

共振器結合型 WPT システムの多段化設計と実験

栗井 郁雄[†] 小森 琢也 石崎 俊雄[‡]

龍谷大学理工学部 〒520-0227 大津市瀬田大江町横谷 1-5

E-mail: [†] awai@rins.ryukoku.ac.jp, [‡] ishizaki@rins.ryukoku.ac.jp

あらまし : 共振器結合型 WPT システムは本質的に BPF(帯域通過フィルタ)であるから多段化は容易である、ここでは 2 つの異なる BPF 設計法を用いて多段 WPT システムの設計法を説明する。1 つは等価回路に基くもので素子値をどのように設定すべきかについてより詳細な情報を与えてくれるが複雑である。もう 1 つは使用共振器の共振周波数、結合係数、外部 Q のみによって設計する方法であり、簡便な上に適用範囲が広いので、前者によって理論的背景を与える事にして、実際の設計は後者による事とする。

3 段にとどまらず 4 段のシステムまで実際に設計して作製してみたところほぼ理論予測通りの結果が得られた。

キーワード : ワイヤレス給電システム、共振器結合方式、多段化、BPF 設計理論

Design and Experiment of Multi-stage Wireless Power Transfer System with Coupled Resonators

Ikuo Awai[†] Takuya Komori and Toshio Ishizaki[‡]

Dept of Electronics and Informatics, Ryukoku University

1-5 Yokotani, Seta-oecho, Otsu, 520-2194, Japan

E-mail: [†] awai@rins.ryukoku.ac.jp, [‡] ishizaki@rins.ryukoku.ac.jp

Abstract : Since the WPT system made of coupled resonators is considered a BPF (band pass filter), realization of multi-stage system is straightforward. We will design multi-stage WPT system utilizing 2 different design methods for BPF. One design based on an equivalent circuit gives more detailed information with more complicated procedure, while the other one based on three resonator parameters, that is, resonant frequency, coupling coefficient and external Q gives a simple and versatile application. Thus, we take the former for the theoretical background of giving component values and use the latter for the practical design.

We have obtained the measurement results as expected, from the design and fabrication of not only 3 but 4 stage systems.

Keyword : Wireless power transfer system, Resonator-coupled system, multi-stage, BPF design theory.

1. まえがき

MITによって提案された共振器結合型 WPT(Wireless Power Transfer)システムは同じ周波数で共振する 2 つの共振器間の結合を利用するため共振器周辺の電磁界振幅が大きくなり、電磁誘導を用いるシステムに比べてはるかに遠方まで無線電力伝送を行うことができる。しかし更に遠方までの伝送が必要であるときには新たな工夫が必要である。

WPT には様々な方式が存在し、到達距離によって分類すれば前述の電磁誘導方式が最も短く、次に線路結合方式、更に共振器結合方式が続き最も長距離伝送に向いているのは電磁放射方式(マイクロ波/レーザー放射方式)である。最初の 3 つはエバネセント界の結合を利用するため、本質的に近距離伝送しかできないが、

放射波を用いれば遠方への伝送が可能となる。しかしこのときアンテナ利得を十分大きくしなければ伝送効率が下がるので勢い高周波を用いざるを得なくなる。このため放射方式ではマイクロ波やレーザーを用いるのが普通となり直流との変換効率や価格、人体への影響などの問題が生じてくる。

そこで一般的に低い周波数が用いられるエバネセント界方式で長距離伝送を行えるかを検討すると 2 つの方法が考えられる。1 つは線路結合方式によって 1 次元的に長距離電力伝送し、線路に沿って動く受電体を通じて電力を受ける方法が考えられる。もう 1 つは共振器結合方式において共振器をチェーン状に並べる方法である[1],[2]。本論文では後者を取りあげ設計理論の構築と製作・実験結果を紹介する。

共振器を2個用いたMITのシステムが2段のBPFに他ならない事を考えれば多段のWPTシステムは多段BPFとして設計すれば良い事は明らかである[3],[4]。その理論は既存のもの[5]が使えるが、WPTシステムに特有の要求である負荷抵抗、共振器間距離などの変更に対応できるように理論を展開する必要がある。

