (C_s) dont la fréquence résonance est variable en fonction de la capacité du condensateur (C_s) sensible à la température. La transmission de l'information à l'extérieur du corps humain s'effectue selon la technique bien connue du "grip dip", laquelle consiste à rechercher la fréquence de résonance du circuit secondaire par une wobulation de la fréquence du signal appliqué sur le primaire (L_p) situé à l'extérieur du corps humain. La variation relative de la capacité en fonction de la température d'un condensateur Y5V étant particulièrement importante (voir figure1), il en résulte la nécessité de prévoir une plage de wobulation en fréquence suffisamment large pour pouvoir détecter la fréquence de résonance du circuit intracorporel (et ce dans le pire des cas). En outre, le circuit primaire constituant un émetteur radioélectrique, il doit à ce titre respecter les normes de télécommunications et de Compatibilité Electromagnétique (CEM). En conséquence, pour que le système de télémétrie puisse être homologué, le premier problème à résoudre consiste à trouver un canal autorisé ayant une largeur de bande supérieure à la plage de wobulation désirée. Après examen des normes imposées par les administrations de télécommunications [3], nous avons finalement sélectionné le canal 9kHz à 135kHz qui s'avère être le seul à pouvoir offrir simultanément : une largeur de bande relative la plus large possible et une atténuation

négligeable dans les tissus biologiques. Un calcul effectué dans le pire cas nous a ensuite conduits à choisir une plage de wobulation optimale s'étendant de 70kHz à 125kHz. On obtient ainsi un système de biotélémétre, "idéal" en termes de coût et de répartition de la complexité entre les circuits intracorporels et extracorporels : Le circuit intracorporel se réduisant en effet à sa plus simple expression :

Une bobine associée à un condensateur céramique Y5V à très faible coût.

En outre la géométrie circulaire de la bobine et le très faible encombrement d'un condensateur céramique Y5V permet d'intégrer par surmoulage l'ensemble du circuit intracorporel dans l'anneau périphérique d'un diaphragme employé en contraception. Ainsi, grâce à la réutilisation de la technologie et de l'outillage de moulage des diaphragmes on peut envisager une fabrication à moindre coût de circuits intracorporels biocompatibles à usage unique. Ce dernier point est très important au niveau de la faisabilité économique puisque la tendance actuelle du matériel biomédical tend vers le "tout usage unique". Sachant que les diaphragmes actuellement commercialisés ont des diamètres s'échelonnant entre 55mm et 100mm, nous avons volontairement choisi une bobine intracorporelle ayant un diamètre minimum de 55mm, ceci afin de nous placer dans le pire des cas en termes de couplage magnétique.

3. Principe de la télé-détection de la résonance du circuit intracorporel

Le schéma du système de télé-métre représenté figure 2 permet d'établir le système d'équations classique relatif à deux circuits couplés par mutuelle inductance :

$$v_p = (R_p + jL_p\omega)i_p + jM\omega i_s \quad (1)$$

$$0 = jM\omega i_p + \left(R_s + jL_s\omega + \frac{1}{jC_s\omega} \right) i_s \quad (2)$$

Pour télé-détecter la résonance du circuit secondaire à partir du circuit primaire, l'idée consiste à mesurer l'impédance du secondaire ramenée au primaire. En résolvant par substitution le système d'équation (1),(2), on obtient l'expression analytique de l'impédance d'entrée du primaire Z_i :

$$Z_i = R_p + jL_p\omega + \frac{M^2\omega^2}{R_s + j\left(L_s\omega - \frac{1}{C_s\omega}\right)} \quad (3)$$

Lorsque le circuit secondaire entre en résonance, l'expression (3) de l'impédance d'entrée du primaire se réduit à l'expression (4) :

$$Z_{im} = R_p + jL_p\omega + \frac{M^2\omega^2}{R_s} \quad (4)$$

Pour mettre en évidence la résonance du circuit secondaire, la méthode la plus directe consiste à alimenter le primaire avec un courant d'amplitude constante et de fréquence variable, puis à mesurer la tension v_p aux bornes du primaire. L'application de cette méthode a permis d'établir la topologie générale du schéma synoptique de la figure 2.

