

研 究 紀 要

第 34 号

平成 10 年度

奈良工業高等専門学校

目 次

On the Mechanism of Benard Convection in a Thin Liquid Layer Induced by Evaporation Masahiko SAKAMOTO and Wen-Jei YANG	1
煮沸密封による高負圧発生の試み	廣 和樹 5
水溶性研削液を用いた超仕上加工	和田 任弘 9
ヒステリシスコンパレータを用いた三相高力率コンバータのシミュレーション 井村 榮仁・田守 里士	15
Electro-striction Effect of Polyurethane Elastomer (PUE) and Its Application to Actuators Jun KYOKANE, Haruhiko ISHIMOTO, Hideyuki YUGEN, Toshihiro HIRAI, Takashi UEDA and Katsumi YOSHINO	21
動的多視点制御によるリアルタイム身振り認識	桐島 俊之・佐藤 宏介・千原 國宏 27
工業的作業におけるゆらぎ駆動	土井 滋貴 33
広帯域周波数可変レーザー用光変調器	松島朋史・水野公平 37
連続制御系の等 M 等 ϕ 線図とニコルス線図のシミュレーション	栗本 尚 43
フーリエ級数によるひずみ波交流の3次元シミュレーション	栗本 尚 51
自律型マイクロ・ロボットを通じての創造教育 道下 貴広・樺 宏明・中島 レイ・島岡 三義・岸下 晴亮・阪部 俊也	59
物づくりを重視した電子制御工学実験	島岡 三義・樺 弘明・中田 敏夫・道下 貴広・飯田賢一 63
多重化探索を取り入れた改良シミュレーテッド・アニーリング法Ⅱ 浅井 文男・塘 朋子・中道 上	71
ACMOS Threshold Gate and its applications	Ryo IGARASHI and Ken-ichi YAMAGUCHI 73
インターネットにおける情報倫理教育に関する考察	工藤 英男・吉川 博史 79
シミュレーションのプロセス制御への応用に関する考察	近藤 勝也 85
VHDLシミュレータを用いたCMOS乗算回路のグリッチの評価	世古 忠, 中村篤史 91
あるグラフの極大頂点集合を表現するダイアグラム	多喜 正城・増田 澄男・柏原 敏伸 95
強化学習における時系列学習データ分布の変動点推定	山口 智浩 101
チアクラウンエーテル化学結合型シリコンゴム感応膜を用いる銀イオン選択性電極 大植 正敏・吉野 直美・村島 健司・沢田 英夫・木村 恵一	107
Specific Amplification of Gene Fragments of Alanine Racemases with Degenerate Primers Yoko OKUBO and Kumio YOKOIGAWA	111
低密度大粒子懸濁気泡塔の流動特性	河越 幹男・田中 智也・林 賢一・井口 高行 117
ファジイ代数の決定問題 Ⅱ	荒金 憲一 123
高専生の英訳指導(1)	加地 朱 135
鶴見俊輔における個人と組織の問題について	木村 倫幸 154
夏目漱石『坊つちやん』の「乱暴者」	武田 充啓 164
論文抄録	165
学校5日制と高専生の意識	木村倫幸・中村善一 175
教官研究活動一覧(平成9年～平成10年)	183

On the Mechanism of Benard Convection in a Thin Liquid Layer Induced by Evaporation

Masahiko SAKAMOTO and Wen-Jei Yang*

Two types of natural convection are well-known. One is induced by the buoyancy force, called the Rayleigh-Benard type and the other is by the surface tension force, being referred to as the Marangoni-Benard type. In common to the two types is the requirement of a negative temperature gradient in the direction normal to a liquid layer, namely heated from below or cooled from above. Recent experiments reveal natural convection in a thin liquid layer induced by surface evaporation, irrespective of being heated, cooled below or adiabatic. This study develops measurements which indicate that the liquid layer consists of two strata with Benard cells appearing in the upper stratum and heat conduction taking place in the lower one. A stability analysis is performed by means of the separation of variable method. The governing dimensionless parameters are identified and stability is determined.

1. INTRODUCTION

It is well known that the Rayleigh-Benard type convection induced by the buoyancy force [1], the Marangoni-Benard type convection caused by the surface tension force [2], and/or a type convection by a combined action of the two forces [3] are characterized by a negative temperature gradient in a liquid layer heated from below or cooled from above. The physics of natural convection in a fluid layer was described in detail by [3] and [4].

Recently, [5] investigated the flow by means of the tracer method (aluminum powder), intrusive technique, to observe cellular convection in an evaporation thin liquid layer heated, adiabatic or cooled from below. Twelve liquids of low evaporation point were tested. It was concluded that cellular convection occurs when the liquid layer is cooled from below. The temperature profile in the layer is nonlinear. However, no attempt was made to explain the mechanism. Yang et al. [6] have proposed a new model to explain the mechanism of cellular convection in a thin liquid layer induced by surface evaporation. The mechanism is distinctly different from those of the Rayleigh-Benard and Marangoni-Benard type cellular convections. The model shows that evaporation at the free surface of the thin liquid layer results in a negative tempera-

ture gradient in the upper stratum in which cellular convection may occur irrespective of a positive, zero, or negative temperature gradient prevailing in the remaining lower stratum, as shown in Fig.1. That is to say, the model suggests the formation of two regions in the liquid layer with the occurrence of the cellular flow patterns in the top region where the temperature gradient is negative, irrespective of the bottom region being cooled, adiabatic heated.

