2 台の単相直列共振形インバータを用いた二重接続形 高周波リンク方式三相インバータ

正員 大口 國 臣 (茨城大)

非会員 井 川 英 一 (茨城大)

非会員 月 居 美 尚 (京セラ)

A High-Frequency Link Three-Phase Dual-Inverter System Using Two Phase-Shifted Single-Phase Series Resonant Inverters

Kunioomi Oguchi, Member, Eiichi Ikawa, Non-member (Ibaraki University), Yoshitaka Tsukiori, Non-member (Kyocera Co.)

A novel inverter system to synthesize three-phase sinusoidal currents with a combination of two units using two phase-shifted single-phase series resonant inverters is proposed. The structure and operating principle of the proposed system are described and its features are compared with conventional inverters. Each unit consists of a high-frequency single-phase resonant inverter, a single-phase transformer for electrical isolation, a rectifier, a low-pass filter, and a three-phase inverter to unfold the DC link current. The system has advantages of both a high-frequency resonant inverter and a high-frequency AC link. The simulated and experimental results show that the system can produce high quality output current waveforms. Effects of the cutoff frequency of the low-pass filter in the DC link on the output waveforms are, also, discussed.

キーワード：インバータ，高周波リンク，二重接続形，直列共振形

1. ま え が き

共振形電力変換技術がパワーエレクトロニクス分野に新しい可能性を切開きつつある。従来の電力変換技術では、電圧・電流を大きな時間変化率でスイッチングすることにより所望の波形（例えば方形波や階段波）を合成していた。この場合には、高周波化に伴ってスイッチング損失や電磁雑音が増大するので、高周波化には限界がある。このため、装置の小形・軽量化の要求に十分には対応できない現状にある。これに対し、共振形電力変換では、共振回路において零電圧または零電流ターンオンまたはターンオフを行うことによって得られる正弦波状のパルスを利用するので、低スイッチング損失、低雑音で高周波動作が可能になる。このために、共振形電力変換回路の研究開発が活発に進められている⁽¹⁾。

共振形単相インバータにスイッチング位相変調技術を適用して、その出力振幅を制御する方法⁽²⁾⁽⁹⁾は新しい波形合成手段を与えてくれる。この方法を単相商用周波インバータに具体化した方式として、単相高周波インバータで正弦波状に振幅変調された直流リンク電流を発生し、それを出力側低周波インバータで極性反転させて正弦波交流を得る方式があり^{(4)~(6)}、太陽電池システムなどへの応用が検討されている。この方式は、出力波形が良好であると共に、共振形と高周波リンク方式双方の特長をもち、しかも、出力側インバータは低周波動作で、零電流スイッチングが行える特長をもっている。しかし、三相化する場合には同一ユニット 3 組を 120°位相差で運転する必要があり、システム構成がかなり複雑になる欠点がある⁽⁶⁾。

一方、無停電電源装置を始め各種の中・大容量インバータには二重接続形が多く実用されている。6 ステ

図 1 高周波リンク方式二重接続形インバータの基本構成
Fig. 1. Basic structure of the proposed high-frequency link three-phase dual-inverter system.

ップインバータの出力波形ひずみ率が 30.9%であるのに対し、二重接続形では出力波形のステップ数が 12 に増加する効果により波形ひずみ率が 15.0%と小さい特長がある。しかし、それでもひずみ率を 5%以下にするためには大形の波形改善用フィルタが必要であり、また、高電圧・大電流を直接スイッチングするので、発生する電磁雑音が大きい欠点が残る。

これに対し著者は、前述の単相方式の拡張方式として、単相高周波インバータと三相低周波インバータからなるユニットを 2 組結合して三相正弦波交流を得る新しい方式を提案した^{(7)~(10)}。しかし開ループ制御であったために、良好な出力波形が得られていなかった。今回、独自のデジタル閉ループ制御を適用することにより、良好な出力波形を得ることができた。そこで本論文では、提案方式の構成と動作原理を述べ、次にシステム構成上の特徴について従来方式との比較を行う。更に、シミュレーションと実験により良好な出力波形が得られることを示す。

