大容量インバータの直流主回路における 高調波拡大現象の一抑制法

正員 川口 育夫* 正員 奥井 明伸*
正員 松瀬 貢規**

Suppression Method for Harmonic Magnification of DC Circuit in Large-Scale Inverter System

Ikuo Kawaguchi*, Member, Akinobu Okui*, Member, Kouki Matsuse**, Member

In a large-scale inverter system that uses a semiconductor switching device, a rectifier and an inverter are connected through a DC circuit. In this circuit, the harmonic magnification phenomenon is often induced by the inductance of distribution wires and the condenser to absorb the harmonic voltage and current. To suppress this harmonic magnification phenomenon, we propose a new suppression method to use the initial phase of the carrier wave. When some inverters operate in parallel at the same frequency, such as the inverters to drive LSM, it is possible to reduce the specific harmonic component of the total inverter input current due to PWM control by changing the phase of the carrier wave of each inverter. We studied a method of suppressing the magnification phenomenon of the specific harmonic near the resonant frequency of the DC circuit by using this principle and confirmed its performance by the digital simulation.

キーワード：インバータ，入力電流高調波，電力変換，PWM 制御，高調波抑制

Keywords: inverter, input harmonic current, power conversion, PWM control, harmonic suppression

1. まえがき

一般に、半導体スイッチング素子を使用した大容量のインバータシステムにおいては整流器とインバータは直流母線を介して接続され、変換器から発生する高調波電圧・電流の吸収用に整流器、インバータの双方にコンデンサが併設される。また、負荷急変時の直流電圧変動を抑制する必要がある場合は更にコンデンサが増設される。このような回路においては、高調波吸収および直流電圧安定化のためのコンデンサと直流母線のインダクタンスによって高調波共振現象が発生する場合がある。

このような高調波共振現象を抑制する方法については既に幾つか報告されているが^{(1)~(3)}、本論では、PWM 制御に起因する高調波成分の位相が搬送波の初期位相により変化することに注目した新しい抑制方法について提案している。この方法により、LSM 駆動用インバータのように同一出力

周波数で複数台のインバータを並列運転させる場合には各インバータ搬送波間の位相差を適切に制御することにより、トータルインバータ入力電流の特定高調波成分を抑制することが可能となる。この原理を用いて、直流主回路の共振周波数付近を通過する特定の高調波成分を低減し、共振現象を抑制する方法について検討し、ディジタルシミュレーションにより、この検討結果を確認している。

2. 直流主回路共振現象

大容量のインバータシステムにおいては、整流器とインバータは直流母線を介して接続される。このような回路においては、高調波吸収および直流電圧安定化のためのコンデンサと直流母線のインダクタンスによって高調波共振現象が発生する場合がある。共振現象が発生すると高調波電流によるコンデンサの温度上昇、高調波電圧による変換器主回路への過電圧印加、更に各装置の制御系に対し悪影響を及ぼすことになる。このような共振現象に対し、図 1 に示すような簡易な直流主回路モデルで検討を進める。

高調波吸収と直流電圧安定化のためのコンデンサは整流器側とインバータ側に分けて設置されている。インバータに着目すると、整流器は無限大のインピーダンスと見ることができ、複数台のインバータを 1 つの高調波発生源としている。図 1 の主回路定数を表 1 に示す。

* 鉄道総合技術研究所

〒185-0034 国分寺市光町 2-8-38

Railway Technical Research Institute

2-8238, hikari-cho kokubunji 185-0034

** 明治大学

〒214-8571 川崎市多摩区東三田 1-1-1

Meiji University

1-1-1, higashi-mita tama-ku Kawasaki 214-8571

図 1 直流主回路モデル

Fig. 1. The DC circuit model.

表 1 直流主回路モデルの回路定数

Table 1. The condition of DC circuit model.

Configuration	Constant
L_o	$40 \mu\text{H}$
R_o	$3\text{m}\Omega$
C_{inv}	1.52mF
C_{con}	$480 \mu\text{F}$

こうした回路では、当然のことながら共振現象が発生する回路構成となる。インバータ側から単位高調波電流 ($I_{INV}=1\text{A}$) を発生したときの各電流の周波数特性を図 2 に示す。各電流は並列共振周波数点 fr で 30 倍程度に拡大する。このように大容量インバータシステムの直流主回路においてはインバータから発生する高調波電流が並列共振現象によって拡大するとともに、直流電流に重畳することになる。

図 2 インバータ単位入力電流当たりのコンデンサ電流の周波数特性

Fig. 2. The harmonic characteristic of capacitor current at the inverter unit input current.

