招待講演 JIPE-34-2

イミタンス変換器

大阪電気通信大学
入江 寿一

(入江先生には、平成 20 年 4 月 19 日、第 172 回定例研究会においてご講演頂きました)

イミタンス変換器

正員 入江 寿一*

Immittance Converter

Hisaichi Irie *, Member

The immittance converter has the input impedance that is proportional to the admittance of the load connected across output terminals. Therefore, in this converter, the output current is proportional to the input voltage and the input current is proportional to the output voltage. Consequently, it converts a constant voltage source into a constant current source and a constant current source into a constant voltage source.

It is well known that the quarter-wavelength transmission line shows immittance conversion characteristics. However, it has very long line length for inverters switching frequency, and is not suitable for power electronics application. So we introduced five types of immittance converters that consist of lumped elements L, C and show improved immittance conversion characteristics at a resonant frequency. After that many types of immittance converter are developed and applied to some applications.

キーワード：イミタンス変換器，電力変換器，効率，定電流，高周波リンク

Keywords : Immittance converter, power converter, efficiency, constant current, high-frequency link

1. まえがき

イミタンス変換器のパワーエレクトロニクスへの応用は，電圧-電流変換が容易に行えることで，電流源を容易に作れることである。また，負荷に影響されないで精密な電流波形を得たい場合，電圧波形を精密に制御し，その後に電圧-電流変換すれば容易に電流波形を制御できる。

共振形のイミタンス変換器は LC 受動素子のみで構成でき，共振周波数のみで電圧-電流変換特性を示す。一定の周波数を用いる高周波リンクに挿入して使用すれば，イミタンス変換器にとっても好都合である。また，高周波リンクに変圧器を使用するものは，トランスの励磁インダクタンスを共振 L として使用したり，中点タップを使用するなどでイミタンス変換器の素子数を減少できる。

筆者は 1996 年に最初の発表⁽¹⁾をして以来，イミタンス変換器の研究に携わってきた。現在までに分かっているイミタンス変換器の形式と特性，応用について述べる。

2. トランスとイミタンス変換器⁽²⁾

図 1 は 4 端子回路で表した変圧器とイミタンス変換器である。変圧器は式(1)の特性を持っており，入力インピーダンス $\dot{Z}_1$ は式(2)のように負荷インピーダンス $\dot{Z}_2$ に比例する。

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & 0 \\ 0 & \frac{1}{a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

ただし，a：巻き線比

$$\dot{Z}_1 = \frac{\dot{V}_1}{\dot{I}_1} = a^2 \dot{Z}_2 \dots\dots\dots (2)$$

これに対してイミタンス変換器は，式(3)の特性を持ち，入力インピーダンスは式(4)である。

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm jZ_0 \\ \pm j\frac{1}{Z_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

ただし， Z_0 ：特性インピーダンス

$$\dot{Z}_1 = \frac{\dot{V}_1}{\dot{I}_1} = \frac{Z_0^2}{\dot{Z}_2} \dots\dots\dots (4)$$

このように，入力インピーダンスが負荷のアドミタンスに比例することから，イミタンス変換器と名付けている。

変圧器とイミタンス変換器は共に電力変換器であって，定電圧入力に対する出力特性は図 2 となり，変圧器は電圧-電圧変換器であるのに対して，イミタンス変換器は電圧-電流変換器である。定電圧源とイミタンス変換器を用いて定電流源を得るときは，フィードバックによる定電流動作のように

* 大阪電気通信大学
Osaka Electro-Communication University
E-Mail:h.irie@mem.iee.or.jp

負荷電圧範囲が電源電圧で制限されることはない。したがって、負荷を解放することはできない。

3. 4分の1波長線路

図3の分布定数回路の長さ l が速度 v 周波数 f の4分の1波長に等しいとき

$$f = v/4l \cdots \cdots (5)$$

のときイミタンス変換特性を示すことは従来からよく知られている。図4のようにスミスチャートの上で動作点が半回転し、通常ジャイレータ⁽³⁾と呼ばれている。高周波の伝送回路ではインピーダンス変換器としてよく利用されているが、パワーエレクトロニクスでよく使われる周波数では線路長が長く、電力変換器としては使用困難である。

4. フィルタ形イミタンス変換器

集中定数であるLCで構成した共振形イミタンス変換器

図1. 変圧器とイミタンス変換器
Fig.1. Transformer and Immittance converter.

