# チップ間無線電力伝送に向けた送受対称回路構成設計法の研究

7314665 難波 隆一

## 1. はじめに

近年,積層した大規模集積回路(Large Scale Integrated Circuits:LSI)チップ間に無線による信号と電力の伝送を行う ことでチップ間接続を不要とし,チップ実装の負担を軽減す る方法が検討されている[1]-[4].チップ間無線電力伝送の方 式は大きく分けて磁界結合型と電界結合型の二種類がある. 電界結合型はチップ同士を向かい合わせて伝送するため積層 は2層までに制限されるが[5],磁界結合型に比べ,位置ずれ に強い[6],電磁干渉による影響が少ない[7]などの利点がある. 本稿ではチップ間無線電力伝送に電界結合を用い,送受対称 回路構成を用いた設計法の検討を行う.

## 2. 電界結合型無線電力伝送

一般的な電界結合型無線電力伝送回路[8]を回路機能ブロ ックで表現した図を図1に示す. V<sub>D</sub>, C<sub>c</sub>, C<sub>g</sub>, R はそれぞれ 直流電源,結合容量,対地容量,負荷抵抗を示す.直流入力 された電力は電力増幅器を通ることで直流から高周波への電 力変換が実現される.その後高周波へ変換された電力は整合 回路を通り,結合容量 C<sub>c</sub>に供給され,電界結合により受信側 回路に誘起される.誘起された高周波電力は整合回路を通り 整流回路にて直流電力に変換される.従来回路の欠点として 入出力整合回路の設計が複雑,伝送系にかかる電圧が考慮さ れてないといった問題が挙げられる.

そこで本稿では従来の設計より簡易かつ伝送系にかかる電 圧を考慮した送受対称回路を提案する.



図1 一般的な電界結合型無線電力伝送

## 3. 送受対称回路

#### 3.1. 提案回路

時間反転双対性により電力増幅器と整流器の回路を共用化 する研究が報告されている[9]. この原理を用い、図1の受信 側の整流回路は送信側の電力増幅器を用いて表す.このとき, 送信回路と受信回路は同一のインピーダンスとなり,図2に 示すように1-1'を中心に左右対称な回路として表すことがで きる.提案した対称回路は送信側,受信側それぞれ同一素子 を用いて構成されているため,回路設計が容易である.本稿 では送受の電力増幅器および整流器を低インピーダンスの電 源および負荷抵抗で表し,対称回路と仮定して研究を行った.





#### 3.2. 送受対称回路の設計法

提案回路を設計するにあたり,1-1'から見た受信回路のイン ピーダンスを求める. 等価回路図を図 3(a)に示す. Cc', Cg, L<sub>1</sub>, C<sub>1</sub>, R はそれぞれ分割された結合容量, 対地容量, 整合 回路のインダクタとキャパシタンス, 負荷抵抗を表す. 1-1' から見たインピーダンス Z<sub>11</sub>を(1)式に示す. このとき図 3(a) の Cg, L<sub>1</sub>並列回路は図 3(b)に示すように式の簡略化のため誘 導性素子として直列回路で表現する.

$$Z_{11'} = \frac{RX'_{L1}{}^2}{R^2 + (X'_{L1} + X_{c1})^2} + j\frac{R^2X'_{L1} + X'_{c1}X'_{L1} + X'_{c1}X'_{L1}}{R^2 + (X'_{L1} + X'_{c1})^2} + jX'_{cc}}$$
(1)

ここで、 $X_{Lr}$ は直列変換した誘導性素子のリアクタンス $\omega$ Lr、 $X_{C1}$ はキャパシタのリアクタンス $-1/\omega$ C1、 $X_{Cc}$ は結合容量の

リアクタンス- $1/\omega C_e$ 、 $\omega$ は角周波数を示す.次に Im( $Z_{11}$ )=0 を X<sub>L1</sub>について解く. Im は  $Z_{11}$ の虚部を取り出すことを示す.

$$X'_{L1} = \frac{-R^2 - X_{c1}^2 - 2X_{c1}X_{cc}' \mp \sqrt{R^4 + 2R^2X_{c1}^2 + X_{c1}^4 - 4R^2X_{cc}'^2}}{2(X_{cc}' + X_{c1})}$$
(2)

ただし成立条件として

$$R^4 + 2R^2 X_{c1}^2 + X_{c1}^4 - 4R^2 X_{c_c}^{\prime 2} > 0 \tag{3}$$

(2)式より, 整合回路 L<sub>1</sub>, C<sub>1</sub>の最適な組み合わせが求まり, (3) 式より, そのときの C<sub>1</sub>の有効範囲が求まる.





