

SN 方式を用いた非接触給電回路の検討

塩澤 佳輝*, 金子 裕良 (埼玉大学)

A study about a circuit of contactless power transfer system of SN topology

Yoshiaki Shiozawa, Yasuyoshi Kaneko (Saitama University)

Abstract

In the conventional contactless power transfer system, resonance capacitors are connected to the primary side and the secondary side to improve the power factor and efficiency. However, considered as products, SN (series-non) topology reduces the production cost, and is superior in terms of maintenance and inspection such as reduction of the number of replacement points due to deterioration of the capacitor. In this paper, we analyzed the characteristics of SN topology, and compared it with SS topology, and examined the usefulness of SN topology.

キーワード : 非接触給電, SN 方式, SS 方式

Keywords : contactless power transfer system, SN topology, SS topology

1. はじめに

近年、非接触給電は従来のコンダクティブ方式に比べ、機械的接触がなく電力伝送が可能なので、安全性・利便性・保守性の観点で優れており家庭用製品から工場用機器に至るまであらゆる電気機器に応用されている⁽¹⁾。

従来の非接触給電では、力率や効率を向上させるために給電側と受電側にそれぞれ共振用コンデンサを接続するが、効率のみ考慮した場合、少なくとも受電側にコンデンサを接続する必要がある⁽²⁾。また、このときの結合は非常に小さく、それによる漏れ磁束を低減させるため、コイルのインダクタンスを高くするなどして磁界強度を増加させる必要がある⁽³⁾、磁界強度の増加は漏洩磁界の増加につながり人体への悪影響につながる⁽⁴⁾。一方、製品として考えた場合、給電側にコンデンサを 1 つ接続した方式は生産コストが抑えられ、コンデンサの劣化による交換点数の削減など保守・点検の面では優れている。従来研究⁽²⁾では、コンデンサを接続しない方式や片側のみにコンデンサを接続した方式について、コンデンサの共振条件や力率、効率についての検討は行われているが、給電側にのみコンデンサを接続したシステムで実際に電力伝送を行うために必要な基本的な回路特性や位置ずれによる特性の変動などの検討は行われていない。

本稿では、一次側直列コンデンサ方式(SN 方式)の特性解析を行い、一般的な非接触給電の回路方式である SS 方式⁽⁵⁾と比較し、SN 方式の有用性を検討していく。そして、その妥当性の確認を回路シミュレーションで行った。

2. 回路方式と特性解析

(2.1) SS 方式

SS 方式の非接触給電回路を Fig.1(a)、拡張型の T 型等価回路を Fig.1 (b)に示す。この回路は一次側と二次側トランス

に対してそれぞれ一つずつ直列にコンデンサを配置する。

回路上での各インピーダンスは式(1)~(3)となる。

$$Z_2 = j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + r_2 + R_L \quad (1)$$

$$Z'_2 = \frac{j\omega L_m I_2}{I_1} = \frac{(\omega L_m)^2}{Z_2} \quad (2)$$

$$Z_{in} = j\omega L_1 + r_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + Z'_2 \quad (3)$$

次にコンデンサ値の決定法について、二次側の共振条件は式(4)である。また、入力力率が 1 となるように一次側コンデンサを決定すると、一次側と二次側のコンデンサは式(5)、(6)となる。

$$V_{L2} + V_{C2} = \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) I_2 = 0 \quad (4)$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1} \quad (5)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2} \quad (6)$$

回路の巻線抵抗を無視した場合の入出力特性は F 行列、式(7)を用いて、(8)~(11)で表される。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$F_{11} = \frac{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}}{\omega L_m} \quad (8)$$

$$F_{12} = j \left\{ \left(\omega L_2 - \omega L_m - \frac{1}{\omega C_2} \right) \left(\frac{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}}{\omega L_m} \right) + \omega L_1 - \omega L_m - \frac{1}{\omega C_1} \right\} \quad (9)$$

$$F_{21} = \frac{1}{j\omega L_m} \quad (10)$$

$$F_{22} = \frac{\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}}{\omega L_m} \quad (11)$$