This study develops a theoretical model for this new type of natural convection based on temperature measurements which indicate that the liquid layer consists of two strata with Benard cells appearing in the upper stratum and heat conduction taking place in the lower one. A stability analysis is performed by means of the separation of variables method. The governing dimensionless parameters are identified and a stability criteria are determined.

2. ANALYSIS

Consider a liquid layer consisting of two strata with Benard cells appearing in the upper stratum and heat conduction taking place in the lower one, as shown in Fig.1. The normal coordinate y measures the distance from the solid surface. Line 4 is the temperature profile induced by evaporation cooling at the free surface, $y=\ell$ which is at a temperature of T_e

*Department of Mechanical Eng. & Applied Mech., The University of Michigan

Line 1 is due to the layer being cooled from below with the surface at a temperature T_s which is lower than T^* . T^* denotes the temperature at a location $y=\delta$ that separates the upper from the lower liquid region. Line 2 corresponds to an adiabatic surface corresponding to an insulated case with $T_s=T^*$. Line 3 occurs when the liquid layer is heated from below with $T_s > T^*$. Superimposed in the figure is line 5 for both the Rayleigh-Benard and Marangoni-Benard type conduction for reference. In contrast to a monotonic temperature distribution of line 5, the $y=\ell$ temperature profile in an evaporating liquid layer are, in general, nonlinear as monitored by thermocouples irrespective of the layer being cooled or heated from below or adiabatic.

The present analysis follows that of [2] for a liquid layer being heated from below, except that evaporation takes place at the liquid surface. It is postulated that (I) The flow field is treated by one-dimensional quasi-steady state, and constant physical properties. (II) The liquid layer thickness ℓ has a constant value. (III) A saturated vapor phase exit over the liquid layer and the liquid-vapor interface is a flat and nondeformable surface. (IV) The only physical quantities that are assumed to vary within the liquid are the temperature, the surface tension, which is regarded as a function of temperature only, and the rate of heat loss on the surface, also a function of temperature only.

Under the above assumptions, the rate of heat loss per unit area from the upper free surface in the unperturbed upper liquid region can be expressed as

$$Q_o = \dot{m}'' \cdot h_{fg} = -k\beta_1 - A \Delta T \quad (1)$$

Here, \dot{m}'' denotes the mass flux of evaporation at the liquid surface; h_{fg} , latent heat of evaporation; k , thermal conductivity of the liquid; β_1 , temperature gradient in the upper region where the temperature gradient is negative; A , local heat transfer coefficient at the liquid-vapor interface; ΔT , temperature difference between the free surface and the atmospheric environment $T_e - T_g$. Note that positive \dot{m}'' implies condensation and negative for evaporation. Let $T_1(y)$ and $T_2(y)$ be the liquid temperatures in the upper and lower regions, respectively. β_1 can be expressed as the temperature gradient of the upper liquid region.

$$\beta_1 = \frac{\partial T_1}{\partial y} = \frac{T_e - T^*}{\ell - \delta} \quad (2)$$

where, T_e denotes a liquid temperature at the free surface $y = \ell$; T^* , the liquid temperature at a location $y = \delta$ that separates

the upper from the lower liquid regions. When the lower liquid region is heated from below, the temperature gradient of the lower liquid region β_2 can be expressed as

$$\beta_2 = \frac{\partial T_2}{\partial y} = \frac{T^* - T_s}{\delta} \quad (3)$$

where, T_s denotes the temperature of bottom surface, $y=0$. The temperature gradients of the upper and lower liquid regions are equal at $y=\delta$, it can be expressed as

$$\frac{\delta}{\ell - \delta} = \frac{T^* - T_s}{T_e - T^*} = K \quad (4)$$

The location δ that separates the upper from the lower liquid regions can be obtained by solving Eq.(4) as

$$\delta = \frac{K}{1+K} \cdot \ell \quad (5)$$

On the other hand, the local heat transfer coefficient A at the liquid-vapor interface is obtained from [7], [8] as

$$A = \left(\frac{2\hat{a}}{2-\hat{a}} \right) \cdot \sqrt{\frac{M}{2\pi RT_g}} \cdot \left(\frac{h_{fg}^2}{T_g \nu_{lg}} \right) \cdot \left[1 - \frac{P_g \nu_{lg}}{2h_{fg}} \right] \quad (6)$$

Here, \hat{a} is an accommodation coefficient and the value of it is referred by [12]; M , molecular weight; R , universal gas constant; h_{fg} , latent heat of evaporation; T_g , temperature in the vapor phase; ν_{lg} , change in specific volume from liquid to vapor, and P_g , vapor pressure.

The equation of motion and heat conduction become

$$\left(\frac{\partial}{\partial t} - \nu \nabla^2 \right) \nabla^2 v' = 0 \quad (7)$$

$$\left(\frac{\partial}{\partial t} - a \nabla^2 \right) T' = \beta_1 v' \quad (8)$$

Here, ν is a kinematics viscosity; v' velocity in the y -direction; a a thermal diffusivity of the liquid; T' , temperature disturbance; β_1 , temperature gradient of the upper liquid region. It will be noted that the equation for v' contains no buoyancy term and is the same as that of [2].

