

デルタ結線三相 12 コイル非接触給電システムの実機検証

正員 日下 佳祐 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

非会員 Alexandre Gopal (アミアン電子電気工学技術高等学院)

Experimental Verification of Three-phase Inductive Power Transfer System with 12 coils

Keisuke Kusaka, Member, Jun-ichi Itoh, Senior Member (Nagaoka University of Technology)
Alexandre Gopal, Non-member (ESIEE in Amiens)

This paper proposes a three-phase delta-winding inductive power transfer (IPT) system with 12 coils. The six coils of them are transmission coils and others are receiving coils. Each phase consists of two coils, which are differentially coupled. One of the coils is placed in opposite to another to cancel out radiative noise at far field. Moreover, transmission coils on the primary side and the secondary side are placed in each 60deg. First, in this paper, a design method of the three-phase delta-winding IPT system is mentioned. Then the cancelation method of an unnecessary magnetic coupling among the 12 coils is introduced. Finally, a prototype of the proposed IPT system is experimentally demonstrated.

キーワード：非接触給電, ワイヤレス給電, デルタ結線, 放射性エミッション

Keywords : Inductive power transfer, Wireless power transfer, Delta winding, Radiated emission

1. はじめに

近年, 非接触給電システムの大容量化が求められている⁽¹⁾。非接触給電システムの大容量化にあたり, 2つの課題がある。1つ目は大容量化に伴う効率の低下である。大容量化に伴い伝送コイルを流通する電流が増加するため, 伝送コイルで生じる銅損が増加する⁽²⁾。2つ目の課題は放射磁界である。放射磁界は他の機器への電波干渉等の観点から規制値⁽³⁾を満足しなければならない。しかしながら, ループコイルにより生じる磁束はコイルに流通する電流に比例するため, 大容量化によって放射磁界が増加する。

これまで, 大容量の非接触給電システムとしてバス用の44 kW 非接触給電システム⁽²⁾や, 鉄道車両向けの非接触給電システム⁽⁴⁾が報告されている。文献(2)では伝送システムを二重化し, 逆相の電流を流通させることにより伝送コイル1個あたりの損失を減らしつつ, 放射磁界の低減を図っている。しかしながら, 伝送コイルの配置に制限がある。

大容量化の手法としては, コイルに流通する電流を低減するため非接触給電システムを三相化する手法がある⁽⁵⁻⁷⁾。三相コイルにより給電することで, 伝送コイル1つあたりに流通する電流を低減することができるため, 原理上銅損の低減が可能である。しかしながら, 従来の三相非接触給

電システムは他相のコイルとの不要な磁気結合が生じ, 効率低下の原因となる。

そこで本論文では上記の問題を解決するため, 対向配置したソレノイドコイルを12個(6対)用いた三相非接触給電システムを提案する。提案システムでは, 1相あたりのコイルを2つに分割し, この2つのソレノイドコイルを対向配置することで, それぞれのコイルで生じる磁束を遠方界にてキャンセルし放射磁界を抑制する。また, 1次側2次側においてそれぞれ6個のコイルを60度毎に配置することで, 不要な結合による誘起電圧の発生をキャンセルすることが可能である。本論文では三相非接触給電システムの設計手法を示した後, 三相の各相間の磁気結合の影響をキャンセルするコイルの設計指針を示す。最後にミニモデルを用いて提案システムの実機検証を行ったので報告する。

2. 提案システムの構成

〈2・1〉 提案システムの構成

図1に提案する非接触給電システムの回路図を示す。提案システムは1次側デルタ結線-2次側デルタ結線の1次側直列-2次側直列補償(S/S補償)に基づいた三相非接触給電システムであり, 各相のソレノイド型コイルを2つのコイルに分割して対向するよう配置する。したがって, 送電

側 6 個, 受電側 6 個, 計 12 個 (6 対) の伝送コイルを用いる。なお, 本論文で提案する三相非接触給電システムはスター結線 (Y 結線) した三相非接触給電システムにおいても有効である。

図 2 に伝送コイルの配置図を示す。本論文では, 同相内で直列接続された伝送コイル L_{uv1A} と L_{uv1B} が差動接続となるよう接続する。ただし, これらのコイルは距離 x だけ離して設置する。対向配置したコイルは, 放射磁界の測定を行う十分遠方ではそれぞれのコイルから生じる磁束が打ち消し合うため, 放射磁界を抑制できる⁽⁸⁾。また, uv, vw, wu 相の伝送コイルを 120° ずつずらして配置する。