3. インバータ入力電流特性

3.1 インバータシステム構成 直流領域からの可変周波数と高電圧出力を必要とする LSM 駆動用インバータは図 3 に示すように複数のユニットインバータを出力変圧器で縦続接続した構成を採用している⁽⁴⁾。直流を含む低周波出力時 (低速主回路) においては出力変圧器の磁気飽和を抑制することと発生高調波の低減を図るため、最下段はハーフブリッジの並列接続 (HBP) とし、高周波出力時 (高速主回路) には全段をフルブリッジインバータ (FB) 構成とする切替方式を採用している。

3.2 インバータ入力電流高調波 図 4 はハーフブリッジインバータの PWM 制御の基本動作を示している。図中の出力電圧制御信号 e_c および搬送波信号 (三角波) e_s を以下のように表す。

$$e_c = a \sin(\omega_o t + \phi) \quad (1)$$

$$e_s = f(\omega_s t - \delta) \quad (2)$$

図 3 LSM 駆動用インバータの構成 (3 相)

Fig. 3. Configuration of the inverter to drive LSM.

ここで、 a : 変調率、 ω_o : 出力角周波数、 ϕ : 初期位相、 ω_s : 搬送角周波数、 δ : 搬送波の初期位相

出力電圧制御信号 e_c を搬送波信号 (三角波) e_s で非同期の PWM 制御を行うことにより、パルス状の出力電圧波形 v_o が得られる⁽⁵⁾。 δ は搬送波の初期位相であり、 δ を変化させることにより PWM 制御のタイミングが変化することになる。また、負荷に十分なインダクタンス成分が存在すると仮定すると、出力電圧がパルス状電圧でも、インバータの出力電流は次式のような正弦波で表すことができる。

$$i_o = I_o \sin\{(\omega_o t + \phi) - \psi\} \quad (3)$$

ここで、 ψ : 負荷力率角、 I_o : 出力電流値

インバータの入力電流はこの出力電圧波形の正側をスイッチング関数とし、出力電流と乗算することにより求めることができる⁽⁶⁾。

図 4 ハーフブリッジインバータの基本動作

Fig. 4. Fundamental operation of the half-bridge inverter.

このことから、3 相フルブリッジインバータの入力電流は (4) 式で表すことができる⁽⁷⁾。(4) 式において、第 1 項は直流成分を、第 2 項および第 3 項は PWM 制御に起因する高調波成分を示しており、第 2 項は (5) 式で、第 3 項は (6) 式で表される。

$$I_{INV3} = 3 \frac{a}{2} I_o \cos \psi + 6 I_{IPF}(2nf_s) + 6 I_{IPF}(2nf_s, 6kf_o) \quad (4)$$

$$I_{IPF}(2nf_s) = I_o \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{2n\pi} J_1(x_2) \cos \psi \cos(2n\theta_s - 2n\delta) \dots \dots \dots (5)$$

$$I_{IPF}(2nf_s, 6kf_o) = I_o \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2n\pi} \times [\{ J_{6k-1}(x_2) - J_{6k+1}(x_2) \} \cos \psi \cos(2n\theta_s - 2n\delta) + \{ J_{6k-1}(x_2) + J_{6k+1}(x_2) \} \sin \psi \sin(2n\theta_s + 6k\theta_o - 2n\delta) + \{ J_{6k-1}(x_2) - J_{6k+1}(x_2) \} \cos \psi \cos(2n\theta_s - 6k\theta_o - 2n\delta) - \{ J_{6k-1}(x_2) + J_{6k+1}(x_2) \} \sin \psi \sin(2n\theta_s - 6k\theta_o - 2n\delta)] \dots \dots \dots (6)$$

ここで、 $J_k(x_2)$: k 次のベッセル関数、 $x_2 = 2an\pi/2$
 n, k : 自然数

このように、3 相フルブリッジインバータ入力電流の周波数成分は直流成分と PWM 制御に起因する高調波成分に分けることができ、更に PWM 制御に起因する成分は搬送周波数の整数倍の中心周波数成分と側帯波成分に分けられる。

