

# Sonnet による磁気トランスの解析

## 13.56MHzRFID とワイヤレス給電

有限会社ソネット技研  
石飛 徳昌

2018 年 7 月 7 日

### 概要

この文書には, 13.56MHzRFID のタグやリーダーライター, ワイヤレス給電の設計, 特にアンテナの設計にかかわる方に知っておいていただきたい基礎知識をまとめてあります. Sonnet 以外に必要なツール, アンテナやトランスを等価回路で考えた時の基本的な性質, 測定値や電磁界解析の結果から等価回路の素子値を読み取る方法, Sonnet で解析するモデルを作るときに注意すべきことを説明してあります.

### 目次

1	はじめに	1
1.1	対象とする分野	1
1.2	前提知識	1
2	シミュレータの選択	1
2.1	電磁界シミュレータの位置づけ	2
2.2	電磁界シミュレータの分類	2
2.3	Sonnet の特徴	2
2.4	Sonnet のグレード	2
2.5	回路シミュレータ	3
3	単独のインダクタと共振器	3
3.1	並列等価回路とその一般的な性質	3
3.2	モデルと解析条件	5
3.3	解析例	5
4	結合インダクタの等価回路抽出	8
4.1	Z パラメータと結合インダクタの等価回路	8
4.2	解析例	9
4.3	結合係数をグラフ表示する操作	10
5	結合共振器	11
5.1	結合共振器の一般的な性質	11

5.2	共鳴型ワイヤレス給電の原理	12
5.3	共鳴型ワイヤレス給電の解析例	12
5.4	RFID リーダーとタグを含んだ解析例	14
6	おわりに	18
6.1	この文書で扱わなかったことやワイヤレス電力給電の注意	18
6.2	お問い合わせの際のお願い	18

## 1 はじめに

### 1.1 対象とする分野

この文書は 13.56MHz の RFID タグやワイヤレス給電に使われるアンテナを対象とします. その寸法は波長  $\lambda$  より遥かに小さく, 送信側と受信側は主に磁界を介して結合しています. これは回路的には単なる磁気トランスあるいは, 結合インダクタンスとして扱うことができます. それゆえこの文書では 13.56MHz の RFID システムやワイヤレス給電に使われるアンテナを“磁気トランス”と呼びます.\*1

### 1.2 前提知識

**Sonnet の操作** この文書では Sonnet の個々の操作については説明しません. 操作については“SONNET 入門”[?]を参照してください.

**数学と物理** 高校程度の数学と電気回路の知識があると理論が理解しやすいです.

## 2 シミュレータの選択

セットやシステムの設計における電磁界シミュレータの位置づけを説明し, 磁気トランスに適したシミュレータの条件, そして Sonnet の特徴と製品

\*1 通信工学の分野のアンテナの寸法は, 一般に波長  $\lambda$  の数分の 1 から数十倍で, 電磁波を放射します. それはこの文書の“磁気トランス”とは全く別の性質のものです. これについては別の文書 [?] を用意してあります.

グレードを紹介し、さらに回路シミュレータについても簡単に紹介します。

## 2.1 電磁界シミュレータの位置づけ

最近の電子機器やシステムの多くは、

- 情報を処理するソフトウェア
- デジタル信号を処理するデジタル回路
- 半導体といくつかの単純な電気素子で構成されるアナログ回路

からできています。これらの設計開発にはそれぞれに適したツールが使われます。

**ソフトウェアの開発環境** ソースコードを与えて情報の変化をシミュレートします。

**論理シミュレータ** 論理素子と接続、あるいは論理式を与えて論理値の変化をシミュレートします。

**回路シミュレータ** 電子素子とトポロジ<sup>\*2</sup>を与えて電圧電流の変化をシミュレートします。

磁気トランスを扱うには、

**電磁界シミュレータ** 機械的構造を与えて、その電気特性をシミュレートする。

が必要です。電磁界シミュレータは、磁気トランスの構造や形、寸法からその電気的特性を解析します。その結果は回路シミュレータに与えられます。

電磁界シミュレータが扱うのは“構造寸法が既知で電気的特性が未知”な部分だけです。ある一つのシミュレータだけで“システムのエラーレート”を計算したり、“伝送効率”を知ることはできません。システム全体の解析には多くのツールを組み合わせる必要があることを忘れないでください。

## 2.2 電磁界シミュレータの分類

電磁界シミュレータを二つに分類して特徴を説明します。

**低周波用電磁界シミュレータ** 主にモーター、トランス、電磁石、低い周波数でのキャパシタ、などに用いられます。これらは大きさが波長 $\lambda$ より遥かに小さいという共通の特徴があります。このカテゴリのシミュレータにとって 13MHz は周波数が高すぎ、大きな誤差を生じることがあります。<sup>\*3</sup>

<sup>\*2</sup> トポロジとは何がどんな形に繋がっているかを意味します。特に T 型とか  $\pi$  型とか、スター結線とか、バス構造などは代表的なトポロジを意味する言葉です。

<sup>\*3</sup> このカテゴリで市販されているシミュレータの多くは、磁気飽和などの非線形性、熱、機械ストレスなどとの連携

**高周波用電磁界シミュレータ** アンテナ、高周波回路、EMC 問題など、電界と磁界が相互に影響しあう場合に使われます。特に物の大きさが波長 $\lambda$ に対して無視できない場合に高周波用シミュレータが必要です。このカテゴリのシミュレータにとって 13MHz は周波数が低すぎ、大きな誤差を生じたり、解析できない傾向があります。

13MHz はどちらのカテゴリのシミュレータにとっても難しい周波数です。しかし 13MHz の開発に携わる方の多くは、900MHz や 2.45GHz も扱う計画をお持ちです。低周波用電磁界シミュレータは、900MHz では全く使用できませんから、高周波用電磁界シミュレータの中で 13MHz でも使用できる物を選ぶのが現実的でしょう。

## 2.3 Sonnet の特徴

Sonnet は高周波での利用を目的に開発された高周波用電磁界シミュレータで、しかも 13MHz での利用に有利な特徴を持っています。

**13MHz で使用できる** 高周波用電磁界シミュレータでありながら、低い周波数領域でも使用できます

**周波数解析が早い** 独自の周波数解析アルゴリズムを使用し、他社製品と比べて桁違いの速さで周波数解析を行います。

**電気的特性を早く正確に解析できる** 導体上の電流を未知数として解析するので、電気的特性が解析結果から直接得られます。また未知数が少ないので解析が早いです。<sup>\*4</sup>

**平面多層構造に最適化されている** プリント基板の様な平面多層構造に特化したアルゴリズムを採用しています。

**歴史と実績** 高周波用電磁界シミュレータの中で最も長い歴史と実績をもつシミュレータです。<sup>\*5</sup>

## 2.4 Sonnet のグレード

磁気トランス構造や形状によって適した Sonnet の製品グレードを表 1 にまとめました。

インダクタ単体か？結合状態か？ 単体のインダク

解析など別の複雑な問題を取り扱う機能を持っています。  
<sup>\*4</sup> 空間の電界や磁界を未知数とした解析方法では、未知数の数が膨大になりそのための計算時間やメモリも膨大になります。しかも、電気的特性を得るために電界や磁界を空間積分するなどの処理をしなければならず、そこでも誤差が生じてしまいます。