図2. 定電圧入力に対する出力特性
Fig.2. Output characteristics.

図3. 分布定数回路
Fig.3. $\lambda/4$ transmission line.

図4. スミスチャート
Fig.4. Smith chart

⁽⁴⁾は小型軽量で高い効率が得られる。共振周波数でのみイミタンス変換特性を持ち、電源が複数の周波数成分を持つときは重ね合わせの定理が適用できる。

図5はフィルタと同じ回路構成の5種類のイミタンス変換器を示す。(a) (b)はLPF, (c) (d)はHPFと同じ回路構成で、(e)はオールパスフィルタの回路構成である。形式名は、素子の配置と入力側から順に素子の名前を並べたものであって、いずれも回路のカットオフ周波数(共振周波数)を電源周波数と一致させたものである。

共振周波数 f_r と特性インピーダンス Z_0 を定義する。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdots \cdots (6)$$

図6はT-LCL形イミタンス変換器の周波数特性(縦軸： $Z_0 I_2/V_1$)を示す。パラメータは Z_2/Z_0 で $= 0.01, 0.2, \cdots \cdots 2.0$ で1.0を太線で表し、 Z_2 増加で減少する。定電圧入力に対して共振周波数 f_r で定電流出力となっている。共振周波数の $\sqrt{2}$ 倍 f_n で定電圧出力になっているが、普通この周波数に

図5. 共振形イミタンス変換器
Fig.5. Resonance type immittance converters.

図6. T-LCL形の周波数特性
Fig.6. Frequency characteristics of T-LCL type Imm. Conv.

高調波は存在しない。

5. T-LCL 形イミタンス変換器の特性

T-LCL 形は元来 LPF であるから高調波は減衰するので、インバータ等のパワーエレクトロニクス装置と組み合わせてあわせて使用するのに適する。

〈5・1〉 負荷変動⁽²⁾ L の Q を入力側 Q_1 とすると

$$I_2 \approx \frac{V_1}{Z_0} - \frac{V_2}{Q_1 Z_0} \dots\dots\dots (7)$$

のようになり、第 1 項は電圧－電流変換項、第 2 項は変動項である。 $Q_1=100$ ならば、 $V_2=0 \sim 2V_1$ で変動は 2 % である。

〈5・2〉 効率⁽²⁾ L の Q を出力側 Q_2 とすると負荷力率が 1 のときの効率 η は、

$$\eta \approx 1 - \frac{1}{Q_1} \frac{Z_2}{Z_0} - \frac{1}{Q_2} \frac{Z_0}{Z_2} \dots\dots\dots (8)$$

となる。 $Q_1=Q_2$ ならば、最大効率は $Z_2=Z_0$ ($V_2=V_1$) のときに得られ $Q=100$ ならば 98 % となる。実験では、最大の Q は 140 で最大効率 98.7 % が得られた。

なお、図 5 (a)～(d) の形式に対して最大効率は同じである。

〈5・3〉 周波数偏差⁽⁵⁾⁽⁶⁾ イミタンス変換器の共振周波数 ω_r と電源の周波数 ω は一致していないのが普通である。周波数偏差が $\Delta\omega$ のとき等価回路は図 7 となり、 L_r' と C から成る特性インピーダンス Z_0' のイミタンス変換器と直列の ΔL で構成される。

$$Z_0' = \left(\frac{\omega_r}{\omega} \right) Z_0 \dots\dots\dots (9)$$

式(7)のように I_2 が変化し、 ΔL は変動を大きくする。図 8 の

図 7. $\omega = \omega_r + \Delta\omega$ における等価回路
Fig.7. Equivalent circuit for $\omega = \omega_r + \Delta\omega$.