ここで、一次側と二次側の損失は巻線抵抗と負荷によって生じるので、巻線抵抗および負荷で消費される電力 P_{r1} 、 P_{r2} 、 P_L として

$$P_{r1} = \text{Re}(I_1 \times \bar{I}_1 \times r_1) \quad (12)$$

$$P_{r2} = \text{Re}(I_1 \times \bar{I}_1 \times r_2) \quad (13)$$

$$P_L = \text{Re}(I_2 \times \bar{I}_2 \times R_L) \quad (14)$$

式(12)~(14)より効率 η は式(15)となり、SS方式の効率は式(16)で表される。

$$\eta = \frac{P_L}{P_{r1} + P_{r2} + P_L} \quad (15)$$

$$\eta_{SS} = \frac{(\omega L_m)^2 R_L}{\left\{ (r_2 + R_L)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2 \right\} r_1 + (\omega L_m)^2 r_2 + (\omega L_m)^2 R_L} \quad (16)$$

式(16)より、二次側コンデンサが効率に影響を与えることがわかる。また、式(4)~(6)の共振条件を考慮した場合、効率は式(17)となる。

$$\eta_{SS} = \frac{R_L}{\left(\frac{r_2 + R_L}{\omega L_m} \right)^2 r_1 + r_2 + R_L} \quad (17)$$

〈2.2〉SN方式

SN方式の非接触給電回路を Fig.2 (a)、拡張型の T 型等価回路を Fig.2(b)に示す。この回路は一次側のトランスに対して直列にコンデンサを配置する。

回路上での各インピーダンスは式(18)~(20)となる。

$$Z_2 = j\omega L_2 + r_2 + R_L \quad (18)$$

$$Z'_2 = \frac{j\omega L_m L_2}{I_1} = \frac{(\omega L_m)^2}{Z_{in2}} \quad (19)$$

$$Z_{in} = j\omega L_1 + r_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + Z'_2 \quad (20)$$

入力力率が 1 となるような一次側コンデンサの値は式(20)の虚数が 0 となるときなので、式(21)が求められる。

$$C_1 = \frac{(r_2 + R_L)^2 + (\omega L_2)^2}{\omega[\omega L_1\{(r_2 + R_L)^2 + (\omega L_2)^2\} - \omega L_2(\omega L_m)^2]} \quad (21)$$

回路の巻線抵抗を無視した場合の入出力特性は SS 方式と同様に F 行列を用いて、式(22)~(25)で表される。

$$F_{11} = \frac{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}}{\omega L_m} \quad (22)$$

$$F_{12} = j \left\{ (\omega L_2 - \omega L_m) \left(\frac{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}}{\omega L_m} \right) + \omega L_1 - \omega L_m - \frac{1}{\omega C_1} \right\} \quad (23)$$

$$F_{21} = \frac{1}{j\omega L_m} \quad (24)$$

$$F_{22} = \frac{\omega L_2}{\omega L_m} \quad (25)$$

式(12)~(15)より、SN方式の効率は式(26)で表される。

$$\eta_{SN} = \frac{R_L}{\left\{ \left(\frac{r_2 + R_L}{\omega L_m} \right)^2 + \left(\frac{L_2}{L_m} \right)^2 \right\} r_1 + r_2 + R_L} \quad (26)$$

式(26)より、一次側コンデンサが効率に影響を与えることがないことがわかる。また、式(17)と比較すると、二次側の自己インダクタンス L_2 と相互インダクタンス L_m の比が効率に影響するため、最大効率は SS 方式より低くなることが考えられる。

3. SS方式とSN方式の特性比較

SN方式の特性を確認するため、入力インピーダンス、効率、力率の周波数特性を導出し、SS方式の特性と比較を行った。給電トランスは円形コイルを用い、トランス間のギャップは 10mm~30mm まで変動させた。コイル寸法を Table.1、トランス定数を Table.2 に示す。また、それぞれの方式におけるコンデンサの値は Gap=10mm を基本ギャップとし、そのときの定数をもとに設定した。

SS方式とSN方式の入力インピーダンス-周波数特性を Fig.3(a)、(b)、効率-周波数特性を Fig.4(a)、(b)、力率-周波数特性を Fig.5(a)、(b)にそれぞれ示す。なお、力率は式(27)に示すように導出した。

$$pf = \frac{\text{Re}(Z_{in})}{|Z_{in}|} \quad (27)$$

まず、入力インピーダンスについて、Fig.3(a)より、SS方式では、Gap=10mm のときの基本波 85kHz での入力インピーダンスは奇数倍波における入力インピーダンスに対して大きいことから、高調波の影響があると考えられる。そのため、トランスの設計にはトランス間の距離を考慮する必要があり、低い結合が求められる。それに対して Fig.3 (b)より、SN方式では、基本波での入力インピーダンスは奇数倍波における入力インピーダンスに対して十分小さい。このことから、高調波の影響が少ないと考えられる。また、ギャップ