LSM 駆動用インバータは直流領域からの可変周波数・可変電圧出力が要求されるため、PWM 制御に起因する入力電流高調波の側帯波成分は出力周波数の変化により周波数が変化する。この側帯波成分が直流主回路の共振周波数近傍を通過する時に共振現象が発生することになる。

そこで、PWM 制御に起因する高調波成分についてその特性を整理する。

3・2・1 インバータの多段構成

LSM 駆動用インバータは直流領域から可変周波数の高電圧出力が必要であるため、図 3 に示すような多段構成となる。インバータを多段構成する場合には、それに合わせてユニットインバータの搬送波信号の初期位相 (δ) をシフトすることによって、幾つかの成分を相殺して発生高調波を低減することができる。このことから最下段をハーフブリッジの並列接続とする低速主回路、および全段をフルブリッジ構成とする高速主回路について、縦続段数を M とした場合の高調波成分は (7) 式、(8) 式で表される⁽⁷⁾。

低速主回路

$$I_{IPFL} = I_{IPF}(2nf_s) + I_{IPF}(2nf_s, 6kf_o) + 2(M-1)I_{IPF}(2(M-1)nf_s) + 2(M-1)I_{IPF}(2(M-1)nf_s, 6kf_o) \dots \dots \dots (7)$$

高速主回路

$$I_{IPFH} = 2MI_{IPF}(2Mnf_s) + 2MI_{IPF}(2Mnf_s, 6kf_o) \dots \dots \dots (8)$$

このような発生高調波について、インバータ 2 段構成時 ($M=2$) において、搬送周波数を 300 Hz とした場合の PWM 制御に起因する主な高調波の周波数と出力周波数との関係を図 5 に示している。(a) は低速主回路を示しており、搬送周波数の偶数倍の周波数成分が発生する。一方、(b) は高速主回路の場合を示しており、4 倍、8 倍、 $\dots$ の周波数成分が発生する。

図 5 発生高調波と出力周波数の関係

Fig. 5. Relation between the harmonics and the output frequency.

双方とも、 $4fs+6fo$ 成分が出力周波数の変化とともに、図 1 で示したモデル回路の共振周波数を通ることになり、この時点で共振現象が発生する。また、LSM 駆動用インバータの主回路構成切替は出力周波数が 20 Hz 以下であるため、以降は高速主回路 (FB + FB) について検討を進める。

3・2・2 高調波発生量

(5) 式および (6) 式より分かるように PWM 制御に起因する高調波成分の振幅は変調率 a と負荷力率 ψ に依存し、出力電流値に比例する。3 相フルブリッジインバータ 2 段構成 ($M=2$) における PWM 制御に起因する代表的な高調波成分 ($n=1, k=1, 2, 3$) を図 6 に示す。ここで、変調率 a と負荷力率角 ψ をパラメータとして、高調波電流の振幅は出力電流で基準化している。

図 6 PWM に起因する高調波発生量 (FB+FB)

Fig. 6. Harmonic amplitude due to PWM control (FB+FB).

図 6 は搬送周波数の 4 倍の周波数帯成分を示しており、中心周波数成分 $4fs$ は負荷力率が良いほど振幅が大きくなる。一方、側帯波成分である $4fs \pm 6fo$ 成分は変調率が大きくなるほど振幅が大きくなる。また、 k が 2 以上となる $4fs \pm 12fo$ および $4fs \pm 18fo$ 成分はほとんど発生していない。

このことから、出力周波数の変化に伴い、周波数が変化する側帯波成分の中心周波数 $\pm 6fo$ 成分について検討する。

3・2・3 高調波位相

PWM 制御に起因する高調波の

位相は、振幅と同様に変調率 a 及び負荷力率角 ψ に依存し、更に搬送波の初期位相 δ にも依存している。つまり、負荷の条件と搬送波の初期位相により、高調波の位相は一義的に決定される。3 相フルブリッジインバータ 2 段構成時の高調波位相を把握するために、 $4fs \pm 6fo$ 成分について、(6) 式の $\sin$ 成分と $\cos$ 成分によるリサージュ図形を描くと図 7 のようになる。