ここで, 電力伝送に寄与する上下に配置されたコイル間の相互インダクタンスを M (L_{uv1A} と L_{uv2A} 間の結合等), 1 次側において隣接して配置したコイル間の相互インダクタンスを M_a (L_{uv1A} と L_{vw1B} 間の結合等), 120° 離れて設置されたコイル間の相互インダクタンスを M_b (例えば L_{uv1A} と L_{wu1A} 間の結合等), 対向配置したコイル間の相互インダクタンスを M_c (例えば L_{uv1A} と L_{uv1B} 間の結合等) とする。また, 他の相互インダクタンス (例えば L_{uv1A} と L_{uv2B} 間の結合等) が十分小さいものとする, 本システムの磁気結合は(1)式で得られる。ただし, ここで添字の 1 は 1 次側コイル間, 2 は 2 次側コイル間の結合を示す。式(1)より明らかなように, 三相化および伝送コイルを対向配置することで伝送に寄与する相互インダクタンス M に加えて, 伝送に寄与しない相互インダクタンス M_a, M_b, M_c が生じる。これらの不要な相互インダクタンスにより, 電源からみた力率及び 2 次側誘起電圧からみた力率が低下し, 伝送効率が低下する。本論文では, <2.3>節で説明するこれらの不要な相互インダクタンスのキャンセル手法を用いることで, 不要な相互インダクタンスによる力率の低下を防ぐ。

<2.2> Δ - Δ 結線三相非接触給電システムの設計法

本節では Δ - Δ 結線三相非接触給電システムの設計法を説明する。ただし簡単のため電力伝送に寄与しない不要な相互インダクタンス M_a, M_b, M_c が十分小さく無視できるものとする。

まず初めに, 定格出力電圧 V_{DC2} 及び定格出力電力 P から等価交流抵抗を導出する。文献(9)より, 1 相あたりの等価交流抵抗 R_{eq} は(2)式で表せる。

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} \frac{(V_{DC2}/2)^2}{P/3} = \frac{6}{\pi^2} \frac{V_{DC2}^2}{P} \dots\dots\dots(2)$$

各相の伝送効率を最大とするため, 等価交流抵抗と 2 次側励磁インダクタンスのインピーダンスが等しくなるよう 2 次側インダクタンスを決定する。巻線抵抗が十分小さく, かつ後述する共振条件が満たされている場合, Y 結線時の 1 相あたりの 2 次側自己インダクタンスは(3)式で設計できる⁽¹⁰⁾。

$$L_{2Y} = \frac{R_{eq}}{k\omega} = \frac{6}{\pi^2 k\omega} \frac{V_{DC2}^2}{P} \dots\dots\dots(3)$$

(3)式は Y 結線時における 1 相あたりの自己インダクタン

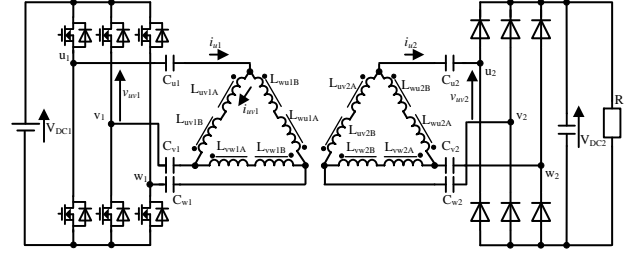


Fig. 1. Proposed three-phase IPT system with 12 coils.

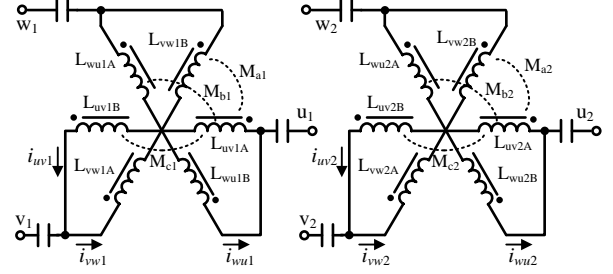


Fig. 2. Placement and connection of coils.

