

電磁誘導と磁界共振の中間的な構成による 電力伝送のシミュレーションと実験

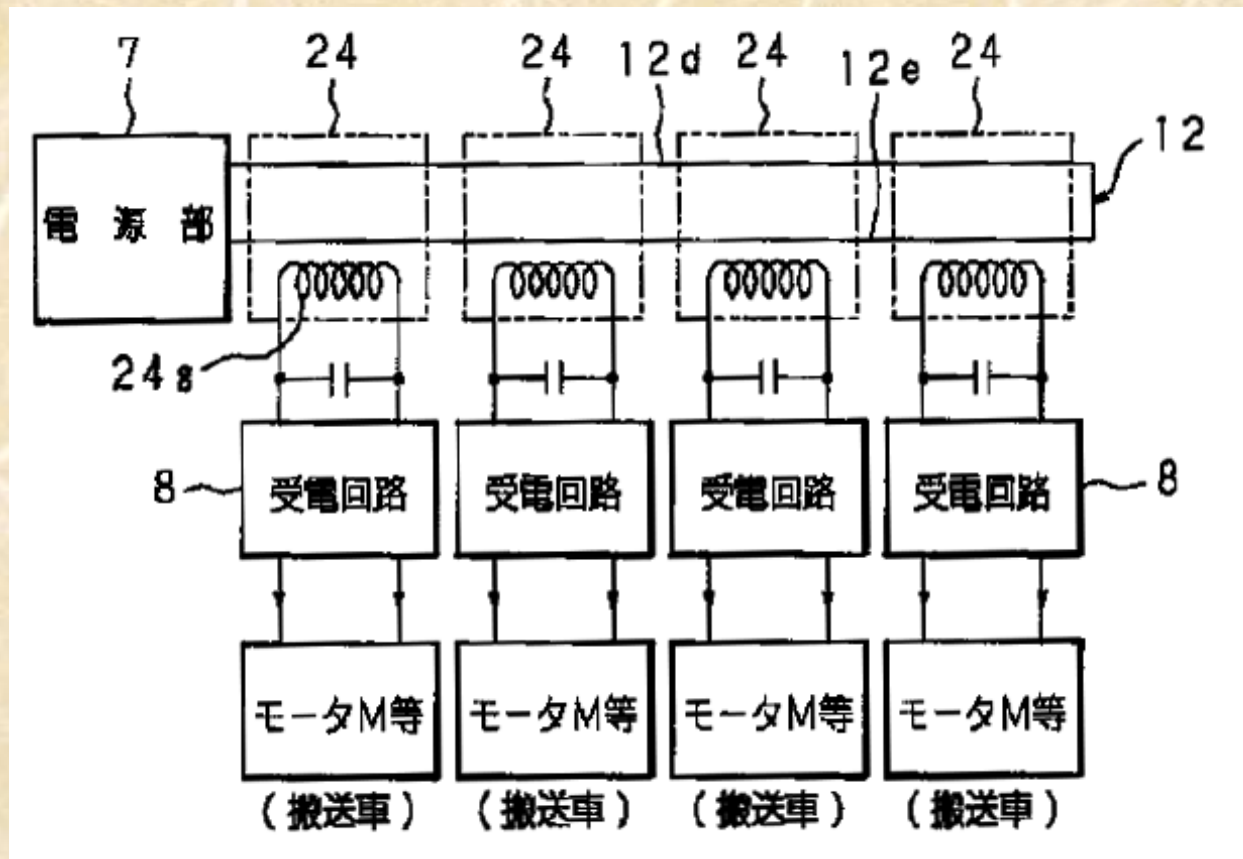
二次側のみに共振構成を有する
電力伝送モデルを理論的に検証する

2015年2月13日

ネオテス株式会社 牛嶋昌和

初期の頃のRGV、AGV

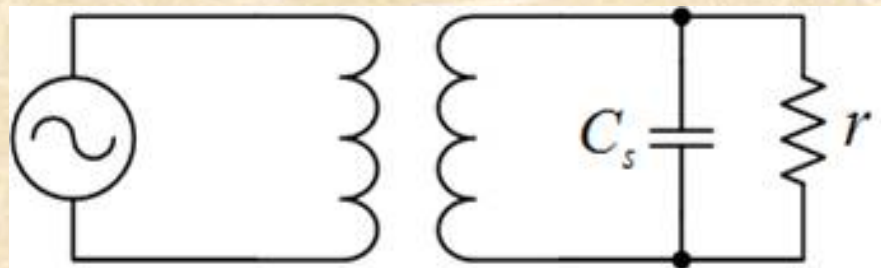
- 電源側の力率を改善するために二次側共振容量を使っていた例



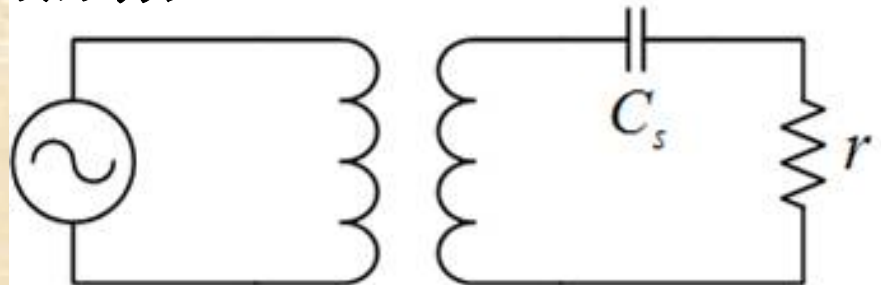
特開1996-30815

二次側の共振構成

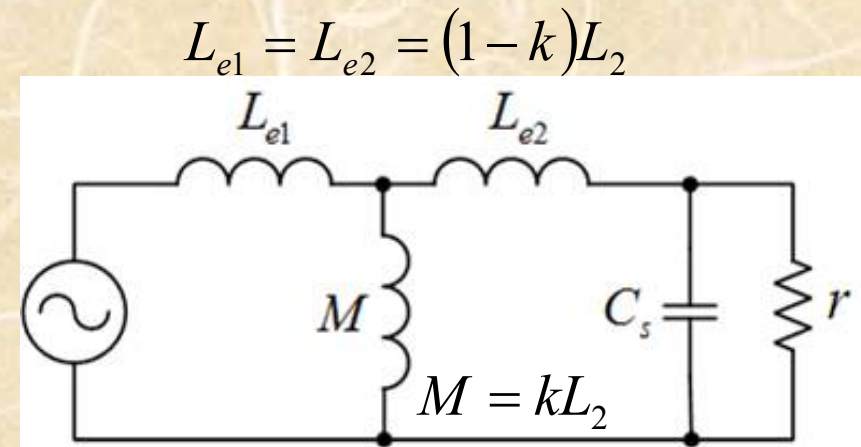
- 共振変圧器(二次側に共振容量がある)
 - 調相結合と呼んでいる