The relation for S and Q are taken to depend linearly on T' because we are considering an infinitesimal disturbance theory and therefore need only the first two terms in a Taylor expansion.

$$S = S_o - \sigma T'e \quad (9)$$

Where $\sigma = -(\partial S / \partial T)_{T=T_e}$, represents the rate of change of

surface tension with temperature.

$$Q=Q_0+qT'e \quad (10)$$

Where $q=(\partial Q/\partial T)_{T=T}$, represents the change of heat flux with respect to temperature at the liquid surface.

Since the lower liquid region is quiescent, four hydrodynamics for the upper liquid can be described as follows:

At $y'=0$:

$$v'=\frac{\partial^2 v'}{\partial y'^2}=0 \quad (11)$$

At $y'=\ell-\delta$:

$$v'=0 \text{ and } p\nu \frac{\partial^2 v'}{\partial y'^2}=\sigma \nabla_1^2 T' \quad (12)$$

Here $\nabla_1^2=(\partial^2/\partial x'^2+\partial^2/\partial y'^2)$.

Thermal boundary conditions are

$$T'=Y\partial T'/\partial y' \quad (13)$$

At $y'=0$, and

$$-k\partial T'/\partial y'-AT'=qT' \quad (14)$$

at $y'=\ell-\delta$. The thermal boundary condition (13) is the supply of heat to the bottom surface of the upper liquid region from the lower liquid region under the "conducting" condition, $T'=0$ (i.e., $Y=0$).

Let dimensionless variables be defined as

$$(\xi, \mu, \zeta)=\left(\frac{x}{\ell-\delta}, \frac{y'}{\ell-\delta}, \frac{z}{\ell-\delta}\right) \quad \tau=ta/(\ell-\delta)^2 \quad (15)$$

Here, $y''=y-\delta$. v' and T' be written in the form of

$$v'=-a/(\ell-\delta) \cdot F(\xi, \zeta) \cdot f(\eta) \cdot e^{Pr} \quad (16)$$

$$T'=\beta_1 \cdot (\ell-\delta) \cdot F(\xi, \zeta) \cdot g(\eta) \cdot e^{Pr} \quad (17)$$

It yields

$$\frac{\partial^2 F(\xi, \zeta)}{\partial \xi^2} + \frac{\partial^2 F(\xi, \zeta)}{\partial \zeta^2} + aF(\xi, \zeta)=0 \quad (18)$$

where a is a nondimensional wave number derived from the application of the separator of variables method. One also obtained

$$\left[\rho - Pr(D^2 - a^2)\right](D^2 - a^2)f(\eta)=0 \quad (19)$$

$$\left[\rho - (D^2 - a^2)\right]g(\eta)=-f(\eta) \quad (20)$$

where, $D \equiv d/d\eta$ and $Pr=\nu/a$ which is called the Prandtl number.

The boundary conditions (11), (12), and (14) become

$$f(0)=f''(0), f(1)=0, f'(1)=-a^2Bg(1), g(1)=-Lg(1) \quad (21)$$

where,

$$B=\frac{\sigma\beta_1(\ell-\delta)^2}{\xi \cdot \nu \cdot a} \quad (22)$$

and

$$L=\frac{(q+A) \cdot (\ell-\delta)}{k} \quad (23)$$

Are the dimensionless parameters, called the Marangoni and Biot numbers, respectively.

The thermal boundary condition, for the conducting case($Y=0$)yields

$$g(0)=0 \quad (24)$$

For neutral stability, Eqs.(19) and (20) for $p=0$ are reduced to

$$(D^2 - a^2)(D - a^2)f(\eta) \quad (25)$$

and

$$(D^2 - a^2)g(\eta)=f(\eta) \quad (26)$$

respectively. Equation (25) subject to the first of Eq.(21) is solved to yield

$$f(\eta)=af\{\sinh a \cdot \eta \cdot \cosh a \eta - \cosh a \cdot \sinh a \eta\} \quad (27)$$

where $a_j=-a \cdot B \cdot g(1)/(2 \cdot \sinh^2 a)$.

Similarly, Eq.(26) subjects to the last condition of Eqs.(21) and (24) gives.

$$g(\eta)=\frac{af}{4a^2} \left[\{ a \cdot \sinh a \cdot \eta \cdot \sinh a \eta - \sinh a \cdot \eta \cdot \cosh a \eta \right. \\ \left. - 2a \cdot \cosh a \cdot \eta \cdot \cosh a \eta \right] - \frac{(a \sinh^2 a - (a^2 + 1) \sinh a \cosh a}{(a \cosh a + L \sinh a)} \\ \left. - 2a \cosh^2 a \right) + L(a \sinh^2 a - \sinh a \cosh a - 2a \cosh^2 a) \sinh a \eta \quad (28)$$

for the conducting case, and

A substitution of Eqs.(28) into the fourth boundary condition of Eq.(21) results in one

$$B=\frac{8a \sinh^2(a \cosh a + L \sinh a)}{\cosh a (\sinh^2 a - 2a^2) + a \sinh a} \quad (31)$$

For the conducting case.