そこでまずWPTシステムを等価回路表現し、それを基に上記の展開を行う[3]。その上でより簡便な設計法である3定数法[4] (共振周波数、結合係数、外部Qによって設計する方法)を紹介し、それを用いて設計・製作を行う。3段だけでなく4段のシステムについても検討する。

2. 等価回路

インバータを用いた3段BPFの標準回路は図1のように表す事ができる[6]。3つの共振器の共振周波数は等しくする必要はあるが、各LC値が異なってもKインバータで吸収可能である。しかしここでは一般的な誘導結合BPFの標準回路[5]を少し特殊化して製作及び解析の簡単さのため対称的な構造とした。

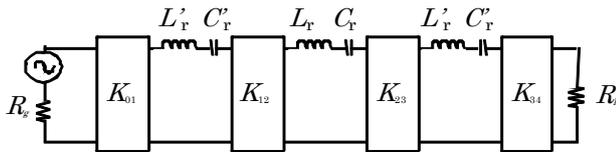


図1. 3段誘導結合BPFの標準回路

回路パラメータ間には以下の関係式が成立せねばならない。

$$L_r C_r = L_r' C_r' = 1/\omega_r^2 \quad (1)$$

$$K_{01} = \sqrt{\frac{w\omega_r R_g L_r'}{g_0 g_1}}, K_{12} = \omega_r w \sqrt{\frac{L_r L_r'}{g_1 g_2}}, K_{23} = \omega_r w \sqrt{\frac{L_r L_r'}{g_2 g_3}}, K_{34} = \sqrt{\frac{w\omega_r R_l L_r'}{g_3 g_4}} \quad (2)$$

ここに ω_r は共振角周波数、 w は比帯域、 $g_0 \sim g_4$ は原型低域通過フィルタの g 値である。我々は最大平坦型(ワグナー・バターワース型)のフィルタを対象とするので g 値は常に対称的な値を取り、3段の場合は

$$g_0 = g_4 = 1, \quad g_1 = g_3 = 1, \quad g_2 = 2 \quad (3)$$

であるから $K_{12}=K_{23}$ となる事は明らかである。

一方MIT型3段WPTシステムは図2のような配置となり図3のような等価回路となる事がわかる[6]。図2の3つのスパイラル共振器は対象な構造と位置とすることに決め図3のような定数と仮定する。またスパ

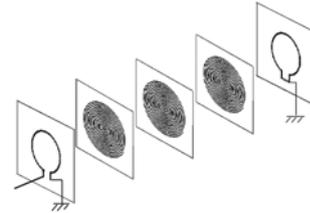


図2. 3つのスパイラルコイルによるWPTシステム

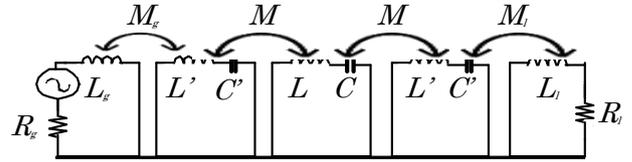


図3. 図2の等価回路

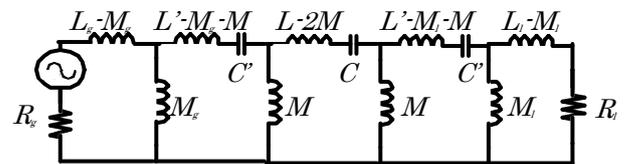


図4. T型回路への変換

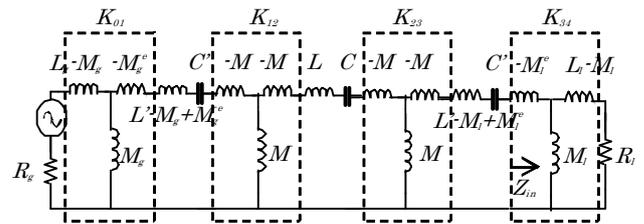


図5. $-M_g^e, -M_l^e$ の導入

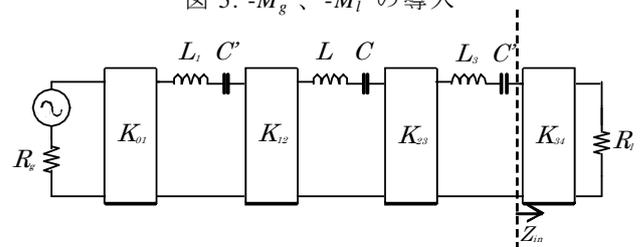


図6. 標準回路への変換

イラル共振器#1-2間及び#2-3間の相互インダクタンス M を等しいとしているのは上述の $K_{12}=K_{23}$ と対応している。しかし $M_g \neq M_l, L_g \neq L_l$ としているのは $R_g \neq R_l$ に対応するためである。