ハーフブリッジまたはフルブリッジ 並列型



直列型



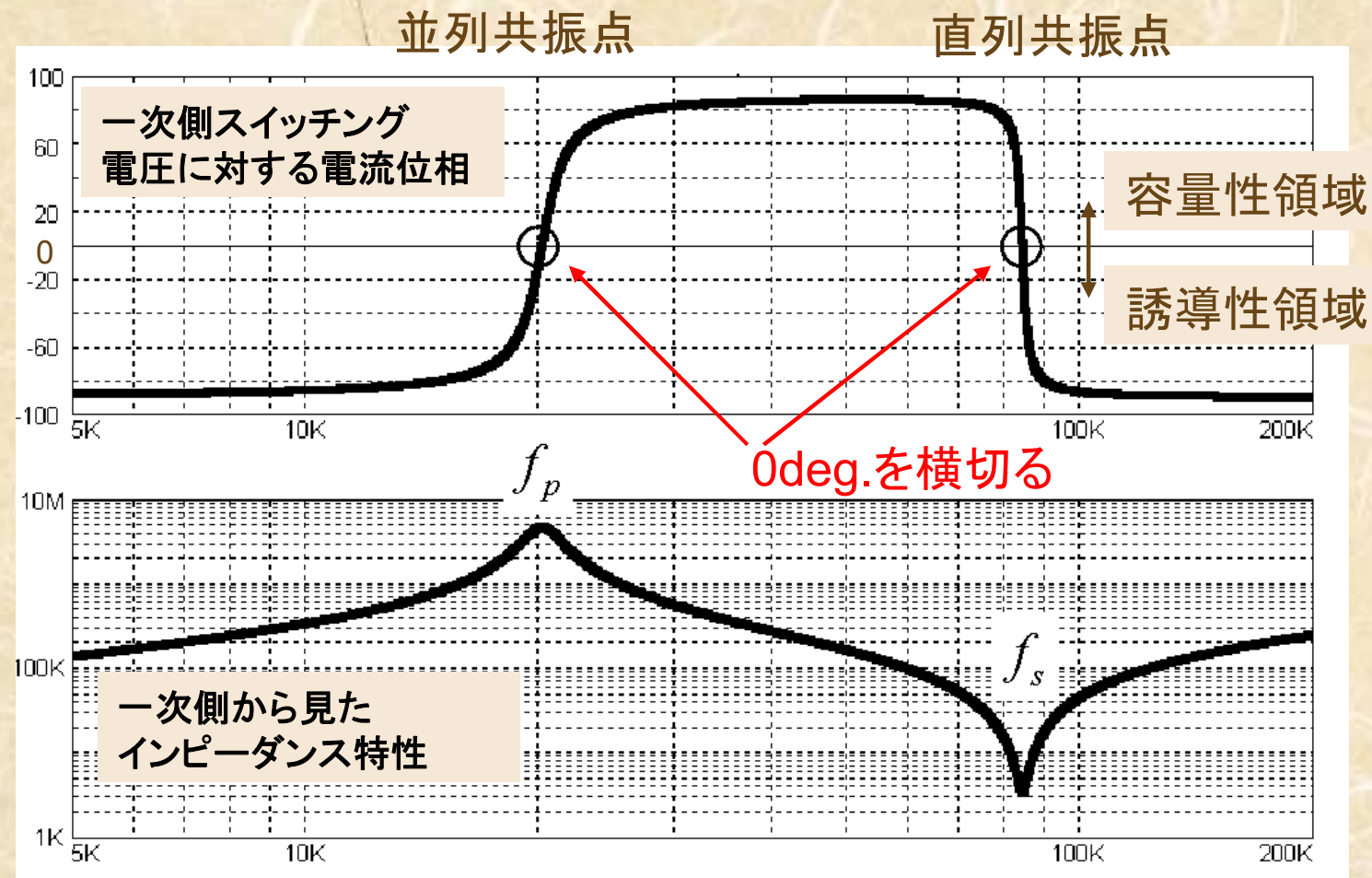
並列型の等価回路

- 並列型はコイル間距離によって出力電圧が大きく変わる
- 直列型はコイル間距離によって出力電圧があまり変わらない

駆動はハーフブリッジまたはフルブリッジで直接コイルを駆動し、インピーダンス・マッチングは行わない

2.3. 共振変圧器の位相特性

- 共振変圧器は直列共振点と並列共振点を持つ



実際のトランスではどうか？

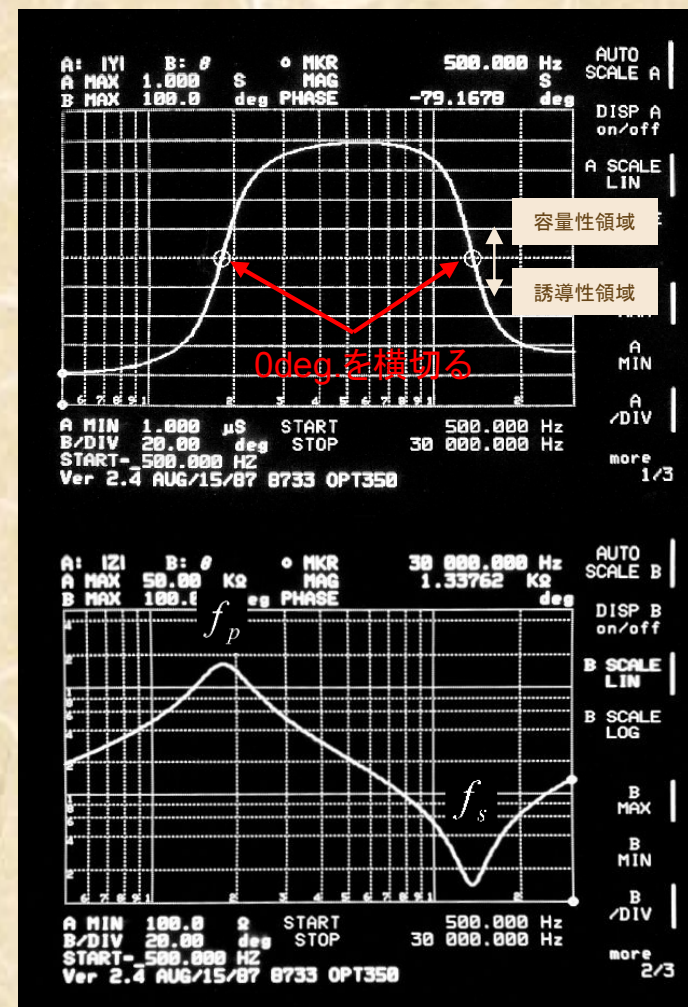
- シミュレーションどおりの結果である
 - 全てのトランスは共振変圧器の性質を内在している
 - ・ (実用範囲から外れているとかいう議論は別にして)



