

# 非接触給電システムにおける放射ノイズを低減する パッシブフィルタの構成に関する実験的考察

学生員 楠居 琳太郎 正員 中田 祐樹 正員 日下 佳祐  
上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Fundamental Evaluation of Passive Filter Configuration for Radiated Emissions Reduction from Wireless Power Transfer System

Rintaro Kusui, Student Member, Yuki Nakata, Member, Keisuke Kusaka, Member,  
Jun-ichi Itoh, Senior Member (Nagaoka University of Technology)

This paper experimentally considers the passive filter configuration for radiated emission reduction from wireless power transfer (WPT) system. The radiated emissions are measured from WPT system with or without normal mode filter and common mode transformer. The experimental result shows the LCC-LCC compensation reduces the radiated emission by over 30dB and CMT reduces by about 5dB in higher components. In addition, the shield cable may reduce the higher components of noise from gate drivers and signal wires.

キーワード : 非接触給電システム, 放射ノイズ, パッシブフィルタ, SS 補償, LCC-LCC 補償

Keywords : Wireless power transfer, Radiated emissions, Passive filter, S-S Compensation, LCC-LCC compensation

### 1. はじめに

これまでに非接触給電システムから生じる放射ノイズの基本波や低次高調波を低減する手法が提案されている<sup>(1)-(5)</sup>。しかし、これらの手法では高次高調波については原因や対策等は十分に検討されていない。一方で、電力変換器における放射ノイズはコモンモードとノーマルモードの電流が原因であることが示されており、コモンモードトランス(CMT)やノーマルモードフィルタ(NMF)等により低減できる<sup>(6)</sup>。多くの電力変換器は出力周波数とノイズが生じる周波数帯域が大きく離れているため、回路動作とはほぼ独立にCMTやNMFを設計できる。しかし、非接触給電システムはスイッチング周波数と出力周波数が等しく、放射ノイズを低減する必要がある帯域も伝送周波数と非常に近い。このため、回路動作に干渉しないフィルタ構成が要求される。

そこで本論文では、非接触給電システムにおける放射ノイズの要因について、NMFとして働くLCC-LCC補償の適用やCMTの有無による放射ノイズの変化を実験により評価・考察し、放射ノイズを有効的に抑制可能なフィルタの構成や設計指針等を明らかにする。

### 2. 非接触給電システムの構成

(2.1) 実験回路構成 図1に非接触給電システムの構成を示す。一次側と二次側の変換器はフルブリッジインバータを適用し、二次側インバータは導通損失を低減するために同期整流する。一次側と二次側の直流部は接続しており、電力を循環させる。これにより直流電源はシステムで生じる損失のみを出力する。また、それぞれの直流部にはコモンモードチョークとYキャパシタが接続されている。これにより、電力循環によるノイズへの影響をなくしている。インバータと伝送コイルの間に、補償回路とフィルタを接続し、それらの構成は図2に示す。

図2に補償回路とフィルタの構成を示す。図2(a)は伝送コイル $L_1$ ,  $L_2$ と変換器の間に直列に共振コンデンサ $C_1$ ,  $C_2$ が接続される直列-直列(SS)補償である。図2(c)はSS補償に直列インダクタ $L_{n1}$ ,  $L_{n2}$ と並列キャパシタ $C_{n1}$ ,  $C_{n2}$ を適用したLCC-LCC補償の構成である。追加したインダクタとコンデンサによって、ノーマルモードのインピーダンスが大きくなるため伝送コイルに流れる高調波が低減できる。また、追加したインダクタとキャパシタの共振周波数を伝送周波数に合わせることで、電力伝送に影響を与えることな

く動作可能である。図 2(b)と(d), (e)は SS 補償もしくは LCC-LCC 補償に CMT を追加した構成である。本実験では CMT に用いる磁性体として、フェライトとファインメットを使用し、それぞれの動作の比較も行う。図 2(b)と(e)の構成では一般的な CMT 同様に結合係数を高く作成し、ノーマルモードの経路に影響を与えないようにする。一方でフェライトは伝送周波数である 85kHz や 3 次, 5 次高調波においても良好な特性を示す。そのため、図 2(d)の構成では CMT の結合係数を意図的に弱め、漏れインダクタンスをフィルタインダクタとして積極的に共振に使用することができる。これにより、磁性体の追加無しで CMT と LCC-LCC 補償を適用できる。