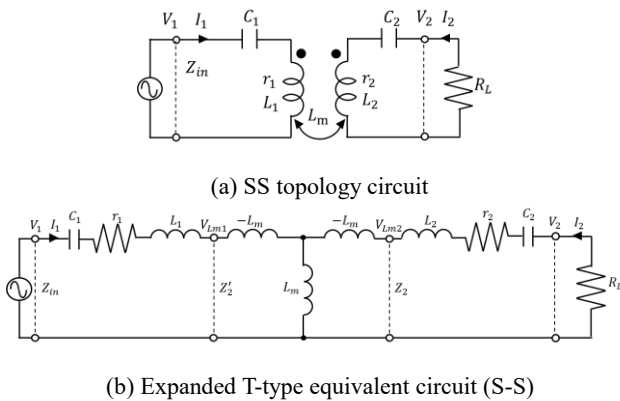
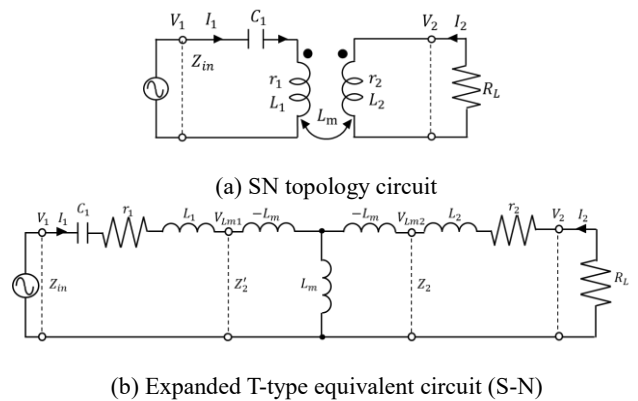
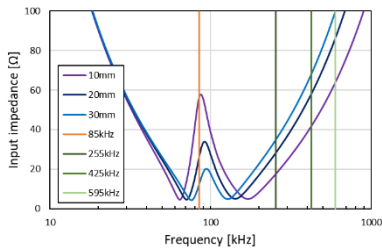


Fig.1 Series-Series topology

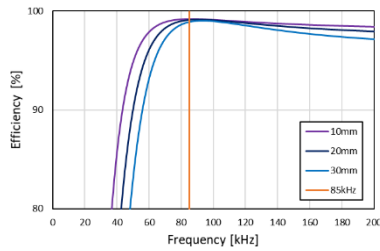


(b) Expanded T-type equivalent circuit (S-N)

