

## 1. WPT はどうして距離の変化に弱いのか, の説明補足

これは結合係数の小さなトランスのモデルを説明したものです。

ワイヤレス電力伝送はいわば結合係数の低いトランスであり, その結合係数が大きく変化するというものです。

これをトランスのモデルでいうと, 左側が一次巻線, 右側が二次側ということになりますが, トランスはどのような場合でも一次巻線と二次巻線とが完全に結合するというのではなく, 大半が結合していますが一部が不完全な結合になります。

これをモデルで表すとちょうどファスナーのような形で示すことができ,

結合が良いというのはファスナーが閉まっている状態

結合が悪いというのはファスナーが開いている状態

だと考えるとよいと思います。

ここで結合係数という言葉が出てきます。k で表します。

結合係数というのはこのファスナーが閉じている割合だということができます。

左側のモデルでいえば, ワイヤレス電力伝送では一次コイルと二次コイルとが近接している状態。すなわちコイルのうちの k の割合が結合していて, (1-k)の割合が結合していないという状態です。

結合している部分は励磁インダクタンスになります。計算値でいえば一次コイルのインダクタンスが全体で L1 とすれば,  $k \cdot L1$  が励磁インダクタンスになります。

そして  $(1-k) \cdot L1$  漏れインダクタンス  $Le1$  になると考えてください。

この励磁インダクタンスの部分 M1 がトランスとして昇降圧作用を有する部分, 余った  $Le$  が直列に接続されたチョークコイルとして働く部分と考えてよいでしょう。

二次側についても全く同じように考えることができます。ただし, M2 の部分は一次側と結合しているので, 一次か二次かどちらか一方だけ有効です。

ざっと結合係数と漏れインダクタンスについて説明すると上記のようになります。

ところで, 右のモデルはワイヤレス電力伝送で一次コイルと二次コイルとが離れている状態。即ち結合係数が小さい状態のモデルです。M1 の部分がたいへんに小さく, 大半が漏れインダクタンス  $Le1$ ,  $Le2$  になっていることがわかります。

ワイヤレス電力伝送では k は場合によっては 0.01 から 0.05, 或いはそれ以下の値の領域で使いますから, ファスナーの閉じている (この) 部分はほんのわずかだということになります。

## 2. MI (電磁誘導) 方式はなぜ効率が悪い, の補足説明

何も対策をしない MI-電磁誘導方式についてはなぜ伝送効率が悪いのかはつぎのように説明できます。

MI 方式とは結合に悪いトランスそのものですからこの  $k$  値が低い。

そうすると漏れインダクタンス  $L_e$  の成分が大きくなって、一次側、二次側ともに大きなインダクタンスが直列につながっていることとなります。

このインダクタンスは一次側の駆動電圧対して電流位相が大きく遅らせるという効果を持ちます。

電流の位相が遅れるとどういうことになるのか、ここで力率という言葉が出てきます。力率とは、駆動側から送られる電流電圧積・皮相電力・見かけ上の電力と比較した、実際に送られる電力の比です。  $\cos \theta$  で表されます。こ力率が 1 に近いほど良いわけです。1 が理想ですが 1 にはなりません。

MI-電磁誘導方式では電流位相が大きく遅れます。そうするとどういうことが起きるかという、一次側の電流がたくさん流れます。その電流が多過ぎれば巻線でロスする電力は  $I$  自乗  $R$  で効いて来ますから銅線の発熱が多くなる、つまり銅損が多くなるということです。銅線の発熱が大きくなれば効率が低下します。

このようなことから MI 方式電磁誘導方式は効率が悪いということになります。

MI 方式で効率を上げるには二つのコイルをできるだけ近接させて。この漏れインダクタンス成分を小さくするというのが解決手段になります。

ところで、最近では MI 方式の効率改善のために二次側を少しだけ共振させて一次側から見た力率を良くして 75%から 90%程度の効率改善ができるという話は出てきていると思います。

ただし、その方法は後で ZVS・ゼロボルトスイッチングと言う言葉が出てきますが、その条件を満たすのがたいへんに不安定で使いにくいということになっていると思います。

### 3. MR (磁界共振) 方式はなぜロバスト性が悪いか、の補足説明

次に MR 方式・磁界共振方式をトランスの等価回路から説明してみます。磁界共振方式は非常に長い距離の間を高効率で電力伝送できるということで注目を浴びることになりましたが、その原理を一次側、二次側とに分離して解明していくと次のようになります。