〈2・2〉 直列-直列(SS)補償 SS 補償において所望の共振角周波数 $\omega$ , 結合係数  $k$  で電力  $P$  を伝送するときの伝送コイルと共振キャパシタは(1), (2)式で設計できる(7)。

$$L_x = \frac{8}{\pi^2 k \omega} \frac{V_{DCx}^2}{P} \quad (x=1,2) \dots\dots\dots(1)$$

$$C_x = \frac{1}{\omega^2 L_x} \quad (x=1,2) \dots\dots\dots(2)$$

〈2・3〉 LCC-LCC 補償 LCC-LCC 補償は(3)式の共振条件を満足させることで、SS 補償と同様の定電流出力特性を得ることができる(1)。

$$\omega^2 = \frac{1}{\sqrt{L_{f1} C_{f1}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{f2} C_{f2}}} = \sqrt{\frac{C_1 + C_{f1}}{L_1 C_{f1}}} = \sqrt{\frac{C_2 + C_{f2}}{L_2 C_{f2}}} \dots\dots(3)$$

LCC-LCC 補償では、4 つのコイルのインダクタを設計する必要があるが、出力電圧の式のみでは 4 つのパラメータを導出できない。そこで 2 つの無次元数 $\gamma$ ,  $\delta$ と 1 つの仮定を適用してインダクタンスを設計する。 $\gamma$ は等価交流抵抗  $R_{eq}$  と二次側伝送コイルのインピーダンス $\omega L_2$  の比とし、 $\delta$  は  $L_1$  と  $L_{f1}$ ,  $L_2$  と  $L_{f2}$  の比である。ここで、ダイオード整流器の等価交流抵抗  $R_{eq}$  は(4)式により求められる(8)。

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{DC2}^2}{P} \dots\dots\dots(4)$$

(3)式を満たしているとき LCC-LCC 補償における一次側と二次側の直流電圧比は 2 つの無次元数 $\gamma = R_{eq}/\omega L_2$ ,  $\delta = L_{f1}/L_1 = L_{f2}/L_2$  を用いて(5)式で表せる。

$$\frac{V_{DC1}}{V_{DC2}} = \frac{\delta^2}{\gamma k} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \dots\dots\dots(5)$$

ここで、仮定として一般的な変圧器と同様、巻数比と電圧比が一致するようにインダクタを設計する。これにより、定義した 2 つの無次元数が(6)式を満足することで、所望の電力を得ることができる。

$$k = \frac{\delta^2}{\gamma} \dots\dots\dots(6)$$

非接触給電システムでは伝送コイルが放射ノイズのアンテナとなるため、比較のためにすべての構成で同じ伝送コイルを使用するとし、SS 補償での設計値を適用する。(1)式から二次側コイルのインダクタンス  $L_2$  を設計すると、負荷

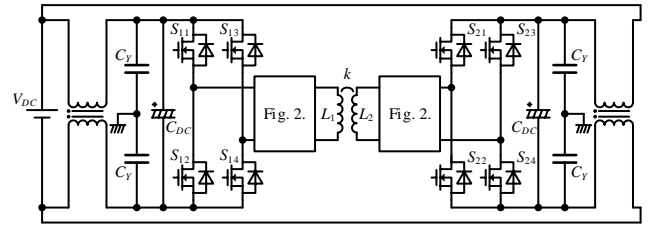
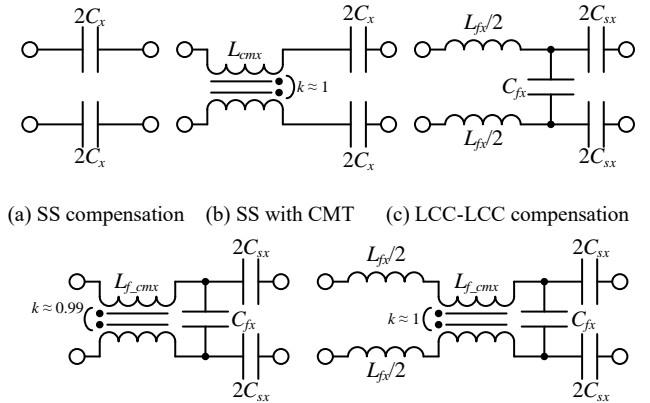