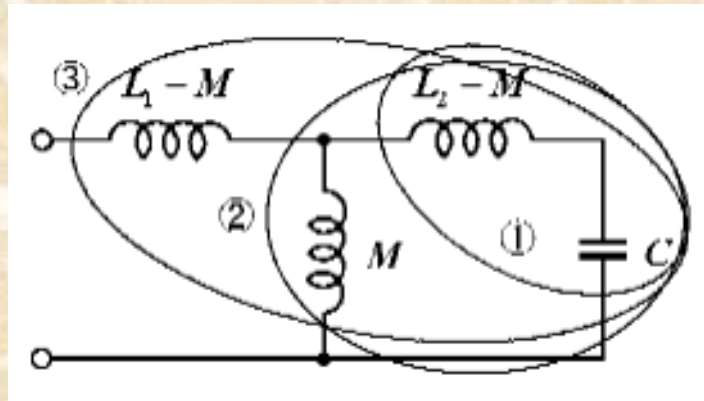
fpとfsから結合係数が
算出できる

$$k = \sqrt{1 - \left(\frac{f_p}{f_s}\right)^2}$$

	直並列法	JIS C 5321
結合係数	0.991	0.995



並列共振点と直列共振点について



$$L_1 = L_2 = L$$

直並列法

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

並列共振点

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{(1-k^2)LC}}$$

直列共振点

$$\frac{f_p}{f_s} = \sqrt{1-k^2} \rightarrow \left(\frac{f_p}{f_s}\right)^2 = 1-k^2$$

$$k = \sqrt{1 - \left(\frac{f_p}{f_s}\right)^2}$$

($L_2 - M$) と C との直列インピーダンスは、 $Z_L - Z_M + Z_C$. . . ①
①と M との並列インピーダンスは、

$$\frac{1}{\frac{1}{Z_L - Z_M + Z_C} + \frac{1}{Z_M}} = \frac{(Z_L - Z_M + Z_C) \cdot Z_M}{(Z_L - Z_M + Z_C) + Z_M} = \frac{(Z_L - Z_M + Z_C) \cdot Z_M}{Z_L + Z_C} \quad \dots ②$$

②と ($L_1 - M$) との直列インピーダンスは、

$$\begin{aligned} \frac{(Z_L - Z_M + Z_C) \cdot Z_M}{Z_L + Z_C} + Z_L - Z_M &= \frac{(Z_L - Z_M + Z_C) \cdot Z_M + (Z_L + Z_C)(Z_L - Z_M)}{Z_L + Z_C} \\ &= \frac{Z_L \cdot Z_M - Z_M^2 - Z_C \cdot Z_M + Z_L^2 + Z_L \cdot Z_C - Z_L \cdot Z_M + Z_C \cdot Z_M}{Z_L + Z_C} \\ &= \frac{Z_L^2 + Z_L \cdot Z_C - Z_M^2}{Z_L + Z_C} \quad \dots ③ \end{aligned}$$

ここで $Z_M = k \cdot Z_L$ と置くと
(結合係数 = k)

$$③ = \frac{Z_L^2 + Z_L \cdot Z_C - k^2 \cdot Z_L^2}{Z_L + Z_C} = \frac{Z_L(Z_L + Z_C - k^2 \cdot Z_L)}{Z_L + Z_C} = \frac{Z_L\{(1-k^2)Z_L + Z_C\}}{Z_L + Z_C}$$

$$\text{並列共振条件: 分母} = 0 : Z_L + Z_C = 0 \rightarrow \omega L + \left(-\frac{1}{\omega C}\right) = 0$$

$$\text{直列共振条件: 分子} = 0 : (1-k^2) \cdot Z_L + Z_C = 0 \rightarrow (1-k^2) \cdot \omega L + \left(-\frac{1}{\omega C}\right) = 0$$

ここで(JISの)漏れインダクタンス $= (1-k^2) \cdot \omega L$ であるから、

- ・ 並列共振点は自己インダクタンスとCとの共振周波数となる。
- ・ 直列共振点は(JISの)漏れインダクタンスとCとの共振周波数となる

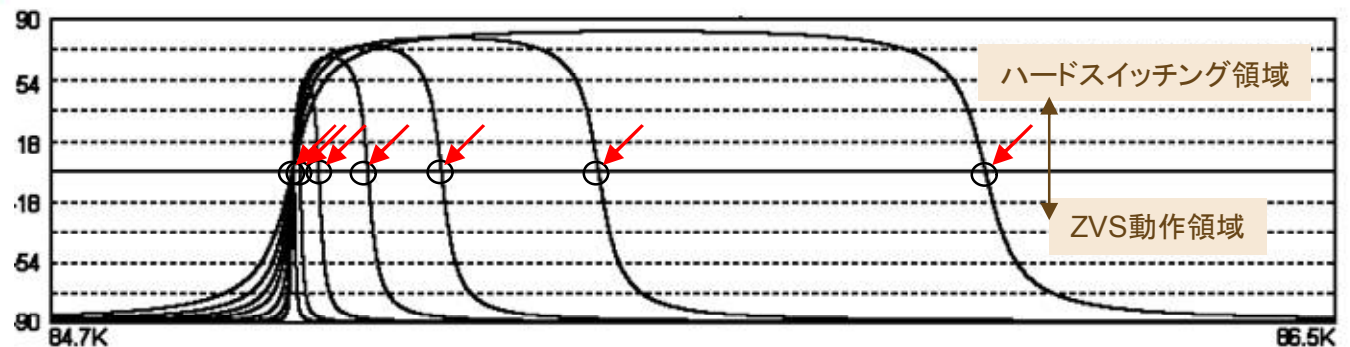
このように、共振変圧器は直列共振点と並列共振点という二つの共振点を有する。

結合係数の低いモデル

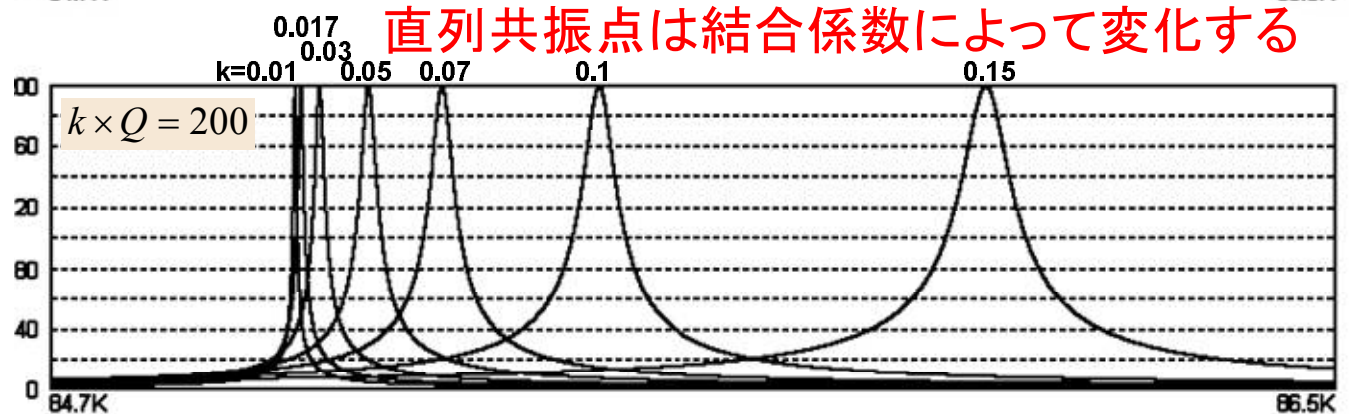
- 全てのトランスが共振変圧器の性質を内在しているのなら、結合係数の低いモデルにも同じ性質がある