さて図3の回路中の相互インダクタンスはT型回路に変換できるので図3は図4と等価である。しかし図4の両端部はこのままではKインバータと抵抗のみの回路に変換できないため図5のように $-M_g^e, -M_l^e$ なる負インダクタンスを導入する[1],[3],[4]。そして図5の回路が図6のように3段BPFの標準回路に帰着するためにはまず負荷端側の入力インピーダンス Z_{in} が双方に対して等しくなる条件を求める。図5では

$$Z_{in} = -j\omega M_\ell^e + \frac{1}{\frac{1}{j\omega M_\ell} + \frac{1}{j\omega(L_\ell - M_\ell) + R_\ell}} \quad (4)$$

図 6 では

$$Z_{in} = \frac{K_{34}^2}{R_\ell} \quad (5)$$

であるから両者を等しいと仮定すると

$$K_{34} = \frac{\omega_r M_\ell R_\ell}{\sqrt{R_\ell^2 + (\omega_r L_\ell)^2}} \quad (6)$$

$$M_\ell^e = M_\ell - \frac{\omega_r^2 M_\ell^2 L_\ell}{R_\ell^2 + (\omega_r L_\ell)^2} \quad (7)$$

を得る。この結果

$$L_3 = L' - M_\ell + M_\ell^e = L - \frac{\omega_r^2 M_\ell^2 L_\ell}{R_\ell^2 + (\omega_r L_\ell)^2} = L' - M_\ell' \quad (8)$$

となる。一方電源側にも全く同じ操作を施す事によって

$$K_{01} = \frac{\omega_r M_g R_g}{\sqrt{R_g^2 + (\omega_r L_g)^2}} \quad (9)$$

$$M_g^e = M_g - \frac{\omega_r^2 M_g^2 L_g}{R_g^2 + (\omega_r L_g)^2} \quad (10)$$

$$L_1 = L' - M_g + M_g^e = L - \frac{\omega_r^2 M_g^2 L_g}{R_g^2 + (\omega_r L_g)^2} = L' - M_g' \quad (11)$$

が得られる。

図 5 においてスパイラル共振器 #1,2 と #2,3 を結ぶ M_1, M_2 の T 型回路は特性インピーダンス

$$K_{12} = K_{23} = \omega_r M \quad (12)$$

の K インバータである事は良く知られているので、図 6 の回路は図 1 の 3 段 BPF を形成する事となった。ここで(1)と同様に

$$L_1 C' = LC = L_3 C' = \frac{1}{\omega_r^2} \quad (13)$$

を満たす必要があるので

$$L_1 = L_3 \quad (14)$$

が成り立たねばならない。また図 1 と図 6 の回路を完全に等しくするために

$$L_r = L, \quad C_r = C, \quad L_r' = L_1, \quad C_r' = C', \quad (15)$$

なる関係を付け加える必要がある。

3. 回路素子間の関係

式(8), (11), (14)によって

$$\frac{M_\ell}{M_g} = \sqrt{\frac{L_g R_\ell^2 + (\omega_r L_\ell)^2}{L_\ell R_g^2 + (\omega_r L_g)^2}} \quad (16)$$

一方、式(2)から求めた K_{01}/K_{34} と式(6),(9)から求めたそれを等しいとおくと

$$\sqrt{\frac{R_g}{R_\ell}} = \sqrt{\frac{R_\ell^2 + (\omega_r L_\ell)^2}{R_g^2 + (\omega_r L_g)^2}} \frac{M_g R_g}{M_\ell R_\ell}$$

