イミタンス変換器を使用した直流定電流源のフィードバック制御

正 員 入江寿一, 学生員 五十嵐由之 (大阪電気通信大学)

Feed back control of Constant Current DC Power Supply Using Immittance Converter

Hisaichi Irie, Member, Yoshiyuki Igarashi, Student Member (Osaka Electro-Communication University)

The high frequency voltage source can be transformed into a high frequency current source by an immittance converter. DC constant current power supply can be constituted by rectifying the high frequency current of the immittance converter output. When a rectifying circuit is connected to the output of the immittance converter, the voltage waveform becomes the square wave. The output current waveform of the immittance converter varies according to the DC load. The fundamental component of the output current of the immittance converter is constant, but the mean value of the current varies with the waveform variation. As a result, the DC output current varies with the DC load.

In this paper, it is shown that the output current waveform of the immittance converter which is connected a rectifier circuit to the output can be similar to the part of a sinusoidal wave. The approximate calculation method of the DC output current with this similar waveform is proposed, and it is compared to the simulation. The negative feedback circuit which improves the regulation of the DC output current is shown, and a good result is provided by simulation.

キーワード : イミタンス変換器, 直流定電流源

Keywords: immittance converter, Constant current DC power supply

1. まえがき

イミタンス変換器を使用すると、高周波の電圧源を電流源に変換することができる。本文で提案する直流定電流源は、高周波定電圧源と整流回路の間にイミタンス変換器を接続し、直流定電流出力を得る電源方式である。イミタンス変換器の出力に整流回路を接続すると出力電圧波形、電流波形は正弦波にならない。入力電圧が一定であればイミタンス変換器の出力電流の基本波成分は一定となるが、電流波形は整流回路の負荷によって変化する。整流出力電流はイミタンス変換器の出力波形の変化によって変動する。

本文では、交流定電圧源とコンデンサインプットの整流回路の間にハーフブリッジ形イミタンス変換器を接続した直流定電流電源について、出力電流の近似計算法を示す。また、フィードバック制御による出力電流の変動率の改善について述べる。

2. イミタンス変換器

直流定電流源に使用したハーフブリッジ形イミタンス変換器を図1に示す。

ハーフブリッジ形イミタンス変換器の変圧器の変圧比が $a : 1 : 1$ のときの四端子定数を求めると、

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & 0 \\ 0 & \frac{1}{a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1-\omega^2 CL}{1+\omega^2 CL} & \frac{j\omega L}{1+\omega^2 CL} \\ \frac{j4\omega C}{1+\omega^2 CL} & \frac{1-\omega^2 CL}{1+\omega^2 CL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad \cdots \cdots (1)$$

となる。ただし、リアクトル L 、コンデンサ C の損失は無視している。

図1 ハーフブリッジ形イミタンス変換器

Fig.1 Half Bridge Immittance Converter

電源周波数 f がリアクトル L とコンデンサ C の共振周波数 f_r に等しいとき、リアクトル L とコンデンサ C の共振角周波数を ω_r 、特性インピーダンスを Z_0

$$\omega = \omega_r = \frac{1}{\sqrt{CL}}, \quad Z_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \cdots \cdots (2)$$

で表すと、

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jaZ_0 \\ j\frac{1}{aZ_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad \cdots \cdots (3)$$

となる。四端子定数の $\dot{A} = \dot{D} = 0$ となるのが、イミタンス変換器の特性である。

図1(a)の理想変圧器に対して、図1(b)はリーケージインダ

クタンスを考慮している。共振に必要な L に対してリーケージインダクタンスの比を $S(0<S<1)$ で表している。リーケージインダクタンスを SL とすると、外部に接続する L' 、 C' は式(4)となる。

$$L'=L(1-S) \quad , \quad C'=C/(1+S) \quad \cdots\cdots\cdots(4)$$

リーケージインダクタンスを考慮したハーフブリッジ形イミタンス変換器の四端子定数を求めると、

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & 0 \\ 0 & \frac{1}{a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1-\omega^2 CL}{1+\frac{1-S}{1+S}\omega^2 CL} & \frac{j\omega L(1-\omega^2 \frac{C}{1+S}SL)}{1+\frac{1-S}{1+S}\omega^2 CL} \\ \frac{j4\omega C}{1+S} & \frac{1-\omega^2 CL}{1+\frac{1-S}{1+S}\omega^2 CL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots\cdots(5)$$