(b)図3 1-1'から見た受信回路の等価回路図





#### 3.3. 伝送系

式(2)から L<sub>1</sub>, C<sub>1</sub>の最適な組み合わせを求めるためには, 初期値として負荷抵抗と伝送系のパラメータを決めねばなら ない.本節では想定する伝送系について説明する.

LSI チップ間無線電力伝送を実験によって実現するには,時 間的及び技術的制約がかかる.そこで,本研究ではLSI チッ プに実装した形ではなく 10 倍の大きさにスケールを拡大し た形で模擬実験を行う.図4に想定した伝送系の簡単な概略 図を示す.伝送系は6層のプリント基板(FR4)で構成されて いる.top layer から供給された電力はビアホールを通り layer3の送電側電極へ供給され,電界結合により layer4 の受 電側電極に電力を誘起する.誘起された電力はビアホールを 通り bottom layer へ供給される.このとき, layer2 と layer5 は電極間に発生する電界が周囲に影響を与えぬよう,静電シ ールドの役割を果たしている.想定した伝送系の諸元を表 1 に示す.

表1 伝送系の諸元

| 結合容量:Cc                       | 0.94[pF]                |
|-------------------------------|-------------------------|
| 対地容量:C <sub>g</sub>           | 0.94[pF]                |
| 基板誘電率 <b>:</b> ε <sub>r</sub> | 4.7(F m <sup>-1</sup> ) |
| 動作周波数:f                       | 100[MHz]                |

#### 3.4. 伝送系の端子間電圧との関係

3.3 節で想定した伝送系の諸元を用い,(3)式より求めた C<sub>1</sub> の有効範囲は 0<C<sub>1</sub><38.6pF となる.このとき負荷抵抗 R は 1Ωとする.上記条件の C<sub>1</sub>を(2)式に代入することで,図5に 示すように整合回路 L<sub>1</sub>, C<sub>1</sub>の最適な組み合わせが求まる. 解は+解と-解の二通りある.

次に,(2)式より求めた L<sub>1</sub>,C<sub>1</sub>の最適組み合わせと伝送系 の端子間電圧 V<sub>Cc</sub>との関係を回路シミュレーションによって 評価する.シミュレーション回路を図 6,諸元を表 2 に示す. 交流電源電圧のピーク値 V<sub>ac</sub>,動作周波数 f はそれぞれ 1V, 100MHz とし,C<sub>1</sub>,L<sub>1</sub> は図 5 に示すように変化させた.

図7にシミュレーション結果を示す. +解と-解の結果は ほぼ一致した. 伝送系の端子間電圧 V<sub>Cc</sub>の最小値は, +解の 場合 C<sub>1</sub>=38pF, L<sub>1</sub>=63.2nH のとき 20.9V. 一解の場合, C<sub>1</sub> =38pF, L<sub>1</sub>=63.9nH のとき 20.9V となった. これらの結果 から, 伝送系の端子間電圧を最小にする最適設計が求まる.











表2 諸元

| 送信部                 |          | 伝送部                                   |            | 受信部            |      |
|---------------------|----------|---------------------------------------|------------|----------------|------|
| 交流電源:Vac            | 1[V]     | , , , , , , , , , , , , , , , , , , , | · 索县 .     | キャパシタンス:       | 変化   |
| 内部抵抗:R <sub>i</sub> | 1[Ω]     | Ce (                                  | 0.94[pF]   | C1             |      |
| キャパシタンス: C1         | 変化       |                                       |            | インダクタンス:<br>La | 変化   |
| インダクタンス:L1          | 変化       | 対地容量:                                 | 0.94[pF]   |                |      |
| 動作周波数:f             | 100[MHz] | Cg                                    | olo lipi j | 負荷抵抗:R         | 1[Ω] |