Fig. 1. Configuration of wireless power transfer system.



(a) SS compensation (b) SS with CMT (c) LCC-LCC compensation (d) LCC-LCC with CMT (ferrite) (e) LCC-LCC with CMT (Finemet)  
Fig. 2. Configuration of compensator and filter.

と伝送コイルの比 $\gamma$ は結合係数 $k$ となる。そのときのインダクタンス比 $\delta$ も(6)式より  $k$  となる。したがって、LCC-LCC 補償におけるフィルタインダクタは(7)式で設計できる。

$$L_{f2} = \frac{8}{\pi^2 \omega} \frac{V_{DC2}^2}{P} \quad (x=1,2) \dots\dots\dots(7)$$

図 2(d)の構成を適用する場合、CMT の巻数を適切に設計する必要がある。所望の  $L_{fx}$  ( $x = 1, 2$ )を得るために必要な励磁インダクタは結合係数を  $k_i$  とすると(8)式より求まる。

$$L_{cmx} = \frac{1}{2} \frac{L_{fx}}{1 - k_i} \dots\dots\dots(8)$$

ここから、コアの断面積  $A_e$ , 磁路長  $l_e$ , 比透磁率 $\mu_r$ とすると CMT の巻数  $N_x$  は(9)式で求められる。

$$N_x = \sqrt{\frac{L_{cmx} l_e}{\mu_r \mu_0 A_e}} \dots\dots\dots(9)$$

ここで、CM チョークに最大電流  $I_{max}$  が流れたときにコアに生じる磁束密度は(10)式より導出され、これが使用する磁性体の飽和磁束密度を超えた場合、コアの再選定が必要となる。

$$B_{max} = \frac{L_{cmx} I_{max}}{N_x A_e} \dots\dots\dots(10)$$

### 3. 実験による比較

〈3・1〉 実験条件 表 1 に実験条件を示す。実験は直流電圧 200V, 定格電力 1kW とし伝送周波数は 85kHz とした。また、一次側と二次側のコンバータは同一のコントローラによって駆動した。フィルタインダクタとフェライト

を使用する CMT については同一のコア (EPCOS ETD 49/25/16) を使用した。また, 図 2(b) の構成で使用するフェライト CMT の巻数はフィルタインダクタの巻数と同数とし, ギャップはゼロである。ファインメットを使用した CMT はトロイダルコアに一層だけ巻き, 巻数は 5 である。

〈3・2〉 動作波形 図 3(a) に図 2(a) の構成における動作波形を, 図 3(b) に図 2(c) の構成における動作波形を示す。動作波形から SS 補償, LCC-LCC 補償共に, 一次側と二次側の力率がおおよそ 1 であり, インバータと整流器の出力電圧にサージ電圧が発生していないことから共振条件を満たし, ZVS が達成されていることが確認できる。

〈3・2〉 漏えい磁界評価 図 4 に SS 補償と LCC-LCC 補償をそれぞれ適用した非接触給電システムの漏えい磁界の測定結果を示す。シールドルーム内にて漏えい磁界は伝送コイルの中心から 80cm の距離でループアンテナ (EM-6992, 6cm H-field プローブ) を用いて測定した。フロアノイズは実験と同じ状態かつ直流電圧がゼロである条件で測定した結果である。フロアノイズで現れている 9MHz 近傍のノイズは接地線から, 25MHz 近傍ではゲート信号線並びにゲートドライバより発生する放射ノイズである。