<sup>\*5</sup> この実績から Sonnet の開発者である J.C.Rauito は IEEE 米国電気電子技術者協会から何度も表彰を受けています

	Lite LitePlus	Level 2/3	Professional
単独の 薄く直線な インダクタ	△	○	○
単独の 厚い インダクタ	x	△	○
単独の 円形 インダクタ	x	x	○
結合した 複数の インダクタ	x	x	○
磁性体シート	x	x	○
近傍金属物体	x	△	○

表 1 Sonnet のグレードによる解析機能の違い

タのモデルは、導体層を 2 層使います。複数のインダクタが結合している場合は導体層を少なくとも 4 層使ったモデルが必要です。4 層の導体層を扱うことができるのは Sonnet Professional だけです。

導体厚さに起因する浮遊容量を無視してよいか？

導体の厚さは導体幅や導体間隔に比べて十分薄いですか？薄ければそこに起因する浮遊容量は無視できます。エッチングや蒸着でパターン形成する場合は無視できる場合がほとんどです。半導体プロセスを使って導体を形成する場合はそれらを無視できない場合があります。この場合は Sonnet Level2 以上に実装されている Thick Metal model が必要です。Thick Metal Model は Normal Metal Model に比べてメモリ使用量が 4 倍以上になる場合があります。

曲線パターンを使用するか？ 斜めや曲線導体はメモリを多く使用します。ほんの一部の斜め導体なら Level2/3 でも扱うことができます。Professional 版では、斜めや曲線の導体を効率良く解析する Conformal Mesh という機能があります。円形や八角形のインダクタでは Conformal Mesh を備えた Sonnet Professional が必要です。

磁性体シートを使うか？ 磁性体シートを使う場合、たとえ導体パターンを配置しなくても導体層を少なくとも 1 層追加しなければなりません。

大きな導体を近傍に配置するか？ 導体が板状であれば、Level2/3 でも解析できるかもしれませんが、メモリ使用量が大きくなります。Sonnet Professional では立体的な導体物体を配置し、その解析メッシュを、制御できます。

## 2.5 回路シミュレータ

回路シミュレータは電磁界シミュレータより遥かに多くの製品があり、操作や表示は製品ごとに違います。しかしほとんどの場合 UCBK SPICE の文法で表現されたネットリストを書き出したり、読み込む機能を持っています。UCBK SPICE について知っておけば、どの回路シミュレータを扱う場合も役立ちます。

自分でモデルを組み込む場合や、電磁界解析の結果を回路シミュレータに与える場合にこの機能が必要になります。

代表的な SPICE を紹介します。

**UCBK SPICE** オリジナルの SPICE です。Linux のアプリケーションの一つとして無料で入手できます。アルゴリズムの詳細な解説や日本語のマニュアルもネット上で入手できます。[1][2]

**H-SPICE** IC 設計など大規模な回路解析に使用されます。

**pSPICE** 使用実績が多く、日本語の参考書も多く出版されています。

**LT-SPICE** windows 上で動作し、近代的な入力操作で、解析規模の制限もありません。しかも無料です。近年急激に人気が高まっており日本語の参考書が出版されています。[3]

## 3 単独のインダクタと共振器

13MHzRFID タグを想定して、その回路論的な性質と解析例を詳しく説明します。ここでは全体を一気に解析するのではなく部分ごとに分割して解析し、各要素の値を把握します。こうすることで、設計変更や量産ばらつきの分析において、共振周波数や  $Q$  が、各要素にどのように依存しているかを正確に把握することができます。

### 3.1 並列等価回路とその一般的な性質

図 1 のような典型的な 13MHzRFID タグについて考えます。導体で形成された巻線インダクタの両端は、ID タグチップの端子に接続され、さらに導体パターンで構成されたキャパシタが ID タグチップと並列に接続されています。

	$R_0$	$C_0$
A	$R_1, R_2, R_3$ と $R_4$	$C_1 + C_2 + C_3$
B	$R_2, R_3$ と $R_4$	$C_2 + C_3$
C	$R_3$ と $R_4$	$C_3$

表2 観測点と各要素

図1 13MHzRFID タグの構造の一例

図4 並列共振回路の共振周波数付近のインピーダンス (左) 実数部 (右) 虚数部

図2 構造に対応した等価回路

図5 並列共振回路の低い周波数領域のインピーダンス (左) 実数部 (右) 虚数部

図3 並列共振回路に単純化した RFID の等価回路

### 3.1.1 等価回路

この RFID タグの構造に対応する等価回路を図2に示します。このタグ全体を測定する場合は図2のAに適当な端子対を設けて測定器を接続します。電磁界解析の場合は同様にAにportを設けます。このように観測点をAに置けばタグ全体の性質を把握できます。しかしタグを構成する各要素について知るためにはA,B,Cの各点から右を見た様子を観察して、その結果を相互に検討する必要があります。観測点をどこにおいても図2は図3のような並列共振回路に単純化することができます。単純化し

た共振回路の  $R_0$  と  $C_0$  は観測点によって表2の様になります。<sup>\*6</sup>

### 3.1.2 並列共振回路の性質

図3の並列共振回路の各要素は、周波数特性から求めることができます。図4は、並列共振回路のインピーダンスの周波数特性の一例です。左側のグラフがレジスタンスで、共振周波数  $f_0$  では  $R_0$  に等しくなります。共振回路の損失が多いほど  $R_0$  は小さくなります。右側のグラフはリアクタンスです。共振周波数  $f_0$  付近で大きく変化し、符号が逆転します。損失が多いほどその変化が緩やかになります。

図5は共振周波数  $f_0$  に比べて十分低い周波数領域でのインピーダンスの周波数特性です。右側のリアクタンスに注目してください。低い周波数でのリアクタンスは周波数に比例し、その比例係数が  $L_1$

<sup>\*6</sup>  $R_4$  は他の抵抗分と並列接続ではないので、単純な和で合成することができません。 $R_4$  と  $L_1$  の直列を  $R_{4e}$  と  $L_{1e}$  の並列に変換するには  $R_{4e} = (R_4^2 + X_{L1}^2)/R_4$ ,  $L_{1e} = -1/(\omega \cdot B_{Le})$  で、ここに  $X_{L1} = \omega \cdot L_1$ ,  $B_{Le} = -X_{L1}/(R_4^2 + X_{L1}^2)$  です。 $R_4$  が  $X_{L1}$  より十分大きければ  $L_1 = L_{1e}$  とみなすことができます。

に他なりません。  $f_0 = 1/(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_0})$  ですから  $L_1$  がわかれば  $C_0$  も分かります。

こうして並列共振回路では、





- リアクタンスの変化から共振周波数  $f_0$
- 共振周波数でのレジスタンスから  $R_0$
- 低い周波数でのリアクタンスから  $L_1$  \*7
- $f_0$  と  $L_1$  から  $C_0$

を知ることができます。観測点を変えて  $R_0, C_0$  をそれぞれ測定すれば表 2 から図 2 の等価回路の各要素を把握することができます。

### 3.2 モデルと解析条件

Sonnet で単独のインダクタのモデルを作る場合は次のガイドラインに従ってください。

Sonnet はモデルを理想金属でできた box に入れて解析します。この box がインダクタの周囲に分布する磁界を乱さないようにある程度大きくしなければなりません。