まず一次側ですが、トランスの等価回路で一次側を共振させるというと直列、並列がありますが、磁界共振方式では直列共振が効果的です。

共振の等価回路を考えてみると、左の図のように直列共振コンデンサ  $C_s$  があって、一次側コイル  $L_1$  とが共振します。この場合、結合係数  $k$  が変わっても共振周波数はほとんど変わりません。

次に右側の図ですがこれは二次側の共振回路の等価回路を現しています。赤線で囲った部分です。

赤線で囲った部分を見ると一次側と二次側では共振の条件が違うということが見てわかるでしょうか。一次側と二次側とでは実は共振回路がシムメトリーにはなっていないのです。これは二次側のコンデンサを直列に接続した場合でも同じで、一次側とはシムメトリーではないということが重要なことです。

右の図で共振回路を形成するのは二次側のコイルのインダクタンスではなく、二次側の漏れインダクタンスだということになります。(この場合の漏れインダクタンスは  $(1-k^2) \cdot L_2$ 、用語の不一致があります。業界と学会で別のものをどちらも「漏れインダクタンス」と呼んでいるようです。)

そうすると、図で見ていただければわかるのですが、ファスナーを閉めていった場合、即ちコイル間を近づけて結合係数を高くしていった場合には漏れインダクタンス成分がだんだんと小さくなるのが推測できると思います。即ち二次側の共振周波数が高くなります。

磁界共振では一次側の共振周波数と二次側の共振周波数とは完全に一致させなければなりませんからどうでしょう？

このことは、ある一定の結合係数を持つコイル間位置関係以外の条件では磁界共振の電力伝送がうまくいかないということを意味します。

#### 4. MR 方式の一次側と二次側の共振昇圧の補足説明

実際に結合係数が変わるとどのように共振周波数が変わるかを、一次側と二次側とに分けてシミュレーションを行ってみましょう。

これは PSpice などでもできます。周波数解析というものです。

一次側の共振回路は一次側のコイルの自己インダクタンスに支配されているので、一次側共振コンデンサ  $C_s$  との共振回路をシミュレーションすると上の図のように、コイル間距離・結合係数の変化によってもほとんど共振周波数が変化していないことがわかります。図の例では結合係数を 0.1 から 0.7 まで変化させています。

一次側の回路構成は L 側に負荷が並列接続された **Serial Parallel-Loaded Resonance (SPLR)** という共振回路です。SPLR は駆動側から見たら直列共振で、負荷側から見たら並列共振になるという、変形された共振回路です。この共振回路は共振周波数の前後で昇圧作用を有します。結合係数によって、共振周波数は少しだけ変わっています。ほとんど変わらないといつてよいでしょう。

次に二次側のシミュレーションを見てみましょう。こちらも **SPLR** ですが、今度はコンデンサ側に負荷が並列接続された **SPLR** です。

一次側と同じように共振周波数の前後で昇圧作用を有しますが、今度は結合係数が変化すると共振周波数が大きく変化します。

このようにして、MR-磁界共振方式を解析してみると、一次側と二次側とに共振回路があり、それぞれの共振回路は結合係数の変化に対してシンメトリーには変化しないということが明らかになってきます。

結論としてこれが MR-磁界共振方式のロバスト性が悪い原因だということになります。

#### 5. MR 方式最大の欠点は設定距離、の補足説明

MR-磁界共振方式は一次側にも二次側にも SPLR の共振昇圧回路があるということがおわかりいただけたと思います。それではこの一次側、二次側の SPLR を重ねてみたらどうなるのでしょうか。

この図では結合係数  $k$  が 0.07 から 0.2 までをシミュレーションしてみました。横軸が周波数、縦軸が伝達関数です。結果は予想のとおり、一次側と二次側との共振周波数が合ったところがピークになりました。この図では結合係数が 0.02 のときがピークになり、その前後で低下している様子がわかります。

これはどういう意味になるかと言いますと、MR-磁界共振方式では特定の設定距離の場合だけに電力伝送がうまくいき、それよりも距離が離れたらもちろんだめですけども、逆に近すぎても、即ち結合係数が高くなっても電力伝送がうまくいかないということです。

それが MR-磁界共振方式には設定距離があるという意味で、その前後どちらにずれてもだめだということになります。

#### 6. MR 方式の欠点はカバーできるか？の補足説明

このように考えてくると、次の課題は MR-磁界共振方式の改良ができるかどうかということになります。

ここで先ほどの図で一次側の SPLR は周波数特性を持った昇圧回路だと言いました。では昇圧回路でいいならば共振は要らないのではないかと。昇圧トランスでいいのではないかと、ということになります。