となる。式(5)において、式(2)を代入すると、

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & 0 \\ 0 & \frac{1}{a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & jZ_0 \\ j\frac{1}{Z_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots\cdots(6)$$

となる。式(3)と等しくなりイミタンス変換特性を示す。入出力特性は以下ようになる。

$$\left. \begin{aligned} I_2 &= \frac{V_1}{aZ_0} \\ I_1 &= \frac{V_2}{aZ_0} \end{aligned} \right\} \quad \cdots\cdots\cdots(7)$$

このように、入力電圧が出力電流に比例し、入力電流が出力電圧に比例する。

$S=1$ とするとリーケージインダクタンスが共振に必要なリアクトル L と等しくなり、外部に共振リアクトル L を接続する必要がなくなる。

図2 シミュレーション回路
Fig.2 Simulation Circuit

(a)負荷抵抗 $R_L=1\Omega$ (b)負荷抵抗 $R_L=60\Omega$
図3 電圧・電流波形

Fig.3 Voltage and Current of waveform

3. イミタンス変換器を使用した直流定電流電源

フィードバック制御を行わない場合の回路構成と定常特性について述べる。

図2に回路を示す。正弦波入力電圧 v_1 は、イミタンス変換器により定電流 i_2 となる。定電流 i_2 は、ダイオードによって整流され平滑コンデンサ C_s により平滑化され負荷抵抗 R_L に直流出力電流 I_{DC} となって流れる。以下の条件でシミュレーションを行う。ハーフブリッジ形イミタンス変換器は、共振周波数 $f_r=20\text{kHz}$ 、特性インピーダンス $Z_0=10\Omega$ とする。 $S=1$ とする。すなわち共振リアクトル L は、変圧器のリーケージインダクタンス SL で代用する。リーケージインダクタンス SL の Q は 100 としている。

図3に(a) $R_L=1\Omega$ 、(b) $R_L=60\Omega$ の場合のイミタンス変換器の電圧・電流波形を示す。負荷抵抗 R_L が小さい時、イミタンス変換器の出力電流 i_2 は正弦波となり、出力電圧 v_2 は方形波となる。負荷抵抗 R_L が大きい時、イミタンス変換器の出力電流 i_2 は不連続となって電流が整流回路に流れない期間があり、出力電圧 v_2 は台形波になる。

負荷抵抗 R_L を $0\sim100\Omega$ に変化させた時の定常特性を図4に示す。 R_L の変化に関係なくイミタンス変換器の出力電流 i_2 の基本波成分 I_{21} は、ほぼ一定となった。直流出力電流 I_{DC} の減少は i_2 の波形変化によるもので、 R_L が大きくなると i_2 は次第に一定の波形に近づき、ほぼ一定の直流出力電流 I_{DC} が得られる。

4. 負荷抵抗 R_L と等価抵抗 R_0 の関係

イミタンス変換器の出力端から負荷を見たときの等価抵抗 R_0 を導出する。

図2のように、イミタンス変換器の出力端にコンデンサインプットの整流回路を接続すると、図5に示すように、イミタンス変換器の出力電圧 v_2 は振幅 V_{DC} の方形波となる。イミタンス変換器の出力電圧 v_2 の基本波成分 v_{21} は、

$$v_{21} = \frac{4V_{DC}}{\pi} \sin \omega t \quad \cdots\cdots\cdots(8)$$

となり、 v_{21} の実効値を V_{21} とおくと、直流出力電圧 V_{DC} は式(9)で表される。

$$V_{DC} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} V_{21} \quad \cdots\cdots\cdots(9)$$

