

非接触給電向け入力インピーダンス整合形 高周波 AC-DC コンバータのパラメータ設計法

日下 佳祐*, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Parameters Design Method of the High-frequency AC Input Rectifier with Input Impedance Matching for a Wireless Power Transfer
Keisuke Kusaka, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

近年、非接触給電方式として、13.56 MHz の Industry Science Medical (ISM)帯を用いた非接触給電方式が注目されている⁽¹⁻²⁾。これは、反射電力を抑制するため受電側整流器の入力インピーダンスを整合する必要がある。これまで、著者らは整合が可能な AC-DC コンバータを提案している⁽³⁾。しかしながら、整合のために必要となる共振パラメータの選定は、シミュレーションにより試行錯誤的に行われていた⁽³⁾。

本論文では、共振パラメータの設計法をフローチャートを用いて明確化し、シミュレーションにより設計法の妥当性を確認したので報告する。

2. AC-DC コンバータの動作

図1に入力インピーダンス整合形 AC-DC コンバータの回路図を示す。本 AC-DC コンバータは共振形整流器と双方向昇圧チョッパから構成される。共振形整流器は共振により入力電流の正弦波化と入力力率の改善を行う⁽⁴⁾。しかしながら、負荷条件により入力インピーダンスが変化するという特徴があるため、後段に接続された昇圧チョッパにて整流器の出力電圧 v_{ch} を PI 制御により一定に制御することで、整流器の負荷を一定とする⁽³⁾。本制御により、回路の入力インピーダンスはインダクタンス L_1 のインダクタンス L 及び、コンデンサ C_1, C_2 のキャパシタンス C 、入力電圧に対する整流器出力電圧の比率 α_r の 3 つのパラメータにより決定する。本論文では、上記の 3 パラメータの設計を行い、所望の入力インピーダンス Z_{in} を得ることを目的とする。

3. 設計フローチャート

図2に AC-DC コンバータの設計フローチャートを示す。図中に示す設計仕様を入力として与え、フローチャートに従って設計を行うことで、仕様にあわせた入力インピーダンスを得ることができる。

入力となる設計仕様は、入力インピーダンスの実部 $\text{Re}[Z_{in}]$ と定格入力電力 P_m 、バッテリー電圧最小値 V_B 、入力周波数 f_m である。なお、回路の入力インピーダンス整合を図る対象となる同軸線路の特性インピーダンスは、通常 $50+j0 \Omega$ や $75+j0 \Omega$ など虚部を有さないため、ここでは常に虚部

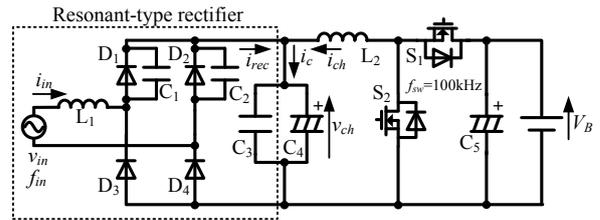


図1 入力インピーダンス整合形 AC-DC コンバータ
Fig. 1. Input impedance matched AC-DC converter.

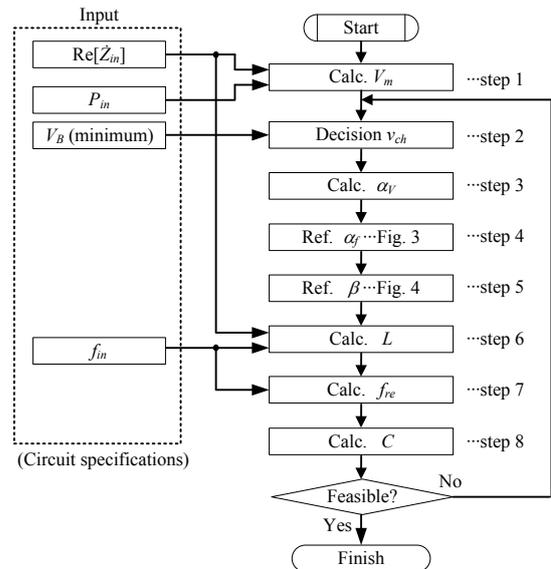


図2 パラメータ設計のフローチャート
Fig. 2. Flowchart of circuit design.

$\text{Im}[Z_{in}] = 0$ として扱う。これは、回路の入力力率 1 と等価である。

Step 1 入力電圧最大電圧 V_m の導出

入力力率 1 の条件下において、回路の入力インピーダンスの実部が $\text{Re}[Z_{in}]$ で表される時、定格入力電力 P_m を得るために必要な正弦波の入力電圧最大値は(1)式により得られる。

$$V_m = \sqrt{2P_m \text{Re}[Z_{in}]} \dots\dots\dots (1)$$

Step 2 整流器出力電圧 v_{ch} の決定

共振形整流器及び、昇圧チョッパの動作条件より整流器出力電圧は $V_m < v_{ch} < V_B$ を満たすよう決定する。

Step 3 電圧比 α_r の決定

電圧比 α_r は入力電圧最大値に対する整流器出力電圧の比

である。本パラメータを一定とするよう、入力電圧振幅に対して整流器出力電圧を制御することで、負荷によらず回路の入力インピーダンスが整合可能となる。電圧比は入力電圧最大値 V_m と整流器出力電圧 v_{ch} から(2)式により導出できる。

$$\alpha_V = \frac{v_{ch}}{V_m} \dots\dots\dots (2)$$

Step 4 周波数比 α_f の導出

図3に入力率1を達成可能な電圧比 α_V と周波数比 α_f の関係を示す。この近似曲線上で電圧比に対する周波数比を選定することで、入力率1を達成可能である。なお、本近似曲線はシミュレーションを基に導出したものであるが、周波数比、電圧比が共に無次元化してあるため、共振インダクタンスや共振キャパシタンスといった他のパラメータに影響を受けない。