1. “xgeom  ” のメニューで  -  を選びます。
2. “Box Settings  ” で “Box Size” をインダクタの径のおよそ 3 倍に設定してください。
3. “Num.Cells” はインダクタの巻線が断線したり短絡しない程度に小さくしてください。しかも望ましくは 256, 512, 1024 など  $2^N$  になっていると解析が速いです。
4. “Top Metal” と “Bottom Metal” は “Lossless  ” を選んでください。
5. “Xgeom  ” のメニューで  -  を選びます。
6. “Dielectric Layers  ” で、インダクタの上下にインダクタの径と同程度の空気層を設定してください。

以上の設定でインダクタの周囲にインダクタの直径と同程度の空間が確保されます。\*8

Sonnet は GHz 帯での使用を前提にデフォルト設





\*7 共振周波数  $f_0$  に対して無視できない周波数領域のリアクタンスから  $L = X_L/\omega$  の方法で  $L$  を求めるのは、非常に良くある間違いです。  $L = X_L/\omega$  が正しいのは、図 5(右)のようにリアクタンス  $X(\omega)$  が周波数  $f$  に対して直線な場合だけです。

\*8 この条件に従ってもインダクタ周囲の磁界は周囲の金属壁に微かに妨げられます。そのため、Sonnet で解析したインダクタンスは自由空間に置かれたインダクタンスに比べおよそ 0.7% 小さくなります。インダクタや接続される他の部品も含めた公差に対して、この偏差が不十分な場合はインダクタ周囲の空間をインダクタの直径の 2 倍あるいは 4 倍に広げてください。

巻線		
外径	$D$	82.94 × 52(mm)
巻数	$N$	5T
幅/間隔	$L/S$	0.74/0.52(mm)
導体材料		
導電率	$\delta$	$1.8 \times 10^7(S/m)$
導体厚さ	$t$	9 $\mu$ m
シート材料		
誘電率	$\epsilon_r$	3.0
誘電正接	$\tan \delta$	0.05
シート厚さ	$h$	50 $\mu$ m

表 3 巻線インダクタの諸元

定が決められています。MHz 帯での解析のために設定を変更しておきましょう。

1. “Xgeom  ” のメニューで  -  を選びます。
2. “Analysis Setup  ” で、“ Compute Currents” にチェックを入れておきましょう。
3.  を選びます。
4. “Analysis speed/memory control  ” で、コントロールバーを中央か右端にし、 ボタンで閉じてください。
5.  を選びます。
6. “Advanced Options  ” ダイアログボックスで“ De-Embed”のチェックをはずしてください。
7. “ Q-Factor Accuracy” にチェックを入れ  ボタンで閉じてください。

### 3.3 解析例

図 1 の 13MHzRFID タグの解析プロセスを紹介します。

#### 3.3.1 巻線インダクタ単体

先ず、図 2 の C から右をみたモデルを解析します。

■モデル 図 6 は図 1 の 13MHzRFID タグの巻線インダクタ部分のみを取り出したモデルで、表 3 は詳しい諸元です。図 7 は port 付近の拡大図です。右の port は Sonnet のどのグレードでも使用できる internal port と呼ぶ port 構造で、左の port は Sonnet Professional 版のみで使用できる port 構造です。13.56MHz では、どちらの port を使っても結果

図6 巻線インダクタのみの解析モデル

図9 低周波領域の解析結果

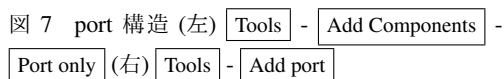


図7 port 構造 (左)

Port only (右)

図8 解析結果

図2のCから右をみたインピーダンス

に大差ありません。<sup>\*9</sup>

■等価回路の抽出 図8は、解析結果で、リアクタンス  $\text{Im}(\vec{Z})$  が0になる周波数は  $f_0 = 57.5\text{MHz}$ 。その時のレジスタンス  $\text{Re}(\vec{Z})$  から図3の  $R_0$  は  $110\text{k}\Omega$

とわかります。<sup>\*10</sup> これは表2にまとめたように、 $R_3$  と  $R_4$  を合成し  $R_3$  に集約した抵抗です。<sup>\*11</sup>  $R_4 = 0$  と考え  $R_3 = 110\text{k}\Omega$  とみなしています。しかし電磁界解析モデルの巻線の抵抗分には、現実の導体と同じく周波数特性があり、 $13.56\text{MHz}$  での  $R_3$  は  $57.5\text{MHz}$  での  $R_3$  と違う可能性があります。別の方法でも調べる必要があります。

図9はより低い周波数でのインピーダンスで、周波数が非常に低い時のレジスタンス  $\text{Re}(\vec{Z}) = 9.931\Omega$  がわかります。これは表2にまとめたように、 $R_3$  と  $R_4$  を合成し  $R_4$  に集約した抵抗です。 $R_3 = \infty$  と考え  $R_4 = 9.931\Omega$  とみなしています。 $57.5\text{MHz}$  での  $R_3$  と、低い周波数での  $R_4$  をどうやって比べれば良いのでしょうか？またどちらが正しいのでしょうか？残念ながら、どちらも  $13.56\text{MHz}$  での値ではなく、手放しで信じてはなりません。

$2\pi f L_1 = \text{Im}(\vec{Z})$  を  $L_1$  について解いて、図9で周波数  $f = 3.016\text{MHz}$  の時のリアクタンス  $\text{Im}(\vec{Z}) = 68.73\Omega$  を代入すれば

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{\text{Im}(\vec{Z})}{2\pi f} \\ &= \frac{68.73}{2\pi 3.016 \times 10^6} \\ &= 3.6\mu\text{H} \end{aligned}$$

がわかります。さらに  $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_1 C_0})$  に  $L_1$  を代入し  $C_0$  について解けば、 $C_0 = 2.1\text{pF}$  がわかります。表2から  $C_0 = C_3$  です。



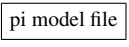

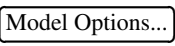

<sup>\*9</sup> 左の port は、port 自体があたかも IC チップのように表示されていますが、これはあくまで port です。解析結果には図2のCから右を見た結果だけが現れます。RFID機能を持ったICチップの高周波特性はモデルに含まれません。

<sup>\*10</sup>  $\text{Re}(\vec{Z})$  は非常に鋭く変化しているので細かな周波数分解能で解析しないと大きな誤差を生じることがあります。

<sup>\*11</sup> 誘電体に起因する損失分  $R_3$  と導体に起因する損失分  $R_4$  を分離して評価したい場合はモデルの誘電体損失  $\tan\delta = 0$  とした場合と導体の導電率  $\sigma = \infty$  とした場合の解析結果を比べるとよいでしょう。

以上で、図 2 の  $L_1 = 3.6\mu\text{H}$ ,  $C_3 = 2.1\text{pF}$  そして  $R_3 = 110\text{k}\Omega$ ,  $R_4 = 0\Omega$  (かまたは  $R_3 = \infty$ ,  $R_4 = 9.931\Omega$ ) がわかりました。

■ネットリスト抽出機能 Sonnet のネットリスト抽出機能を使うと、もっと簡単に等価回路を求めることができます。

1. “emgraph ”で  -  を選びます。
2. “Output PI Model ”で  をクリックします。
3. “Lmax”に 100000 程度の大きな値を入れて  で閉じます。<sup>\*12</sup>
4. 右端のスクロールバーで 13MHz 付近を選び、ネットリストを読み取ります。