図 8. 周波数偏差と出力電流変動
Fig.8. Frequency deviation and current regulation.

例が示すように周波数偏差 $\pm 5\%$ 以内が目安となる。

〈5・4〉 過渡特性⁽⁷⁾ 定電圧インバータからイミタンス変換器を通じて負荷を定電流駆動している状態で、負荷を解放したときの出力電圧は、電源電圧を E 、インバータの周波数を f_0 、出力電圧の包絡線を v_{2env} で表すと図 9 となり

$$v_{2env} = 4Ef_0 t \dots\dots\dots (10)$$

の電圧上昇となる。インバータの半周期毎に $2E$ 増加し、最終値は E の Q 倍となり危険である。 V_2 を検出してインバータの全素子をオフにすれば保護できる。

イミタンス変換器の入力電流 I_1 は式(3)より

$$I_1 \approx \frac{V_2}{Z_0} \dots\dots\dots (11)$$

のように V_2 に比例するので、 I_1 で負荷の解放を検出することもできる。

〈5・5〉 包絡線の周波数応答特性⁽⁸⁾ 負荷電流 I_2 を任意の波形としたい場合、 V_1 の包絡線を目的の波形として供給し、イミタンス変換器によって電流に変換し、復調することにより目的の電流波形を得る。

図 6 の周波数特性で、キャリアを共振周波数とすると、比較的広いサイドバンド通過帯域を持っている。電源電圧を振幅変調したとき、 v_1 の変調度 M_1 に対する i_2 の振幅変調度 M_2 の比は、図 10 となる。電源周波数 20kHz に対して変調波は、ほぼ 3kHz 以下で平坦な周波数特性を持っている。

図 1 1 はこの方法で形成した太陽光発電系統連系インバータの実験波形で、出力 1kw 時のものである⁽⁹⁾。フィード

図 9. 負荷解放時の V_1 , I_1 , V_2
Fig.9. Waveforms of V_1 , I_1 and V_2 at open load and driving inverter off

図 10. 出力電流の周波数特性
Fig.10. Frequency characteristics of modulation factor M_1 for v_1 and M_2 for i_2

図 1 1. 系統連系インバータの電流波形
Fig.11. Waveform of utility interactive inverter.

バック制御なしで、歪み率約3%が得られた。この電流波形は、系統の電圧波形や電圧実効値にはまったく影響されない。この方法は任意電流波形の発生に応用できる⁽¹⁰⁾。

〈5・6〉 周波数特性の改善⁽¹¹⁾ 図 1 2 は T-LCL 形イミタンス変換器の出力側に並列コンデンサを追加し、それに相当するだけ入力側の L を減少したものである。図 1 3 のように π -CLC 形との中間的な周波数特性となり、特に $p=0.5$ のとき、共振周波数における電流の周波数変化が 0 となる。周波数偏差に対して電流変化が小さい。

図 12. T-LCLC 形イミタンス変換器
Fig.12. T-LCLC type immittance converter.

図 13. T-LCLC 形の周波数特性
Fig.13. Frequency characteristics of T-LCLC type Imm. Conv.

図 14. コンデンサインプット整流回路
Fig.14. Capacitor input rectifier.

さらに素子数が増えると⁽¹²⁾特性は 4 分の 1 波長線路に近づく。

〈5・7〉 負荷に整流回路を接続 直流定電流を使用する場合、振幅変調電流を復調してその包絡線波形を使用する場合は、イミタンス変換器の負荷としてまず整流回路を接続することになる。T-LCL 形は出力インピーダンスが誘導性であるから、コンデンサインプット形の整流回路⁽¹⁴⁾が適合する。