3. RESULTS AND DISCUSSION

Equation (31) is graphically illustrated for B versus in Fig.2 with L as parameter. The obtained curves are similar to the

marginal(neutral) curve to Pearson. The values of the critical Marangoni number and of the critical wave number are, for the conducting case and $L=0$ as in the present study, $B_{crit}=57.6$ and $a_{crit}=1.7$, respectively. In general, Larger positive values of L lead to greater stability.

4. CONCLUSION

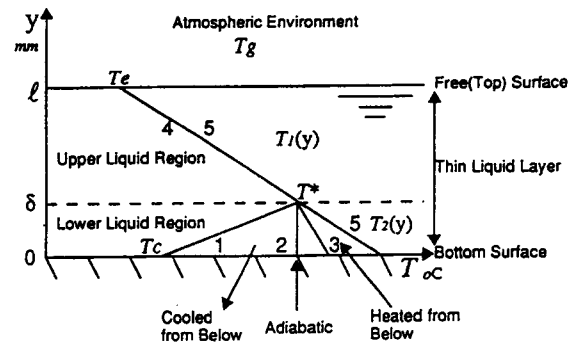
Temperature measurements revealed a thin liquid layer consisting of two strata with Benard cells appearing in the evaporating upper stratum and heat conduction taking place in the lower one. A theoretical model has been developed to describe the new type of natural convection in the present study. The following conclusions have been derived:

- (1) Cellular convection in a thin liquid layer induced by surface evaporation can be explained by the present stability analysis.
- (2) The governing dimensionless parameters, Marangoni and Biot numbers, are derived by means of the separation of variables method.
- (3) The analytical results are verified by the experimental data.

REFERENCES

- [1] Rayleigh, L. 1916 On convection currents in a horizontal layer of fluid the high temperature is on the under side. *Philosophical Mag.* Vol.32, No.192, 529-546.
- [2] Pearson, J.R.A. 1958 On convection cells induced by surface tension. *J.Fluid Mech.*4, 489-500.
- [3] Nield, D.A. 1964 Surface tension and buoyancy effects in cellular convection. *J.Fluid Mech.* 19,341-352.
- [4] Verlarde, M.G. & Normand, C. 1980 Convection. *Scientific American.*243,92-108.
- [5] Chai, A.T. & Zhang, N.1996 Marangoni-Benard convection in an evaporating liquid thin layer, presented at 4th Int. National Symp. On Heat Transfer. 7-11. Oct. Beijing.
- [6] Yang, W.J., Guo, K.H. & Sakamoto, M. 1997 Evaporation-induced cellular convection in the thin liquid layers. *Exp.Heat Transfer.*
- [7] Carrey, V.P. 1992 Liquid-vapor phase change phenomena: An introduction to the thermophysics of vaporization and condensation process in heat transfer equipment. 112-120. Hemisphere, New York.
- [8] Faghri, A. 1995 Heat pipe science and technology. 72-75.

Taylor & Francis.



Line

- 1: positive temperature gradient due to cooling from below
- 2: zero temperature gradient due to no heat flow from below
- 3: negative temperature gradient due to heated from below
- 4: negative temperature gradient due to surface evaporation
- 5: Rayleigh-Benard and Marangoni-Benard type convection

Fig.1 A model for evaporation-induced natural convection in a horizontal, thin liquid layer of thickness of 1 mm or less subjects to being cooled, insulated, and heated from below (line 1,2, and 3) as compared with Rayleigh-Benard and Marangoni-Benard convection (line 5).

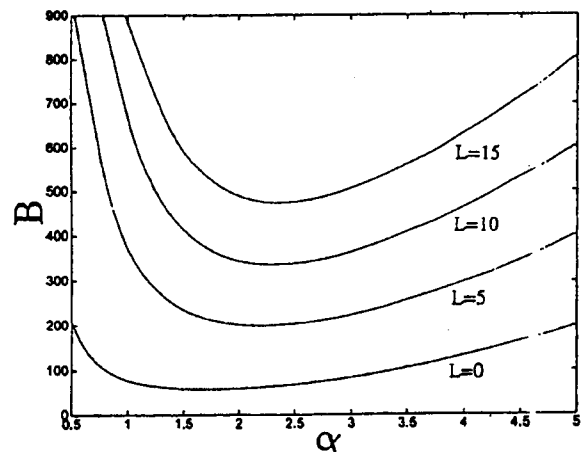


Fig.2 Neutral stability curves, conducting case.

煮沸密封による高負圧発生の試み

廣 和樹

A trial for generating high negative pressure by sealing a plug in a boiling water

Kazuki HIRO

A liquid is stretched isotropically under negative pressure. Where it is in a thermodynamically metastable state, it is apt to cavitate through nucleation process. We aimed to generate high negative pressure in Berthlot method using a metal tube for facilitating measurements of properties in the still uncovered range. Negative pressure was not found to increase with repeated cavitation by sealing a metal a boiling water. The result means that negative pressure was affected by the pore-like defects in the metal bulk.