2. 提案方式の基本構成と動作原理

提案方式の基本構成を図 1 に示す。その基本的考え方は単相方式^{(4)~(6)}と同様である。すなわち、位相差変調技術を適用した直列共振形高周波インバータによって振幅変調された高周波出力を得て、これを整流回路で整流した後、フィルタでスイッチング周波数成分を除去する。得られた低周波脈流を極性反転スイッチで交流に変換する。しかし、この波形合成法では単相の場合とは異なり、三相の場合には 1 ユニットだけでは正弦波出力は得られない。そこで、非正弦波出力をもつユニットを 2 組用いることにより、二つの非正弦波出力を合成して正弦波三相交流を得るものである。このように、提案方式は、直流リンク部に直流分のほかにリップル分を注入することにより従来の階段波に代わって正弦波を合成する方式であると見ることもできる。

図 2 動作原理を示す各部波形
Fig. 2. Waveforms illustrating the operating principle.

図 2 は提案方式の動作原理を示す各部波形である。最終段出力電流の周期 360°に対して、直流リンク部のリップル電流の周期が 120°であるのが特長である。正弦波の一部（周期 120°、半周期対称波）で振幅変調された出力電流を高周波インバータで発生する。このとき、共振形インバータ 1 の出力電流 i_{H1} と共振形インバータ 2 の出力電流 i_{H2} は、図 2 に示すように

図 3 単位インバータの構成
Fig. 3. Structure of each unit.

60°位相差を有するように振幅変調されている。これらを整流して i_{D1} , i_{D2} を得て、更に低域通過フィルタを通した後の波形 i_{d1} , i_{d2} を極性切換えスイッチ作用を行う低周波インバータ 1 と 2 で三相出力端子に配分して、U 相については i_{U1} , i_{U2} を得る。 i_{U1} と i_{U2} を加えると、図 2 から、

$$0^\circ \leq \omega t \leq 60^\circ$$

$$i_U = i_{U2} = (2/\sqrt{3})I_m \sin \omega t$$

$$60^\circ \leq \omega t \leq 120^\circ$$

$$\begin{aligned} i_U &= i_{U1} + i_{U2} = (2/\sqrt{3})I_m \sin(\omega t + 60^\circ) \\ &\quad + (2/\sqrt{3})I_m \sin(\omega t - 60^\circ) \\ &= (2/\sqrt{3})I_m \sin \omega t \end{aligned}$$

$$120^\circ \leq \omega t \leq 180^\circ$$

$$i_U = i_{U1} = (2/\sqrt{3})I_m \sin \omega t$$

ただし、 ω : 出力基本波角周波数
となり、合成出力 i_U は正弦波となる。

このように、本方式では 2 組のユニットの出力を直接合成するので、その適用は電流形に限定される。図 3 に 1 ユニット分の回路構成例を示す〔直列共振形インバータの動作の詳細は文献(3)参照〕。

3. 直流リンク部フィルタ遮断周波数の出力波形に及ぼす影響

直流リンク部電流が特殊波形であり、その理想波形からのひずみの程度と出力波形のひずみ率の関係を把握する必要がある。また、キャリヤ周波数成分除去の

図 4 低周波インバータの入出力電流波形
Fig. 4. Input and output current waveforms of low-frequency inverters.

ために、直流リンク部に低域通過フィルタを挿入する必要があるが、その遮断周波数も出力波形に影響を与える。そこで、ここでは簡単化のために、遮断周波数以下ではゲイン 1、それより高い周波数ではゲイン 0 の理想フィルタを考えて、その遮断周波数（直流リンク電流の最高次調波成分の次数に關係）と出力電流波形のひずみ率の關係を求める。

〈3・1〉 直流リンク電流波形のフーリエ分析

図 4 に示すように時間原点をとる。ただし、 $\theta = \omega t$, $\theta' = 3\theta$, $I_p = 2I_m/\sqrt{3}$ とおく。各期間の $i_d(\theta)$ は、

$$0 \leq \theta \leq \pi/3 \quad i_d(\theta) = I_p \sin \theta$$

$$\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3 \quad i_d(\theta) = I_p \sin(\theta + \pi/3)$$