波形が正弦波でなくなるので、イミタンス変換器の出力電流 i_2 の基本波成分は式(7)できまる一定値であるが、直流出力は i_2 の平均値であるから、 V_2 の上昇で導通角が小さくなるにしたがって減少する。図 1 4 のイミタンス変換器から見た基本波に対する等価負荷抵抗 R_0 は v_2 が方形波のとき

$$R_0 = 0.81R_L \dots\dots\dots(11)$$

となる。

出力インピーダンスが容量性のイミタンス変換器には、チョークインプット形の整流回路⁽¹³⁾が適合する。イミタンス変換器から見た基本波に対する等価負荷抵抗 R_0 は i_2 が方形波のとき

$$R_0 = 1.23R_L \dots\dots\dots(12)$$

となる。

〈5・8〉 交流系統の高周波イミタンス変換リンク⁽¹⁵⁾ 共振形のイミタンス変換器は共振周波数でのみ動作できる

図 15. 三相定電流源の回路構成
Fig.15. Circuit configuration of a three-phase constant current source

図 1 6 三相負荷の電流波形
Fig.16 Current waveforms of three-phase load current.

ので、50、60Hzの低周波ではL、C素子が大型になる。一旦高周波に変換して高周波でイミタンス変換器を通じてリンクする。図15はリンク周波数 $f_0 = 20\text{kHz}$ で、サンプリング周波数 $f_s = 19.94\text{kHz}$ として60Hzの電流を三相の交流系統に供給するもので、図16はシミュレーション電流波形である。三相出力電流の合成ベクトル位相は f_0 と f_s の位相で決まるので、ベクトル制御ができる。

入力側も出力側と同じスイッチング回路にすれば、三相系統どうしの連系ができる。

(5・9) 非接触給電用高周波定電流源⁽¹⁶⁾ 磁気結合を使用した非接触給電は、ピックアップの励磁インダクタンスが小さく直列給電となるので、給電線に高周波定電流を供給する必要がある。図17はインバータ出力をT-LCLイミタンス変換器で電流源に変換しており、給電線のインダクタンスはイミタンス変換器の共振インダクタンスの一部として使用する。図18のように、インバータのPWM出力はLPF作用により正弦波電流となる。

受電用ピックアップ⁽¹⁷⁾では、受電した定電流出力をイミタンス変換器で定電圧に変換した後、整流して直流電力として使用する。

6. ハイブリッド形イミタンス変換器

図5(e)ハイブリッド形⁽¹⁸⁾は全域通過フィルタと呼ばれる回路で、特性インピーダンスの負荷に対して振幅は周波数によって変化せず、位相のみ 0° から 180° まで変化する。

周波数特性は図19(縦軸： $Z_0 I_2 / V_1$)のようにイミタンス変換特性を示す共振周波数以外に共振点は存在せず、振幅変調波に対して通過帯域が広い。直流および高周波では電源電圧がそのまま通過するので、方形波電源の場合はにチョークインプット形の整流回路を使用する等、高調波を減衰させる手段が必要である。

2つのLのQ平均値に対して、定電圧入力における出力

図17 高周波定電流電源の回路構成

Fig.17. Configuration of the high frequency constant-current power supply.

図18 電圧電流波形

Fig.18. Voltage and current waveforms.

電流は

$$I_2 \approx \frac{V_1}{Z_0} - \frac{1}{Q} \cdot \frac{V_2}{Z_0} \dots\dots\dots(13)$$

となり、変動率はT-LCL形の半分である。損失はT-LCL形の半分で、効率は

$$\eta \approx 1 - \frac{1}{2Q} \left(\frac{Z_2}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_2} \right) \dots\dots\dots(14)$$

$Q=100$ ならば、最大効率は99%である。

実験では最大効率99.3%を得ている。

(6・1) 三相イミタンス変換器⁽¹⁹⁾ 図20はハイブリッド形の変形回路の一つで、三相イミタンス変換器を示す。単相のイミタンス変換器のY接続またはΔ接続よりも素子の数が少ない。相順序により逆相回路と同相回路がある。同相回路は逆相回路とLとCの位置が入れ替わる。