- シミュレーションにより確認する
- WPTは共振変圧器の延長で解釈できる

位相0deg.の直列共振点が存在する



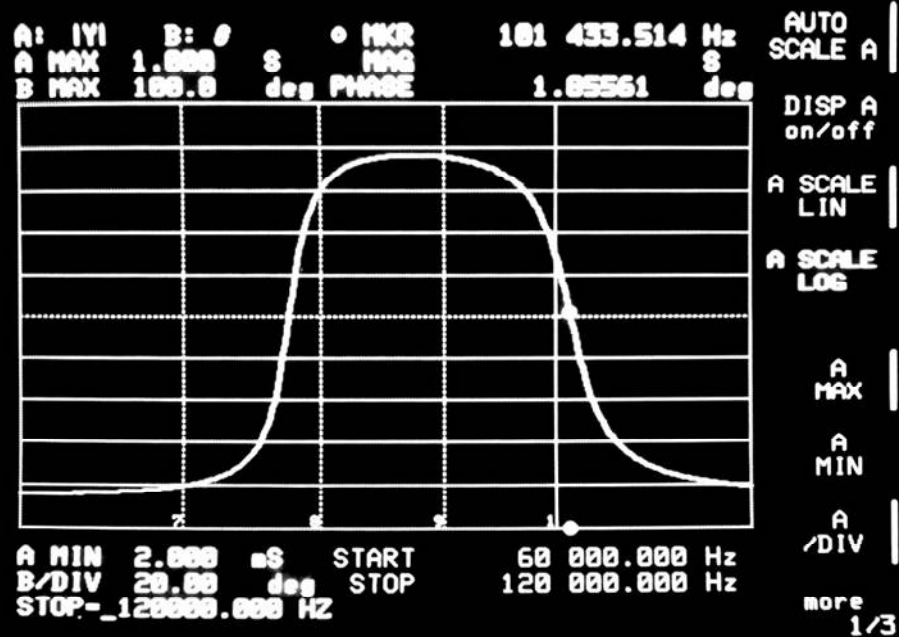
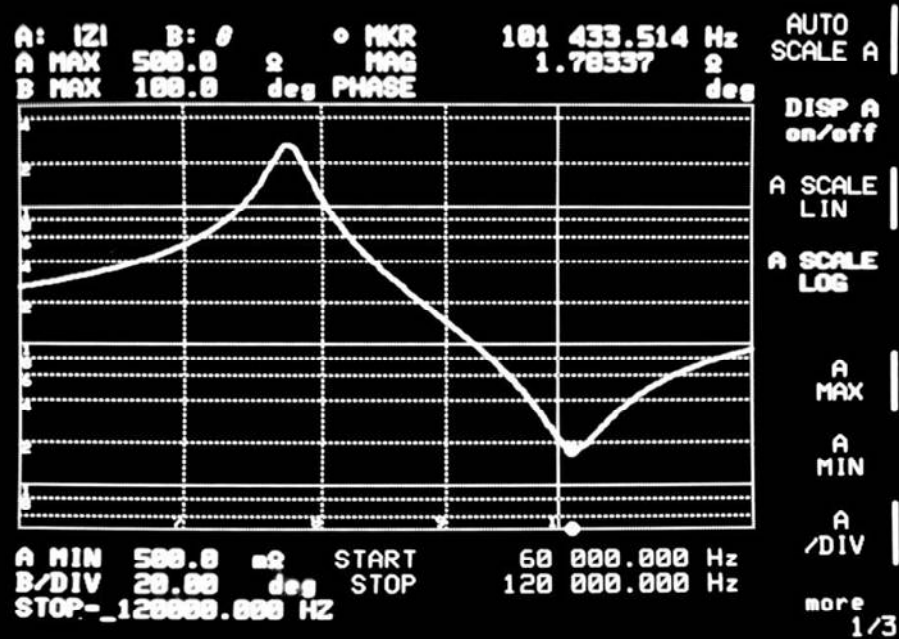
直列共振点は結合係数によって変化する



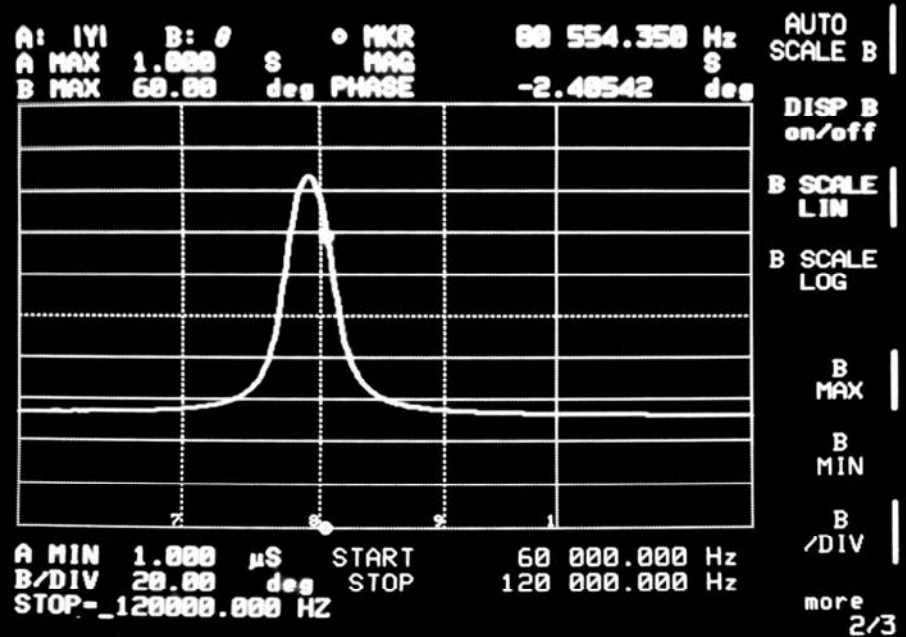
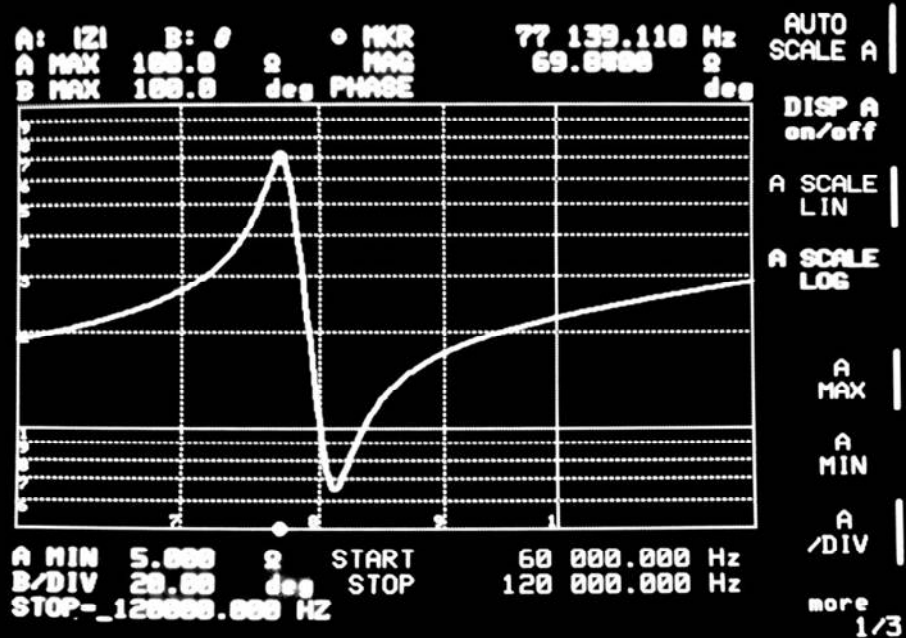
4. インピーダンスアナライザによる実測