で与えられる。 θ' を用いて上の關係を書き直すと

$$0 \leq \theta' \leq \pi \quad i_d(\theta) = I_p \sin(\theta'/3)$$

$$\pi \leq \theta' \leq 2\pi \quad i_d(\theta) = I_p \sin(\theta'/3 + \pi/3)$$

ここで、 i_d は軸対称波（偶関数）であるから $\sin$ 成分は含まないので、

$$i_d(\theta') = a_0 + \sum a_n \cos n\theta' \dots\dots\dots (1)$$

と書ける。ここで、

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_d(\theta') d\theta' = \frac{3I_p}{2\pi} \dots\dots\dots (2)$$

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_d(\theta') \cos n\theta' d\theta' \\ &= \frac{3I_p}{2\pi} \left\{ \cos(n\pi) - 2 \right\} \frac{1}{(3n)^2 - 1} \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

のように求まる。

〈3・2〉 インバータ合成出力電流のフーリエ分析

図 4 (a) の直流リンク電流を $i_d(\theta)$ 、各単位インバータの U 相の出力電流をそれぞれ i_{U1} , i_{U2} 、U 相の合成出力電流を $i_U (= i_{U1} + i_{U2})$ で表すと、(b) 図から、

$$\begin{aligned}
0 \leq \theta \leq \pi/3 & \quad i_{U1}=0 \\
\pi/3 \leq \theta \leq \pi & \quad i_{U1}=i_d(\theta-\pi/3) \\
\pi \leq \theta \leq 4\pi/3 & \quad i_{U1}=-i_d(\theta-\pi) \\
4\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi & \quad i_{U1}=0 \\
0 \leq \theta \leq 2\pi/3 & \quad i_{U2}=i_d(\theta) \\
2\pi/3 \leq \theta \leq \pi & \quad i_{U2}=0 \\
\pi \leq \theta \leq 4\pi/3 & \quad i_{U2}=0 \\
4\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi & \quad i_{U2}=-i_d(\theta-4\pi/3)
\end{aligned}$$

となる。また、 i_U は点対称波であるから、

$$i_U(\theta) = \sum b_k \sin k\theta \quad \dots\dots\dots (4)$$

と書ける。 k 次高調波成分の振幅 b_k は

$$\begin{aligned}
b_k &= \frac{2}{\pi} \int_0^\pi i_U(\theta) \sin k\theta d\theta \\
&= \frac{8}{\pi} \sin \frac{k\pi}{2} \sin \frac{k\pi}{3} \cos \frac{k\pi}{6} \\
&\quad \times \left[\frac{a_0}{k} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n k}{9n^2 - k^2} \right] \dots\dots\dots (5)
\end{aligned}$$

上式において、 a_0 と a_n はそれぞれ(2)、(3)式で与えられる。基本波の振幅 b_1 は上式で $k=1$ とおいて、

$$\begin{aligned}
b_1 &= \frac{6}{\pi} \left[a_0 - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n}{9n^2 - 1} \right] \\
&= \frac{9}{\pi^2} I_p \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2(2 - \cos n\pi)}{(9n^2 - 1)^2} \right] \dots\dots\dots (6)
\end{aligned}$$

ここで、理想フィルタの遮断周波数 f_c 、最終出力の基本波周波数を f_1 とすると、

$$n_{\max} = f_c / (3f_1) \dots\dots\dots (7)$$

である。合成出力電流のひずみ率 (THD) は次式で定義される。

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} b_k^2}}{b_1} \dots\dots\dots (8)$$

(6)、(7)式を(8)式に代入して求めたひずみ率と $n_{\max}$ の関係を図5に示す。同図において $n_{\max}=0$ は直流リンク電流が純直流の場合に相当し、合成出力電流は6ステップ波形となる。この場合のTHDは31.08%である。図5から、THDを5%以下にするためには $n_{\max}$ を2以上にする必要があること、また、 $n_{\max}=10$ にとればそのときの合成出力電流のTHDは0.348%となり、実用上十分な低ひずみ波形になることがわかる。出力の基本波を50 Hzとすると、 $n_{\max}=2$ は300 Hz (=50 Hz×3×2)に相当し、 $n_{\max}=10$ は1.5 kHz (=50 Hz×3×10)に相当する。

このように、50または60 Hzの商用周波数の用途を想定すると、リンク部電流波形(図4(a))の1.5 kHzまたは1.8 kHzまでの成分を含む電流波形を忠実に実現できれば低ひずみ波形の出力が得られる

直流リンク電流中の最高次調波成分の次数 $n_{\max}$
図5 合成出力電流波形のひずみ率と直流リンク電流中の最高次調波成分の次数の関係
Fig. 5. Relationship between total harmonic distortion of output current and maximum order contained in DC link current.