例えば

```
* Analysis frequencies: 12.0, 13.0 MHz
.subckt SON8_23 1 GND
C_C1 1 GND 1.869024pF
L_L1 1 2 3639.645nH
R_RL1 2 GND 10.20824
.ends SON8_23
```

これは SPICE の記述です。たとえ SPICE の文法を厳密に知らなくても、1.87pF のキャパシタ、3.64 $\mu\text{H}$  のインダクタ、10.2 $\Omega$  の抵抗を読み取ることができるとでしょう。これらの値はリアクタンスから抽出した値と少し違います。ネットリスト一行目

```
* Analysis frequencies: 12.0, 13.0 MHz
```

とあるように、このネットリストは 12.0MHz と 13.0MHz の結果だけから抽出しているのでリアクタンスから抽出した値と必ずしも一致しません。抵抗分に関してはネットリスト抽出の結果を、それ以外はリアクタンスから抽出した値を使用してください。

ネットリストからの抽出にはもう一つ注意が必要です。Sonnet は内部アルゴリズムに従って機械的に等価回路構造を決定します。ネットリストで抽出される等価回路の構造(トポロジ)は、必ずしも期待した形になるとは限りません。同じ周波数特性を実現する回路構造は一つではないからです。


<sup>\*12</sup> Sonnet は “Lmax” より大きなインダクタンスを無視します。Sonnet は GHz 帯での利用を前提にしているため、 のデフォルト値は 13MHz で一般的なインダクタンスを無視するような値に設定されています。

図 10 装荷キャパシタンスのモデル

■アドミタンスから抽出する方法 上記の等価回路抽出方法は分かりやすい半面、問題もありました。“SONNET 入門”[?] の第一の例題では、それらの問題を解決する “アドミタンスから抽出する” 方法を紹介しています。そちらも試してみてください。

### 3.3.2 巻線インダクタと装荷キャパシタンス

次に図 2 の B から右をみたモデルを解析します。まず装荷キャパシタの値を決め、そうして巻線インダクタと装荷キャパシタンスを含んだモデルを解析します。

■タグチップについて 装荷キャパシタンスを決める前に、タグチップのキャパシタについて調べましょう。図 3 の  $R_1, C_1$  は、チップに固有の値で、インダクタの設計時には変更できないでしょう。また共振周波数  $f_0$  もシステムによって決められた値で変更できないでしょう。それらの値をここでは  $R_1 = 10\text{k}\Omega$ ,  $C_1 = 20\text{pF}$ ,  $f_0 = 13.56\text{MHz}$  とします。<sup>\*13</sup>

■装荷キャパシタンス 図 2 の共振周波数  $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_1(C_1 + C_2 + C_3)})$  に既知の値を代入すれば  $C_2 = 16.2\text{pF}$  となります。

この程度のキャパシタンスは、個別部品を使わなくても導体パターンで実現できます。平行平板キャパシタの静電容量の式  $C = \epsilon_0\epsilon_r S/d$  に  $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$  と表 3 のシート材料の数値を代入し電極面積  $S$  について解けば、 $S = 30.49\text{mm}^2$ 。電極を正方形とすれば辺長はおおよそ 5.5mm とわかります。

図 10 は図 6 のモデルに追加した装荷キャパシタンスで、Sonnet の Cell Size に丸められて、電極の

<sup>\*13</sup> この値は全く架空の値です。必ず実際に使用するチップや回路側の仕様で確認してください。測定する場合は測定条件について十分検討してください。半導体に由来する回路素子は、測定周波数や信号レベルに依存して変化することがあります。

図 11 図 2 の B から右をみたインピーダンス

図 12 タグ全体のモデル

辺長が 5.46mm になっています。

■等価回路抽出 図 11 は解析結果で、共振周波数  $f_0$  は 19.65MHz でした。これが図 2 の B から右をみた共振周波数です。  $L_1 = 3.6\mu\text{H}$  は既知なので、  $C_0 = 18.23\text{pF}$  が分かります。表 2 から  $C_0 = C_2 + C_3$  で、  $C_3 = 2.1\text{pF}$  も既知ですから、  $C_2 = 16.12\text{pF}$  と分かります。<sup>\*14</sup>

### 3.3.3 タグ全体

いよいよ図 2 の A から右をみたモデルを解析します。

ここまでで解析したインダクタと装荷キャパシタンスを組み合わせた電磁界解析の結果にタグチップ自身の抵抗分  $R_1$  とキャパシタンス  $C_1$  を加えてみます。2 ページの“2 電磁界シミュレータの位置づけ”で説明したようにこの操作は回路シミュレータで行います。代表的な回路シミュレータについて 3 ページの“3 回路シミュレータ”で紹介しました。ここでは一例として Sonnet に含まれている素朴な回路シミュレーション機能を使って見ます。

■Sonnet のネットリストモデル 図 12 は、Sonnet で Netlist と呼ぶ回路シミュレーションモデルです。Netlist の記述は単純です。

```
RES 1 R=10000
CAP 1 C=20
PRJ 1 rfid_coil_C.son
DEF1P 1 Net Main Network
```

- 1 行目で 10kΩ の抵抗
- 2 行目で 20pF のキャパシタ

<sup>\*14</sup> 平行平板キャパシタの静電容量の式では、電極間のみ電界が存在すると仮定されていますが、Sonnet などの電磁界解析では電極の縁にはみ出した電界も正しく解析するためやや大きめのキャパシタンスになります。

図 13 図 3 の A から右をみたインピーダンス

- 3 行目で Sonnet の別のモデル、ここでは図 10 の電磁界解析モデル。

が記述されています。図 13 は、この解析結果で共振周波数  $f_0$  は、13.54MHz になっています。また、 $f_0$  において  $\text{Re}(\vec{Z}) = 4600\Omega$  です。

## 4 結合インダクタの等価回路抽出

インダクタ同士の結合について理論と解析例を紹介します。

### 4.1 Z パラメータと結合インダクタの等価回路

電磁界解析や測定の結果得られる  $[\vec{Z}]$  パラメータから結合インダクタの等価回路を抽出する方法を紹介します。

図 14 に示す磁気トランスの T 型等価回路は図 15 のようになります。ここに  $M$  は相互インダクタンスで、結合係数を  $k$  とすると  $M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2}$  です。  $k$  の絶対値は 0 ~ 1 の間の値をとります。

一方、図 16 に示す一般的な T 型回路網の  $[\vec{Z}]$  パラメータは



図 14 磁気トランス

図 16 T型回路網

図 15 磁気トランスの等価回路

$$[\vec{Z}] = \begin{bmatrix} \vec{Z}_1 + \vec{Z}_3 & \vec{Z}_3 \\ \vec{Z}_3 & \vec{Z}_2 + \vec{Z}_3 \end{bmatrix}$$