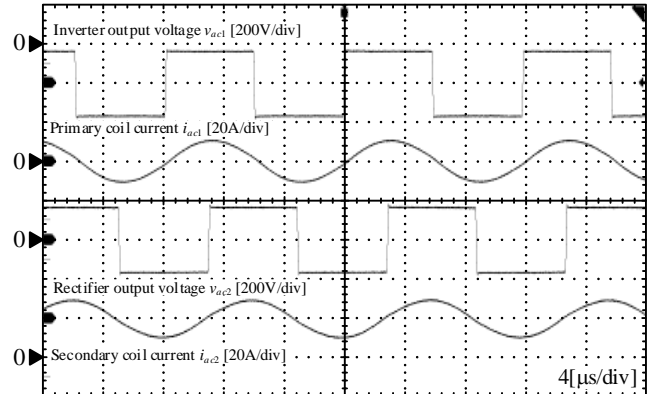
図 4 の測定結果より, LCC-LCC 補償によって数百 kHz から 8MHz 以下にかけて 30dB 以上低減している。これはフィルタインダクタとフィルタキャパシタがノーマルモードに対するカットオフ周波数 85kHz の LPF として働き, 伝送コイル電流の高調波が抑制されるからである。一方で, カットオフ周波数に近い 3 次や 5 次の低次成分は大きな低減効果が得られない。これらの帯域では変換器の構成や制御, コイル構造の変更により低減する必要がある。

図 5 に SS 補償, LCC-LCC 補償に CMT を接続したときの構成を示している。フェライトで作成した CMT は自己共振点が 1MHz 程度であり, 10MHz 以上ではアドミタンスが高くなり有効な低減効果が得られない。一方, ファインメットは Q 値が低く 30MHz においても十分高いインピーダンスを持つため, 5~10dB 程度放射ノイズを低減した。

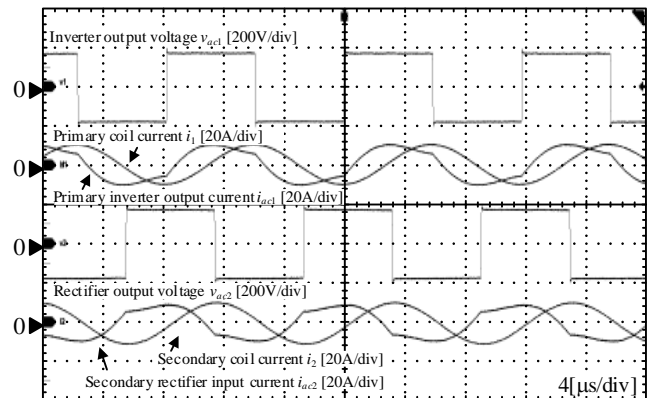
〈3・3〉 有効なフィルタ構成と設計指針 表 2 に従来方式と本実験で得られた放射ノイズの効果的に低減するためのフィルタ設計指針についてまとめた表を示す。放射ノイズの基本波や低次高調波はノーマルモードの電流が要因としては非常に大きいため, LCC-LCC 補償が有効である。しかし, NMF のカットオフ周波数に近い基本波付近や自己共振点を越える高次成分は効果が低い。基本波成分に関しては回路構造やコイル構造により低減できる<sup>(3)-(5)</sup>。高

Table 1. Experimental condition.

Parameters	Symbol	Value
DC voltage	$V_{DC}, V_{DC2}$	200 V
Rated output power	$P_{out}$	1 kW
Transmission frequency	$f$	85.0 kHz
Coupling coefficient	$k$	0.2 -
Transmission coil	$L_1, L_2$	216 $\mu$ H
Filter inductor	$L_{f1}, L_{f2}$	42 $\mu$ H
CM choke for SS	$L_{cm1}, L_{cm2}$	318 $\mu$ H
CM choke for LCC	$L_{f,cmf,1}, L_{f,cmf,2}$	1.69 mH
Series capacitors for SS	$C_1, C_2$	16.2 nF
Series capacitors for LCC	$C_{s1}, C_{s2}$	19.9 nF
Filter capacitors	$C_{f1}, C_{f2}$	84.7 nF