Sur ce schéma on peut déjà constater que d'une part la tension d'entrée wobulée en fréquence (V_i) est appliquée au circuit primaire par l'intermédiaire d'un convertisseur tension / courant et que d'autre part la tension du primaire

v_p est directement connectée au système de traitement (multiplieur) dont nous allons maintenant montrer l'utilité : D'après l'expression littérale (4) la détection de la résonance du circuit secondaire ne poserait de problème si

le terme ramené par le secondaire : $\frac{M^2\omega^2}{R_s}$ était du même

ordre de grandeur que les autres termes. Dans la réalité on constate hélas le contraire : Le coefficient de qualité Q_p du primaire étant généralement très élevé, on a par conséquent :

$$L_p\omega = Q_p.R_p \Rightarrow L_p\omega \gg R_p > \frac{M^2\omega^2}{R_s} \quad (5)$$

Dans ces conditions, en réexaminant l'expression littérale (4) on voit que le terme utile : $\frac{M^2\omega^2}{R_s}$ est complètement

noyé par le terme imaginaire : $L_p\omega$. On comprend dès lors que pour pouvoir détecter le terme utile, il est nécessaire d'éliminer la partie imaginaire gênante, c'est-à-dire extraire uniquement la partie réelle de l'impédance. Sachant que les 2 termes qui composent la partie réelle de l'impédance sont d'un même ordre de grandeur, on peut ainsi espérer détecter le terme utile. La technique d'extraction de la partie réelle d'une grandeur complexe est bien connue : Elle consiste à multiplier la quantité complexe par un terme en phase avec le terme réel, puis à calculer la valeur moyenne. Si l'on applique cette technique au circuit représenté figure 2, on peut déterminer le terme en phase avec le terme réel à partir de l'expression de la tension au primaire :

$$v_p = R_{eq}.i_p + L_p \frac{di_p}{dt} \quad (6)$$

$$\text{Avec : } R_{eq} = R_p + \frac{M^2\omega^2}{R_s}$$

Sachant que : $i_p = I_{pm} \sin \omega t$, l'expression (6) devient :

$$v_p = R_{eq}.I_{pm} \sin \omega t + L_p.I_{pm} \omega \cos \omega t \quad (7)$$

L'expression (7) montre qu'un terme en phase avec le terme réel peut s'écrire sous la forme :

$$v = V_m \sin \omega t \quad (8)$$

En multipliant (8) par la tension au primaire (7), on obtient après transformations trigonométriques:

$$v.v_p = \frac{V_m.R_{eq}.I_{pm}}{2} (1 - \cos 2\omega t) + \frac{V_m.L_p\omega.I_{pm}}{2} \sin 2\omega t \quad (9)$$

Après calcul de la valeur moyenne obtenue en sortie d'un filtre passe bas de fréquence de

coupure: $f_c \ll \frac{\omega}{\pi}$ l'expression (9) devient:

$$\overline{v.v_p} = \frac{V_m.R_{eq}.I_{pm}}{2} = \frac{V_m.I_{pm}}{2} \left(R_p + \frac{M^2\omega^2}{R_s} \right) \quad (10)$$

L'expression (10) montre que seul le terme réel utile subsiste après multiplication et filtrage.

On est alors en mesure de compléter le schéma synoptique du circuit de traitement analogique représenté figure 2 par un multiplieur analogique dont la sortie est moyennée par un filtre passe bas du 1° ordre. Pour déterminer le maximum correspondant à la résonance du secondaire il suffit alors de calculer la dérivée puis de détecter son passage à zéro. Sur les schémas représentés sur les figures

2&3, ce calcul est effectué par un circuit constitué d'un dérivateur associé à un comparateur à zéro. La commutation de la sortie du comparateur déclenche alors une séquence de mesure de la fréquence instantanée du signal appliqué au primaire. Cette séquence de mesure est réalisée au moyen d'un circuit logique programmable.