で表されます。図 15 と図 16 を比較すれば

$$\vec{Z}_1 = j \cdot \omega \cdot (L_1 + M)$$

$$\vec{Z}_2 = j \cdot \omega \cdot (L_2 + M)$$

$$\vec{Z}_3 = -j \cdot \omega \cdot M$$

なので、図 14 の磁気トランスの  $[\vec{Z}]$  パラメータは

$$\begin{aligned} [\vec{Z}] &= \begin{bmatrix} j \cdot \omega \cdot L_1 & -j \cdot \omega \cdot M \\ -j \cdot \omega \cdot M & j \cdot \omega \cdot L_2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} j \cdot \omega \cdot L_1 & -j \cdot \omega \cdot k \sqrt{L_1 \cdot L_2} \\ -j \cdot \omega \cdot k \sqrt{L_1 \cdot L_2} & j \cdot \omega \cdot L_2 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

となります。これを  $L_1, L_2, k$  について解けば

$$L_1 = \frac{\text{Im}(\vec{Z}_{11})}{\omega}$$

$$L_2 = \frac{\text{Im}(\vec{Z}_{22})}{\omega}$$

$$k = -\frac{\text{Im}(\vec{Z}_{12})}{\sqrt{\text{Im}(\vec{Z}_{11}) \cdot \text{Im}(\vec{Z}_{22})}}$$

こうして  $[\vec{Z}]$  パラメータから、結合インダクタの等価回路を抽出できます。

#### 4.2 解析例

一例として図 17 に示す結合インダクタを解析してみました。<sup>\*15</sup> 二つのインダクタの間の距離を 0.1mm ~ 30mm の範囲で変化させて、その都度

<sup>\*15</sup> このモデルは単純ですが導体層を 4 層使っており、解析には Sonnet Professional が\*が必要です。

図 17 結合インダクタの電磁界解析モデル

一次側 (上)  $L = 16\text{mm}, L/S = 1\text{mm}, 4\text{T}$ ; 二次側 (下)  $L = 32\text{mm}, L/S = 1\text{mm}, 4\text{T}$

図 18 1MHz での結合インダクタの結合距離とインピーダンス

$L_1 = 648\mu\text{H}, L_2 = 136\mu\text{H}$

1MHz で電磁界解析し、図 18 に  $[\vec{Z}]$  と結合係数  $k$  をプロットしました。<sup>\*16</sup> 二つのインダクタがほぼ密着

<sup>\*16</sup> 巻線インダクタ単体の解析モデルでは、インダクタの巻線の周囲にインダクタの径と同程度の空間を確保しました。結合したインダクタの解析モデルでは、大きいインダクタの巻線の径と、インダクタ相互の距離のどちらか大きい方と同程度の空間を各巻線の周囲に確保してください。

図 19 結合インダクタの周波数特性

している時、結合係数  $k$  が  $0.26^{*17}$  程度ですが、インダクタ同士の距離が離れるにしたがい、 $0$  に近づいてゆく様子が明確に現れています。  $\text{Im}(Z_{11}), \text{Im}(Z_{22})$  はインダクタ同士の距離によって変化しないことから  $L_1, L_2$  が結合度に依存しないことがわかります。

図 19 はこのモデルの周波数に対する  $\text{Im}(Z_{11}), \text{Im}(Z_{22})$  の変化で、低い周波数領域では  $\text{Im}(Z_{11}) = \omega \cdot L_1, \text{Im}(Z_{22}) = \omega \cdot L_2$  に従って直線ですが、周波数の増加に伴って下に凸の曲線になり、ついには極値に達します。これは浮遊キャパシタンスによる影響で、このモデルが純粋なインダクタだけでなくキャパシタを含んでいる証拠です。上述の  $[Z]$  から  $L_1, L_2, k$  を算出する方法は、図 14 に示すようにキャパシタンスを含んでいない場合にしか適用できません。したがって、図 18 のグラフの作成にあたっては、予め図 19 のグラフで、 $\text{Im}(Z_{11}), \text{Im}(Z_{22})$  が周波数に対して直線とみなせる周波数領域を確認しなければなりません。<sup>\*18</sup>

そのような低い周波数で算出した  $L_1, L_2, k$  は、浮遊キャパシタンスが無視できない周波数領域でも正しいです。高い周波数領域では  $L_1, L_2, k$  に浮遊キャパシタンス  $C_{f1}, C_{f2}$  を付け加えれば良いのです。  $L_1, L_2, k$  自身は周波数特性を持ちません。

#### 4.3 結合係数をグラフ表示する操作

Sonnet Level2 以上では図 18 のように結合係数  $k$  を直接グラフに表示することができます。そのためには  $[Z]$  から結合係数  $k$  を算出する関数を定義しておかなければなりません。

1. “emgraph” で  -  を選びます。
2. “Equation Management ” が開きます。

<sup>\*17</sup> この数値はおおよそ二つのインダクタの面積の比になります。  $16^2/32^2 = 0.25$

<sup>\*18</sup> これは 5 ページの脚注\*7 と全く同じ注意です。

図 20 Edit equation

3.  ボタンをクリックして新しい関数を追加します。
4. “Edit equation ” が開きます。
5. “Required ” タブが選ばれているはずで、そうでなければ“Required ” タブを選んでください。
6. “Equation Name” は、この関数の名前です。例えば  $k$  と入力しましょう。
7.  ボタンで、“Add argument ” を開きます。
  - (a) “Name” にたとえば“Z11”と記入し
  - (b) “Parameter” を“Z ”に
  - (c) “Ports” を“11 ”に設定し
  - (d)  ボタンで閉じる
8. 同様に“Z12”, “Z22” 引数を定義します。
9. “Edit equation ” ダイアログの“Required ” タブに戻ります。
10. “Equation Body” に
 
$$\text{abs}(\text{imag}(z12)/\text{sqrt}(\text{imag}(z11)*\text{imag}(z22)))$$
 と入力してください。(図 20)<sup>\*19</sup>
11.  ボタンで閉じます。

これで関数の定義が終わりました。後は図 21 のように“emgraph ” で  -  でダイアログを開き定義した関数を選択すれば、図 18 のように  $k$  がプロットされます。

<sup>\*19</sup>  $-\text{imag}(z12)/\text{sqrt}(\text{imag}(z11)*\text{imag}(z22))$  としてもよいです。その場合は結合位相によって  $k$  が負の値として表示される場合があります。

図 21 グラフへの定義関数の追加

図 24 結合共振回路の周波数特性は結合係数によって変化する。

図 22 結合共振回路の電磁界解析モデル  
 $L = 32\text{mm}, L/S = 1\text{mm}, 4\text{T}$

図 23 結合共振回路の電磁界解析モデルの等価回路  
 $L = 656\text{nH}, C = 385\text{pF}, R = 1170\Omega$

## 5 結合共振器

いよいよ結合した共振器について説明します。最初に共振器同士の臨界結合の概念を復習します。次にワイヤレス給電に必要な臨界結合を保った例を紹介します。

### 5.1 結合共振器の一般的な性質

図 22 は、一見二つのインダクタンスに見えますが、それぞれキャパシタと抵抗を含んだ二つの共振器の電磁界解析モデルです。<sup>\*20</sup> 等価回路を図 23 に示します。二つの共振器の間隔を変化させた時、この回路の周波数特性は共振器間の結合度によって図 24 のように変化します。結合共振器の結合度はつぎの三つの領域に分類されます。