図において、縦軸を $\cos$ 係数、横軸を $\sin$ 係数としており、搬送波の初期位相 δ は 0° としている。(a) は $4fs+6fo$ 成分を、(b) は $4fs-6fo$ 成分を示している。ここで、変調率 a をパラメータとし、負荷の力率角 ψ を 0° から順次変化させている。高調波発生量は変調率 a と負荷力率角 ψ に依存して楕円状の軌跡を描くことがわかる。一例として、各変調率に対し、負荷の力率角を 30° とした場合の点を印で示している。 $4fs+6fo$ 成分と $4fs-6fo$ 成分は逆方向に回転していることが判る。さらに、変調率 a を変化させると楕円の大きさ及び形状が変わってくる。

図 7 PWM 制御に起因する高調波のリサージュ図形 (フルブリッジ 2 段構成時)

Fig. 7. Lissajous diagram of harmonics depend on the PWM control (FB+FB).

さらに、図 7(a) の変調率 $a=1.0$ について、搬送波の初期位相 δ を変化させた場合を図 8 に示す。図において、搬送波の初期位相 δ を 10° シフトさせると楕円軌跡全体が原

図 8 搬送波の初期位相 δ を変化させた場合のリサージュ ($4fs+6fo$, $a=1.0$)

Fig. 8. Lissajous diagram in the case of changing the carrier phase angle ($4fs+6fo$, $a=1.0$).

点を中心に $2n\delta=40^\circ$ (この場合は $n=2$ であるため 40° と

る) シフトすることになり、負荷力率角 30° の場合の発生高調波位相が図に示すように変化している。

このことから、フルブリッジのユニットインバータを縦続接続或いは並列接続して使用する場合は、それぞれのユニットインバータの搬送波位相を段数に応じて適当にシフトすることにより、特定の高調波成分を低減できることがわかる。

4. 高調波抑制法

図 7, 図 8 より明らかなように、PWM 制御に起因する高調波成分は変調率 a と負荷力率角 ψ 及び出力電流値から振幅が決まり、変調率 a と負荷力率角 ψ 及び搬送波の初期位相 δ から位相が決定される。このことから、インバータの多重構成時に搬送波に位相差を持たせることで高調波を低減できることをさらに拡張し、複数台のインバータを同一周波数で並列運転する場合には、それぞれのインバータの変調率と負荷力率角から対象とする高調波を演算し、(9) 式を満たすように搬送波の初期位相を設定することにより、特定の高調波成分をベクトルの合成して、抑制することが可能となる。

$$\begin{aligned} & \dot{I}_{\text{IPF}}(2nf_s(\delta_1), 6kf_o) + \dot{I}_{\text{IPF}}(2nf_s(\delta_2), 6kf_o) \\ & + \dots + \dot{I}_{\text{IPF}}(2nf_s(\delta_n), 6kf_o) = \min. \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

この抑制法を LSM 駆動用インバータシステムに適用する場合について検討する。LSM 駆動用インバータは、図 9 に示すように、共通の直流母線に接続された 3 組のインバータが列車の走行に伴い、列車の走行しているセクションに同一周波数の電力を順次供給する 3 重き電方式を採用している。このことから、3 組のインバータの負荷条件は常に異なっており、3 組のインバータの出力周波数は同一であるが、変調率 a および負荷力率角 ψ は異なっている。したがって、3 組のインバータから発生する PWM 制御に起因する高調波成分の周波数は同一でも、その振幅と位相は異なっている。各インバータの電圧が変化する時間は列車長/速度であり、最短で 2 秒程度である。この間で変化する出力電圧目標値と出力電流値から変調率と負荷力率角は容易に計算できる。そこで、3 台のインバータの変調率 a と負荷力率角 ψ を入力として 1 台のインバータ搬送波の初期位相を基準 ($\delta_1=0$) とし、(9) 式を満たす δ_2, δ_3 を出力するテーブルをあらかじめ作成しておくことにより、共振周波数付近の特定の高調波成分を低減することで共振による電圧、電流の拡大を抑制することが可能となる。

図 10 は 3 相フルブリッジインバータ 2 段構成において、3 組のインバータを表 2 に示す条件、すなわち図 9 の A 点で運転した場合の $4fs+6fo$ 成分を示している。(a) は搬送波の初期位相を 3 系とも同一に固定した場合 ($\delta_A = \delta_B = \delta_C = 0^\circ$) であり、変調率の違いによる発生量の違いはあるが、3 系ともほぼ同一位相であり、ベクトル合成された振幅は約 700 A 程度となっている。一方、(b) は 3 系のベクトル合成値が最小になるように 2 系の搬送波位相をそれぞれ制御した場合

図9 リニア駆動用インバータの動作
Fig. 9. Operation of inverter for driving LSM.