電流 $\dot{I}_{2a}$ は線間電圧 $\dot{V}_{bc}$ から生成され、逆相回路の場合 $\dot{I}_{2a}$ の位相は $\dot{V}_{bc}$ より 90° 遅れで $\dot{V}_a$ と逆相になる。同相回路では 90° 進みで $\dot{V}_a$ と同相となる。

逆相回路の場合、出力電流は変動が小さい。

$$I_2 \approx \frac{1}{Z_0} V_1 - \frac{1}{\sqrt{3} Q Z_0} V_2 \dots\dots\dots(15)$$

逆相回路の場合、損失が小さく効率は高い。

$$\eta \approx 1 - \frac{1}{\sqrt{3} Q} \left(\frac{Z_2}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_2} - 1 \right) \dots\dots\dots(16)$$

$Q=100$ ならば最大効率は99.4%となる。

図19 ハイブリッド形イミタンス変換器の周波数特性

Fig.19. Frequency characteristics of hybrid tube imm.

三相電源 三相イミタンス変換器 三相負荷

図20 三相イミタンス変換器(逆相回路)
Fig.20. 3-phase immittance converter(Anti-phase circuit).

〈6・2〉 ハーフブリッジ形イミタンス変換器⁽²¹⁾ ハイブリッド形イミタンス変換器は、負荷の midpoint に対して対称形の回路となっているので、負荷の midpoint の電圧は常に電源電圧の半分 $V_1/2$ になっている。負荷の midpoint の電圧を変圧器の midpoint タップで固定し回路の半分を使用すれば、図 2 1 のハーフブリッジ形イミタンス変換器となる。

$$Z_0 = \sqrt{L/C}/2 \dots\dots\dots (17)$$
$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_2 &= -j \frac{1}{aZ_0} \dot{V}_1 - \frac{1}{2QZ_0} \dot{V}_2 \approx -j \frac{\dot{V}_1}{aZ_0} \\ \dot{V}_2 &= -jaZ_0 \dot{I}_1 - \frac{Z_0}{2Q} \dot{I}_2 \approx -jaZ_0 \dot{I}_1 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (18)$$

変圧器が漏れインダクタンスを持つ場合 図 22 のよう
に漏れインダクタンス SL だけ共振リアクトルを小さくし、

Figure 1 shows the equivalent circuit of a transformer. The primary side is connected to an AC voltage source v_1 with current i_1 . The transformer has a turns ratio of 1:1. The secondary side consists of two inductors SL in series with the primary, and a load consisting of an inductor $L(1-S)$ in series with a capacitor $C' = C/(1+S)$. The secondary current is i_2 . The voltage across the capacitor is v_2 .

Fig.23. Frequency characteristics of Fig.18.

変圧器の漏れインダクタンスが共振インダクタンスに等しい場合⁽²³⁾は、外部に共振リアクトルは必要とせず、変圧器とコンデンサだけでイミタンス変換器が構成できる。また、この場合の周波数特性は T-LCL 形と全く同じになる。

従来の絶縁型直流定電圧電源と全く同じ回路で、直流定電流出力が得られる。変圧器の漏れインダクタンスがある方が、高調波電流が抑制されて効率も変動率も向上するので、変圧器の結合係数は0.9以下でよい。図で R_1 、 R_2 は巻き線抵抗を模擬したもので、実際に接続する必要はない。

図 25 は実開昭 55-61709⁽²⁸⁾ (1978 出願) で、元々 LC 共振による定電流回路 (Boucherot 回路) であるが、たまたま

The schematic diagram shows an electrical control circuit. On the left, a switch labeled 12 is connected in series with a resistor labeled 5. This combination is connected to the primary winding of a transformer labeled 20. The secondary winding of transformer 20 is connected to a relay assembly labeled 25. The relay assembly 25 contains several internal contacts and is connected to a diode bridge rectifier labeled 26. One terminal of the diode bridge 26 is connected to ground, and the other terminal is connected to a resistor labeled 5. This resistor is connected to the primary winding of another transformer labeled 27. The secondary winding of transformer 27 is connected to a motor, represented by a rectangle and labeled 24.