**疎結合領域** 二つの共振器が遠く離れている時、一方の共振器のエネルギーは共振周波数で一番強く他方の共振器に伝わります。共振器同士が強く結合すればするほど、他方の共振器への伝達も強くなります。

**臨界結合** 二つの共振器の結合が臨界の時、一方の共振器に注入したエネルギーの半分が他方の共振器に伝わります。

**密結合領域** 二つの共振器が極めて近い時、一方の共振器のエネルギーは共振周波数の周りの二つの周波数で一番強く他方の共振器に伝わります。共振器同士が強く結合すればするほど、その周波数は共振周波数から離れ、また共振周波数での結合は弱くなってゆきます。

共振器を接近させた時の反応が、臨界結合を境に明確に変化するわけです。臨界結合となる結合係数  $k_c$  は理論上  $k_c = 1/\sqrt{Q_1 \cdot Q_2}$  であることがわかっています。この例題では、二つの共振器はまったく同一ですから、 $k_c = 1/Q$  です。また、図 23 のように、 $L = 656\text{nH}, C = 385\text{pF}, R = 1170\Omega$  です。この共振

<sup>\*20</sup> このモデルではデフォルトで  $50\Omega$  に設定されているポートインピーダンスを  $1170\Omega$  と  $385\text{pF}$  の並列に変更することで、キャパシタと抵抗分をモデルに含めています。この方法は Sonent Level2/3 以上でなければできません。

器の共振周波数  $f_0$  は

$$\begin{aligned} f_0 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \\ &= \frac{1}{2\pi\sqrt{656 \times 10^{-9} \cdot 385 \times 10^{-12}}} \\ &= 10\text{MHz} \end{aligned}$$

共振周波数  $f_0$  におけるリアクタンス  $X_L(f_0)$  は

$$\begin{aligned} X_L(f_0) &= \omega_0 L \\ &= 2\pi f_0 L \\ &= 2\pi \cdot 10 \times 10^6 \cdot 656 \times 10^{-9} \\ &= 41.2\Omega \end{aligned}$$

共振器の  $Q$  は

$$\begin{aligned} Q &= \frac{R}{X_L(f_0)} \\ &= \frac{1170}{41.2} \\ &= 28.4 \end{aligned}$$

なので、臨界結合係数  $k_c$  は

$$\begin{aligned} k_c &= \frac{1}{Q} \\ &= 0.035 \end{aligned}$$

です。

図 25 は、この共振器からキャパシタを取り除いて解析し、インダクタ同士の距離を横軸に、インダクタ同士の結合係数を縦軸にしたグラフです。<sup>\*21</sup> インダクタ間の距離  $b = 32\text{mm}$  の時の結合係数が概ね臨界  $k = k_c = 0.035$  になっていることがわかります。つまりこの例題ではインダクタ間の距離  $b = 32\text{mm}$  より近い領域が密結合領域、遠い領域が疎結合領域です。

臨界結合係数  $k_c$  が  $Q$  の関数であることを忘れないでください。同じインダクタと距離でも、信号源内部抵抗や負荷抵抗が変われば臨界結合係数  $k_c$  は変わります。つまり電磁界解析だけでは臨界結合係数  $k_c$  を判定することはできません。

## 5.2 共鳴型ワイヤレス給電の原理

<sup>\*22</sup>

<sup>\*21</sup> 8 ページの“結合インダクタの等価回路抽出”で説明した方法です。

<sup>\*22</sup> 現在考えられているワイヤレス給電のシステムには大きく三つのカテゴリに分かれるようです。第一はインダクタ同士を密結合させるもので、電気シェーバーなどで実用化されています。この文書の 8 ページ“4 結合インダクタの等価回路抽出”が関連します。第二は“共鳴型”と呼ばれる共振器同士を臨界結合させるもので、ここで説明します。第三は電波を使うもので、例えば無人飛行機への給電など上の二つより遥かに長い距離に使われます。

図 25 結合共振回路の距離と結合係数  
 $b = 32\text{mm}$  で  $k = 0.035$

図 26 結合した共振器のモデル。

$L$  はインダクタの形状で決まり、 $k$  はインダクタ同士の位置関係で決まります。ところが  $Q$  はインダクタやキャパシタの材質や形状だけでなく、共振器に電力を供給する電源の内部抵抗や、共振器から電力と取り出す負荷抵抗を含んでいます。従って  $Q$  は回路の工夫で変化させることができます。つまり二つの共振器の位置関係に応じて  $R = X_L(f_0)/k$  となるように  $R$  を制御すれば、共振器同士の距離にかかわらず臨界結合を実現できます。<sup>\*23</sup>

## 5.3 共鳴型ワイヤレス給電の解析例

ワイヤレス給電についてももう少し具体的な解析モデルで調べてみます。

■モデルの概要 図 26 は二つの共振器が結合したワイヤレス給電の電磁界解析モデルの一例です。共振器の周囲には共振器同士の間隔よりやや広い空間を設けてあります。

<sup>\*23</sup> 文献 [4] では、この文書より遥かに汎用的で精密な理論が紹介されています。

図 27 共振器の寸法, 240mm, 24T, L/S = 2.5mm

図 29 共振器のみを取り出したモデル

図 28 共振器の構造図, 最外周の巻線をオートトランスの一次側に使っている。キャパシタは浮遊容量のみ, 実際は 24 回巻

図 27 は, この共振器の寸法を示しています。240mm の正方形のインダクタで, 線幅, 線間はそれぞれ 2.5mm です。導体は 35 $\mu$ m の銅箔で, このモデルでは基板材料は含めていません。<sup>\*24</sup> 図 27 では, 共振器の構造がわかりにくいので, 図 28 に模式的な図を掲げます。<sup>\*25</sup> この共振器を共振させるためのキャパシタはインダクタの浮遊容量だけで実現しています。<sup>\*26</sup> また, 端子はインダクタの両端ではなく最外周の一巻分から取り出しています。<sup>\*27</sup>

■共振器のみの解析 まず, 共振器だけを取り出してその等価回路を明らかにします。図 29 は片側の共振器だけのモデルで, 図 30 がその解析結果です。

共振周波数は 10MHz 付近なので 2MHz 付近では  $\text{Im}(\vec{Z}_{11})$  を直線とみなすことができます。

図 31 は低い周波数付近の  $\text{Im}(\vec{Z}_{11})$  で, 2MHz での値から  $L = 1.013\mu\text{H}$  が分かります。

図 32 は共振周波数付近の様子で,  $\text{Im}(\vec{Z}_{11}) = 0$  となる共振周波数は 10.206MHz, その時の  $\text{Re}(\vec{Z}_{11})$  から  $R = 23.446\text{k}\Omega$  がわかります。

結局, 図 28 の端子から右を見た回路は図 3 の様な並列共振回路とみなすことができ,

$$\begin{aligned} f_0 &= 10.206\text{MHz} \\ R &= 23.446\text{k}\Omega \\ L &= 1.013\mu\text{H} \end{aligned}$$

です。ここからさらに

$$\begin{aligned} C &= 240.2\text{pF} \\ Q_u &= 360.9 \end{aligned}$$

が分かります。ワイヤレス給電の場合は, この中で  $Q_u$  が最も重要なパラメータになります。

■距離と結合係数 図 26 の結合共振器の共振器同士の距離を変化させて, 2MHz での  $\text{Im}(\vec{Z}_{12})$  を解析した結果が図 33 です。