## 3.5.インピーダンス特性

提案した送受対称回路におけるインピーダンス特性を回路 シミュレーションによってスミスチャート上で確認する.シ ミュレーション回路図は前節と同様に図 6,諸元は表 3 に示 す.L<sub>1</sub>, C<sub>1</sub>は前節で求めた値を用いる.対称線 1-1'からみた 受信側のインピーダンス Z<sub>11</sub>特性を図 8(a)に,電源側から見 たインピーダンス Z<sub>10</sub>を図 8(b)に示す.図 8(a)の結果より, 受信側回路はインピーダンス変換としての役割を果たしてお り,インピーダンス Z<sub>11</sub>を高くすることで負荷に送る電力を 増やしている.そして図 8(b)に示すように,受信側回路によ って増大したインピーダンスは送信側回路を挿入することで, スミスチャート上で図 8 と上下対称な軌跡を描き,元のイン ピーダンスに戻る.これらの結果により,提案した送受対称 回路はインピーダンス整合が成立していることが確認される.

| 表3 詞 | 諸元 |
|------|----|
|------|----|

| 送信部                  |              | 伝送部     |                       | 受信部        |              |
|----------------------|--------------|---------|-----------------------|------------|--------------|
| 交流電源:V <sub>ac</sub> | 1[V]         | 結合容量:Ce | <sub>c</sub> 0.94[pF] | キャパシタンス:C1 | 38[pF]       |
| 内部抵抗:R <sub>i</sub>  | 1[ <u>Q]</u> |         |                       |            |              |
| キャパシタンス : C1         | 38[pF]       |         |                       | インダクタンス:L1 | 63.2[nH]     |
| インダクタンス:Lı           | 63.2[nH]     | 対地容量:Cg | 0.94[pF]              |            |              |
| 動作周波数:f              | 100[MHz]     |         |                       | 負荷抵抗:R     | 1[ <u>Ω]</u> |





(b) 図8 インピーダンス特性

#### 4. 極板間距離依存性

### 4.1. 実装する際の問題点

提案した回路をプリント基板上に実装する際,極板間の距離ずれ,インダクタの寄生抵抗による性能劣化の影響などの 問題が挙げられる.そこで,インダクタの寄生抵抗を考慮し て設計し,極板間距離の位置ずれを誤差±50%としたときの 入力電力 P<sub>i</sub>,出力電力 P<sub>o</sub>,電力効率ηをシミュレーションと 実験で評価する.

本研究ではインダクタを直径 0.5mm のポリエステル銅線 を用いた空芯ソレノイドコイルで実現する.試作した二つの インダクタ L<sub>1</sub>,L<sub>2</sub>をそれぞれ LCR メータ(横河・ヒューレッ トパッカード社 4275A)で測定することで寄生抵抗を求める. 設計値と測定値の諸元を表 4 に示す.L は設計値のインダク タンス,L<sub>1</sub>,L<sub>2</sub>は測定値のインダクタンス,a はコイル直径, N はコイルの巻数としている.設計値のインダクタンスは 2.5 節で求めた値となるよう式(4)のソレノイドコイルの理論式 を用いて設計したが,測定値は 10nH ほど大きくなった.

| kuSN <sup>2</sup>                  |        |                   |     |
|------------------------------------|--------|-------------------|-----|
| $L = \frac{\pi \mu \sigma \pi}{1}$ | k:長岡係数 | S:コイルの断面積[m²]     | (4) |
| l                                  | N: 巻数  | <i>l</i> :コイル長[m] |     |

| 設計値         |         | 実測値                    |                   |  |
|-------------|---------|------------------------|-------------------|--|
| インダクタンス : L | 64[nH]  | インダクタンス:Lı             | 73.1[nH]          |  |
| ってル古祭・      | 6.5[mm] | 寄生抵抗:R <sub>L1</sub>   | 0.054[ <b>Ω</b> ] |  |
| コイル直径 : a   |         | インダクタンス:L <sub>2</sub> | 72.7[nH]          |  |
| 卷数:N        | 2.5     | 寄生抵抗:R <sub>L2</sub>   | 0.055[Ω]          |  |

表4 諸元

## 4.2. 回路シミュレーション

試作したインダクタのパラメータを用い,提案回路の極板 間距離依存性について回路シミュレーションにより評価する. シミュレーション回路を図9に,諸元を表5に示す.極板間 距離は50~150μm変化し,それに応じて結合容量Ccも変 化する. C1, C2は第2章の(2)式より+解と-解の二通り導 出した.