直流出力電圧 V_{DC} により負荷抵抗 R_L で消費される電力は、全てイミタンス変換器の出力電圧 v_2 の基本波成分 v_{21} により R_0 に供給されると仮定すると、

$$R_0 = \left(\frac{V_{21}}{V_{DC}} \right)^2 R_L \quad \cdots\cdots\cdots(10)$$

となる。式(10)に式(9)を代入すると、

$$R_0 = \frac{8}{\pi^2} R_L = 0.81R_L \quad \cdots\cdots\cdots(11)$$

となり、イミタンス変換器の出力端から見た等価抵抗 R_0 は負荷抵抗 R_L の約 0.81 倍となる。ただし、この比率は最大効率のときで、 v_2 の波形変化とともに比率は下がっていく。

イミタンス変換器は、特性インピーダンス Z_0 と等価抵抗 R_0 が同じ値のとき最大効率になる。 Z_0 は 10Ω であるから R_L が 12.3Ω のとき $Z_0=R_0$ になる。図 5 で R_L が 12.3Ω の付近で最大効率になっている。効率 η は、最大で 98.5% になった。

図 4 負荷抵抗 R_L に対する定常特性
Fig.4 load characteristics by simulation

図 5 イミタンス変換器の出力電圧の波形

Fig.5 Output voltage waveforms of Imittance Converter

5. 出力電流 I_{DC} の近似計算

図 3 のシミュレーション波形を見ると負荷抵抗が小さいとき i_2 は、ほぼ正弦波になっているが、負荷抵抗が大きいときは不連続となる。 I_{21} は i_2 の基本波成分で、イミタンス変換器の入力電圧 V_1 が一定の場合、 I_{21} は振幅が一定となる。直流出力電流 I_{DC} は i_2 の平均値であるから、基本波成分の含有率が変わると出力電流が変動する。出力電流 i_2 は、負荷抵抗 R_L が大きくなると電流の流れる時間が少なくなり、ピーク値が大きくなる。図 6 は、負荷抵抗 R_L が 60Ω のときの、 v_1 、 v_2 、 i_2 、と v_C (計算値)を示している。

I_{DC} の近似計算は i_2 の波形を正弦波の一部で近似することで行う。図 7 のように、 i_2 は π でピークになる周波数 f_r の正弦波を $\theta(=\pi-2\theta_1)$ の間、切り取った波形で近似できる。

角度 θ_1 は次のようにコンデンサ電圧 v_C から推定する。

$i_2=0$ の間は、図 2 の変圧器の 2 次側の 2 つの巻線の電圧 $2V_1$ は 2 つの SL で分圧されて v_2 に現れないので、 v_2 は v_C

に等しい。 v_C はほぼ正弦波となるので式(12)で表す。

$$v_C = \sqrt{2}V_C \sin(\omega t - \theta_v) \dots\dots\dots(12)$$

ただし、 θ_v : v_1 と v_C の位相差

ここで、 v_C の振幅は、 $2V_1$ と v_2 の振幅 V_{DC} のベクトル和と仮定する。 v_1 と v_2 は、ほぼ位相が $\pi/2$ 違うので v_C の波形は式(13)となる。

$$\sqrt{2}V_C = \sqrt{(2\sqrt{2}V_1)^2 + V_{DC}^2} \dots\dots\dots(13)$$

図 6 に示すように、 v_C が V_{DC} と等しくなる角度を $2\theta_1$ とすると角度 θ_1 は式(14)となる。

$$\pi - 2\theta_v = 2\theta_1 = \sin^{-1}\left(\frac{V_{DC}}{\sqrt{2}V_C}\right) \dots\dots\dots(14)$$

式(13)、(14)より θ_1 は V_1 と V_{DC} の関数である。

図 6 負荷抵抗 R_L が 60Ω のときの v_1 、 v_C 、 v_2 、 i_2
Fig.6 Waveforms of current i_2 , voltage v_1 , v_C , v_2 for simulation and calculation at $R_L=60\Omega$