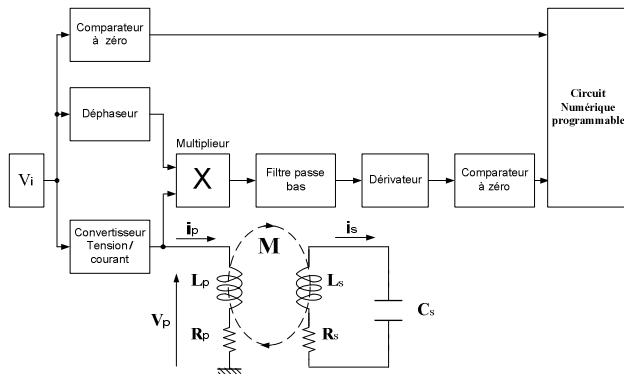


Figure 2. Schéma de principe du système de télémessure

Le circuit logique programmable fournit ainsi une information numérique correspondant à la fréquence de résonance du secondaire et donc à la température intracorporelle.

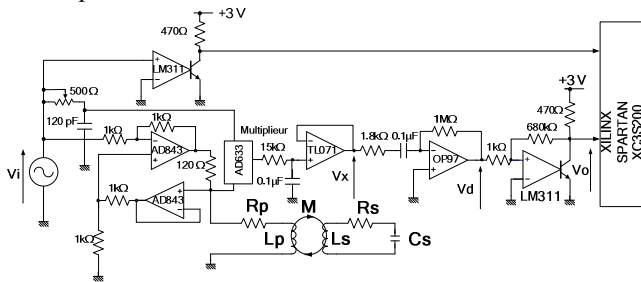


Figure 3. Schéma électrique du système de télémessure

4. Compensation des erreurs

Si l'expression de la tension en sortie du filtre était conforme à l'équation (10). La forme de la tension en sortie du filtre correspondrait à la courbe idéale (A) représentée figure 4. Avec une telle courbe de variation (correspondant à une résistance de la bobine primaire constante), la détection du maximum ne poserait aucun problème. Dans la réalité il n'en est pas ainsi, car on constate que le terme réel augmente avec la fréquence, ce qui réduit les possibilités de détection du maximum (voir figure 4, courbes B et C). Dans les § suivants nous allons montrer que cette augmentation du terme réel avec la fréquence est produite par deux causes. Nous proposerons par la suite une technique de compensation.

4.1 Influence de l'effet de peau

Dans l'expression (10), la résistance de la bobine primaire (R_p) a été supposée a priori constante. Dans la réalité on sait que cela n'est pas toujours le cas, puisque la résistance d'un conducteur peut selon sa section augmenter sous les effets conjugués : du "skin effect" (effet de peau) et du "proximity effect" (effet de proximité). D'après [4] la résistance d'un conducteur de section circulaire de rayon : r ,

de longueur : l et de résistivité : ρ peut s'exprimer en fonction de la fréquence (f) par l'expression approchée :

$$R_{PAC} \approx \frac{l}{r} \sqrt{\mu_0 \cdot \rho \cdot f} \quad (11)$$

Dans le cas de notre application, la fréquence est wobulée dans l'intervalle : $f_0 < f < f_0 + \Delta f$. Dans ces conditions l'expression (11) peut s'écrire :

$$R_{PAC} \approx \frac{l}{r} \sqrt{\mu_0 \cdot \rho \cdot f_0 \left(1 + \frac{\Delta f}{f_0}\right)} \quad (12)$$

Soit en se limitant au 1^o terme du développement en série :

$$R_{PAC} \approx \frac{l}{r} \sqrt{\mu_0 \cdot \rho \cdot f_0} \left(1 + \frac{\Delta f}{2f_0}\right) \quad (13)$$

L'expression (13) montre que l'effet de peau produit bien une augmentation de la résistance de la bobine primaire sensiblement proportionnelle à la fréquence. On sait que pour minimiser cette augmentation on peut agir sur la section du conducteur : Fil divisé (fil de Litz), fil de section plate (circuit imprimé), etc.. Cependant nous allons montrer qu'il existe une technique plus simple pour arriver au même résultat. Cette technique découle de la méthode de compensation du déphasage présentée dans le § suivant.