– 25 –

ブリッジ接続したのでハイブリッド形イミタンス変換器となったものである。

図26は AT&Bell の Seidel⁽²⁹⁾ が PESC(1988)で発表したもので、AC 入力を方形波定電流とする。T-LCL 回路を電圧-電流変換回路として注目した最初の文献と思われる。実験のみで解析的な取り扱いは行われていない。

図27は NHK 広島の杉田氏等の発明(1988 出願)の「90 度移相回路」⁽³⁰⁾である。電力測定するための移相回路であるがインピーダンス変換も行える。接続はハーフブリッジ形イミタンス変換器である。

1996 年 3 月に、我々は最初の発表を行った⁽¹⁾⁽⁴⁾。

図28はイスラエルの Singer 等が PESC'96(1996 年 6 月)に発表したジャイレータの実験回路⁽³¹⁾である。Singer は以前からジャイレータを研究しており、この論文では 2 つのイン

図26 Sidel 90° 移相器を持つ高 PF コンバータ⁽²⁸⁾

Fig.26. Sidel: 90° phase shifter in high PF converter.

図27 杉田,中尾: 90 度移相回路⁽²⁹⁾

Fig.27. Sugita and Nakao: Disclosure of JPAT. 1989-291509.

図28 Singer ジャイレータの実験回路⁽³⁰⁾

Fig.28. Singer: Experimental setup of gyrator.

図29 Pollock: 簡単な定周波定電流電源⁽³¹⁾

Fig.29. Pollock: Simple CFCC power supply.

バータ回路を 4 分の 1 波長線路で結び、ジャイレータ特性を持つ変換器を提案した。実験は、50kHz では線路が長すぎるので T-LCL で代用したもので効率は 77 %であった。

図29は英国の Pollock が Electronics Letters(1997)⁽³²⁾に発表したもので、回路は T-LCL である。 $L_s = L_L$ で C_p と共振するとき負荷に定電流が供給されると述べている。外国でイミタンス変換器の解析をした最初の文献と見られる。

最近の動き 図30は高周波加熱への応用⁽³³⁾で、イミタンス変換器の例は $\lambda/4$ 線路である。

図31はグロー放電プラズマの定電流電源⁽³⁴⁾に応用したもので、イミタンス変換器の例は T-LCL 形である。

図32はプラズマ核融合の誘導コイルにパルス状の高周波定電流を流す電源回路⁽³⁵⁾である。インバータ周波数は 1.7MHz, 繰り返し 500Hz で $V_1 = 300V$, ピーク $I_2 = 300A$, を供給する。

9. むすび

図30 高周波加熱への応用⁽³²⁾

Fig.30. Disclosure of JPAT. 2002-280160

図31 常圧プラズマ処理方法および装置⁽³³⁾

Fig.30. Disclosure of JPAT. 2003-203800

図32 プラズマ放電コイル用高周波定電流電源⁽³⁵⁾

Fig. 32. RF constant current power supply for induction coil in plasma discharge.

1996 年以前の文献を探し続けているが、電力変換特性に注目したものはほとんど無く、わずかな実験例は T-LCL 形である。

用語に関して、主として通信伝送系で使用されている「ジャイレータ」はインピーダンス変換回路としか見られておらず、電圧-電流の変換を行う電力変換器であることを表現するためには不適当と考えた。呼び名として IEEE Standard に載っている "Immittance converter" を採用し、和名はイミタンス変換器とした。T-LCL 等の呼び方は電気回路ではよく使うものである。

回路方式では、スイッチングを使うものは未開発である。等価的に大きな L, C が実現できれば低周波での応用が可能となる。

応用に関してはほとんど未開発である。直流、交流の定電流を必要とする負荷はもちろん、電池の充電や交流系統への電力供給など定電圧特性の負荷に対して有効と考えられる。多くの研究者の参加を望みたい。