図 7 負荷抵抗 R_L が 60Ω のときの出力電流 i_2 のシミュレーション波形と近似正弦波
Fig.7 Waveforms of current i_2 for simulation and calculation at $R_L=60\Omega$

この θ_1 を i_2 が流れ始める角度とする。図 7 のように i_2 近似正弦波を $\theta_1 \sim \pi - \theta_1$ の間、切り取ると i_2 の近似波形は式(15)となる。

$$\begin{aligned} i_2 &\cong I_a (\sin \omega t - \sin \theta_1) \quad (\theta_1 < \omega t < \pi - \theta_1) \\ &\cong 0 \quad (0 < \omega t < \theta_1, \pi - \theta_1 < \omega t < \pi) \end{aligned} \dots\dots\dots(15)$$

式(15)の i_2 の基本波成分 I_{21} は、フーリエ展開より、式(16)で表される。

$$\sqrt{2}I_{21} = I_a \frac{4}{\pi} \left\{ \frac{\pi}{4} - \frac{\theta_1}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\theta_1 - \sin \theta_1 \cos \theta_1 \right\} \dots\dots\dots(16)$$

また、 I_{21} は電源電圧 V_1 をイミタンス変換器で定電流に変換したものであるから式(7)より式(17)で表せる。

$$\sqrt{2}I_{21} = \frac{\sqrt{2}V_1}{aZ_0} \dots\dots\dots(17)$$

式(16)、(17)より I_{21} を消去すると式(18)となり、

$$\begin{aligned} I_a &= I_{21} \cdot \frac{1}{\frac{4}{\pi} \left\{ \frac{\pi}{4} - \frac{\theta_1}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\theta_1 - \sin \theta_1 \cos \theta_1 \right\}} \\ &= \frac{\sqrt{2}V_1}{aZ_0} \cdot \frac{1}{\frac{4}{\pi} \left\{ \frac{\pi}{4} - \frac{\theta_1}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\theta_1 - \sin \theta_1 \cos \theta_1 \right\}} \end{aligned} \dots\dots\dots(18)$$

近似正弦波の振幅 I_a は θ_1 の関数である。 Z_0 は特性インピーダンスで、 a は変圧器の変圧比である。

出力電流 I_{DC} は、式(15)の i_2 の平均値として式(19)で計算でき、

$$\begin{aligned} I_{DC} &= \frac{2}{\pi} \int_{\theta_1}^{\pi - \theta_1} i_2 d\omega t \\ &= I_a \frac{2}{\pi} \left\{ \cos \theta_1 - (\sin \theta_1) \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \theta_1 \right) \right\} \end{aligned} \dots\dots\dots(19)$$

I_a は θ_1 の関数であり、 θ_1 は V_1 と V_{DC} の関数であるから、 V_{DC} より計算できる。

図 8 に式(19)による I_{DC} の計算値とシミュレーション値の比較を示す。図 8 を見ると、よく一致している。

6. 方形波入力の場合の出力電流 I_{DC} の近似計算

図 2 で電源電圧 v_1 が方形波の場合は、方形波入力電圧 v_1 の基本波成分 v_{11} が前節までの正弦波入力電圧 v_1 に等しいと仮定することで、正弦波入力のとときと同じ計算方法で出力電流 I_{DC} を計算することができる。

方形波入力電圧 v_1 の基本波成分 v_{11} の実行値 V_{11} は、式(20)で計算できる。

$$V_{11} = \frac{2\sqrt{2}V_{in}}{\pi} \sin \frac{\alpha\pi}{2} \dots\dots\dots(20)$$

ただし V_{in} は振幅で、 α は方形波のデューティファクタである。

図 9 は、方形波入力(PWM 入力)のとときと、正弦波入力のとときの出力電流 I_{DC} を示している。 I_{DC} は、ほぼ同じ値になっている。

図 8 計算値（実線）シミュレーション値（点）
Fig.8 Calculated values and simulated values

図 9 出力電流
Fig.9 Output Current

7. フィードバック制御

直流定電流出力の変動率を改善するため図 2 の電源電圧 v_1 を PWM インバータの出力に替え、フィードバック制御する。

図 10 に直流定電流源の回路構成を示す。方形波入力電圧 v_1 はイミタンス変換器によって定電流 i_2 に変換され、コンデンサインプットの整流回路によって直流出力電流 I_{DC} となり負荷抵抗 R_L に流れる。