(a) SS compensation without CMT



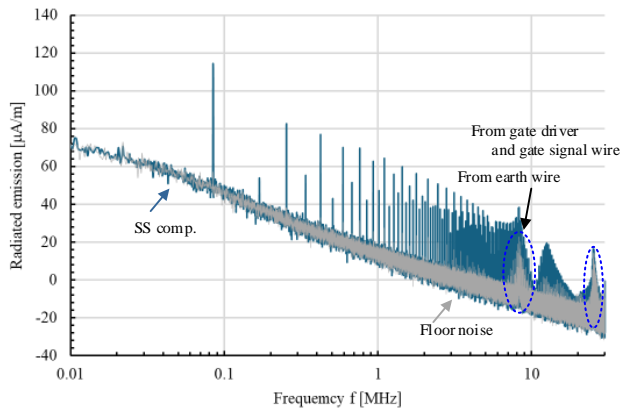
(b) LCC-LCC compensation without CMT

Fig. 3. Operation waveforms

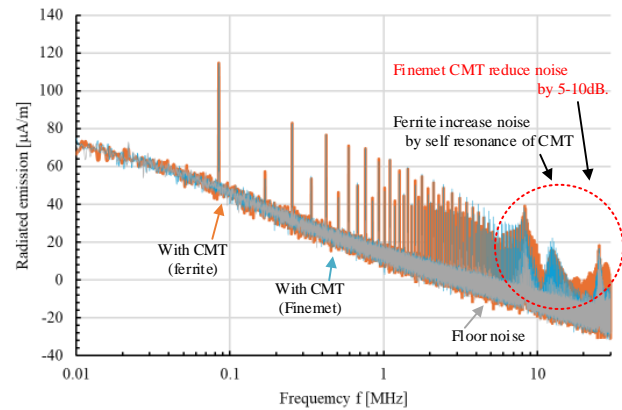
次成分はフィルタインダクタの自己共振周波数を 10MHz 以上となるよう, 寄生容量の小さき巻き方を取ることで改善される。また, 高次成分は主回路の動作によるだけでなく駆動回路や信号線からもノイズが発生。そのため, 主回路と制御回路間の配線を短くすることやシールド線を採用することが効果的であると考えられる。また, 実験では主回路と伝送コイル間が近く, コモンモード電流が放射ノイズに与える影響が小さいため CMT による低減効果が小さかつ

Table 2. Reduction effect by each additional method

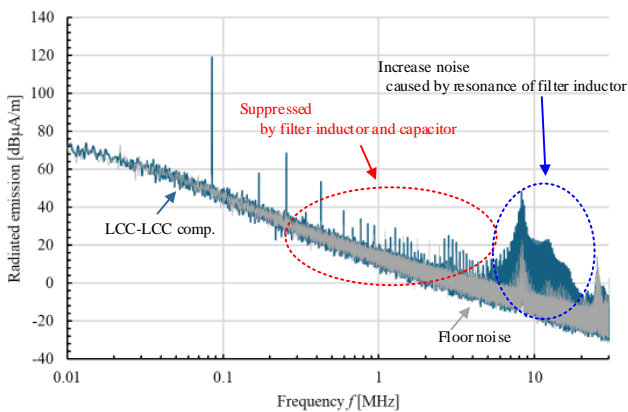
	Fundamental (below 0.5MHz)	Lower (0.5MHz ~ 10MHz)	Higher (over 10MHz)
Converter or coil configuration <sup>(3)-(5)</sup>	Converter: PWM or Multilevel Coil: Shield winding or material	Dose not reduce noise by configuration of converters or coils.	
Normal mode filter	WPT operates in resonance condition. →Not to affect in this band.	LCC-LCC compensation Designed by (3) and (6).	$L_f$ reduces noise if self resonance frequency is high.
CMT	CMT has low impedance →Not to affect in this band.	If CMT operate in this band, higher components is increased.	CMT with high impedance and low Q →Finemet CMT can reduce the noise.