である ($\delta_A = 0^\circ, \delta_B = 38^\circ, \delta_C = 52^\circ$)。A系の搬送波位相は固定しているため、発生高調波の位相は変化していない。B系およびC系は搬送波の初期位相を制御した分だけ、それぞれの発生高調波位相が変化しており、この場合は3系の合成された高調波成分はほぼ0に抑制されている。

また、図9において、2台のインバータで運転する期間 (B点に相当) ではインバータの運転条件は同一となるため、それぞれの発生高調波位相が逆位相となるように搬送波の初期位相を制御すればよい。

図10 搬送波初期位相の変化による比較

Fig. 10. Comparison of harmonic component at the different carrier phase angle.

表2 各インバータの運転条件

Table 2. Operation condition of the inverter.

Inverter	Modulation ratio	p.f. angle	Output current
A	1.0	30°	1000A
B	0.7	45°	
C	0.7	45°	

このように複数台のインバータを同時に運転する場合においては、それぞれのインバータの搬送波初期位相を適切

に制御することで、特定の高調波成分を低減することが可能となり、直流主回路における高調波拡大現象を抑制 (低減) することが可能となる。

5. シミュレーションによる確認

以上述べてきたことを確認するために、図9のA点において、搬送波の初期位相を固定した場合と制御した場合についてデジタルシミュレーションを行った。

デジタルシミュレーションの条件は整流器～インバータ間の直流主回路定数は表1に示すとおりであり、整流器、

表3 シミュレーション回路条件

Table 3. The condition for simulation.

Configuration	Condition or constant
Rectifier	Thyristor
Output voltage	5000V(P-N)
Inverter	FB+FB
Carrier frequency	300Hz
Output frequency	20Hz
Output current	1000A

図11 シミュレーション波形 (δ を固定)

Fig. 11. Simulation result (fixed δ).

インバータの構成を表 3 に示している。また、3 台のインバータの負荷条件を表 2 に示す値を使用した。

搬送波の初期位相を固定した場合のシミュレーション波形を図 11 に示す。インバータ出力電流は 1000 A の正弦波を出力している。変調率の高い分だけ、A 系入力電流の直流成分が大きくなり、B 系、C 系は同一の波形を示している。インバータ総電流は 3 系のベクトル合成となり、また、直流主回路電流は共振現象により拡大している。

各波形の高調波分析結果を図 12 に示す。各系のインバータ入力電流は搬送周波数の 4 倍および 8 倍成分が発生しており、計算値と良く一致している。

図 12 高調波分析結果 (δ を固定)

Fig. 12. Harmonic characteristic (fixed δ).

インバータ総入力電流は 3 系インバータの初期位相を同一としているため、搬送周波数の 4 倍成分が 700 ~ 950 A 程度発生している。また、1,320 Hz 成分は直流主回路の共振周波数と一致しており、直流主回路電流は共振現象により 7000 A 程度に拡大している。

一方、同一条件で搬送波の初期位相を制御 ($\delta_A = 0^\circ, \delta_B = 38^\circ, \delta_C = 52^\circ$) した場合のシミュレーション波形とその高調波分析結果を図 13, 図 14 に示す。各インバータの高調波発生量は搬送波位相を固定した場合と変わらないが、直流主回路の共振周波数である $4f_s + 6f_o$ 成分を最小にするように各インバータの搬送波位相を制御しているため、この成分は十分に低減されている。

このように、複数台のインバータを運転する場合、それぞれの搬送波の初期位相を制御することにより、特定の高調波を低減することが可能となり、直流主回路における共振共振現象を抑制することが可能となる。

図 13 シミュレーション波形 (δ を制御)

Fig. 13. Simulation result (controlled δ).

図 14 高調波分析結果 (δ を制御)

Fig. 14. Harmonic characteristic (controlled δ).