フィードバック制御は、電流 i_{RS} を検出回路(ゲイン：-40dB)で検出し、LPF でノイズを取り除き、指令値との差を補償回路で増幅して PWM の制御を行う。

方形波入力電圧 v_1 の周波数を 20kHz とし、図 10 の回路でシミュレーションを行った。リアクトル L 以外は理想素子とし、 L の損失は直列の R で考慮している。

図 11 に指令値 5.7A の場合の負荷特性を示す。フィードバック制御により、直流出力電流 I_{DC} がほぼ一定になっている。イミタンス変換器の出力電流の基本波成分 I_{21} とイミタンス変換器の入力電圧の基本波成分 V_{11} が比例している。イミタンス変換器の入力電流の基本波成分 I_{11} とイミタンス変換器の出力電圧の基本波成分 V_{21} がほぼ比例している。

図 10 のイミタンス変換器を使用した直流定電流源について負荷抵抗 R_L を、2 Ω 、10 Ω 、30 Ω として V_{ov} の指令値に 10% の交流信号 v_{ov} を加えて、シミュレーションを行った。

図 10 の補償回路、LPF、フィードバックループのボード線図を図 12 に示す。フィードバックループのゲインと位相は、ゲイン 0dB の誤差検出回路 E_1 の出力から LPF 出力 v_{cf} までの伝達関数である。ゲインの傾きは、-20dB/dec、位相は 90° でほとんど変化しない。補償回路のゲインは 1Hz で 90dB あり、-20dB/dec の勾配で減少し、30Hz 以上になると 60dB 一定となる。LPF のカットオフ周波数は 30Hz である。

図 10 の補償回路の出力から検出回路まで(変調回路・PWM インバータ・イミタンス変換器・整流回路・検出回路)の総合ゲインと総合位相を図 13 に示す。図 13 のゲインと

位相は、負荷抵抗 $R_L=10\Omega$ の場合であるが、 R_L が変わっても特性は変化しない。補償回路の出力から検出回路までのゲインと位相はシミュレーションにより読み取ることが難しいので、フィードバックループゲインから補償回路、LPF の特性を引くことにより算出した。ゲインは一定、位相はほぼ 0° で変化しない。変調回路から整流回路までには、イミタンス変換器を含めて 3kHz 以下では周波数特性が変化する要因でないことがわかる。

図 11 負荷特性
Fig.11 A load characteristic

図 10 直流定電流源の回路のフィードバック制御
Fig.10 Feedback Control of DC Power Supply

図 14 にクローズドループの場合のボード線図を示す。 v_{ov} から I_{DC} までの特性である。 $R_L=10\Omega$ のときは LPF の時定数と、 $C_S R_L$ の時定数がほぼ同じ値なので LPF 出力の特性に近い平坦な特性になっている。 $R_L=2\Omega$ 、 30Ω については時定数が LPF の時定数と違うので平坦な特性になっていない。LPF のカットオフ周波数約 30Hz 以下では常に平坦な特性となる。

図 15 はフィードバックなし(図 9 の I_{DC})とフィードバック制御(図 11 の I_{DC})の、出力電流 I_{DC} を示す。フィードバックなしのときの出力電流 I_{DC} の変動率は 15.6%である。フィードバック制御によって I_{DC} の変動率を 0.081%に改善することができた。

図 12 ボード線図 ($R_L=10\Omega$)
Fig.12 A bode diagram ($R_L=10\Omega$)

図 13 ボード線図 ($R_L=10\Omega$)
Fig.13 A bode diagram ($R_L=10\Omega$)

図 14 ボード線図(クローズドループ)
Fig.14 A bode diagram (Closed loop)