- 使用したインピーダンスアナライザはHP4194A

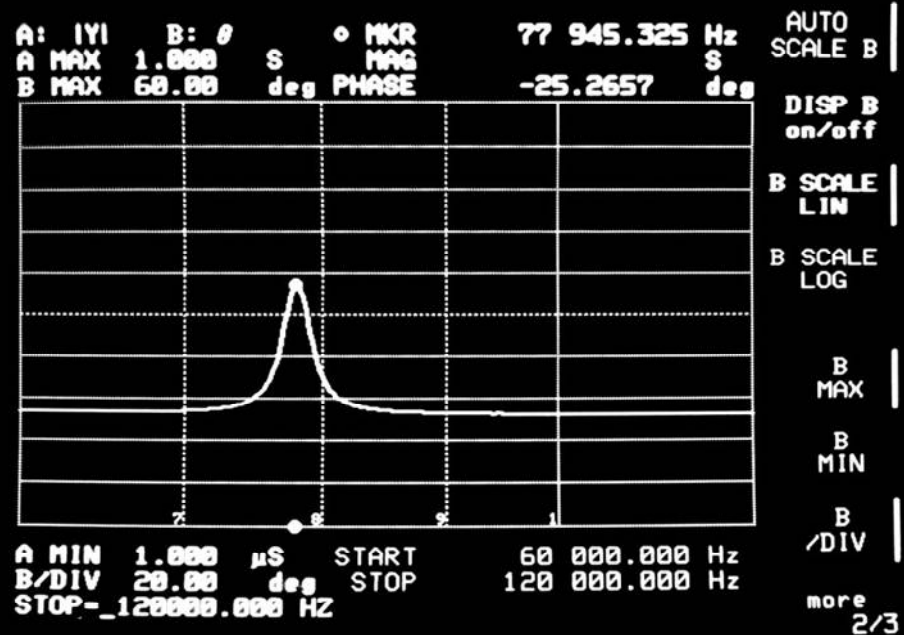
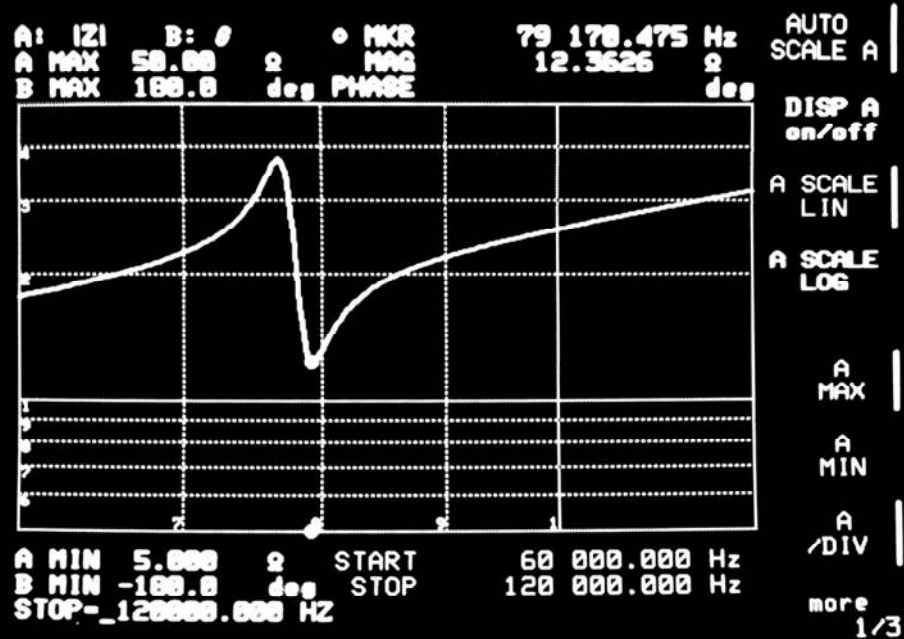