1. 緒言

「液体に高負圧を発生させる技術の確立」というのが本実験の目的である。液体の負圧は、液体が過膨張状態にあるとき安定状態に戻ろうとして、等方性の引っ張り力が働くといわれているが報告例は少なくよく解かっている。負圧発生が困難な理由は、この状態が過膨張な準安定であるために気泡が発生し負圧 (-5Mpa)から飽和蒸気圧 (0.1Mpa程度) に転移することにある。理論的には負圧の最大値は水では-140Mpa程度⁽¹⁾といわれていることから、水分子自体の限界張力というよりは他の要因で決定されており、この要因として水中のゴミや水と接する容器壁面の欠陥に捕らわれた微少なガスが考えられている。⁽²⁾

本研究ではこれまでの結果から、負圧発生を妨げる要因は、試料水を密封する際に用いる栓表面の欠陥にあるガスで、栓内部からガスが供給されるため高負圧発生となると容易でないと考えている⁽³⁾。そこで今回は、容器本体と同じ材質の栓を用い煮沸処理を行って、容器壁全体の表面上に捕らわれているといわれるガスを抜気した後、その煮沸水中で栓を封入することによって高負圧発生を試みた。

2. 実験

2.1 実験容器

実験容器を図1に示す。容器中央には直径4mm、深さ16mm、底の厚さ4mmの試料室がある。試料室の下部がダイヤフラムとなっており、裏側にはひずみゲージと熱電対とが接着してある。試料室内の圧力は既知の圧力で較正しておくことで測定した。較正方法を図2に示す。実験容器の上蓋の代わりにジグを取り付け、窒素ガスポンベから窒素ガスを試料室へ送り込み、そのときのガス圧とダイヤフラムのたわみに伴う電圧信号の変化をmulti-meterで読みとった。また試料の温度は、熱電対の温度と等しいとして測定した。

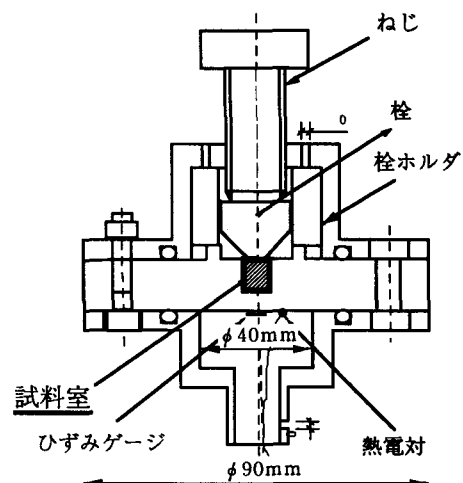


図1 実験容器

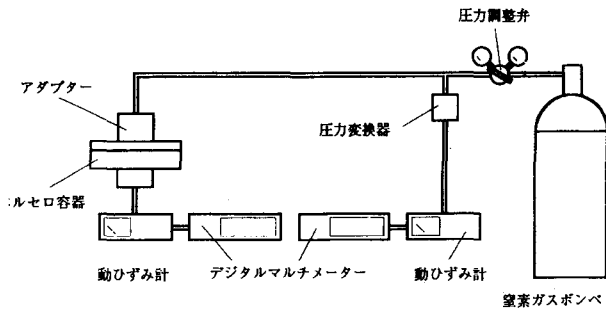


図2 較正方法

2.2 煮沸密封

煮沸封入は181容器内に蒸留水を満たしておき、容器本体（上蓋、試料容器、栓ホルダ、下蓋よりなる）と栓を入れ煮沸したのち、水中にて栓を上蓋のねじ穴から試料室上に挿入しねじを締め付けて栓を塑性変形させて密封した。そして高温水中に約1時間、70~80℃の範囲で漏れチェックを行って漏れないことを確認して、負圧測定を行った。

2.3 負圧測定

負圧は、これまでと同様に、実験容器全体の温度を下げて熱膨張率の違いによって発生させ、キャビテーション前後の圧力差を読みとって測定した。そして温度を上げることによって正圧発生させた後、冷却して再び負圧測定し、この温度サイクルを多数回繰り返して各サイクルでの負圧を測定した。多数回温度サイクルを繰り返す理由としては、外国の研究者によって温度サイクルを繰り返すと負圧が増加傾向を示すことが明らかにされ、そのモデルとして、図3のようにキャビテーションの起こる原因となる微小な気泡は、容器壁表面の亀裂に存在し、この気泡が力のつりあいにより亀裂に捕らわれているが、負圧が発生し水からの引っ張り力が強くなると、力のつりあいが破られて気泡は亀裂の外へ解放され、この気泡がキャビテーションの原因となる、といわれていたことによる。

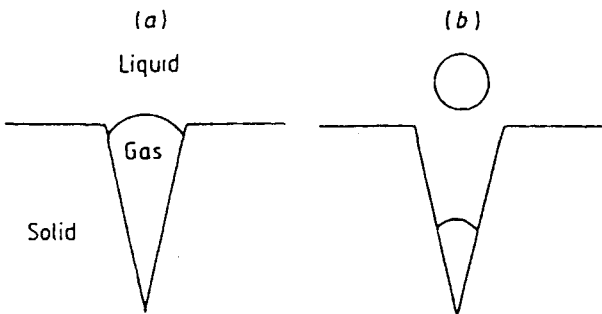


図3 表面欠陥モデル

2.3 電解研磨

負圧が容器表面の欠陥に捕らわれたガスに影響されるならば、容器と栓との表面粗さはできるだけきれいの方がよい。そこで、試料室壁面の電解研磨を行った。容器の電解研磨は、図4に示すように、陽極となっている紙片の研磨面が電解槽の中で溶け出すことによって面の平滑化が達成される⁽⁴⁾。電解溶液には10%りん酸水溶液を用い、電流密度は約34mA/cm²であった。研磨後の試片の表面はやや光沢のあるくらいにしておいた。