ことがわかる。このことは現在入手できるパワー MOS FET や IGBT のような高速スイッチングデバイスにより比較的容易に実現できる。

4. 提案方式の特長と従来方式との比較

提案方式は、高周波リンクを介して直流から正弦波三相交流を得る点に大きな特長があり、正弦波電流出力なので太陽光発電装置などに実用性がある。本方式では2組の出力を直接加算するので、電流形に適し、共振形の特長(高周波化、低雑音、低スイッチング損失)と高周波リンク方式の特長(絶縁用変圧器の小形・軽量化)をもち、更に従来の単相方式を3組用いる三相システム⁽⁹⁾よりも構成が簡単である。反面、高周波交流を直接低周波交流に変換するサイクロコンバータ方式に比較して電力変換段数が増加すること、方形波方式に比較して同一出力に対しデバイス電流のピーク値が大きくなるために装置容量が大きくなる欠点がある⁽⁹⁾。後者は、非方形波出力の変換装置に共通する欠点である。

5. シミュレーション

〈5・1〉 シミュレーション法 提案方式の回路構成は、1組で見ても単相高周波インバータ、整流器、フィルタ、三相低周波インバータの四つに分かれてい

図 6 シミュレーション法
Fig. 6. Simulation method.

て複雑であるので、システム全体の動作を考慮した厳密なシミュレーションを行うことは、研究の現段階では難しい。そこで、提案した波形合成法によって、定常状態でどの程度正弦波に近い三相交流が得られるかということを検討することを目的として、次のような簡略化したシミュレーションを行った。まず、低域通過フィルタの影響とユニット相互間の干渉を無視して(後述のように閉ループ制御では相互間の干渉の影響はほぼなくすることができる)、図 6 (a) に示す単相直列共振形インバータの出力電流 i_{H1} を求める。次にこの電流が次段以下の入力源になるとして図 6 (b) の電流 i_{d1} を求める。最後に、 i_{d1} を折返して、電流 i_{v1} , i_{r1} , i_{w1} を得る。全く同様に電流 i_{v2} , i_{r2} , i_{w2} を得て、それぞれを合成して三相電流 i_u , i_v , i_w が求まる。

単相高周波インバータに位相変調をかけて得られる方形波のパルス幅 δ は次のようにして決めた。あらかじめ定常状態においてパルス幅と出力電流の実効値(または波高値)の関係を計算により求めておき、図 2 に示したような i_H の波形が得られるようにパルス幅 $\delta_1, \delta_2, \delta_3 \dots$ を割当てた。

〈5・2〉 シミュレーション結果 図 7 に抵抗負荷時(直流入力電圧 100 V, 高周波インバータのスイッチング周波数 19.5 kHz, その共振周波数 18.8 kHz, 直流リンク部フィルタの遮断周波数 11.0 kHz, 出力周波数 50 Hz, 負荷抵抗 3 Ω , 共振回路のインダクタンスと静電容量はそれぞれ 48 μH , 1.5 μF) の各部波形のシミュレーション結果を示す。基本波成分を基準とすると各高調波成分は -40 dB 以下であり、良好な出力波形が得られることがわかる。なお、図 7 (a), (b) は同一条件下の結果を示しているが、スイッチ

図 7 シミュレーションの結果
Fig. 7. Simulation results.