その次に思いつくことは、高電圧で一次コイルを駆動すれば同じだということになります。

もっと単純に考えてみるとわかるのですが、一次側の共振コンデンサ  $C_s$  には高電圧が発生して、よく実験中にフィルムコンデンサがパンクするということが起きます。ワイヤレス電力伝送の実験をした方なら大抵は何度か経験しているでしょう。つまり、共振コンデンサに高電圧が発生しているということは、一次側のコイルに高電圧をかけて駆動しているということになりますから、それならば最初から一次コイルを高電圧で駆動すればいいということになります。

SPLR という共振昇圧は共振電流がコイルに流れるのでそれだけでも銅損が増えて発熱が多くなるために、共振昇圧は不利だということがわかっていますし、理論的にも、一次側のコイルを多く巻いて高電圧で駆動したほうが励磁電流が少なくなり、銅

損は  $I^2 \cdot R$  に比例して少なくなるということで、最終的には共振昇圧する分だけ最初から直流高圧のインバータ回路で一次コイルを駆動したほうが良いわけです。

そして、一次側の共振回路がなくなれば、一次側は周波数依存性がなくなりますから、二次側の周波数依存性だけを考えれば良くなり、解析モデルが非常にシンプルになり、実際の実用回路もシンプルなものになります。

これによって MR-磁界共振方式はさらに改良ができるということになります。

#### 7. なぜ WPT の開発が遅れたか

これは補足説明も要らないでしょう。WPT に詳しいと思われる技術者は、おそらく蛍光灯の OB でしょう。今ではこの方面に携わる人数がかなり少なくなったと思います。

応用面は自動車、モーター、電車、バッテリー・・・蛍光灯 OB を呼んできても業界があまりに違うので目を白黒させてしまうでしょう。

#### 8. 二次側共振周波数は変化する、の補足説明

次に、MR-磁界共振方式の改良といっても、二次側の変化する共振周波数をどう扱うかという課題が出てきます。

その一つの解決法が電流共振を使うことです。

電流共振の原理は帰還ループ内に直列共振回路を含むこと、ですから、その共振電流位相を利用するものを全て電流共振といいます。

共振電流位相を拾うのにいちばんいい方法は何かといえば、二次側共振コンデンサの共振電流位相を拾うことです。この共振電流位相で一次側を駆動すれば、二次側の共振周波数の変化に対して自動的に追従することができます。

図の右下が、改良版 MR 方式ワイヤレス給電の場合のブロック図ですが、二次側の共振電流位相をどうやって一次側に伝えるかという点、一番良いのは特定小電力無線を使うことでしょう。それ以外にも方法はいくらかもあると思います。

個人的な実験では LED とフォトトラで実験しましたが、位相遅延が大きくて制御がたいへんでした。受講側はフォトトラではなくて PIN フォトダイオードなどで高速化を図ったほうが良いでしょう。

ただ、光結合方式は回路が究極までにシンプルなので、ローコストを追求するケースにおいては有力な方法でしょう。本当にシンプルなので回路図を見るとびっくりします。安くできます。

#### 9. なぜ二次側共振位相でよいのか、の補足説明

次に、なぜ二次側の共振コンデンサの位相を利用すればいいのかについて、ふたたびシミュレーションで見てみましょう。

今度の図は一次側の駆動電圧位相から見た場合の、上から一次側電流位相、中段が二次側コンデンサ電流位相、下が一次側電圧から二次側電圧に対する伝達比、つまり巻数比を掛ければ昇圧比になります。

一番上の図では電圧・電流の位相が等しい、即ち力率 1 になるための最低限の必要な Q 値を求めています。力率 1 とは位相の線がちょうど 0.degree になるという意味ですから図の中で 0.degree に接する周波数が力率 1 になる周波数です。力率は必ずしも 1 になる必要はなく、1 が理想ですが 1 より少し悪くても問題はありません。たとえば 0.8 や 0.9 ならば巻線電流が 1 割か 2 割多いだけなので問題ないでしょう。力率が 0.5 となると、電流が 2 倍ですから発熱は大きくなります。

上の図で、力率が 1 よりも少しだけ低くなった条件で、電流位相が遅れている、即ち図では 0.degree よりも少ししたになるような周波数で駆動することを ZVS 条件・ゼロボルトスイッチング条件といいます。ソフトスイッチングの条件ともいいます。