文 献

- (1) 山名晴久・入江寿一：「イミタンス変換器を使用した電力変換装置」, 電気学会全国大会, 817 (1996-3)
- (2) 大西, 入江, 櫻井, 山名：「イミタンスコンバータの効率特性に関する検討」, パワーエレクトロニクス学会誌, Vol.24, No.1, pp.56-62 (1998)
- (3) 矢崎・武部：「伝送回路網およびフィルタ」p.168 (1972)電子通信学会
- (4) H.Irie and H.Yamana : "Immittance Converter Suitable for Power Electronics", *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 124, No.4 pp.53-62 (1998)
入江寿一・山名晴久：「パワーエレクトロニクスに適するイミタンス変換器」, 電気学会論文誌, Vol.117D, No.8, pp.962-969 (1998)
- (5) 櫻井敦子・入江寿一・山名晴久・大西恭三：「周波数微小変化に対するイミタンス変換器の出力特性」, 電気学会産業応用部門大会, 260, pp. III-133/136 (1999)
- (6) 櫻井敦子・入江寿一・山名晴久：「周波数微小変化に対するイミタンス変換器の実験結果」, 電気学会研究会資料, SPC-00-22 (2000)
- (7) 森洋喜, 入江寿一：「T-LCL 形イミタンス変換器の応答特性の改善」, 電気学会研究会資料, SPC-003-26 (2003)
- (8) 入江寿一, 森洋喜：「T-LCL 形イミタンス変換器の振幅変調波に対する応答特性」, 電気学会産業応用部門大会, R21-255, pp. 1335-1340 (2002)
- (9) 入江寿一・高下彰志・木村文彌・江口政樹・日吉孝蔵：「イミタンス変換器を用いた太陽光発電系統連系インバータ」, 電気学会論文誌, Vol.120D, No.3, pp.410-416 (2000)
- (10) 鈴木康広・M.A.Razzak・上杉喜彦・高村秀一：「SIT インバータとイミタンス回路による熱プラズマの高効率生成」, 電気学会半導体電力変換研究会, SPC-01-74 (2001)
- (11) H.Irie and H.Kishimoto : "T-LCLC Type Immittance Converter", *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 142, No3, pp.57-63 (2003)
入江寿一・岸本治樹：「T-LCLC 形イミタンス変換器」, 電気学会論文誌, Vol.122D, No.1, pp.51-57 (2002)
- (12) 和田圭二・八木聡・清水敏久・高木宏之・伊藤美知夫：「 π -LC 形イミタンス変換回路を用いた AC モジュール用インバータ」, 電気学会論文誌 IA, Vol.123, No.7, pp.842-848 (2003)
- (13) 入江寿一・野矢浩司：「イミタンス変換器と整流器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, Vol.30, pp.57-63 (2005)
- (14) 入江寿一・五十嵐由之：「イミタンス変換器と整流器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-33-20, Vol.33, pp. 164-171 (2008)
- (15) H.Irie and S.Ohashi : "A Three-Phase Constant-Current Source Using an Immittance Converter", *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 151,

No.4, pp.47-54 (2005)

入江寿一・大橋俊介：「イミタンス変換器を使用した三相定電流源」, 電気学会論文誌, Vol.124D, No.2, pp.153-159 (2004)