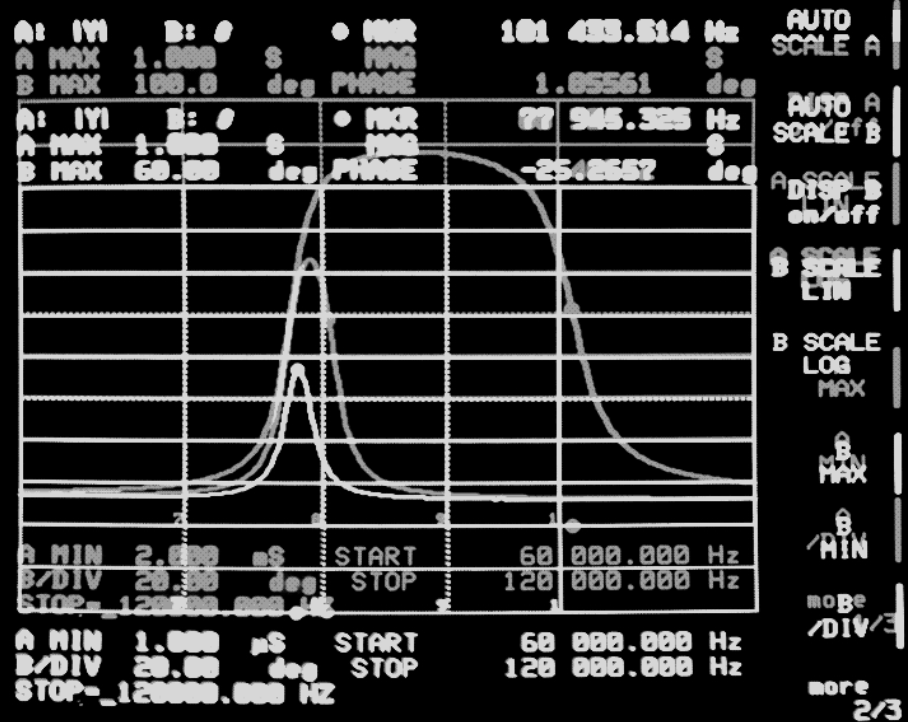
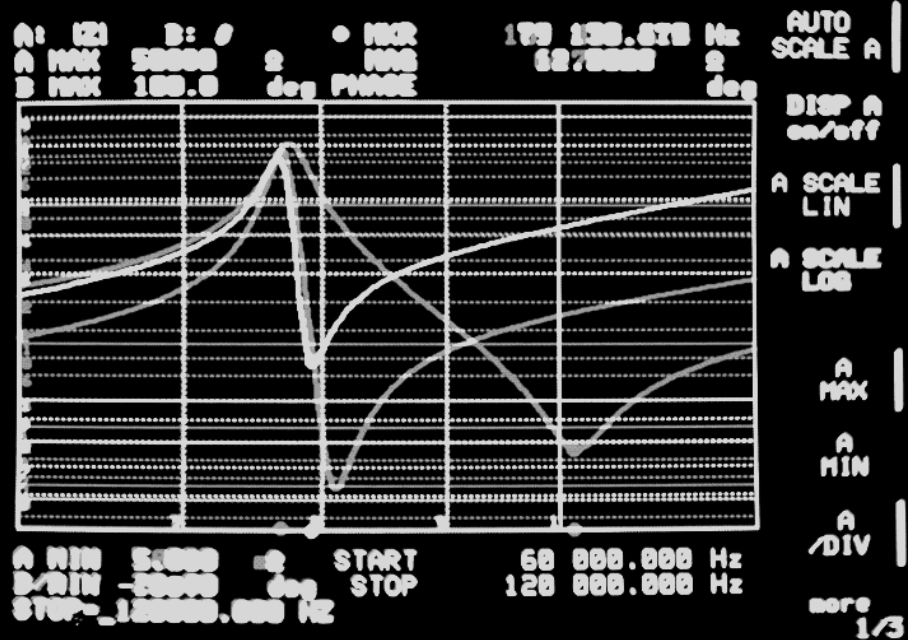
	並列共振点	直列共振点	結合係数
最接近	77.5kHz	101.4kHz	0.645
30mm	77.1kHz	81.2kHz	0.314
45mm	77.0kHz	79.2kHz	0.234



	並列共振点	直列共振点	結合係数
最接近	77.5kHz	101.4kHz	0.645
30mm	77.1kHz	81.2kHz	0.314
45mm	77.0kHz	79.2kHz	0.234



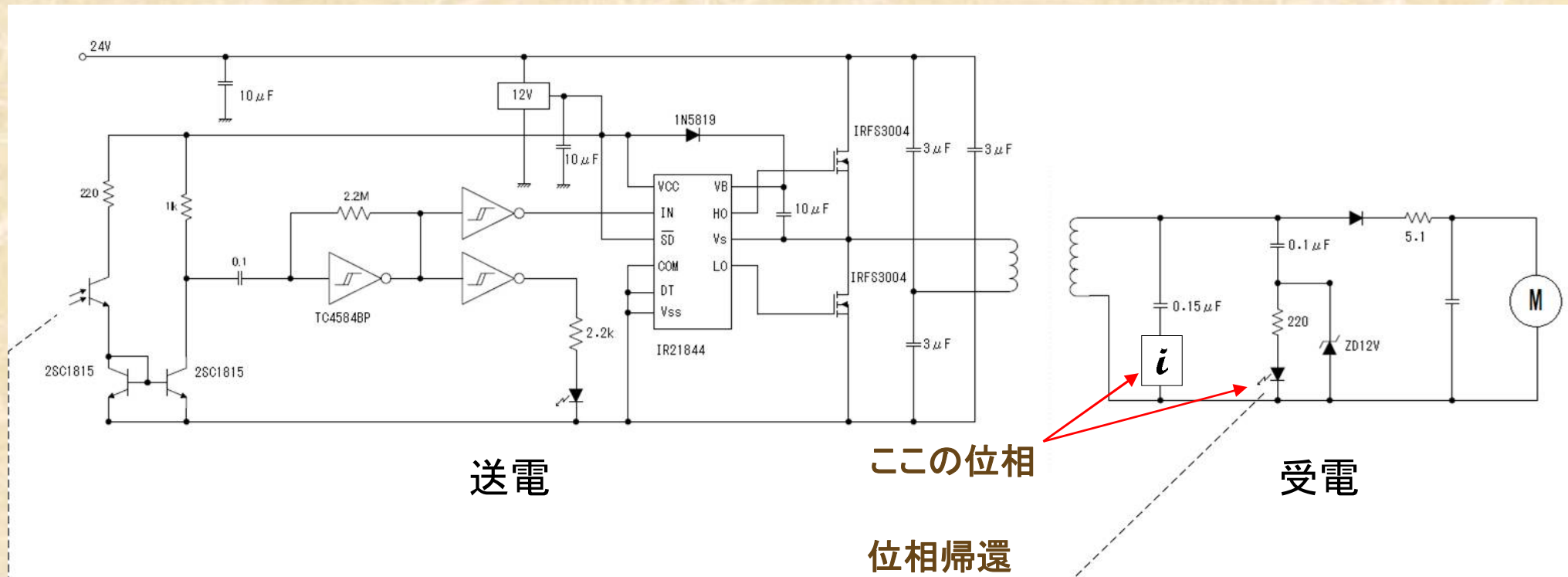
	並列共振点	直列共振点	結合係数
最接近	77.5kHz	101.4kHz	0.645
30mm	77.1kHz	81.2kHz	0.314
45mm	77.0kHz	79.2kHz	0.234



	並列共振点	直列共振点	結合係数
最接近	77.5kHz	101.4kHz	0.645
30mm	77.1kHz	81.2kHz	0.314
45mm	77.0kHz	79.2kHz	0.234