$$\begin{pmatrix} v_{uv1A} \\ v_{vw1B} \\ v_{vw1A} \\ v_{uv1B} \\ v_{wu1A} \\ v_{wu1B} \\ v_{uv2A} \\ v_{uv2B} \\ v_{vw2A} \\ v_{vw2B} \\ v_{wu2A} \\ v_{wu2B} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{1\Delta s} & M_{c1} & M_{b1} & M_{a1} & M_{b1} & M_{a1} & M & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ M_{c1} & L_{1\Delta s} & M_{a1} & M_{b1} & M_{a1} & M_{b1} & 0 & M & 0 & 0 & 0 & 0 \\ M_{b1} & M_{a1} & L_{1\Delta s} & M_{c1} & M_{b1} & M_{a1} & 0 & 0 & M & 0 & 0 & 0 \\ M_{a1} & M_{b1} & M_{c1} & L_{1\Delta s} & M_{a1} & M_{b1} & 0 & 0 & 0 & M & 0 & 0 \\ M_{b1} & M_{a1} & M_{b1} & M_{a1} & L_{1\Delta s} & M_{c1} & 0 & 0 & 0 & 0 & M & 0 \\ M_{a1} & M_{b1} & M_{a1} & M_{b1} & M_{c1} & L_{1\Delta s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M \\ M & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{2\Delta s} & M_{c2} & M_{b2} & M_{a2} & M_{b2} & M_{a2} \\ 0 & M & 0 & 0 & 0 & 0 & M_{c2} & L_{2\Delta s} & M_{a2} & M_{b2} & M_{a2} & M_{b2} \\ 0 & 0 & M & 0 & 0 & 0 & M_{b2} & M_{a2} & L_{2\Delta s} & M_{c2} & M_{b2} & M_{a2} \\ 0 & 0 & 0 & M & 0 & 0 & M_{a2} & M_{b2} & M_{c2} & L_{2\Delta s} & M_{a2} & M_{b2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & M & 0 & M_{b2} & M_{a2} & M_{b2} & M_{a2} & L_{2\Delta s} & M_{c2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M & M_{a2} & M_{b2} & M_{a2} & M_{b2} & M_{c2} & L_{2\Delta s} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} di_{uv1}/dt \\ -di_{uv1}/dt \\ -di_{vw1}/dt \\ di_{vw1}/dt \\ di_{wu1}/dt \\ -di_{wu1}/dt \\ di_{uv2}/dt \\ -di_{uv2}/dt \\ di_{vw2}/dt \\ -di_{vw2}/dt \\ di_{wu2}/dt \\ -di_{wu2}/dt \end{pmatrix} \dots\dots\dots(1)$$

すであるため, Y- Δ 変換により Δ 結線に変換し(4)式を得る。

$$L_{2\Delta} = L_{uv2} = L_{vw2} = L_{wu2} = 3L_{2Y} = \frac{18}{\pi^2 k\omega} \frac{V_{DC2}^2}{P} \dots\dots\dots(4)$$

ここで ω は伝送周波数, k は結合係数である。共振条件下における入出力の電圧比より, 所望の 2 次側直流電圧 V_{DC2} を得るために必要な 1 次側自己インダクタンスは(5)式である。なお, ここで 1 次側インバータは方形波駆動するものとする。

$$L_{1\Delta} = L_{uv1} = L_{vw1} = L_{wu1} = L_{2\Delta} \left(\frac{V_{DC1}}{V_{DC2}} \right)^2 = \frac{18}{\pi^2 k\omega} \frac{V_{DC1}^2}{P} \dots\dots\dots(5)$$

なお, (4)式と(5)式で得られた自己インダクタンスは各相のインダクタンス値となるため, 本論文で提案しているように伝送コイルを分割する場合には, 1 つあたりの自己インダクタンス $L_{1\Delta s}, L_{2\Delta s}$ は(4)式と(5)式で得られた自己インダクタンス値 $L_{1\Delta}, L_{2\Delta}$ の半値とする。

次に, 共振コンデンサを設計する。1 次側相電圧及び 2 次側誘起電圧に対して力率 1 となるように, 1 次側コンデンサ C_{u1}, C_{v1}, C_{w1} 及び 2 次側コンデンサ C_{u2}, C_{v2}, C_{w2} を決定すれば良い。ただし, ここで共振コンデンサは図 1 で示したようにインバータ出力及び整流器入力に対して直列に挿入するものとする。 Δ -Y 変換より, Δ 結線された自己インダクタンス L_1 及び L_2 を Y 結線に変換すると, 1 相あたりの等価インダクタンスは $L_1' = L_{1\Delta} / 3, L_2' = L_{2\Delta} / 3$ となる。これらのイ

ンダクタンスに対して伝送周波数で共振するようコンデンサを決定すれば良いため、1次側共振コンデンサと2次側共振コンデンサは(6)式で求まる。

$$C_{u1} = C_{v1} = C_{w1} = \frac{3}{\omega^2 L_{1\Delta}}, C_{u2} = C_{v2} = C_{w2} = \frac{3}{\omega^2 L_{2\Delta}} \quad (6)$$