- (16) H.Irie and T.Yabuuchi : "High Frequency Constant-Current Power Supply in Non-Contact Energy Transfer System using Immittance Converter", *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 158, No3, pp.81-89 (2007)
入江寿一・飯内智浩：「イミタンス変換器を用いた非接触給電装置における高周波定電流源」, 電気学会論文誌 IA, Vol.125, No.11, pp.964-970 (2005)
- (17) H.Irie, N.Minami, Hideaki Minami and H.Kitayoshiand : "Non-Contact Energy Transfer System Using Immittance Converter", *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 126, No.4, pp.80-86 (2001)
入江寿一・南信之・南秀明・北吉晴芳：「イミタンス変換器を用いた非接触給電装置」, 電気学会論文誌, Vol.120D, No.6, pp.789-794 (2000)
- (18) H.Irie and Y.Kawabata : "Hybrid Type Immittance Converter", *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 128, No3, pp.58-64 (2001)
入江寿一・川端祐一：「ハイブリッド形イミタンス変換器」, 電気学会論文誌, Vol.121D, No.1, pp.113-124 (2001)
- (19) H.Irie and T.Nishisako : "Three-Phase Immittance Converter", *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 145, No1, pp.52-58 (2003)
入江寿一・西谷貴之：「三相イミタンス変換器」, 電気学会論文誌, Vol.122D, No.6, pp.569-574 (2002)
- (20) 木村紀之・森實俊充・谷口勝則・入江寿一：「イミタンス変換リンクを用いた電流形自励式直流送電用変換器」, 電気学会論文誌, Vol.121B, No.12, pp.1170-1175 (2001)
- (21) 入江寿一・高山長之：「ハーフブリッジ形イミタンス変換器」, 電気学会論文誌 IA, Vol.126, No.11, pp.1598-1599 (2006)
- (22) 田村拓也・入江寿一：「変圧器の特性を考慮したハーフブリッジ形イミタンス変換器」, 電気学会産業応用部門大会, YPC115 (2004)
- (23) 田村拓也・入江寿一：「変圧器の漏れインダクタンスを考慮したイミタンス変換器」, 電気関係学会関西支部連合大会, G3-04 (2004)
- (24) 小林和人, 黒田洋典, 入江寿一：「T-CTC 形イミタンス変換器の特性」, パワーエレクトロニクス学会誌, Vol.32, P.209 (2007)
- (25) 服部正蔵 中西雄太 入江寿一：「イミタンス変換器と倍電圧整流回路を持つ直流定電流電源」, パワーエレクトロニクス学会誌, JIPE-33-48, Vol.33, p.219 (2008)
- (26) 杉田正一 入江寿一：「定電流イミタンス変換器をドライブするインバータの自走発振」, パワーエレクトロニクス学会誌, JIPE-33-29, Vol.33, p.200 (2008)
- (27) 川上正光：「電子回路 I」pp.78-82 (1953), 「電子回路 II」pp.167-168 (1955) 共立全書
- (28) 竹本修文, 山添恭夫：「定電流調整器」, 実開 昭 55-61709 (1980)
- (29) H.Seidel : "A High Power Factor Tuned Class D Converter", *PESC'88*, pp.1038-1042 (1988)
- (30) 杉田忠雄・中尾浩：「90° 移相回路」, 特開 平 1-191509 (1989)
- (31) D.Shmilovits, S.Singer : "A Converter Topology with Gyrator Characteristics", *PESC'96*, pp.426-430 (1996-6)
- (32) H.Pollock : "Simple constant frequency constant current load-resonant power supply under variable load conditions", *IEE Electronics Letters*, Vol.33, No.18, pp.1505-1506 (1997)
- (33) 麻田, 近藤：「高周波解凍装置」, 特開2002-280160
- (34) 勢造, 屋良, 藤田：「常圧プラズマ処理方法および装置」, 特開2003-203800
- (35) M.A.Razzak, 高村, 上杉, 大野："Efficient Radio Frequency Inductive Discharge in Near Atmospheric Pressure Using Immittance Conversion Topology", プラズマ・核融合学会誌, Vol.81, No.3, pp.204-211 (2005)

入 江 寿 一

1937 年 4 月 21 日生。1960 年 3 月大阪府立大学工学部電気工学科卒業。同年シャープ株式会社に入社。主としてテレビ受像機の開発に従事。1964 年大阪府立大学助手, 助教授。1990 年大阪電気通信大学工学部電子機械工学科教授。2008 年定年退職。工学博士。電気学会, IEEE 会員。