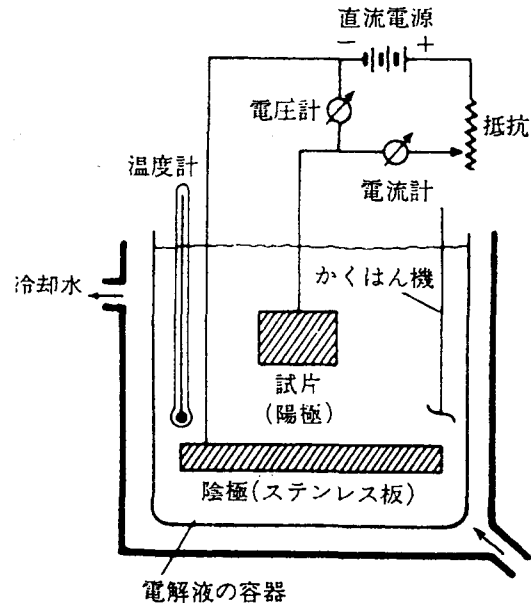


図4 電解研磨

3. 結果と考察

図5に、煮沸密封による方法と、つぎに栓のみを煮沸した方法での各温度サイクルで得られた負圧の20サイクル

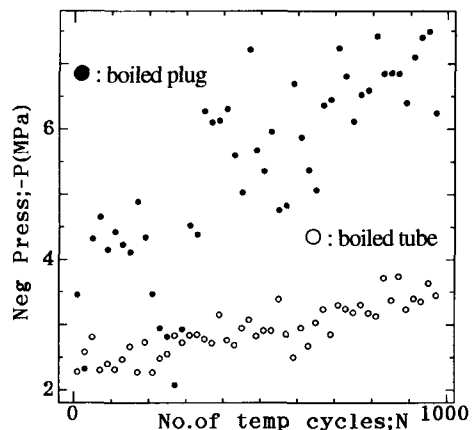


図5 負圧-温度サイクルの関係

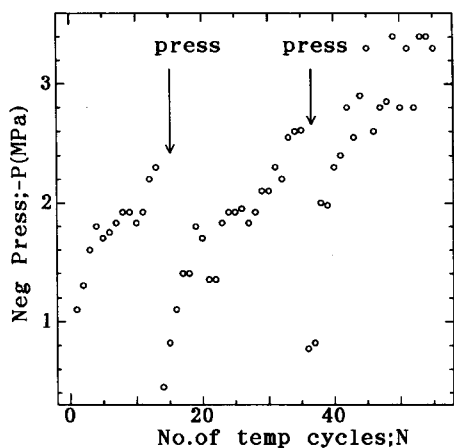


図6 締め増しの影響

ルごとの平均を示す。負圧はともに増加傾向を示したが煮沸しても高負圧は得られずわずか4 MPa以下となった。この結果から負圧に影響を及ぼすといわれるガスは容器本体には存在しないものと考えられる。

図6に約20サイクルごとに栓の締め増しを行った実験結果を示す。締め増しを行うたびに負圧は一時的に減少しその後増して一定値に落ち着く傾向を示した。栓の締め増しによる密封部分が負圧と関係しており、先の結果も考慮すると最初のサイクルだけでなく全体的に影響している可能性があることがわかる。

図7に容器材質を変えた実験結果を示す。銅の方の負圧の方がステンレス鋼よりも大きかった。銅製の実験容器（工業用純銅）は試料室の容積がステンレス製の実験容器（sus316）よりも約10倍大きく、ガス拡散係数も銅の方がステンレス鋼よりも大きい。一般的に負圧を大きくするには試料の容積を減らした方が良いとされている⁽³⁾。また、材料内部のガスは理論的には銅の方がステンレス鋼よりも移動しやすい。このことから、現段階での負圧

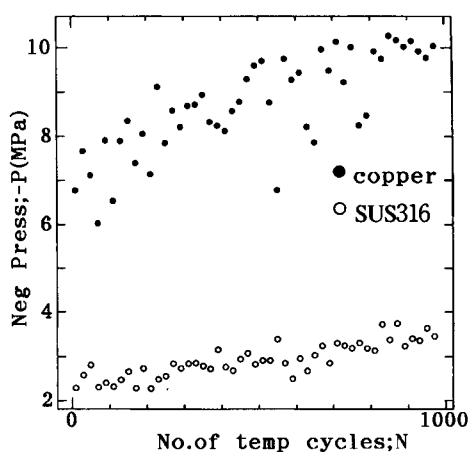


図7 材質の違い

は、容器材質や試料そのもので定まる物性でなく、局所的な場所から影響を受けているものと推測される。

4. 結 言

容器全体を煮沸しその中で密封するという方法を試みて負圧測定した結果、次のように考えた。

- (1) 負圧に影響を及ぼすといわれるガスは容器本体には存在しない。
- (2) 栓と容器の密封部分が負圧に全体的に影響している可能性がある。

参考文献

- (1) J.C.Fisher:J.Appl.Phys.19(1951)970
- (2) 大出義仁 日本物理学学会誌 Vol.51,No12,(1996)892
- (3) D.H.Trevena:"Cavitation and Tension in Liquid"(1987), [Adam Hilger, Bristol, Philadelphia]
- (4) ギュンター・ベツォー 金属エッチング技術 (1977) アグネ