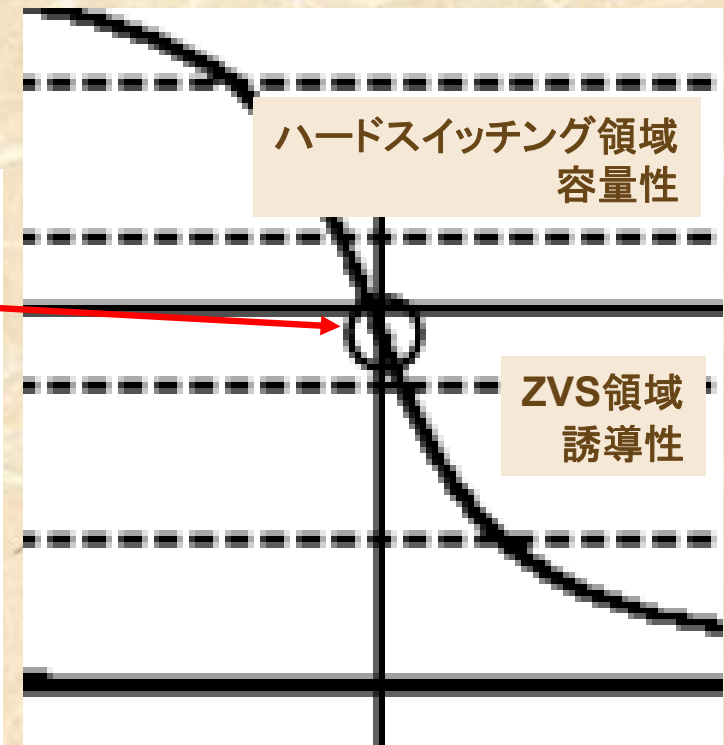
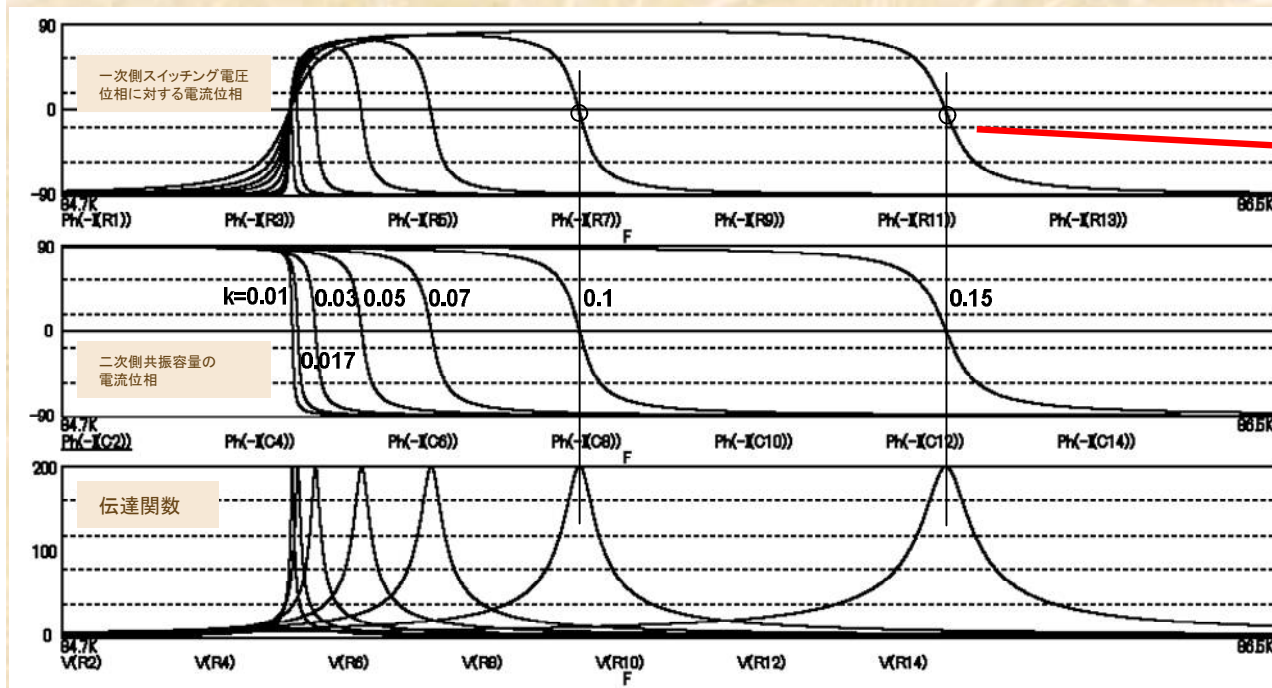
5. 電力伝送の実験