このモデルでは  $L = 1.013\mu\text{H}$  なので 2MHz において  $\text{Im}(\vec{Z}_{11}) = 2\pi \cdot 2 \times 10^6 \cdot 1.013 \times 10^{-6} = 12.73\Omega$  であり,

$$\begin{aligned} k &= -\frac{\text{Im}(\vec{Z}_{12})}{\sqrt{\text{Im}(\vec{Z}_{11}) \cdot \text{Im}(\vec{Z}_{22})}} \\ &= -\frac{\text{Im}(\vec{Z}_{12})}{12.73} \end{aligned}$$

です。例えば, 図 33 から距離 100mm の時  $\text{Im}(\vec{Z}_{12}) = 1.231\Omega$  なので,  $k = 1.231/12.73 = 0.09672$  となります。

<sup>\*24</sup> エネルギー効率が重要なので基板材料としては薄い PP など  $\tan\delta$  の小さい材料か, 厚い発泡系材料の様に空気とほとんど同じ物性の材料が適しているでしょう

<sup>\*25</sup> 実際の巻き数は 24T です。この図は構造を示すため巻き数を減らして表現しています。

<sup>\*26</sup> キャパシタを個別部品で使用するとその損失がエネルギー効率を下げるからです。

<sup>\*27</sup> この端子を接続する位置によって, 見かけのインピーダンスを外部回路に都合の良い値に変化させることができます。

図 30 共振器のみの周波数特性．直線領域は 2MHz あたり

図 33 結合距離に対する  $\text{Im}(\vec{Z}_{12}) = 12.73 \times k$

図 31 共振器のみ低い周波数領域での周波数特性．2MHz での  $\text{Im}(\vec{Z})$  からインダクタンス  $L = 1.013\mu\text{H}$  がわかる．

図 34 電源と負荷を含めた回路構成

■電源と負荷 さて、結合した共振器を通じて電力を伝送するには、図 34 のように一方の共振器に電源を接続し、他方の共振器に負荷を接続しなければなりません。

様々な電源内部抵抗と負荷抵抗の場合に距離に対する伝送損失を調べたのが図 35 です。  $1/Q_u$  となる距離約 500mm を境に伝送効率が低下してゆきます。このようにワイヤレス給電の伝送距離は共振器の  $Q_u$  に強く依存します。

Sonnet でグラフが表示されている時にメニューの **Graph** - **Terminations...** を選べば、解析したモデルを終端する電源内部抵抗と負荷抵抗を任意に設定してその場合の結果を表示できます。<sup>\*28</sup>

#### 5.4 RFID リーダーとタグを含んだ解析例

図 36 は 13MHz RFID のリーダーとタグを含んだ Sonnet の電磁界解析モデルの一例です。このモデルには、リーダーとタグ側それぞれのインダクタと共振キャパシタはもちろん、リーダーアンテナを納める窓の開いた金属箱、そして金属箱を小型化するための磁性体シートも含まれています。また、金属箱の窓の大きさや、リーダーとタグの相対的な位置ずれは変数として定義されていて、それらの変数を自動的に変化させながらその都度、リーダーとタグ

図 32 共振器のみ共振周波数付近での周波数特性．共振周波数と抵抗分がわかる．

<sup>\*28</sup> この文書のほとんどで解析結果は Z パラメータで議論してきましたが、図 35 は S パラメータを表示しています。Z パラメータは終端抵抗に依存しませんが、S パラメータは終端インピーダンスに依存します。

図 35 電源と負荷による伝送損失

図 37 リーダーとタグを含んだモデルのインピーダンス周波数特性

図 36 リーダーとタグを含んだモデル

図 38 リーダーのみのモデル

全体の電磁界解析を繰り返すことができます。

図 37 は、図 36 のモデルの解析結果の一例で、周波数に対する  $\text{Im}(Z_{11})$ ,  $\text{Im}(Z_{12})$ ,  $\text{Im}(Z_{22})$  がプロットされています。しかしこのグラフから“何か”を読み取ることは、とても難しそうです。設計、開発、製品の改良や原因究明に必要な知見を得るためには、タグ単体の場合と同じように段階的な解析が必要です。

#### 5.4.1 リーダーとタグそれぞれの解析例

まず、リーダーとタグそれぞれの特性を把握します。図 38 は図 36 のモデルからタグを削除したモデルで、図 39 がその結果です。このグラフからリーダー単体を、 $3.82\text{k}\Omega$ ,  $1.34\mu\text{H}$ ,  $100\text{pF}$  の並列共振回路と知ることができます。リーダー側には、金属ケースや磁性体シートが含まれます。それらが含まれないモデルも解析して比較すれば、ケースや磁性体シートの個々の影響も把握できます。

同様に図 40 は図 36 のモデルからリーダー部分を削除したモデルです。図 41 はその解析結果で、

リーダーと同様に  $9.52\text{k}\Omega$ ,  $3.7\mu\text{H}$ ,  $39.1\text{pF}$  の並列共振回路と知ることができます。もちろん、3 ページからの方法でこのモデルをさらに細かく分析すれば、導体損失、シートの損失、装荷キャパシタと浮遊容量の比率などを個々に把握できます。

図 42 にここまでに分かったことを等価回路に表現してあります。リーダーとタグのインダクタの間の結合係数  $k$  は、まだ未知です。それが判れば、この等価回路はその周りの他の回路と組み合わせて回路シミュレータで解析できます。

#### 5.4.2 リーダーとタグ間の結合係数

結合係数  $k$  を

$$k = -\frac{\text{Im}(Z_{12})}{\sqrt{\text{Im}(Z_{11})\text{Im}(Z_{22})}}$$

で求める場合は、 $\text{Im}(Z_{11})$ ,  $\text{Im}(Z_{22})$  が周波数に対して直線とみなせる周波数領域で行わなければなりません。図 37 を見ると、1MHz か 2MHz かそ

図 42 リーダーとタグの等価回路

図 39 リーダーのみのインピーダンス周波数特性

れ以下の周波数での  $\text{Im}(\vec{Z}_{11})$ ,  $\text{Im}(\vec{Z}_{22})$  が必要になりそうです。しかし, Sonnet を極端に低い周波数で使用すると誤差が生じる可能性があります。何か工夫が必要です。

図 43 はリーダーの共振キャパシタを 100pF から 1pF に変更している様子です。同様に図 44 はタグ側の共振キャパシタの寸法を小さくしています。こうして, それぞれのキャパシタンスを縮小し, 共振周波数を 13MHz よりずっと高い周波数にずらせば, 図 45 の様に 5MHz 付近で  $\text{Im}(\vec{Z}_{11})$ ,  $\text{Im}(\vec{Z}_{22})$  を周波数に対して直線とみなすことができます。図 45 から, 5MHz で  $\text{Im}(\vec{Z}_{11}) \approx 42.1\Omega$ ,  $\text{Im}(\vec{Z}_{22}) \approx 116\Omega$  \*29 を読み取ることができます。従ってこのモデルでは,

図 40 タグのみのモデル

$$\begin{aligned} k &= -\frac{\text{Im}(\vec{Z}_{12})}{\sqrt{\text{Im}(\vec{Z}_{11})\text{Im}(\vec{Z}_{22})}} \\ &= -\frac{\text{Im}(\vec{Z}_{12})}{\sqrt{42.1 \cdot 116}} \\ &= -\frac{\text{Im}(\vec{Z}_{12})}{69.9} \end{aligned}$$