水溶性研削液を用いた超仕上加工

和田 任弘

Super Finishing with Water Soluble Grinding Fluid

Tadahiro WADA

In super finishing of the sintered stainless steel with the water soluble grinding fluid, the surface roughness was investigated experimentally. The super finishing stone used was WA600RH70. The main results obtained are as follows: (1) The surface roughness was constant above the stone pressure 0.25MPa. The super finishing stone wear increased with the increase of the stone pressure. This is the reason why because the abrasive grain easily released at the high stone pressure. (2) The surface roughness increased with the increase of the maximum inclination angle. (3) The surface roughness became better among work-piece speed from 28m/min to 100m/min.

1. 緒 言

粉末冶金は、複雑形状部品を高精度に大量生産できる特徴があり、自動車用部品などの製造技術として多く利用されている。焼結機械部品の中で、耐食性が要求される場合には、焼結ステンレス鋼が使用される。焼結機械部品は、要求される仕上げ面品位を得るために、焼結後に機械加工が行われる場合も多い。短時間において良好な仕上げ面品位を得るための方法として、超仕上加工は有効な方法であるが、焼結ステンレス鋼の超仕上げを行った研究はあまり見あたらない^(注1) である。超仕上加工とは、微細な砥粒を比較的強度の低い結合剤で固めた砥石を工作物に押付け、砥石と工作物の接触面に適度の粘度をもった油を注ぎかけながら、微小振動を含む相対運動を与えて、金属表面を仕上げる加工法⁽¹⁾である。超仕上げの特長は、仕上げ面の平滑度が非常によいこと、仕上げ面に方向性がほとんどないこと、加工能率が非常

によいことなどである⁽²⁾。現在、超仕上加工では切りくず排出効果、潤滑効果ともに優れた不水溶性の工作液が用いられている⁽³⁾。ところが、切削や研削などの前加工では、水溶性の工作液が使用され、また超仕上げ後において、不水溶性の工作液の洗浄・脱脂が必要となる場合も多い。このため、超仕上加工においても、水溶性の工作液が使用できれば、生産性向上に有効であると考えられる。

そこで本研究では、焼結ステンレス鋼の超仕上加工において、水溶性研削液を用いた場合、加工条件が、主として表面粗さに及ぼす影響を調べた。さらに、生産性向上のためには高速度加工も有効な方法であるが、このことについても検討を加えた。すなわち、一般に工作物の周速度を低くして超仕上加工が行われるが、本研究では、工作物の周速度を速くして超仕上げを行い、工作物の周速度が表面粗さに及ぼす影響を調べた。

2. 実験装置および方法

使用した超仕上げ装置は、蔵田精密製SF115型超仕上げ装置である。これを、旋盤の往復台に取付け使用した。

使用旋盤は、三菱重工業製 高速旋盤HL300-U型 (70~3200rpm, 3.7kW) である。

(注1) 溶製材としてのステンレス鋼の超仕上げについては、古くから行われており、たとえば、以下の文献に記載が見られる。

五十嵐正隆, わかり易い機械講座15. 精密仕上と特殊加工, 彰国社, 東京, 昭和46年 (第1版第2刷), 49.

主要部を図1に示す。砥石ホルダ③に取付けられた砥石②は、加圧アーム④に内蔵されたばねによって工作物①に押付けられ一定の圧力を与えられるとともに、工作物の長手方向（旋盤の縦送り方向）に振動させられる。なお、工作物は、ホルダを介して主軸に取付けられ、回転運動が与えられる。