となるので式(16)と合わせて

$$\frac{L_\ell}{L_g} = \frac{R_\ell}{R_g} \quad (17)$$

を得る。そして(17)を(16)に代入すれば

$$\frac{M_\ell}{M_g} = \sqrt{\frac{R_\ell}{R_g}} \quad (18)$$

なる関係が得られる。式(17)と(18)は異なった電源/負荷抵抗に回路整合するために必要な条件である。

中心に置かれた共振器 #2 は自由に L, C の値を決め、また隣の共振器との結合係数 M も自由に決めるものとする。この時点でもまだ L', C' には自由度が残っているので計算の容易さを確保するため

$$L' - M_g' = L' - M_\ell' = L \quad (19)$$

となる共振器を選ぶ事とする。それによって C' は

$$C' = C = \frac{1}{\omega_r^2 L} \quad (20)$$

となる。

次に M_g 又は M_ℓ を決める必要がある。しかしこのうちどちらかを決めれば他は式(18)によって自動的に決まるのでここでは M_g を求めてみよう。式(2,a)と(9)、(11),(19)を用いて

$$\frac{\omega_r^2 M_g^2 R_g^2}{R_g^2 + (\omega_r L_g)^2} = \frac{\omega_r \omega_r R_g L}{g_0 g_1}$$

を得るのでこれに式(2b), (12), (15)を代入して M_g を求めると

$$M_g = \sqrt{(1 + Q_{eg}^2) \frac{MR_g}{\omega_r}} \quad (21)$$

となる。ここに

$$Q_{eg} = \frac{\omega_r L_g}{R_g}$$

である。

最後に図 3 の 3 つの共振器の共振周波数を比較して

みよう、それらは

$$\omega_r' = \frac{1}{\sqrt{L'C'}} \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

で表される。式(19)と(20)によって

$$L'C' = (L + M_g')C = \frac{1}{\omega_r'^2} + \frac{M_g'}{\omega_r'^2 L}$$

が得られるので

$$\omega_r' = \frac{\omega_r}{\sqrt{1 + \frac{M_g'}{L}}} \quad (22)$$

となる。 M_g' は式(11)に与えられており L よりは普通小さいが正の値を持つ。そのため、図3において中心部の共振器に対して両端のスパイラル共振器は周波数を少々低くする必要のあることがわかる。

4.3 定数による設計法

前節に求めた3段WPTシステムの定数間関係を用いてシステム設計を行う事は可能であるが、より簡単な3定数(共振周波数、結合係数、及び外部Q)による設計法をここでは用いる。その概略は以下の通りである。

- ① 図7に示した各共振器の共振周波数 $f_1 \sim f_N$ をすべてシステムの動作周波数に等しく定める。
 - ② 設計公式に従って共振器間結合係数 $k_{n,n+1}$ を定めそれを与える共振器間距離を決める。
 - ③ 設計公式に従って最外側共振器/外部回路間の外部Q(ここではその逆数である外部k即ち k_{eg}, k_{el} を用いる)を定めそれを与える共振器と外部回路の配置を決める。
 - ④ 必要に応じて各共振器の共振周波数を調節する。
- 上述の設計公式は以下の通りである。

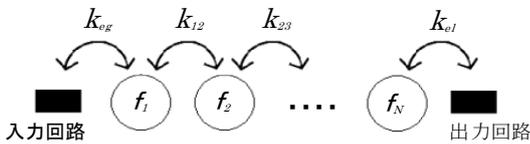


図7. N段システムの設計法

共振器間結合係数

$$k_{n,n+1} = \frac{w}{\sqrt{g_n g_{n+1}}} \quad (23)$$

外部k

$$k_{eg} = \frac{w}{g_0 g_1}, \quad k_{el} = \frac{w}{g_N g_{N+1}} \quad (24)$$

ここで w はBPFの比帯域(帯域/中心周波数), g_n は原型低域フィルタの g 値と呼ばれ以下の式で与えられる。

$$g_n = 2 \sin\left(\frac{2n-1}{2N} \pi\right), n=1,2,\dots,N \quad (25)$$

$$g_0 = g_{N+1} = 1$$

N は使用する共振器の個数である。

(1) 3段システムの設計・製作

式(25)を用いて g 値を計算すると $N=3$ に対して

$$g_0 = g_1 = g_3 = g_4 = 1 \quad g_2 = 2 \quad (26)$$

を得る。これらを(23),(24)に代入すると

$$k_{12} = k_{23} = \frac{w}{\sqrt{2}} \quad k_{eg} = k_{el} = w \quad (27)$$

が得られる。

1φの銅線をピッチ1cmで中心から均等に巻いて直径約25cmとなったスパイラル共振器と、直径12cm、1巻きのループコイルを用いて図8のような3段のシステムを製作する。共振周波数は約25.5MHzであり、2つのスパイラルコイルの結合係数測定結果は図9の通りであった。そこで共振器間隔を30cmに設定し、結合係数0.015とした。この時、式(27)の k_{12}, k_{23} が共に0.015であるから k_{eg}, k_{el} はその $\sqrt{2}$ 倍の0.021とする必要がある。