グの様子をわかりやすくするために、(b) 図の v_1 から i_{D2} までの波形は、スイッチング周波数を 10 分の 1 にして図示している。 i_{d1} 以下の波形は (a) 図と (b) 図で同一である。なお、出力電圧パルス幅と出力電流の波高値を対応させるよりも電圧パルス幅と電流実効値を対応させるほうが最終出力波形のひずみが小さいことがこのシミュレーションからわかった。

6. 実験

〈6・1〉 実験装置 実験回路の構成は基本的には図 1 と図 3 に示したものと同一である。ただし、今回の実験には適切な高周波変圧器は利用できなかったために、図 1 中の高周波変圧器は使用せず、その代わりにユニット 2 の直流電源(変圧器と整流回路使用)側で絶縁を行うことによりユニット間の電氣的絶縁を行った。高周波インバータのスイッチングデバイスとして、日本インターナショナル製パワー MOS FET モジュール PD 4 M 440 を使用した。このモジュールは FET の寄生ダイオードの機能を抑制する直列ダイオードと外部並列高速ダイオードを有する。また、スナバにはロスレススナバを用いた。

50 Hz 定周波出力の場合の信号発生回路を図 8 に示す。コントローラとしてはクロック周波数 20 MHz のパーソナルコンピュータ(日本電気製 PC-9801RA)を使用した。図 8 の基準クロック発生回路の出力パルス (19.6608 MHz) を分周して 150 Hz, 76.8 kHz および 19.2 kHz の 3 種のクロックパルスを得る。低周波インバータでは 120° 周期でスイッチングが行われるので、50 Hz $\times$ 3 = 150 Hz のパルスを必要とする。基準波形発生回路には 120° 期間を 2° 分割して信号を

図 8 実験装置の制御回路の構成
Fig.8. Structure of experimental control circuit.

与えるために $150\text{ Hz} \times 512 = 76.8\text{ kHz}$ のパルスを与える。高周波インバータを可聴帯域外周波数で動作させるために $19.2\text{ kHz} (=150\text{ Hz} \times 128)$ のパルスを与える。また、電流フィードバック制御のサンプリング周波数は高周波インバータのスイッチング周波数と同一に設定した。

この実験装置の能力ではオンラインで電流の高速フィードバック制御を行うことができないことと、動作原理やシミュレーションの項で述べた波形の実現可能性の検証が今回の実験目的であることの二つの理由から、以下に述べる制御法を採用した。高周波インバータ単独の定常状態における実験結果から出力電圧パルス幅と出力電流の実効値の関係がわかるので、出力電流に対応したスイッチング位相データ (180° を 2° 個に分割。従って、データの 1 は位相角 0.703° に対応) を RAM に蓄えておき、そのデータを順次呼び出す。しかし、この開ループ制御では、外乱、特にユニット間結合の影響を大きく受けて波形がひずむ。そこで、コンピュータは電流センサ出力 i_d を基準波形と比較して、その偏差があらかじめ設定した幅 Δi を超過しているか、その範囲内にあるか、到達していないかの三つの状態を判断して、指定されたアドレスのデータにそれぞれの状態に対応して、 $-1, 0, +1$ の値を補正する。すなわち、前のデータにその値を加えて内蔵 RAM の同じアドレスに蓄え、次回アドレスを指定されるまでそのデータを保持する。すなわち、一種の学習の制御を行う。この動作をアドレス選択回路で指定されたアドレスごとに行うことにより直流リンク波形を設定幅の誤差範囲内で制御できる。コンピュータはこの動作を変換装置 2 組に対して行うので、オンライン電流制御を行うほどではないが、高速性が要求される。制御用プログラムには、演算などの高速化を図る

縦軸 2 A/div, 横軸 2 ms/div

図 9 直流リンク (低周波インバータ入力) 電流波形

Fig.9. Measured DC link current waveform.

(a) i_{v1}

(b) i_{v2}

(c) i_v

縦軸 2 A/div, 横軸 2 ms/div

図 10 各部電流波形

Fig.10. Measured current waveforms.

ために C 言語を使用した。この制御法では、定常状態での RAM のデータをパソコンのディスクに保存しておけば、そのデータを用いて容易に実験が再現できるので、今回の目的には好都合である。

〈6・2〉 実験結果 実験装置の制約からシミュレーションの場合と同一の大きな電力を扱えなかった。実測波形を図 9 と図 10 に示す。入力直流電圧 $E = 16\text{ V}$ 、スイッチング周波数 19.2 kHz 、単相直列共振形インバータの共振周波数 18.9 kHz ($L = 47\text{ }\mu\text{H}$ 、