〈2・3〉 不要結合のキャンセル手法

本節では式(1)に示した電力伝送に寄与しない相互インダクタンス (M_a, M_b, M_c) により生じる誘起電圧のキャンセル手法を示す。(1)式の1行目に着目すると、1次側コイル L_{uv1A} に誘起される電圧は(7)式である。

$$v_{uv1A} = L_{1\Delta s} \frac{di_{uv1}}{dt} + M \frac{di_{uv2}}{dt} - M_{c1} \frac{di_{uv1}}{dt} - M_{a1} \left(\frac{di_{vw1}}{dt} + \frac{di_{wv1}}{dt} \right) + M_{b1} \left(\frac{di_{vw1}}{dt} + \frac{di_{wv1}}{dt} \right) \dots (7)$$

(7)式において、それぞれ第一項が自己インダクタンス、第二項が2次側コイルとの相互インダクタンス、第三項が対向配置されたコイルとの相互インダクタンス、第四項が60°離して配置したコイルとの相互インダクタンス、第五項が120°離して配置したコイルとの相互インダクタンスによる誘起電圧を示す。ここで、第三項以降の項は三相化及び対向配置したコイルにより生じた誘起電圧であり電力伝送には寄与しない。

ここで、振幅 I_m の三相平衡した電流が1次側コイルに流通する場合、(7)式は(8)式で表される。各コイルに流通する電流は平衡三相交流の場合(8)式で表せる。

$$v_{uv1A} = L_1 \frac{di_{uv1}}{dt} + M \frac{di_{uv2}}{dt} - \omega I_m \left\{ M_{c1} \cos \omega t + (M_{a1} - M_{b1}) \cos \left(\omega t - \frac{2}{3} \right) + (M_{a1} - M_{b1}) \cos \left(\omega t - \frac{4}{3} \pi \right) \right\} \dots (8)$$

(8)式より、(9)式を満足する時、不要結合による誘起電圧が発生しないことが分かる。

$$M_{a1} = M_{b1} + M_{c1} \dots (9)$$

1次側コイルの自己インダクタンス $L_{1\Delta}$ は全て等しいので、(9)式は(10)式となる。

$$k_{a1} = k_{b1} + k_{c1} \dots (10)$$

(1)式より、2次側においても同様に(11)式が得られる。

$$M_{a2} = M_{b2} + M_{c2} \dots (11)$$

2次側においてそれぞれのコイルの自己インダクタンス $L_{2\Delta}$ は等しいので、(12)式が得られる。

$$k_{a2} = k_{b2} + k_{c2} \dots (12)$$

つまり、結合係数が(10)式および(12)式を満足するように伝送コイルを設計すれば、他相および対向配置されたコイルの影響をキャンセルすることができる。

3. 検証

〈3・1〉 キャンセル手法の検証

図3にシミュレーションにより導出した各不要結合と1

次側からみた力率の関係を示す。図中の点線は(10)式及び(12)式を示している。不要結合が十分小さい時、共振により1次側からみた力率はほぼ1となるが、不要結合のいずれかを増加させていくと力率が悪化する。しかしながら、(10)式(12)式を満足するように不要結合を増加させた場合には力率の低下が小さく、広い領域で力率0.95以上を達成可能であることがわかる。

〈3・2〉 実機検証

図4試作機の外観と仕様を示す。本実験では簡単のためのミニモデルによる検証を行った。なお、試作機における不要結合はそれぞれ $k_a = 0.048, k_b = 0.011, k_c = 0.003$ である。

図5に動作波形を示す。1次側線間電圧に対して1次側線電流が30度遅れとなっており、共振による力率改善動作が得られていることから、本論文で提案した不要結合のキャンセル手法が有効であることを確認した。また、整流器出力は直流となっており、正常に電力を供給可能であることを確認した。なお、図5(b)より、各電流波形は位相差120度となっており、かつ振幅が等しいことから三相平衡していることが確認できる。

図6に1次側インバータ出力電圧と出力電流の高調波解析結果を示す。実験結果より、インバータ出力電圧の3次高調波は基本波に対して40.8dB小さく、十分に3次高調波成分を抑制できていることを確認した。1次側コイルに流通する電流の3次高調波成分も基本波に対して36.1dB抑制できる。一般に単相非接触給電システムでは、インバータ出力電圧が方形波であるため、1次側伝送コイルに電流の低次高調波成分が流れる。低次高調波成分は放射磁界の増加につながるため、特に振幅が大きい3次高調波抑制する必要があるが、三相非接触給電システムにおいては原理上3次高調波が発生しない。したがって、放射磁界抑制の観点から提案手法は有利である。