4.2 Influence d'un déphasage

Sur les schémas des figures 2&3, on peut constater que le convertisseur tension / courant est inséré dans l'une des entrées du multiplicateur. Ce convertisseur tension / courant étant réalisé avec 2 amplificateurs opérationnels (voir figure 3), il ajoute inévitablement un léger déphasage. Pour évaluer l'influence d'une erreur de phase φ entre les 2 entrées du multiplicateur, le plus simple consiste à reprendre le calcul de la tension en sortie du multiplicateur avec un déphasage φ rajouté sur le terme devant être en phase avec le terme réel. Dans ces conditions l'expression (8) devient :

$$v = V_m \sin(\omega t + \varphi) \quad (14)$$

En multipliant (14) par la tension au primaire (7), on obtient en sortie du multiplicateur :

$$v \cdot v_p = [V_m \sin(\omega t + \varphi)] [R_{eq} \cdot I_{pm} \sin \omega t + L_p \cdot I_{pm} \omega \cos \omega t] \quad (15)$$

En suivant la même procédure qu'au §3, on obtient après transformations trigonométriques et calcul de la valeur moyenne :

$$\overline{v \cdot v_p} = \frac{V_m \cdot R_{eq} \cdot I_{pm}}{2} \cos \varphi + \frac{V_m \cdot L \cdot \omega \cdot I_{pm}}{2} \sin \varphi \quad (16)$$

L'expression (16) montre que le déphasage φ produit aussi une augmentation du terme réel proportionnel à la fréquence. Le problème est que ce terme d'erreur s'ajoute à celui dû à l'effet de peau. Il en résulte donc finalement une augmentation encore plus prononcée du terme réel proportionnel à la fréquence (voir la courbe C représentée figure 4) En conséquence, pour réussir la détection du maximum il s'avère indispensable de compenser ces 2 termes d'erreurs.

4.3 Compensation des erreurs par un déphasage

Le principe de la compensation consiste à remarquer que si un déphasage $+\varphi$ produit un terme d'erreur similaire à celui généré par l'effet de peau, inversement, il est possible de compenser simultanément les 2 termes d'erreur en ajoutant un déphasage de signe opposé dont la valeur est réglée

jusqu'à annuler les effets des 2 sources d'erreur. Cette opération est réalisée sur les figures 2&3 par un circuit déphaseur ajustable (un simple circuit RC) qui après réglage permet d'obtenir une courbe de réponse horizontale similaire à la courbe A représentée figure 4.

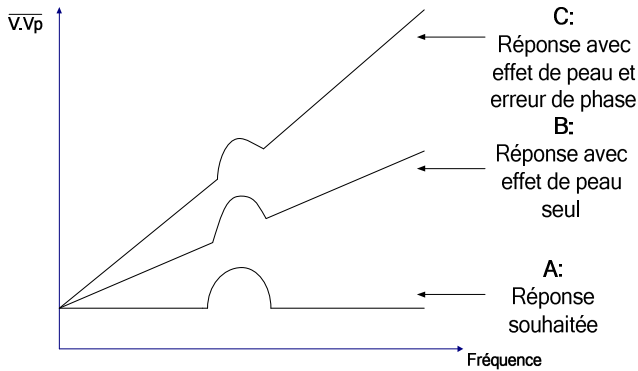


Figure 4. Courbes de réponses après multiplication et filtrage passe bas

5. Résultats expérimentaux

Comme nous l'avons signalé dans le §2, le système de télémétrie a été réalisé avec une bobine secondaire de taille minimale correspondant au pire cas ($\Phi = 55\text{mm}$, $N_s = 21$ t, $L_s = 52\mu\text{H}$). La bobine primaire a été optimisée pour une portée maximale de l'ordre de 7 à 10cm. D'après [5] cette optimisation conduit à une bobine primaire ayant un diamètre extérieur de 28cm, comportant 16 spires et présentant une self inductance : $L_p = 162 \mu\text{H}$. Après réglage du déphaseur, les chronogrammes représentés figure 5 ont été relevés sur le circuit de la figure 3 pour une portée fixée à 8cm et une vitesse de balayage en fréquence de 550 KHz/s.