$C=1.5\mu\text{F}$), 直流リンク部フィルタの遮断周波数 $f_c=16.5\text{kHz}$, 出力周波数 50Hz , 負荷抵抗 1Ω の場合を例示した。開ループ制御の場合にはユニット単独動作では理論どおりの波形が得られても, 2ユニットを結合すると波形は大きく変化する。これに対し, 上述のフィードバック制御を適用するとユニットを結合してもユニット単独動作時と同一波形が得られ, 出力電流波形も良好であることが確認される。

7. 結 び

高周波リンク方式であるので絶縁用変圧器を小形・軽量化できることと, 高周波部は直列共振形動作であり, 低周波部は零電流スイッチングであるので低スイッチング損失・低電磁雑音であることの特長をもつ三相電流形インバータを提案し, 理論と実験により良好な出力波形が得られることを確認した。本方式は電流形であるので太陽光発電装置などに実用性がある。この用途に対しては, 系統連系の問題や装置容量を大きくしてシステム全体の効率を検討することが今後の課題として残されている。

なお, 本研究の一部は昭和 63 年度および平成元年度文部省科学研究費補助金 (一般研究 C) によるものである。

(平成 3 年 4 月 24 日受付, 同 4 年 2 月 7 日再受付)

文 献

- (1) S. Freeland: "An introduction to the principles and features of resonant power conversion", in Recent Developments in Resonant Power Conversion, edited by K. Kim Sum (1989) Intertec Communications, Inc.
- (2) J. Chen & R. Bonert: "Load independent AC/DC power supply for higher frequencies with sine-wave output", *IEEE Trans. Industr. Appic.*, **IA-19**, No. 2, 223 (1983)
- (3) P. Savary, M. Nakaoka & T. Maruhashi: "Resonant vector control base high frequency inverter", In Conference Record, Power Electronics Specialist Conference, p. 204 (1983)
- (4) I. J. Pitel: "Phase-modulated resonant power conversion techniques for high-frequency link inverters", *IEEE Trans. Industr. Appic.*, **IA-22**, 1044 (1986)
- (5) P. Savary, M. Nakaoka & T. Maruhashi: "Novel type of high-frequency link inverter for photovoltaic residential applications", *IEE Proc.*, **133**, Pt. B, No. 4, 279 (1986)
- (6) A. K. S. Bhat & S. D. Dewan: "Resonant inverters for photovoltaic array to utility interface", *IEEE Trans.*, **AES-24**, No. 4, 377 (1988)

- (7) 大口・月居: 「高周波リンク方式三相インバータの構成」, 昭 62 電気学会全大, No.548
- (8) 井川・大口: 「二重接続形高周波リンク方式三相インバータ」, 平元電気学会産業応用部門全大, No.131
- (9) 大口・井川・月居: 「複数台の単相高周波インバータを用いた多重正弦波出力三相インバータ」, 平 2 同上, No.92
- (10) K. Oguchi, E. Ikawa & T. Tsukiori: A three-phase sine wave inverter system using multiple phase-shifted single-phase resonant inverters, Conference Record of 1990 IEEE IAS

大 口 國 臣 (正員)

昭和 38 年 3 月九州大学工学部電気工学科卒業。同年 4 月富士電機製造(株)入社。40 年 9 月九州大学助手, 51 年 4 月茨城大学講師, 54 年 3 月同助教授, 現在に至る。最近は, 電力変換回路とその制御, 電動機, 磁気浮上装置や照明装置の制御 (デジタル制御, $1/f$ 揺らぎ制御) などの研究に従事。工学博士。1983 年 IEEE/IAS の Committee Prize 論文賞受賞。計測自動制御学会, システム制御情報学会, 照明学会, パワーエレクトロニクス研究会会員。IEEE Senior Member。

井 川 英 一 (非会員)

平成元年 3 月茨城大学工学部電気工学科卒業。平成 3 年 3 月同大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年 4 月(株)東芝入社。現在, 重電技術研究所エレクトロニクス技術開発部勤務。

月 居 美 尚 (非会員)

昭和 63 年 3 月茨城大学工学部電気工学科卒業。同年 4 月京セラ(株)入社。現在, 電子機器事業本部通信機器事業部勤務。茨城大学在学中インバータの研究に従事。