図7に負荷抵抗に応じた出力電圧特性を示す。負荷抵抗

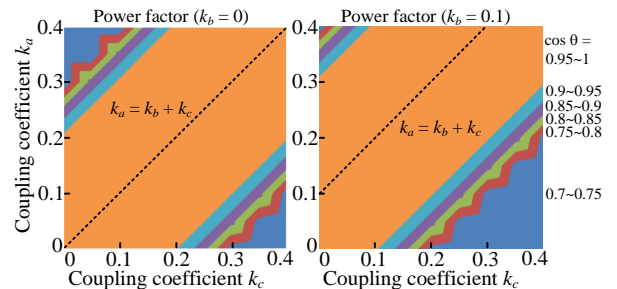


Fig. 3. Power factor v.s. unnecessary magnetic coupling.

Parameters	Symbol	Value
Transmission frequency	f	85.6 kHz
Coupling coefficient	k	0.26
Primary inductance	$L_{1\Delta}$	318 μ H
Secondary inductance	$L_{2\Delta}$	318 μ H
Primary capacitance	C_{a1}, C_{c1}, C_{c2}	16.5 nF
Secondary capacitance	C_{a2}, C_{c2}, C_{w2}	16.5 nF
MOSFETS	SCT3030AL (ROHM)	
Diodes	VS-20ETF06-M3 (Vishay)	

Fig. 4. Prototype.

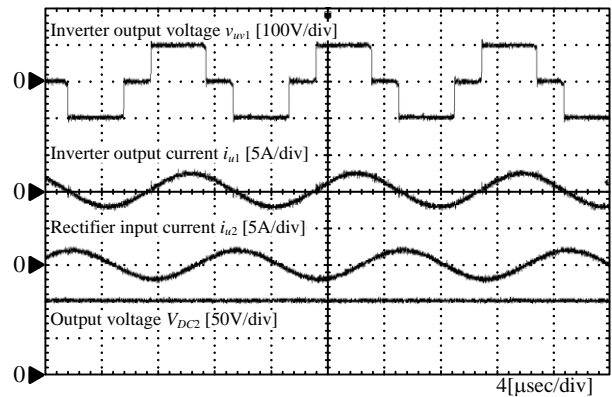
48.5 Ω において入出力電圧ゲインが 1 となるよう設計したものの、実験では 42.9 Ω において出力電圧ゲインが 1 となった。これは、伝送コイルのインダクタンス及び共振コンデンサの容量誤差の影響である。特に負荷抵抗により誤差率が変化するの共共振コンデンサの印加電圧に対する容量特性に起因するものであり、負荷条件によって、1 次側インバータからみた力率特性が変化することを確認している。

4. まとめ

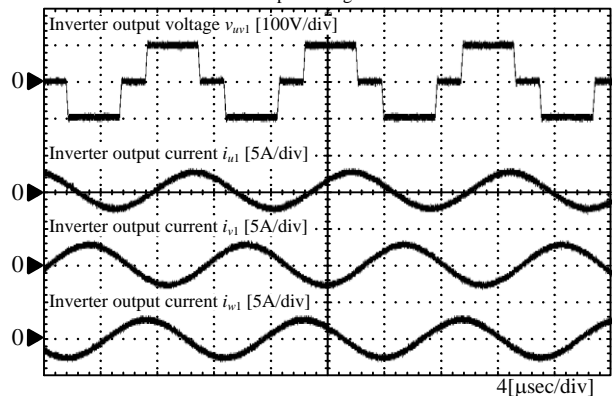
本論文では、ソレノイドコイルを 12 個用いた三相非接触給電システムを提案し、実機検証を行った。本システムは差動接続した伝送コイルを対向配置することで漏えい磁界の低減が可能である。本論文では、交流等価抵抗に基づいた三相非接触給電システムの設計法を示した。次に、三相化と対向配置したコイルとの磁気結合による力率低下を防ぐため、伝送コイルの位置関係を用いた誘起電圧のキャンセル手法を提案した。ミニモデルを用いた実機検証により提案システムの構成で正常に電力伝送が可能であることを検証した。今後は、提案システムによる放射磁界の低減効果の評価及び、より不要結合の打ち消し効果の得られる伝送コイル形状の検討を行う予定である。