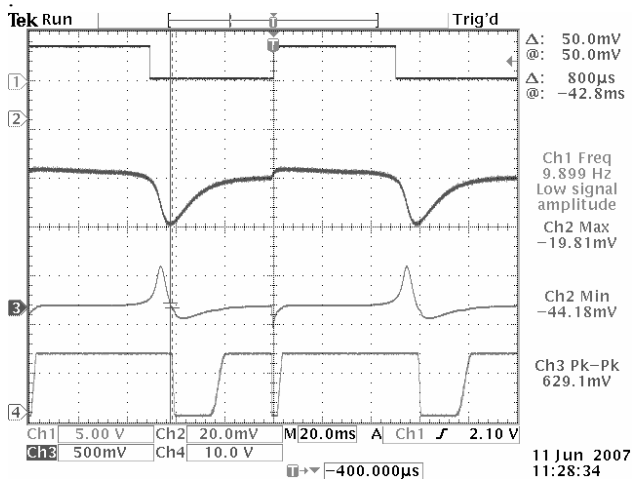


Figure 5. Chronogrammes du circuit représenté figure 3
Ch1: Signal de synchronisation de la wobulation
Ch2: Tension de sortie du multiplieur + filtre passe bas (V_x)
Ch3: Tension de sortie du dérivateur (V_d)
Ch4: Signal logique en sortie du comparateur (V_o)

L'oscilloscope employé (TEK TDS3064) est synchronisé sur le signal de commande de la wobulation représenté sur le canal 1 (Ch1). Le canal 2 (Ch2) représente le signal de sortie de l'ensemble multiplieur + filtre passe bas (V_x). Comme on peut le constater, après réglage du

déphasage, le pic de résonance est superposé à une ligne de base ramenée à l'horizontale (comme prévu dans l'étude théorique du § 4). Dans ces conditions, le signal de sortie du dérivateur : V_d (canal 3 : Ch3) passe par zéro pour la fréquence de résonance du secondaire. Ce passage par la fréquence de résonance est ensuite détecté par une transition négative du signal logique en sortie du comparateur : V_o (canal 4 : Ch4).

La sortie du comparateur déclenche ensuite la séquence de mesure de la fréquence instantanée du signal appliqué au primaire.

Les résultats des mesures effectuées depuis le primaire sont rassemblés sur la courbe représentée figure 6. Comme prévu, cette courbe montre que ce système de télémétrie constitue un détecteur de température particulièrement sensible dans une plage de température centrée autour de 37°C.

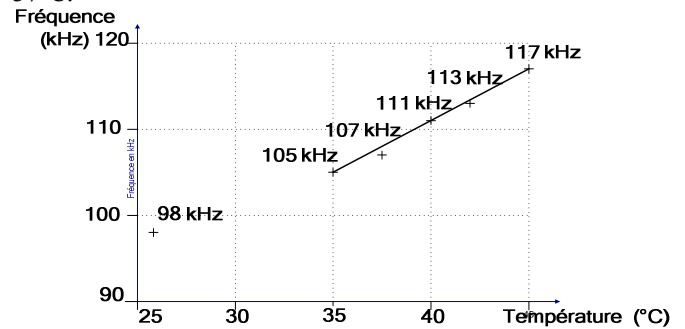


Figure 6. Fréquence de résonance du secondaire en fonction de la température

6. Conclusions

Ce travail a montré la faisabilité d'une télémétrie de température intracorporelle réalisée à partir d'un transpondeur passif intracorporel simple et économique, se réduisant à un circuit résonnant constitué d'une bobine et d'un condensateur céramique faible coût Y5V. Bien que ce type de condensateur soit affecté par un facteur de vieillissement élevé, les tests ont montré que dans les applications de télémétrie à court terme, ce système constituait un détecteur de température particulièrement sensible dans la plage s'étendant de 20°C à 45°C.

Références

- [1] Z. McCreesh, N.E. Evans, W.G. Scanlon, "418MHz temperature telemetry from the human vagina", Biotelemetry XIII, Williamsburg, Virginia, USA, pp. 304-309.
- [2] B. Schneider Jr, P.J. Abatti, "A batteryless thermotelemetry bridge system for subcutaneous implants", Biotelemetry XIII, Williamsburg, Virginia, USA, pp. 81-86.
- [3] ETSI, European Telecommunication Standard I-ETS 300 330, "Radio Equipment and Systems (RES) ; Short Range Devices (SRDs) Technical characteristics and test methods for radio equipment in the frequency range 9kHz to 25 MHz and inductive loop systems in the frequency range 9 kHz to 30 MHz", December 1994.
- [4] F. E. Terman, "Radio engineers handbook ", McGraw-Hill Company, Inc, 1943.
- [5] K. Finkeneller, "RFID Handbook, Radio-Frequency Identification Fundamentals and Applications", John Wiley & Sons Ltd, 1999.