- 二次側共振容量に流れる電流の位相を利用してスイッチングする
- 自動的にZVS(ソフトスイッチング)の条件になるし力率も良い



自動的にZVSになる

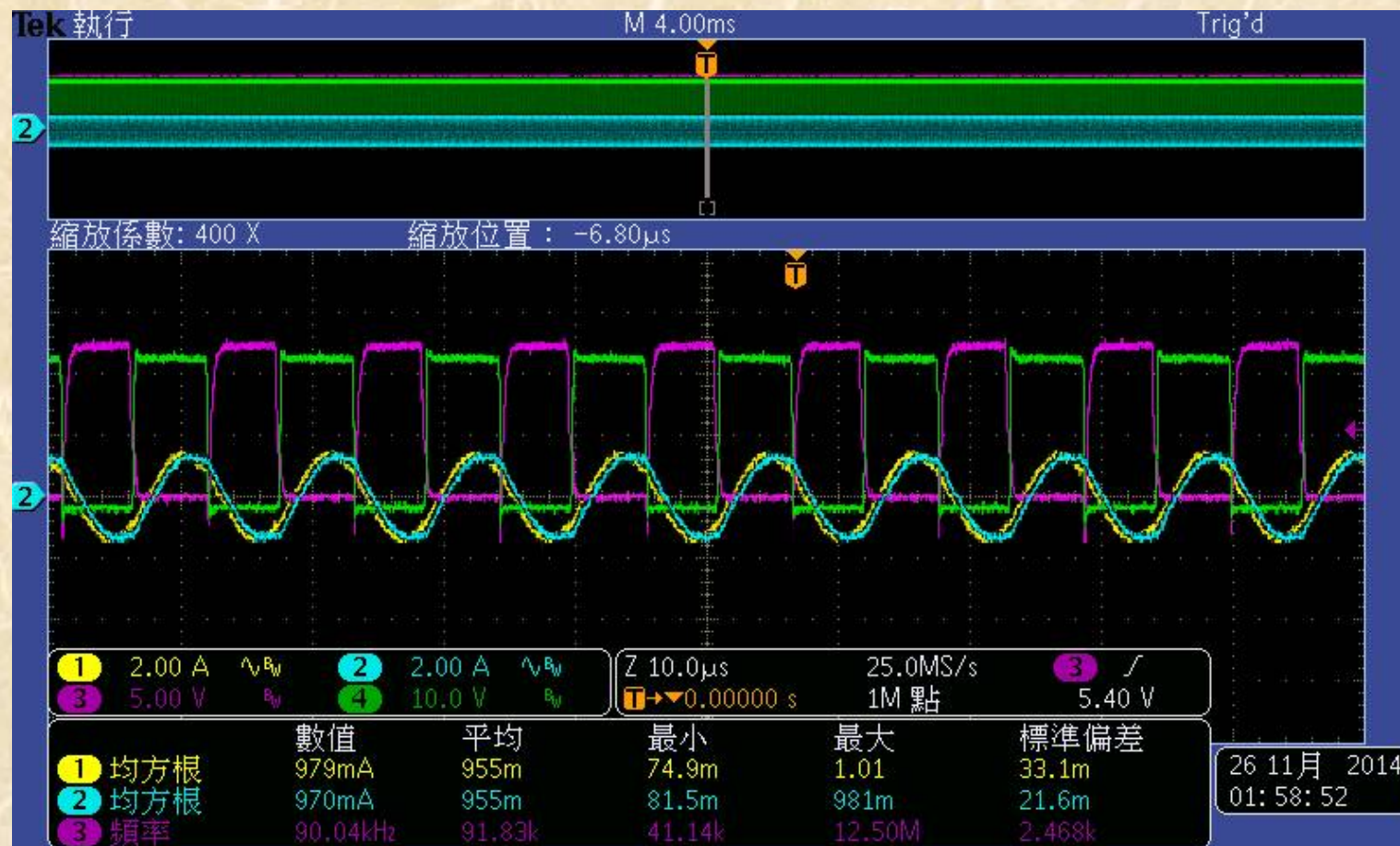
- 二次側共振容量の位相帰還は自動ZVS



ZVS動作であって、力率も1に近い

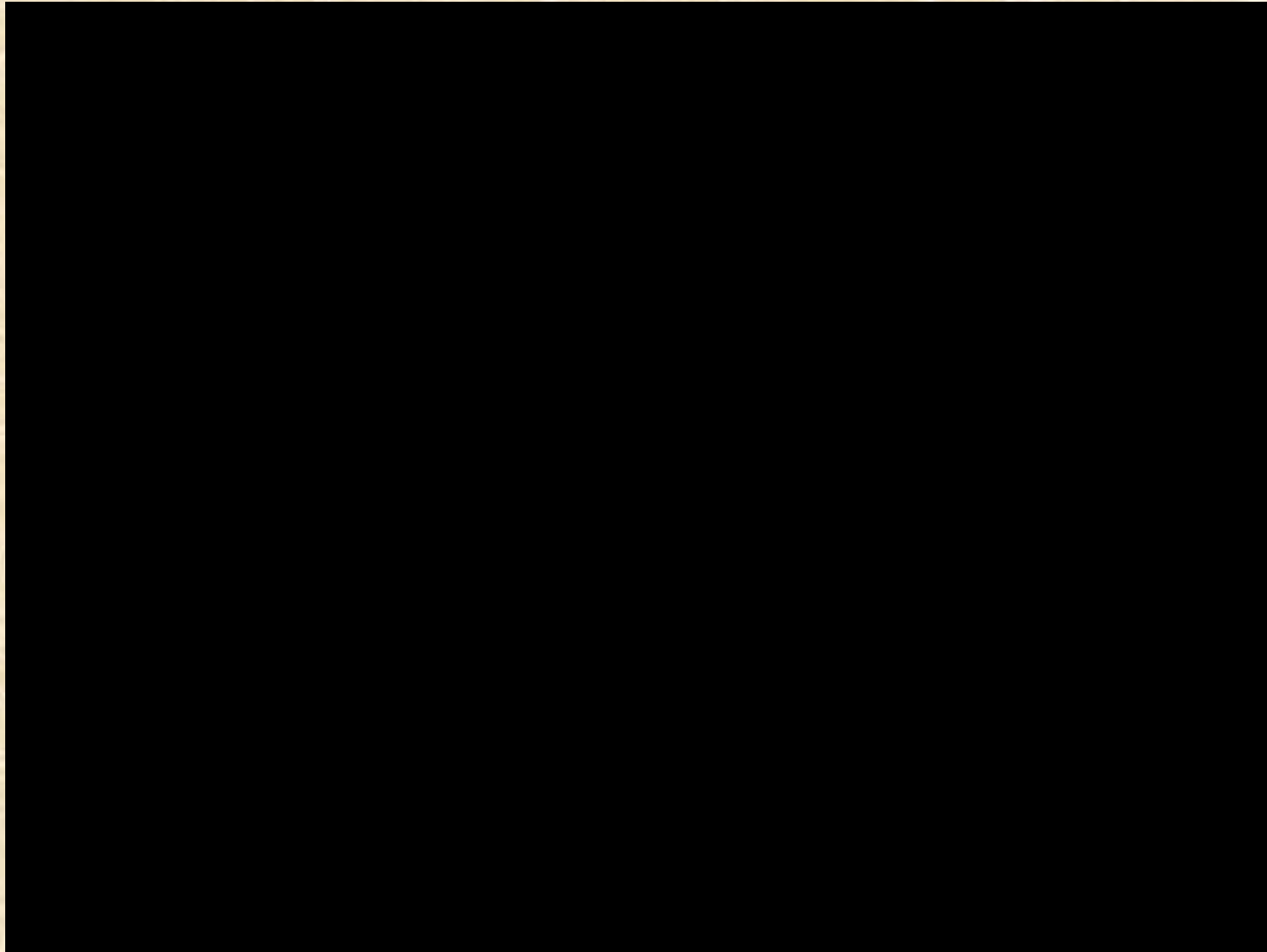
自動ZVSの測定波形

- 一次側スイッチング波形位相に対してわずかに電流波形位相が遅れて、かつ、力率も良い理想的なZVSである
- 一次側電流波形が正弦波である
 - ハードスイッチングではないのでEMIを起こさない



実験回路のロバスト性

- 簡単な回路ながら、非常にロバスト性が良くなった



結論

- 二次側共振のみでも力率改善は可能
- 通常の線形シミュレーションで大ギャップ伝送が再現できた
- 実験結果もシミュレーションどおりであった
- 二個の共振器が形成する磁界共振フィールドというものではなくてもよかった
- 今後の予想
 - 二次側共振のみで高効率な電力伝送が可能であると、一次側の駆動周波数または二次側の共振周波数の微調整だけでロバスト性の確保が可能である
 - 駆動周波数微調整は簡単で安い
 - 共振周波数微調整はアクティブキャパシタ、アクティブインダクタなど少しコストがかかるがロバスト性を改善する方法は多数存在する



Finish