この図で上の領域即ち電流位相が電圧位相よりも進んだ条件で駆動すると ZVS 動作になりません。ハードスイッチングになります。ハードスイッチングは半導体を壊したり、壊さなくても発熱を多くしたり、EMC の雑音を増やしたりするので好ましくない動作条件です。

中段の図が二次側共振コンデンサの位相で、このコンデンサの電流位相で、その電流位相がちょうど 0.degree と交わる点が共振周波数です。ということは、この共振電流位相で一次側のスイッチング回路を動作させれば共振周波数の自動追尾になるわけです。

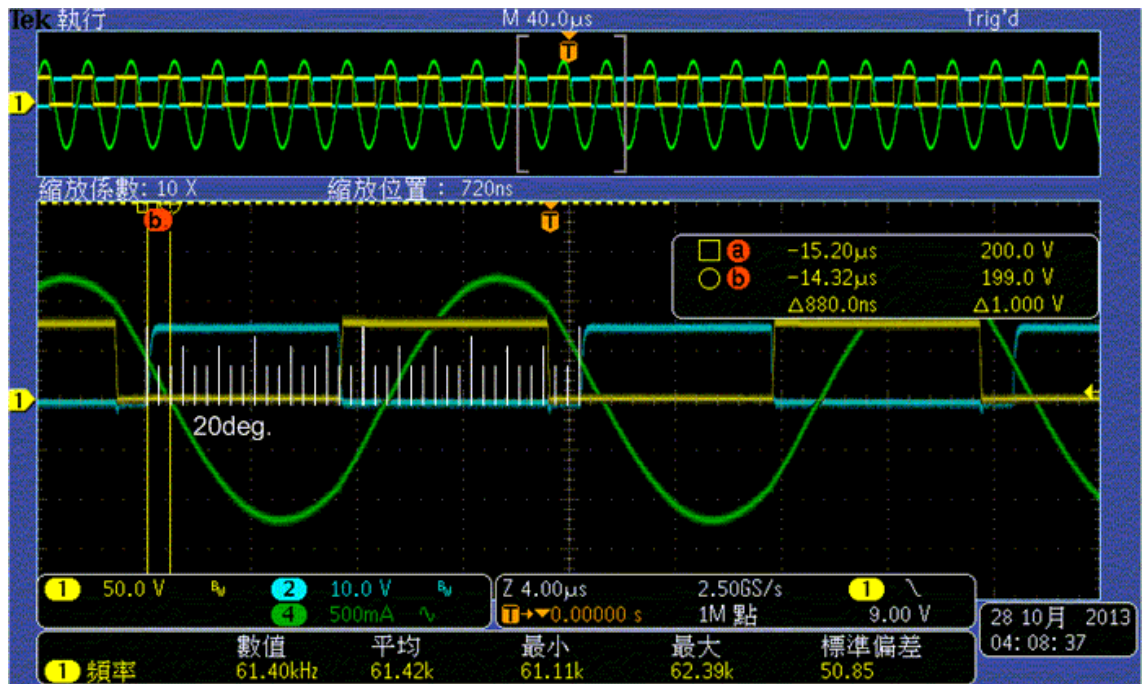
この二次側共振コンデンサの位相を使うと都合が良いのは、今度は下の図を見てください。ワイヤレス電力伝送では共振周波数の頂点を掴まないと電力伝送できないわけですが、この二次側共振コンデンサの位相の 0.degree はちょうど伝達比の一番高い点・ピークにほぼ一致しています。実はちょっとずれています。でも実用上は全く問題ない程度です。

さらにこの駆動周波数で上の図を見てみると、今度は一次側の電流位相が 0.degree よりも少し遅れた条件、即ち ZVS・ゼロボルトスイッチング条件で動作しているということになります。

つまり、二次側共振コンデンサの位相を使うと一石二鳥の条件になるわけです。

ここで、二次側共振のみの場合に果たして一次側電流位相の力率が 1 近くに調整できるのか、或いは一次側電流が正弦波にできるのかなどに疑問を持たれる方も多いと思います。そこでこのような図も見ていただきたいと思います。