図 10(a),(b),(c)にそれぞれ極板間の距離が変化したときの 入力電力 Pi, 出力電力 Po, 電力効率 η のシミュレーション結 果を示す.図 10の結果より、一解のとき極板間距離に依存せ ず入力電力 Pi,出力電力 Po,電力効率ηは一定となることが 分かった.次に、これらの原因について考察する.図6の対 称線 1-1'からみたインピーダンスZ11'の抵抗分 Re(Z11')、 リアクタンス成分の絶対値 | Im(Z11') | が極板間距離に対し てどのように変化するか図 11 に示す.図 11 より、抵抗分 Re(Z11')は極板間距離に依存せず一定の値となり、対するリ アクタンス成分の絶対値 | Im(Z11') | は極板間距離が 100 μ m から離れるほど大きくなっている.このとき、+解と一解の 結果を比較すると、一解のときの方が Re(Z11')は結合容量 のインピーダンスの大きさ 1/ω Cc と比べ大きいことが分か る.これはリアクタンス成分の変化、つまり結合容量の変化 に対する影響が少ないことを示している.



表5 諸元

| 送信                       | 部             | 伝送部                      |         | 伝送部                  |               | 受信部         |  |
|--------------------------|---------------|--------------------------|---------|----------------------|---------------|-------------|--|
| 交流電源:Vac                 | 1[V]          | _<br>結合容量:C <sub>e</sub> |         | キャパシタンス: Co          | +解:28.7 [pF]  |             |  |
| 内部抵抗:R <sub>i</sub>      | 1[ <b>Ω</b> ] |                          |         | 伝送距離に                | 111 17 17 102 | 一解:30.2[pF] |  |
| キャパシタンフ・ヘ                | +解:27.9[pF]   |                          | 応じて変化   | インダクタンス:L2           | 72.7[nH]      |             |  |
| 44777777.0               | -解:29.4[pF]   |                          |         |                      |               |             |  |
| インダクタンス : L <sub>1</sub> | 73.1[nH]      | -<br>対地容量:Cg             |         | 寄生抵抗:R <sub>L2</sub> | 0.055[Ω]      |             |  |
| 寄生抵抗:R <sub>L1</sub>     | 0.054[Ω]      |                          | 対地容量:Cg | 0.9[pF]              |               |             |  |
| 動作周波数:f                  | 100[MHz]      |                          |         | 負荷抵抗:R               | 1[ <u>Ω]</u>  |             |  |





図10 シミュレーション結果



図11 Z<sub>11</sub>の抵抗分 Re(Z<sub>11</sub>)とリアクタンス成分の 絶対値 | Im(Z<sub>11</sub>) |

#### 4.3. 実験

試作した送受対称回路の基板構造,実験図をそれぞれ図 12(a),(b)に示す.回路構成は前述のシミュレーション回路と 同様である.基板の端に SMA コネクタを取り付け,ネット ワークアナライザ(Agilent 社 E5071B)により計測した.極板 間距離依存性をみるため,伝送間にポリエチレンを挟み,そ の厚みを変え,透過特性(S21)を評価した.

実験結果とシミュレーション結果の比較を図 13 に示す.図 13 より,周波数特性は一致,極板間距離依存性は小さいこと が示されたが,実験結果の透過特性の最大値はシミュレーシ ョンの結果と比べて約 25dB と大幅に劣化した. 原因として、極板間距離が想定する距離より大幅に離れてし まっている、図 12(b)に示すように送受基板のグラウンド間を 接続するワイヤのインダクタンスと寄生抵抗による影響、実 装したインダクタが所望の値と異なるなどが考えられる. こ れらの影響を考慮し、実験系において電極間が短絡状態であ るとして、間にアルミ箔を挟んだ場合と、シミュレーション 上の設計回路にケーブルの等価回路を挿入し、インダクタン スの値と極板間距離変えたときの場合を比較する. シミュレ ーション上の等価回路とケーブルの諸元をそれぞれ図 14、表 6に示し、実験とシミュレーションの比較結果を図 15に示す. 図 15に示すようにシミュレーション上の回路において、 L1,L2 がそれぞれ設計値の+10、+25%の誤差が生じ、極板 間距離が 150μmのときの結果と、極板間をアルミ箔で短絡 したときの実験結果が一致した. このことから、極板間距離 とインダクタを上手く調整することができれば、提案回路は