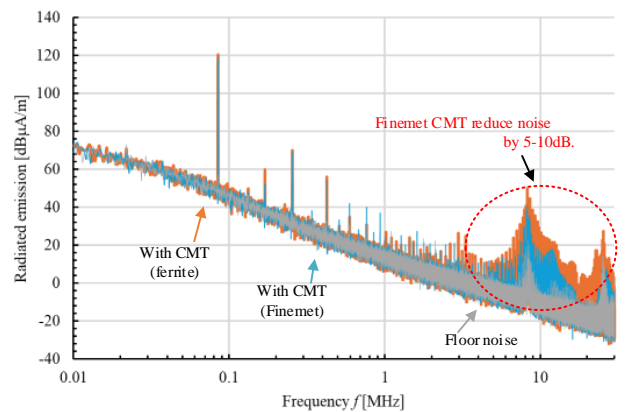
(a) SS compensation



(a) SS compensation



(b) LCC-LCC compensation



(b) LCC-LCC compensation

Fig. 4. Measurement results of radiated emission

Fig. 5. Measurement results of radiated emission

た。しかし、走行中給電のような、電源回路とコイル間の距離が遠いことが想定されるアプリケーションにおいてはコモンモード電流に起因する放射ノイズが大きいことが予想される。そのような場合には、CMTのコア材として透磁率が高くQ値が低いファインメットのような磁性体を用いることや、フェライト等も用いる場合は同じ巻数の追加巻線を付加し、両端を数kΩの抵抗で短絡することでQ値下げることにも有効と考えられる。

#### 4. まとめ

本論文では電気自動車向けの非接触給電システムにおける漏えい磁界を低減するパッシブフィルタの構成について実験により設計指針を明らかにした。その結果、LCC-LCC補償により漏えい磁界の低次成分を30dB程度低減した。また、コモンモードに起因する放射ノイズについては主回路側にファインメットのようなQ値の低い磁性体を適用したCMTによって抑制可能である。さらに、高次高調波については主回路、伝送コイルの影響だけでなく駆動回路や信号線からも放射ノイズが発生する。これらは信号線を短くすることやシールド線の適用が効果的と考えられる。

今後の予定として、10MHz以上で生じる放射ノイズについてさらに詳細に要因を分析し、抑制手法を検討する。

#### 文 献

- (1) 松尾 他, "Bipolar コイルを用いたワイヤレス給電システムの損失解析に基づく高効率動作指針", 電力技術/電力系統技術/半導体電力変換合同研究会, SPC-23-079, pp.55-60 (2023)
- (2) 三沢 宣貴: 「CISPR での不要輻射許容値の国際検討状況」, 自動車技術会 2019 年春季大会フォーラム EV への給電システムの最新動向, No. 20194438, pp.15-20 (2019)
- (3) A. Tejada, etc., "A Hybrid Solenoid Coupler for Wireless Charging Applications," in IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 34, no. 6, pp. 5632-5645 (2019)
- (4) 永井 他: 「高速スイッチング技術を利用した磁界共振型非接触給電の低次高調波における漏洩磁界低減」, 電気学会論文誌 D, Vol. 142, No. 5, pp. 385-392(2022)
- (5) R. Kusui, etc.: "Wireless Power Transfer system with Flying Capacitor Converter for Current Harmonics Reduction", IEEE ECCE-US 2023, pp. 1646-1651 (2023)
- (6) 小笠原 他: 「PWM インバータを用いた交流電動機駆動システムが発生する EMI の測定とその低減法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 116, No. 12, pp. 1211-1219 (1996)
- (7) R. Bosshard, etc.: "Modeling and eta-alpha-Pareto Optimization of Inductive Power Transfer Coils for Electric Vehicles", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol.3, No.1, pp.50-64 (2015)
- (8) R. Steigerwald: "A comparison of half-bridge resonant converter topologies", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.3, No.2, pp.174-182 (1988)