6. ま と め

大容量インバータシステムにおいては、高調波吸収及び直流電圧安定化のためのコンデンサと直流母線のインダクタンスにより共振回路が構成され、インバータ入力電流に含まれる高調波電流により高調波共振現象が発生する場合がある。このような共振現象の抑制方法について、これまで述べてきたことを要約すれば、次のようになる。

- (1) 共振現象の要因となる PWM 制御に起因する高調波位相は負荷条件（変調率と負荷力率角）に依存するとともに、搬送波信号の初期位相にも依存していることを明らかにした。
 - (2) LSM 駆動用インバータのように、出力周波数は同一でも負荷条件の異なる複数台のインバータを並列運転する場合は、それぞれのインバータの変調率および負荷力率角を利用して、搬送波の初期位相を適切に制御することにより特定の高調波成分を低減することが可能となる。このことから、直流主回路の共振現象による高調波拡大を抑制することが可能となる。
 - (3) この抑制方法について、デジタルシミュレーションによる確認を行った。
- （平成 15 年 9 月 5 日受付，平成 16 年 6 月 30 日再受付）

文 献

- (1) W. Ofosur-Amaah, S. Tanaka, K. Miura, and S. Tadakuma: "A DC Active Filter for Traction System, IPEC-Yokohama 95 (1995)
- (2) A. Okui, S. Kaga, H. Ikeda, and K. Kinoshita: "Harmonic Resonance at DC-link of Inverter with Large Capacity and Measure for its Suppression", SPC-96-55 (1996) (in Japanese)
奥井明伸・加賀重夫・池田春男・木下 清:「大容量インバータの直流主回路共振とその抑制策」, SPC-96-55 (1996)
- (3) T. Tanaka, S. Funabiki, and Y. Nakajima: "A New Method of Damping Harmonic Resonance at the DC-link of a Large Capacity Rectifier-Inverter System", SPC-99-51 (1999) (in Japanese)
田中俊彦・船曳繁之・中島陽子:「大容量インバータシステムの直流主回路共振抑制法」, SPC-99-51 (1999)
- (4) 奥井明伸・加賀重夫・池田春男:「LSM インバータの出力電圧高調波とその低減策」, TER-90-27 (1990)

- (5) 奥井明伸・江古洋一・加賀重夫・池田春男:「非正弦波出力を考慮した PWM インバータの入力電流特性について」, SPC-93-70 (1993)
- (6) 電気学会:「半導体電力変換回路」(1987)
- (7) I. Kawaguchi, A. Okui, H. Ikeda, and K. Matsuse: "Resonance Phenomenon in the DC Circuit of Large-Scale Inverter System", *T.IEE Japan*, Vol.122-D, No.10, pp.966-974 (2002-10) (in Japanese)
川口育夫・奥井明伸・池田春男・松瀬貢規:「大容量インバータにおける直流主回路の共振現象」, 電学論 D, 122, 10, pp.966-974 (2002-10)

川 口 育 夫（正員）1951 年 1 月 21 日生。1973 年 3 月明治大学工学部電気工学科卒業。同年 4 月日本国有鉄道入社。以後、宮崎浮上式鉄道実験センター、鉄道技術研究所を経て、1987 年（財）鉄道総合技術研究所に移籍。現在、山梨実験センターにて浮上式鉄道の電力供給システムの試験、運転保守を担当。

奥 井 明 伸（正員）1961 年 5 月 20 日生。1988 年 3 月立命館大学大学院理工学研究科博士課程前期課程修了。同年 4 月（財）鉄道総合技術研究所入社。現在、電力技術研究部（き電 G）にて、在来方式鉄道、超電導磁気浮上式鉄道の電力供給システムの研究開発に従事。工学博士。

松 瀬 貢 規（正員）1971 年 3 月明治大学大学院工学研究科博士課程修了。工学博士。同年 4 月同大学専任講師，1974 年 4 月同助教授，1979 年 4 月同教授，1989 年同大学理工学部教授，1996 年 4 月～同理工学部長，現在に至る。1980 年 3 月～7 月アメリカ，アイオワ州立大学客員教授，1998 年 3 月～中国清華大学客員教授，半導体電力変換装置とその応用，交流機の可変速駆動およびセンサレス制御に関する研究に従事。1992 年電気学会論文賞受賞。2000 年 IEEE IAS Outstanding Achievement Award 受賞。IEEE Fellow。