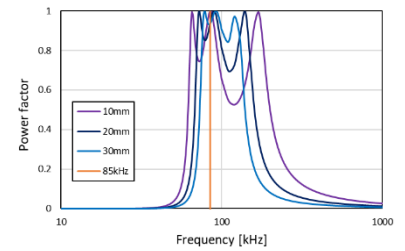
Fig.2 Series-Non topology



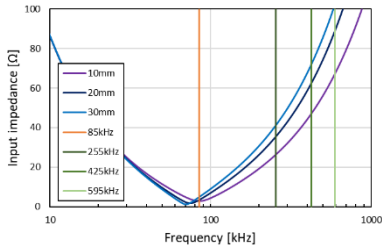
(a) SS topology



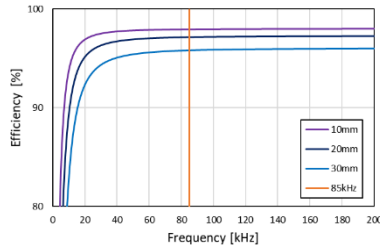
(a) SS topology



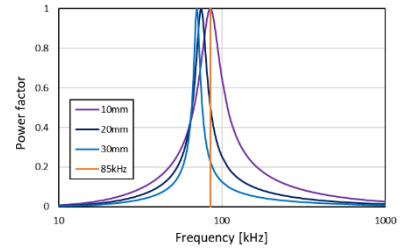
(a) SS topology



(b) SN topology



(b) SN topology

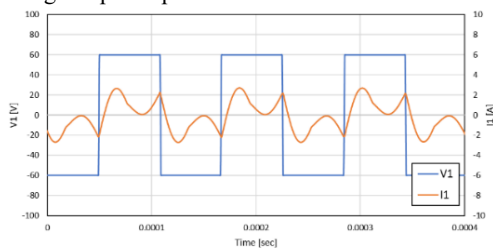


(b) SN topology

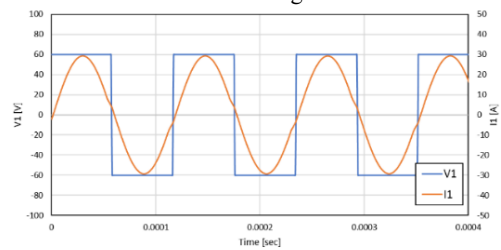
Fig.3 Input impedance

Fig.4 Efficiency

Fig.5 Power factor



(a) SS topology



(b) SN topology

Fig.6 Input waveform of simulation

変動時でも入力インピーダンスの変動が小さいことがわかる。

次に効率について、Fig.4(a)より、SS方式では、基本波での最大効率が大きく、ギャップ変動時も高効率を維持できることがわかる。それに対して、SN方式では、Fig.4(b)より、ギャップ変動時に効率の低下が見てとれが、実用範囲内の効率を維持できている。また、広い周波数帯で一定の効率を維持できることがわかる。

最後に力率について、SS方式では、Fig.5(a)より、ギャップ変動時も高力率を維持できることがわかる。それに対して、SN方式では、Fig.5(b)より、ギャップ変動時に基本波での力率が著しく低下する。しかし、力率のピークが低下するのではなく、力率のピークは高く、基本波より低い周波数へと遷移していることがわかる。

これらのことから、SN方式のデメリットとして、ギャップ変動時の力率の低下が挙げられる。その問題の対策として、ギャップ変動に応じて電源の周波数を変動させることで、高力率を維持することができる。この対策において、効率は周波数やコンデンサ値によらず、トランス定数に応じた一定の値をとることができる。また、この特性は非接触給電装置の位置ずれやギャップ変動に応じたコンデンサ値を

決定する煩雑さや調整を、電源装置の周波数調整により解消できる有用性があると考えられる。

Table.1 Coil size

Inner diameter [mm]	40
Outer diameter [mm]	190
$N_1 : N_2$ [Turn]	15:15
Ferrite size [mm]	200×200×5
Al board [mm]	200×200×2

Table.2 Transformer parameters

Gap[mm]	10	20	30
L_1 [μH]	42.17	38.17	36.12
L_2 [μH]	41.66	37.70	35.68
L_m [μH]	31.50	22.95	17.26
r_1 [mΩ]	36.33	37.12	39.19
r_2 [mΩ]	38.27	38.34	39.51
R_f [Ω]	5.00		
SS topology			
C_1 [μF]	0.0831		
C_2 [μF]	0.0842		
SN topology			
C_1 [μF]	0.180		

Table.3 Results of power supply simulation

Gap[mm]	f [kHz]	65	70	75	80	85	90	95
10	P_1 [W]	518.92	411.22	699.15	1034.46	1084.31	865.59	588.96
	P_2 [W]	496.10	397.58	674.77	1001.29	1051.63	840.11	571.36
	η [%]	95.60	96.68	96.51	96.79	96.99	97.06	97.01
	pf_1	0.77	0.53	0.69	0.85	0.89	0.81	0.67
20	P_1 [W]	412.55	1101.83	1690.49	836.19	392.11	95.00	140.46
	P_2 [W]	394.38	1053.22	1623.17	811.96	376.31	210.51	134.83
	η [%]	95.60	95.59	96.02	97.10	95.97	96.37	95.99
	pf_1	0.43	0.71	0.89	0.63	0.43	0.32	0.26
30	P_1 [W]	699.52	2769.21	763.39	250.72	129.70	77.96	53.60
	P_2 [W]	655.29	2613.16	726.54	245.08	122.00	74.17	50.55
	η [%]	93.68	94.36	95.17	97.75	94.06	95.13	94.31
	pf_1	0.45	0.88	0.48	0.27	0.20	0.15	0.13