で  $\text{Im}(\vec{Z}_{12})$  から結合係数  $k$  が求められます。

この様にキャパシタを縮小したモデルで, 図 46 の様に, リーダーとタグの  $x, y$  それぞれの方向の相対位置を  $x$  方向は 0, 10, 20... 60,  $y$  方向は 0, 5, 10... 30 と変化させて, その都度 5MHz で解析し  $\text{Im}(\vec{Z}_{12})$  をプロットしたのが図 47 です。

このグラフでは, 左の軸の  $\text{Im}(\vec{Z}_{12})$  は 0.699 毎の目盛にしてあります。  $\text{Im}(\vec{Z}_{12}) = 0.699$  の時  $k = -0.699/69.9 = 0.01$  ですから,  $k$  を目盛から読み取

図 41 タグのみのインピーダンス周波数特性

\*29 図 41, 図 39 からリーダー側, タグ側のインダクタンスがわかっているので,  $\text{Im}(\vec{Z}_{11}) = 2 \cdot \pi \cdot 5 \times 10^6 \cdot 1.34\mu\text{H} = 42.1\Omega$ ,  $\text{Im}(\vec{Z}_{22}) = 2 \cdot \pi \cdot 5 \times 10^6 \cdot 3.7\mu\text{H} = 116\Omega$  です。



図 43 リーダーの共振キャパシタを 100pF から 1pF に変更

図 46 リーダーとタグの相対位置を変数と定義する

図 44 タグの共振キャパシタを 5.72mm<sup>2</sup> から 2mm<sup>2</sup> に変更

図 47 リーダーとタグの相対位置と結合係数. このグラフでは負の  $k$  を表示するために, 10 ページの\*19の方法で  $k$  を定義している.

図 45 キャパシタを縮小したモデルのインピーダンス周波数特性

反転し, 結合の位相が逆になることがわかります.

#### 5.4.3 複雑なパラメータスイープ

Sonnet V12 からは, モデルを表現するほとんどの数値を変数やユーザー定義関数で定義できるようになりました. これによりモデルを非常に複雑に変化させながらの解析が可能になりました.

例えば図 48 は, リーダーに対してタグが傾いた平面に存在するモデルです. 見た目の印象はとても不自然ですが, 波長の長い 13MHz では結果に大きな問題はありません. 傾きを *angle*, リーダーとタグの間隔を  $z$  という変数で定義し, *angle* と  $z$  を変化させた時の  $\text{Im}(\vec{Z}_{12})$  を図 49 に示します.  $\text{Im}(\vec{Z}_{12})$  は  $k$  に比例しますから, このグラフから  $k$  を知ることができます.

ることができます.\*<sup>30</sup> 例えば, リーダーとタグが真正面にあるとき,  $k \approx 0.045$  です.

またこのグラフには  $x$  方向のズレが 40 ~ 50 の範囲で  $k = 0$  となる, いわゆる “null point” が明確に現れています. この “null point” を境に  $k$  の符号が

\*<sup>30</sup> 残念なことに Sonnet V12 のグラフ機能では, parameter sweep の結果からユーザー定義関数をプロットしたり, 出力することができません. そこで, このように目盛を工夫して対処しました.

図 48 リーダーと傾いたタグのモデル

図 49 リーダーと傾いたタグの間の  $\text{Im}(Z_{12}^{\rightarrow})$  結合係数

## 6 おわりに

13MHz RFID のリーダーとタグ、そしてワイヤレス給電を例にして磁気トランスを電磁界解析する前に知って置いていただきたいことを説明しました。シミュレータを初めてお使いになる方の殆どが、解析可能な系全体を可能な限り微細に入力して、全体を解析し、それを測定結果と比較なさろうとします。しかし、この文書では問題を単純な等価回路モデルで理解し、その等価回路モデルの要素の一つ一つを電磁界解析で明らかにしてゆきました。こうした解析方法を使えば、現実の構造に含まれる様々な要素の何が、回路の何処に、どの程度効果を及ぼすのか？を明確に把握でき、品質管理や、性能の改善にあたって能率的な目標や評価方法を発見することができます。このことを良くご理解いただき Sonnet をご活用ください。

### 6.1 この文書で扱わなかったことやワイヤレス電力給電の注意

■ワイヤレス電力給電 この文書を書いている 2013 年の時点でもなおワイヤレス電力給電の概念や用語は混乱しているようです。この文書の中の数式や考え方と違う文書があったとしても多分どちらも正解です。

■直列共振 この文書では主に並列共振回路を取り上げましたが、特にワイヤレス電力給電の分野では直列共振回路を使う場合が増えているようです。直列でも並列でもアドミタンスとインピーダンスの使いかたが逆転するだけで臨界結合や  $Q$  と結合係数の関係は変わりません。

■電気結合 この文書では“送信側と受信側は主に磁界を介して結合している”ことを前提に、等価回路を抽出する段階で電界を介した結合を無視しました。実験や電磁界解析では、磁界と電界の両方の結合が混在して、構造に寄ってそれらが強めあったり逆に相殺する可能性があります。

■非常に小さな内部抵抗の信号源 ワイヤレス電力給電の初期の研究では有限な内部抵抗の信号源が使われていましたが次第に内部抵抗の非常に小さい信号源が使われるようになり、その場合の理論付けもなされてきました。[5] この文書では内部抵抗の小さい信号源については扱いませんでした。

### 6.2 お問い合わせの際のお願い

LicenseID をお知らせください LicenseID からお客様の Sonnet のバージョンやグレードを調べます。

お名前と電話番号をお知らせください こちらからお電話差し上げて詳しい状況をお尋ねします。

状況を再現するモデルファイルを送ってください  
こちらでお客様の状況を再現し、次に問題解決に取り組みます。

#### 6.2.1 連絡先

電話 043-463-6663

Web <http://www.Sonnet.Site/contact/>

E-mail [info@Sonnet.Site](mailto:info@Sonnet.Site)

#### 参考文献

- [1] A. Nakabayashi, “Spice3f5 マニュアル,” 2002. <http://ayumi.cava.jp/audio/spiceman.pdf>
- [2] L.W. Nagel, “Spice2: A computer program to simulate semiconductor circuits,” PhD thesis, EECS Department, Uni-

- versity of California, Berkeley, 1975.  
<http://www2.eecs.berkeley.edu/Pubs/TechRpts/1975/9602.html>
- [3] 渋谷道雄, 回路シミュレータ LTspice で学ぶ電子回路, オーム社, 2011.
- [4] 粟井郁雄, “Bs-9-6 mit 型ワイヤレス給電システムの精密な設計法 (bs-9. バッテリーレス社会を目指した無線送電技術-ユビキタス電源から sps へ-, シンポジウムセッション),” 電子情報通信学会総合大会講演論文集, vol.2010, no.1, pp.S26–S27, mar 2010.  
<http://ci.nii.ac.jp/naid/110007883744/>
- [5] 粟井郁雄, 山口和也, 石崎俊雄, “0 オーム定電圧源による磁気共鳴型 wpt システムの設計理論 (マイクロ波ミリ波帯におけるアンテナ集積化技術, 給電回路技術及び一般),” 電子情報通信学会技術研究報告. MW, マイクロ波, vol.111, no.201, pp.15–20, sep 2011.  
<http://157.1.40.181/naid/110008900085/>