文 献

- (1) 日下佳祐, 伊東淳一: 「伝送周波数と伝送電力に着目した電磁誘導現象を用いた非接触給電システムの開発動向」, 電学論 D, Vol. 137, No. 5, pp. 445-457 (2017)
- (2) 司城徹, 小川健一郎, 尾林秀一, 中村勇介, 竹内美和: 「EV バス向けワイヤレス急速充電システム用送受電パッド開発」, 平成 28 年電気学会産業応用部門大会, Vol. 4, No. 10, pp. 105-108 (2016)
- (3) 総務省 国際無線障害特別委員会(CISPR)の諸規格に関する情報通信審議会からの一部答申「諮問第 3 号「国際無線障害特別委員会(CISPR)の諸規格について」のうち「ワイヤレス電力伝送システムに関する技術的条件」のうち「電気自動車用ワイヤレス電力伝送システムに関する技術的条件」(2015)
- (4) 浮田啓悟, 柏木隆行, 坂本泰明, 加藤佳仁, 依田裕史, 笹川卓: 「試験車両による鉄道用非接触給電装置の検証」, 平成 27 年電気学会全国大会, Vol. 5, No. 128, pp. 202 (2015)
- (5) 松本洋和, 井浦秀保, 根葉保彦, 石坂耕一, 伊藤良三: 「コアレス円形三相非接触給電トランスの提案」, 平成 24 年度電気関係学会九州支部連合大会, No. 04-1A-08, pp. 31 (2012)
- (6) 谷川雄介, 加藤昌樹, 居村岳広, 堀洋一: 「磁界共振結合方式を用いた三相交流ワイヤレス電力伝送の基礎実験」, 平成 25 年電子情報通信学会総合大会, No. BCS-1-13 (2013)
- (7) 谷川雄介, 加藤昌樹, 居村岳広, 堀洋一: 「磁界共振結合による三相交流伝送での共振器位置の回転変化に関する実験」, 2013 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, No. B-1-20 (2013)
- (8) 鈴木正俊, 小川健一郎, 杜塚英美, 司城徹, 石原寛明, 兼清靖弘, 小倉浩嗣, 石田正明, 尾林秀一: 「EV バス向けワイヤレス急速充電システムにおける EMI 対策」, 平成 28 年電気学会産業応用部門大会, Vol. 4, No. 11, pp. 109-112 (2016)
- (9) R. L. Steigerwald: "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, No. 2, pp. 174-182 (1992)
- (10) R. Bosshard, J. W. Kolar, J. Muhlethaler, I. Stevanovic, B. Wunsch, F. Canales: "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)

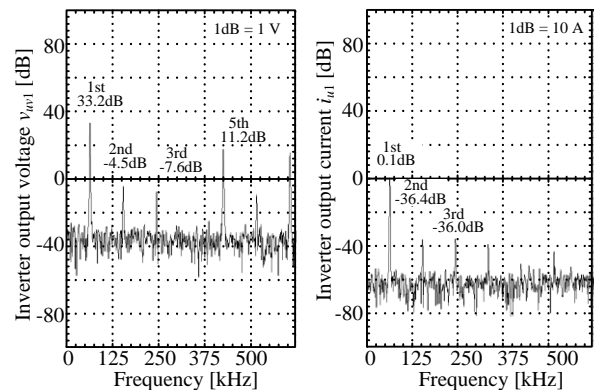


(a) Inverter output voltage and current, rectifier input voltage and output voltage



(b) Three phase current

Fig. 5. Operation waveforms.



(a) Inverter output voltage v_{mv1} (b) Inverter output current i_{mv1}

Fig. 6. Harmonics analysis.

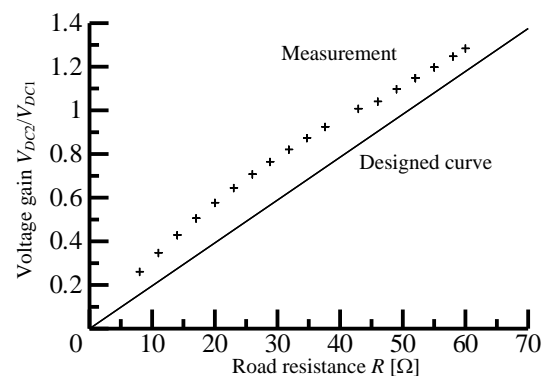


Fig. 7. Output voltage characteristic.