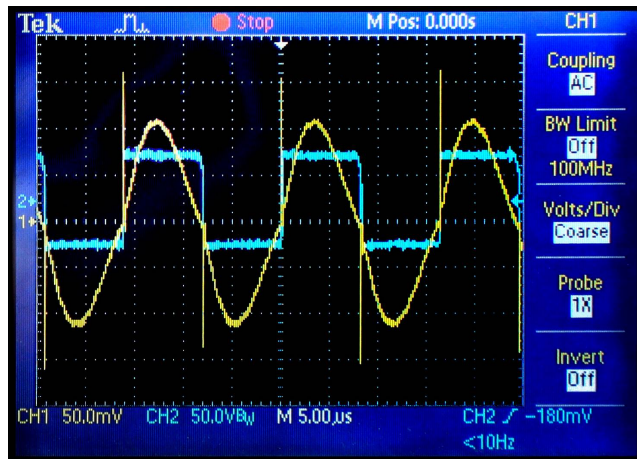
これはワイヤレス電力伝送ではなくて、電流共振型 CCFL 照明のインバータの例なのですが、二次側で共振させた場合のトランス一次側の駆動電圧と駆動電流を実測したときのオシロの波形です。



緑色が一次巻線電流です。ほとんどきれいな正弦波になっています。そして黄色がハーフブリッジの midpoint 電圧つまり駆動電圧で、青がハーフブリッジ低圧側の FET のゲート電圧ですが、ここでスイッチング位相よりも電流位相がわずかに遅れている状態がわかると思います。これが ZVS-ゼロボルトスイッチング即ちソフトスイッチングの状態であるということになります。この緑色の電流位相がスイッチング位相よりもわずかでも早くなると、ハードスイッチングになります。

この状態で力率としては-20degree程度で  $\cos \theta$  は 0.94 ですから銅損も力率 1 の場合と比べてほとんど変わりません。このあたりが ZVS 条件としてもちょうど限界ぎりぎりで、二次側共振電流位相をフィードバックすると、このようにほぼ理想的な条件に自動的にセットしてくれるわけです。

ちなみに、ハードスイッチングを起こした-ZVS 条件から外れた場合のスイッチング波形と電流波形も見てみましょう。黄色が一次巻線側の電流波形ですが、スイッチングの位相よりも早くなり、巻線電流波形にグリッジが生じています。こうなると EMC 雑音も数メガから数百メガにわたって観測されるようになり、規制に引っかかるような状態になります。



## 10. 最高力率を生じる $k$ 値, $Q$ 値, の補足説明

これがけっこう重要な話になると思うのですが、先ほど力率 1 が得られる最低の  $Q$  値という図がありましたので再び右に示します。

その図が何かというと、コイル間の距離がだんだんと変わって結合係数  $k$  が変化すると、とくにコイル間の距離が遠くなって結合係数が小さくなってくるとたいへんに高い  $Q$  値が必要になります。では、最低どのくらいの  $Q$  値が必要かについて、結合係数  $k$  が 0.1 から 0.7 までをシミュレーションしてみたものです。

MI 方式ですと、だいたい  $k$  値を実測して 0.5 とか 0.8 ぐらいだという数字を得ていますから、この MI 方式の効率を改善しようと考えて二次側に共振を持たせた場合は、だいたい  $Q$  が 3.5 とか 7.4 もあれば十分ということになります。

理想的には力率 1 で効率 95% 以上ということもそれほど難しくありません。

Advanced MR の場合はもっと遠くまでをカバーしたいので、その場合の結合係数は 0.1 とか 0.05 あたりを使いますから、とりあえず 0.1 ではどのくらいの  $Q$  値が必要かを求めると 196 とかそういう値になります。

そこで、横軸に結合係数、縦軸に  $k$  の自乗と  $Q$  値との積を取ってプロットしますと左図のように  $k$  が小さくなるにしたがって次第に 2 に近づくというグラフが得られます。

ワイヤレス電力伝送ではかなり結合係数の低い領域を想定しますから、この図から言えることは、最低限必要な  $Q$  値は  $k$  自乗  $\cdot Q = 2$  という式で求められる、ということになります。

今までワイヤレス電力伝送の最高効率は  $kQ$  積で決まるということ数多く聞いてきましたが、 $k$  自乗  $\cdot Q = 2$  という式はあまり聞いたことがないので、これが一つの新たな関係式ということになるのではないのでしょうか。

この式により求まるのは最低限必要な  $Q$  ということですので、 $Q$  値はそれ以上であればどんなに大きくてもいいわけです。



ただ、今まで Q 値の目安については漠然と 50 だとか 100 以上だとか言われてきたのですが、ケース・バイ・ケースで、使用されるコイル間の距離によっては Q 値をそれほど高くしなくても良いということもこれで明確になったものと思われま

す。そして、コイル間距離を遠くした場合の結合係数がわかれば、実際にどれくらいの距離まで伝送できるのか、そのときの Q 値はどれくらい必要かということも同時にこの式によって明確になったものと思われま