図12 試作した回路の基板構造と実験図



図13 実験とシミュレーションの比較



表5 送受基板のグラウンド間を接続する







図15実験とシミュレーションの比較

## 4. まとめ

本稿では、チップ間無線電力伝送に電界結合型を用い、入 出力整合が容易かつ伝送系にかかる最大電圧を考慮する送受 対称回路構成を用いた設計法の提案を行った.

回路シミュレーションの結果,提案回路は入力電力 Pi,出 力電力 Po,電力効率 η は極板間距離の変化(50~150 µ m)に 対する依存が少ないことを示した.実験によりシミュレーシ ョンの妥当性を確認した結果,透過特性は劣化したが,極板 間距離と素子の値を上手く調整することで提案回路は実現で きると予想される.

今後の課題として,電力増幅器を用いての評価,LSIチッ プ上に実装した形での評価,電力・信号同時伝送時の評価な どが考えられる.

#### 謝辞

本研究は電気通信普及財団の研究調査助成により実施さ れたものである.また,東京大学大規模集積システム設計教 育研究センターを通し、アジレント・テクノロジー株式会社

の協力で行われた.

# 文献

- K. Niitsu, Y.Shimazaki, Y.Sugimori, et al., "An inductive-coupling link for 3D integration of a 90nm CMOS processor and a 65nm CMOS SRAM," ISSCC Dig. Tech. Papers, pp.480-481, Feb.2009.
- [2] S. Kim, M. Kim, S. Kong, J.J. Kim, and J. Kim, "On-chip Magnetic Resonant Coupling with Multi-Stacked Inductive Coils for Chip-to-chip Wireless Power Transfer (WPT)," Electromagnetic Compatibility Symposium, August 2012.
- [3] E. Culurciello and G. Andreou, "Capacitive inter-chip data and power transfer for 3-D VLSI," IEEE Trans. Circuits Sys. II, Exp. Briefs, vol. 53, no. 12, pp. 1348–1352, Dec. 2006.
- [4] A. Fazzi, R. Canegallo, L. Ciccarelli, L. Magagni, F. Natali, E. Jung, P. Rolandi, and R. Guerrieri, "3-D capacitive interconnections with monoand bi-directional capabilities," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 43, no. 1, pp. 275–284, Jan. 2008.
- [5] 吉川公磨, "LSI チップ間ワイヤレス接続技術の研究," 技術情報誌 TELECOM FRONTIER No.74 2012 WINTER.
- [6] 小丸尭,秋田秀範,"電界結合を用いた無線電力伝送に おける結合係数の位置特性評価,"信学技報, vol.113, July.2013.
- [7] 増田満,楠正弘,小原大輝,他,"電界共振結合型ワイ ヤレス電力伝送,"2013 古河電工時報,vol,132, pp43-47, Sept.2013.
- [8] A.Sepahvand, "High power transfer density and high efficiency 100 MHz capacitive wireless power transfer system," IEEE COMPEL, July 2015.
- [9] 本城和彦,石川亮,"マイクロ波超高効率電力増幅・整 流回路の共用化によるスマートワイヤレスモジュール," 電子情報通信学会総合大会,BCI-3-5,2015年3月.

#### 本研究に対する学会発表など

(A) 査読付き論文

なし

(B) 査読付き小論文

なし

(C) 査読なし論文

<u>難波隆一</u>, 楳田洋太郎, 小澤佑介:「電界結合共振型無線 電力伝送における共振状態最適化制御の提案」, 電子情報 通信学会マイクロ波研究会, 2015 年 4 月 17 日 <u>難波隆一</u>, 楳田洋太郎, 小澤佑介:「電界結合共振型無線 電力伝送における送受対称回路構成の検討」, 電子情報通 信学会マイクロ波研究会, 2015 年 3 月 4 日発表予定

(D) 学会大会等の口頭発表・ポスター発表

なし

- (E) 特許
  - なし