4. シミュレーション

3章で示した特性の妥当性を、回路シミュレータソフトPSIMを用いて確認した。給電トランスおよび定数は、特性解析に使用したTable.1、2を同様に使用した。シミュレーション回路はインバータ電源の出力電圧波形を方形波とし、負荷には整流器を用いた。なお、負荷抵抗は整流器の影響⁽⁶⁾を考慮し、 $R_L = 6.17\Omega$ を使用し、交流抵抗が 5Ω となるようにした。

Fig.6(a)にSS方式の入力電流・電圧の波形、図7(b)にSN方式の入力電流・電圧の波形を示す。このとき、インバータ電源の周波数を85kHz、回路への入力電圧を60Vとした。Fig.6(a)より、入力電流が歪んでいることがわかる。これはFig.3(a)で示したように高調波が影響していることが考えられる。それに対し、Fig.6(b)より、入力電流が歪みのない正弦波になっており、高調波の影響が少ないことがわかる。

次にSN方式におけるギャップ変動時の力率と周波数のシミュレーション結果をFig.7、給電シミュレーションデータをTable.3に示す。このとき、トランスへの入力電力を P_1 、整流器への入力電力を P_2 としてトランス間効率 η を導出した。Fig.7より理論値上にシミュレーションで導出された値が再現できており、SN方式における力率特性の妥当性を確認できた。また、Table.3より周波数を変動させた場合でも、おおむね一定の効率をとることが確認できた。

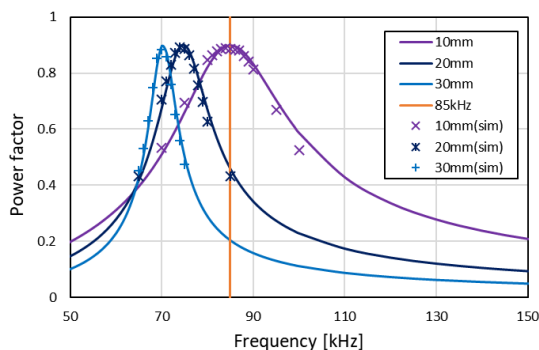


Fig.7 Power factor simulation (S-N)

5. まとめ

本稿では、SN方式を用いた非接触給電の回路の検討として、SN方式の特性を解析し、SS方式と比較を行った。特性解析結果より、SN方式は高調波の影響を低減できる周波数特性を持ち、力率のピークが一意に定まる。また、広帯域で一定の効率を維持できることが確認された。また、シミュレーションにより特性解析の妥当性を確認した。これらのことから、SS方式では設計する際に高調波の影響を考慮し、トランス間ギャップや負荷抵抗などを調整する必要があるが、SN方式ではその必要がない。また、給電トランスのギャップ変動時に、周波数を変動させることでコンデンサを変えずに、高力率での給電を行うことが可能となる。これは非接触給電装置の位置ずれやギャップ変動に応じたコンデンサ値を決定する煩雑さや調整を、電源装置の周波数調整により解消できることからSN方式に有用性があると考えられる。

今後は、実機を用いた給電実験により特性解析の妥当性の確認とSN方式に適したトランスの設計について検討を行う予定である。

文献

- (1) 阿部茂,金子裕良:「非接触給電技術」, 電気学会誌,Vol.128,No.12, pp.796-799 (2008)
- (2) 居村岳広,堀洋一:「電磁誘導方式と磁界共振結合方式の統一理論」 電気学会論文誌D, Vol.135, No.6, pp.697-710(2015)
- (3) 古川圭太, 日下佳祐, 伊藤淳一:「複数巻線の結合に着目したワイヤレス電力伝送システムの漏れ磁束抑制手法に関する一考察」 信学技報, vol. 117, no. 241, WPT2017-37, pp. 7-12(2017)
- (4) Toshiaki Watanabe and Masaya Ishida: "Study on the influence of the magnetic field and the induced electrical field in human bodies by wireless charging systems", EVTec and APE 2016, (2016)
- (5) 遠井,金子,阿部:「非接触給電の最大効率の結合係数k コイルのQによる表現」 電気学会論文誌D, Vol.132, No.1, pp.123-124 (2008)
- (6) Robert L. Steigerwald: "A comparison of Half-bridge resonant converter topologies" IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 3, NO. 2, APRIL 1988