図 15 出力電流
Fig.15 Output Current

8. むすび

イミタンス変換器の出力電流は、入力電圧に比例する。イミタンス変換器の入力電圧を一定にし、出力を整流すれば定電流電源となる。コンデンサインプット形整流回路を接続すると出力電圧が小さい時は、イミタンス変換器の出力電流は正弦波に近づき、イミタンス変換器の出力電圧は方形波となる。出力電圧が大きい時は、イミタンス変換器の出力電流は不連続となり、その電圧は台形波となる。整流回路の負荷抵抗が大きい方が直流出力電流の変動は小さい。

ハーフブリッジ形イミタンス変換器にコンデンサインプットの整流回路をつけたとき、ハーフブリッジ形イミタンス変換器の出力端から見た等価抵抗は、整流回路の負荷抵抗より小さい値に見える。

整流回路を接続したイミタンス変換器の出力電流の近似計算法を示した。その計算値とシミュレーション値はほぼ一致した。

イミタンス変換器の出力を整流した電流をフィードバック制御すると、広範囲の負荷に対して安定なループ特性を得ることができる。

簡単なフィードバック制御で出力電流の変動率を改善することができた。

文 献

- 1.) 入江, 野矢: イミタンス変換器と整流回路を用いた直流定電流電源, パワーエレクトロニクス学会誌, JIPE 30-7, PP. 57-63 (2005)
- 2.) 入江, 高山: ハーフブリッジ形イミタンス変換器, 電気学会論文誌, 126-11, PP. 1598-1599 (2006)
- 3.) 田村拓也, 入江寿一: 整流回路を接続したハーフブリッジ形インダクタンス変換器の解析, 電気関係学会関西支部連合大会, G3-5 (2005-11)
- 4.) 五十嵐由之, 田村拓也, 入江寿一: イミタンス変換器を使用した直流電流源の負荷変動特性, パワーエレクトロニクス学会, 若手のための発表会, 5(2005-12)

- 5.) 五十嵐由之, 入江寿一: イミタンス変換器を使用した直流定電流源, 電気学会産業応用部門大会, YPC-08 (2006. 8)
- 6.) 五十嵐由之, 入江寿一: イミタンス変換器を使用した直流定電流源の出力特性, 電気関係学会関西支部連合大会, G5-5 (2006. 11)
- 7.) 五十嵐由之, 入江寿一: イミタンス変換器を使用した直流定電流源の解析, 電気学会産業応用部門大会, R1-12, 1-83 (2007. 8)

入江寿一 (会員) 1973 年 4 月 21 日生まれ。1960 年 3 月大

阪府立大学工学部電気工学科卒業。同年 4 月シャープ(株)に入社。1964 年大阪府立大学工学部、助手、助教授。1990 年 4 月大阪電気通信大学工学部電子機械工学科教授。工学博士。計測自動制御学会、パワーエレクトロニクス学会、IEEE 会員。

五十嵐由之 (学生員) 1982 年 8 月 12 日生まれ。2005 年 3

月大阪電気通信大学電子機械工学科卒業。同年 4 月大阪電気通信大学大学院工学研究科修士課程制御機械工学専攻に入学。在学中。電気学会学生会員。

【質疑】

土井 敏光 様

(株)ダイヘン溶接機事業部 第一技術部

【質問 1】 負荷で消費される電力は、すべてイミタンス変換器の出力の基本波成分により供給されると仮定しているが、重負荷時は v_2 の波形ひずみが大きくなって、近似が成り立たないのではないのでしょうか。

【回答 1】 v_2 が方形波の場合、イミタンス変換器の出力端から負荷を見たときの等価抵抗 R_0 は、直流出力の負荷抵抗 R_L の 0.81 倍です。 v_2 の波形が変わると比は変わります。今の場合 $R_L=12.3\Omega$ で 0.81 倍、 $R_L=60\Omega$ で 0.75 倍となっています。