周波数比の定義は(3)式であり、入力周波数に対する共振周波数 f_{re} の比である。ここで共振周波数は、共振インダクタンス L と2個のキャパシタンス C が直列接続されたモデルとなるので、 $f_{re} = 1/\{2\pi(LC/2)^{0.5}\}$ である。

$$\alpha_f = \frac{f_{re}}{f_{in}} \dots\dots\dots (3)$$

Step 5 入力インピーダンス実部決定パラメータ β の導出

図4にシミュレーションから導出した電圧比 α_V に対する実部決定パラメータ β の変化を示す。この図を使って電圧比から β が求められる。なおこの時、電圧比と周波数比の関係は(2)、(3)式に則っているため、入力率は常に1である。パラメータ β は、共振インダクタンス L に対する入力インピーダンス実部 $|\dot{Z}_{in}|$ の増加を入力角周波数 ω_{in} で基準化したパラメータであり、 $\beta = \text{Re}[\dot{Z}_{in}]/(\omega_{in}L)$ である。従って無次元となり、入力周波数によらず一定値をとる。

Step 6 共振インダクタンス L の導出

(5)節で決定したパラメータ β 及び、入力角周波数 ω_{in} を用いて、所望の入力インピーダンスの実部 $\text{Re}[\dot{Z}_{in}]$ を得るために必要な共振インダクタンス L を導出する。 β の定義より、(4)式により導出できる。

$$L = \frac{\text{Re}[\dot{Z}_{in}]}{\beta\omega_{in}} \dots\dots\dots (4)$$

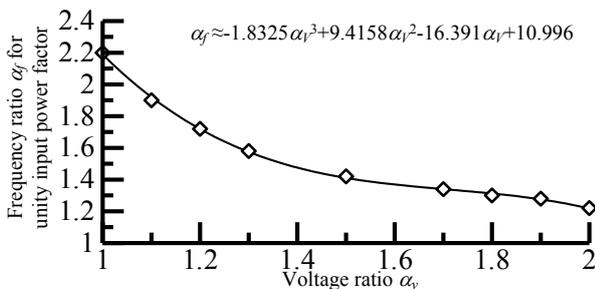


図3 入力率1 達成条件(電圧比対周波数比)
Fig. 3. Requirement of unity input power factor (voltage ratio v.s. frequency ratio).

Step 7 共振周波数 f_{re} の導出

周波数比 α_f の定義より、共振周波数 f_{re} は入力周波数 f_{in} を用いて $f_{re} = \alpha_f f_{in}$ より計算できる。

Step 8 共振コンデンサ容量 C の導出

共振周波数 f_{re} 及び、共振インダクタンス L により、共振コンデンサ容量 C は(5)式を用いて導出できる。

$$C = \frac{1}{2\pi^2 f_{re}^2 L} \dots\dots\dots (5)$$

4. 設計法の検証

図5に無次元パラメータの導出時と異なるパラメータを用いた場合のシミュレーション結果を示す。この時、回路の入力インピーダンスは $49.6+j0.86 \Omega$ となり、無次元化パラメータの導出に起因する誤差を含むものの、設計仕様である入力インピーダンス $50+j0 \Omega$ に設計可能であることを明らかとした。なお、チョップ電流が指令値に追従していないように見えるが、これはチョップのスイッチング周波数 100 kHz であり、リップルが見えているためである。

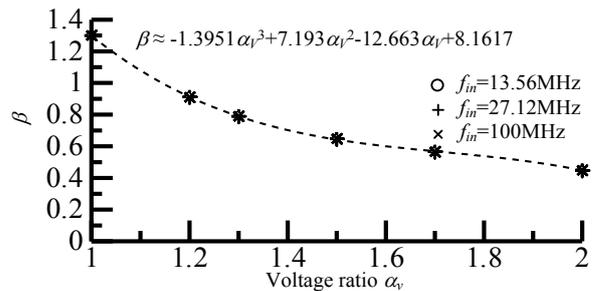


図4 入力インピーダンス実部決定パラメータ β
Fig. 4. Parameter β for designing real part of input impedance.

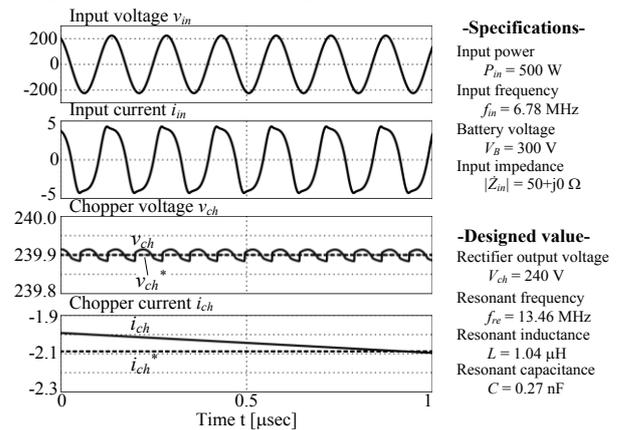


図5 シミュレーション波形(入力周波数 6.78 MHz)
Fig. 5. Simulation waveforms for validation of design method (input frequency is 6.78 MHz).

文献

- (1) 居村 他, 電学論 D, Vol. 130, No. 10, pp. 1169-1174 (2010)
- (2) A. Karalis et al., Annals of Physics, Vol. 323, No. 1, pp. 34-48 (2008)
- (3) K. Kusaka et al., ICEMS2012, LS2A-2 (2012)
- (4) 山本 他, 電学論 D, Vol. 122, No. 8, pp. 838-844 (2002)