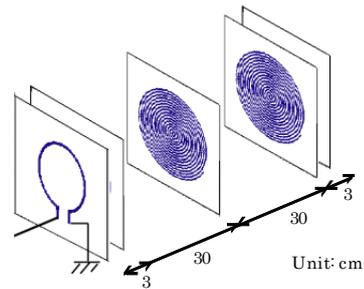


図8. 3段システムの配置

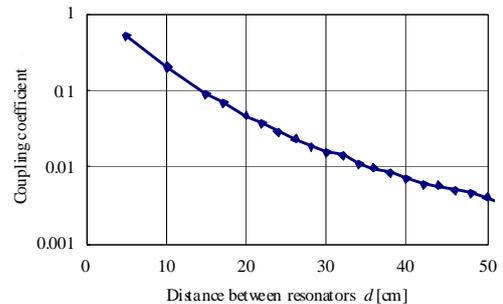
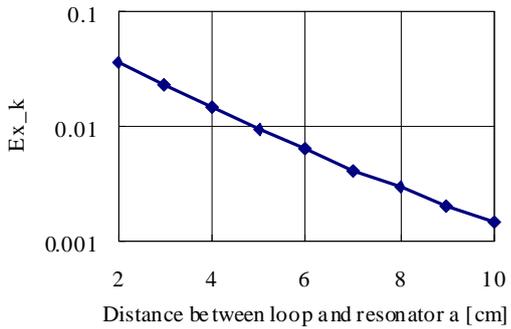
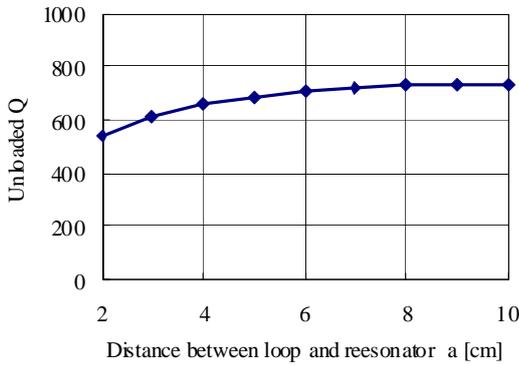


図9. スパイラル共振器の結合係数

図 10 は外部 k 及びスパイラル共振器の無負荷 Q をループ/スパイラル間の距離に対して測定した結果である。 $k_e=0.021$ を与える距離は 3cm であるからループ/スパイラル間距離をそのように設定してシステムを構成した。その測定結果は図 11 に示すが良好な整合特性を示している。この時、式(22)に示されるように中央の共振器 #2 に対して両端の共振器 #1, 3 は周波数をすこしだけ下げることによって上手く整合を取ることができた。また式(27)から BPF としての比帯域が 0.021 であることが予測されるが、そのとおり図 11 から読み取れる比帯域はほぼその値と等しくなっている。



(a)



(b)