【質問 2】 図 5 で最大効率が 98.5%になったとありますが、シミュレーション回路には負荷以外に電力を消費する部分がないように見られますがどうでしょうか。

【回答 2】 イミタンス変換器の正弦波に対する効率の理論式は下記の式⁽²⁾で求められます。今回のシミュレーションはイミタンス変換器の $Q=100$ 、特性インピーダンス $Z_0=10\Omega$ で、等価抵抗 $R_0=10\Omega$ となる $R_L=12.3\Omega$ のとき、最大効率の理論値は $\eta=99\%$ となります。差の 0.5%については、詳しくは検討していません。 i_2 の波形率による損失増加もあると考えられます。

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{1}{2Q} \left(\frac{Z_0}{R_0} + \frac{R_0}{Z_0} \right)}$$

【質問 3】 出力電流 I_{DC} を式(17)で求めシミュレーション結果と比較していますが、これはシミュレーション波形がどれだけ正弦波に近似できるかを評価しているものと思われます。この評価にどういう意図があるのでしょうか。

【回答 3】 特性方程式を解いて出力電流 I_{DC} を計算すれば、シミュレーション結果にほぼ一致した計算結果を得ることができます⁽²⁾。今回提案する計算方法は簡単に出力電流 I_{DC} が計算でき、実用的な式にしました。実用的な式でどれだけ出力電流 I_{DC} がシミュレーション値と一致するか確認するためのものです。

【質問 4】 式(14)で現れる近似正弦波のピーク値 I_a はどうやって決定するのでしょうか。

【回答 4】 周波数が電源周波数に等しい正弦波電流で、 i_2 の導通角 θ で切り取った波形の基本波成分が、イミタンス変換器出力電流の基本波 I_{21} に等しい正弦波電流のピーク値です。

【質問 5】 図 8 で出力電圧が低い領域で計算値とシミュレーション値の誤差が大きくなっていますが、なぜでしょうか。

【回答 5】 計算でイミタンス変換器出力電流 i_2 の近似正弦波

は、導通角 θ で電源電圧と同じ周波数の正弦波の一部で近似します。出力電圧が大きいときは、イミタンス変換器入力電圧の v_1 と v_2 の位相がほぼ $\pi/2$ となりますが、出力電圧が小さいところでは、 v_1 と v_2 の位相が $\pi/2$ と違うために式(12)と式(13)で計算した θ を推定するときに誤差が生じ、出力電流の計算にも誤差が生じます。

【質問 6】 図 10 に示される直流電源 V_{d1} 、 V_{d2} 、 V_{d3} は何のためにあるのでしょうか。

【回答 6】 電圧 0 の電源で、電圧降下なしにその点での電流を検出するためのものです。PSpice での手法です。

【質問 7】 図 10 のイミタンス変換器部分の励磁インダクタンスに相当する部分が 10H で漏れインダクタンスも $159\mu H$ と非常に大きな値で、このような変圧器が実現可能ですか。

溶接機の場合、二次電流の実効値が 500A 程度になることもあります。この電流が許容できる導体で 10H のインダクタンスを得る変圧器は実現困難に思われます。

【回答 7】 今回の変圧器はシミュレーションのための理想変圧器です。10H という値はインピーダンスが無大と仮定できるような大きい値にしています。

漏れインダクタンスを所定の値にするには、漏れ変圧器のような磁気回路にする必要があります。

【質問 8】 図 10 の補償回路の設計はどの様に行いましたか。

【回答 8】 300Hz でループゲインを 0dB にするゲインをもち、0 点周波数を LPF のカットオフ周波数 30Hz にあわせたものです。

【質問 9】 図 14 でフィードバックがある場合に、理論値とシミュレーション値がほぼ一致しているが、フィードバックをかけた場合の計算値はどうやって計算していますか。イミタンス変換器の入力である式(18)で計算される v_{11} は、ブリッジのオンデューティーによって変化するのではないですか。

【回答 9】 フィードバックがある場合は、指令値と検出した電流の誤差を補償回路で増幅した出力電圧でデューティー比が決まります。デューティー比が変化して、インバータ出力の基本波成分が制御できます。フィードバックの特性は、基本波成分のみで計算しています。