図 10. (a)スパイラル共振器/ループコイルの外部 k および(b)スパイラル共振器の無負荷 Q

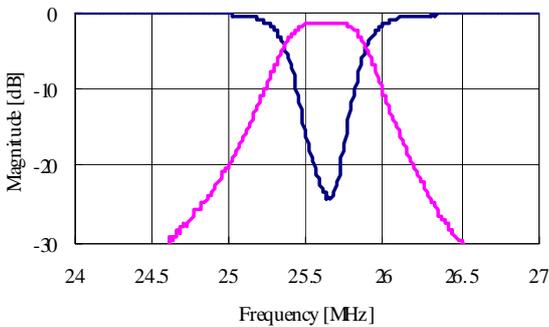


図 11. 3 段システムの周波数応答

(2) 4 段システムの設計・製作

この場合も式(25)から

$$g_0 = g_5 = 1 \quad g_1 = g_4 = 0.765 \quad g_2 = g_3 = 1.848 \quad (28)$$

を得る。これらを(23),(24)に代入して

$$k_{12} = k_{34} = \frac{w}{1.189} \quad k_{23} = \frac{w}{1.848} \quad (29)$$

$$k_{eg} = k_{el} = \frac{w}{0.765}$$

が得られた。この結果を見ると k_{12}, k_{34} は k_{23} より大きいので4つの共振器のうち中央の #2 と #3 の間隔に比べて #1 と #2, #3 と #4 の間隔は小さくしなければならない事がわかる。#2 と #3 の間隔を前節と同じ 30cm に保つ事にすると k_{23} は 0.015 にせねばならない。そのとき k_{12}, k_{34} は式(29)から 0.023 とするべき事がわかる。そこで図 9 からこの結合係数に対する共振器間隔 25cm を決定する。

次に式(29)の k_{eg}, k_{el} と k_{23} の関係から k_{eg}, k_{el} の値を 0.036 とすれば良い事がわかるので、図 10 のグラフにおいて k_e の 0.036 に対応するループ/スパイラル間距離 2cm を見出す。以上の値を用いて作製したシステムは図 12 に示す通りであり、この系の測定結果を図 13 に示す。若干反射特性に問題が残るが一応整合していると言う事ができる。また比帯域については式(29)の k_{23} の値から 0.028 となるが測定値からは矢張り 0.028 という値が得られており設計法の妥当性が示されたと言える。

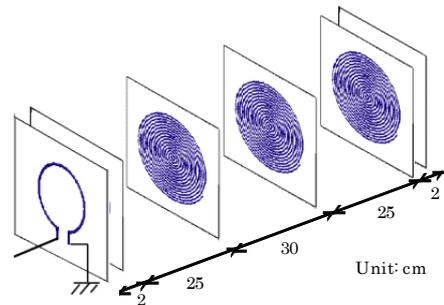


図 12. 4 段システムの配置

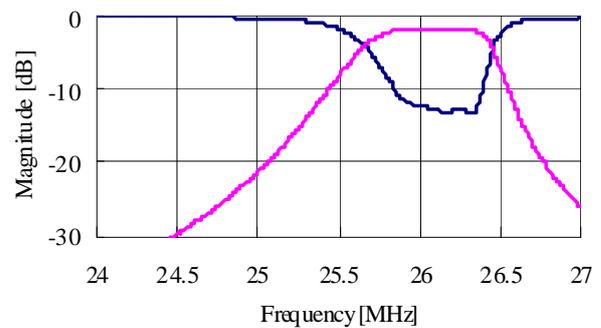


図 13. 4 段システムの周波数応答

5. むすび

BPF理論を用いて共振器結合型多段WPTシステムの設計法を作った。更にそれによって3段及び4段のシステムを設計・試作し理論の妥当性を確認した。段数と伝送損失の関係など重要な特性が未検討であるが今後の課題としたい。

6. 引用文献

- [1] 橋口宣明、込山伸二、三田宏幸、藤巻健一、「共鳴型ワイヤレス給電用中継デバイス」信学総大 2010、B-1-25、2010年3月
- [2] 柏木一平、大館紀章、小川健一郎、尾林秀一、庄木裕樹、諸岡翼、「第3のコイルを用いた磁気共鳴型無線電力伝送の効率改善」、信学総大 2010、B-1-31、2010年3月
- [3] 粟井郁雄：「磁気結合共振器型ワイヤレス給電システムのBPF理論による設計法」、電学論 C, 130, 12, pp.2192-2197, 2010年12月
- [4] 粟井郁雄、小森琢也、「共振器結合型ワイヤレス給電システムの簡便な設計」、電学論 C, 130, 12, pp. 2198-2203, 2010年12月
- [5] G. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, “Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures”, Artech House Inc., Norwood, MA, p. 484, 1980.
- [6] 粟井郁雄、[磁気結合共振器型ワイヤレス電力伝送の多段化]、信学全大 2010、B-1-6、2010年9月
- [7] Ikuo Awai and Tetsuya Ishida, “Design of Resonator-coupled Wireless Power Transfer System by Use of BPF Theory”, Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science, Vol. 10, No. 4, pp. , Dec. 2010, [Invited], to be published