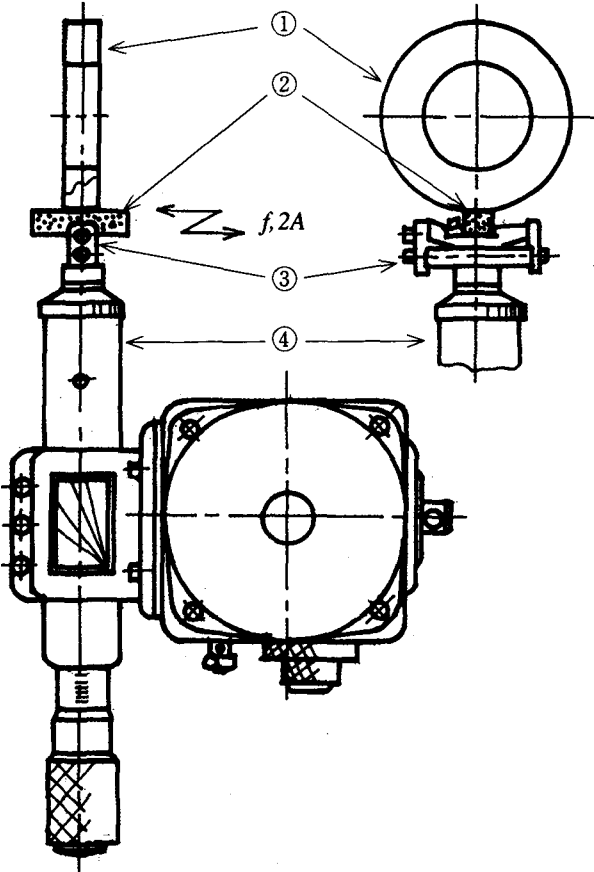


図1 実験装置

工作物には、焼結ステンレス鋼（SUS316L相当）を用いた。工作物の幅は、20mmである。超仕上げの前加工としては、PVDコーテッド超硬バイトによって焼結ステンレス鋼の外周旋削を行い、工作物の表面粗さを一定にした。そのときの切削条件を、表1に示す。工具材種は、超硬合金K10種を母材とし、TiNをPVDコーティングしたものである。なお、バイトの摩耗によって、前加工における工作物の表面粗さは変化するが、本研究では、工具摩耗の比較的少ないバイトを使用した。

超仕上げ時の加工条件を表2に示す。工作物の周速度 V_w 、加工時間 t ならびに砥石圧力 P については、 $V_w=28.0\text{m/min}$ 、 $t=30\text{s}$ ならびに $P=0.25\text{MPa}$ を標準的な加工条件とした。

超仕上げに使用した砥石を、表3に示す。一般に、鋼材の超仕上げ加工によく使用されるビトリファイドを結合剤としたWA600RH70砥石を使用した。砥石の形状は、幅15mm、厚み15mmで、長さ50mmの角柱である。このため、工作物の幅（20mm）に比べ、砥石長さ（50mm）の方が長いので、棒状砥石に一定の圧力を加えて工作物の円筒外面を仕上げる定圧加工法を行った。すなわち、旋盤の縦送り装置は使用せず、砥石に一定の圧力を付加した状態で、砥石を工作物の長手方向に振動させた。用いた工作液は、ユシロ化学工業社ユシローケンシンセティック#880を10倍に水道水で希釈した水溶性研削液である。これを、砥石-工作物接触部上方に設られたノズルによって毎分10L供給した。

表3に示した加工条件で、焼結ステンレス鋼の超仕上げを行い、表面粗さを調べた。なお、表面粗さは、工作物の長手方向について測定し、表面粗さの測定には、触針式表面あらさ形状測定器（東京精密製サーフコム1400A）を用いた。表面粗さの表示は、JIS1994年版で行った。

表1 外周旋削における切削条件

切削速度	$V=100\text{m/min}$
送り	$S=0.2\text{mm/rev}$
切込み	$a=0.1\text{mm}$
切削方式	乾式切削
工具材種	PVDコーテッド超硬合金

表2 超仕上げにおける加工条件

工作物の周速度	$V_w = 15.5 \sim 141\text{m/min}$
砥石振動数	$f = 30.8\text{Hz}$
全振幅	$2A = 1.1 \sim 3.5\text{mm}$
加工時間	$t = 0 \sim 40\text{s}$
砥石圧力	$P = 0.15 \sim 0.35\text{MPa}$

表3 超仕上用砥石

砥石	砥粒	結合剤	粒度	結合度
WA600RH70	WA	V	600	RH70

V：ビトリファイド結合剤， 処理剤なし

超仕上げでは、砥粒切れ刃が工作物表面上を描く切削運動の軌跡は、図2に示すように正弦波となる。V_wを工作物の周速度(m/min), V_sを砥石速度(m/min)とすると、切削速度V(m/min)は、式(1)で示される。

$$V = (V_w^2 + V_s^2)^{1/2} \quad (1)$$

さらに、fを砥石の振動数(Hz), Aを砥石の片振幅(mm), Nを工作物の回転数(rpm), Dを工作物の直径(mm), tを時間(s)とすると、V_wならびにV_sは、それぞれ式(2), (3)で表される。

$$V_w = \pi D N / 1000 \quad (2)$$

$$V_s = (120 \pi A f / 1000) \cdot \cos(2 \pi f t) \quad (3)$$

式(3)に示すように、V_sは、時間とともに変動し、その結果、Vも変動する。

VとV_wのなす角度を、傾斜角θ(°)とすると、θは、式(4)で示される。

$$\begin{aligned} \theta &= \tan^{-1}(V_s / V_w) \\ &= \tan^{-1}\{(120 A f / D N) \cdot \cos(2 \pi f t)\} \end{aligned} \quad (4)$$

式(1)より、切削速度Vの最大値V_{max}(m/min), ならびにそのときの傾斜角(最大傾斜角)をΘ(°)とすると、V_{max}ならびにΘは、それぞれ式(5),(6)で示される。なお、切削速度Vの最小値V_{min}(=V_w), ならびにそのときの傾斜角は、それぞれπDN/1000および0となる。

$$V_{\max} = (\pi / 1000) \cdot \{(DN)^2 + (120 A f)^2\}^{1/2} \quad (5)$$

$$\Theta = \tan^{-1}(120 A f / D N) \quad (6)$$

以上の運動条件の中で超仕上機構重要な値は、切削速度の最大値V_{max}とそのときの傾斜角、すなわち最大傾斜角Θ, およびfである⁽⁴⁾。そこで、本研究では、V_{max}とΘを変化させて、超仕上げ加工を行った。

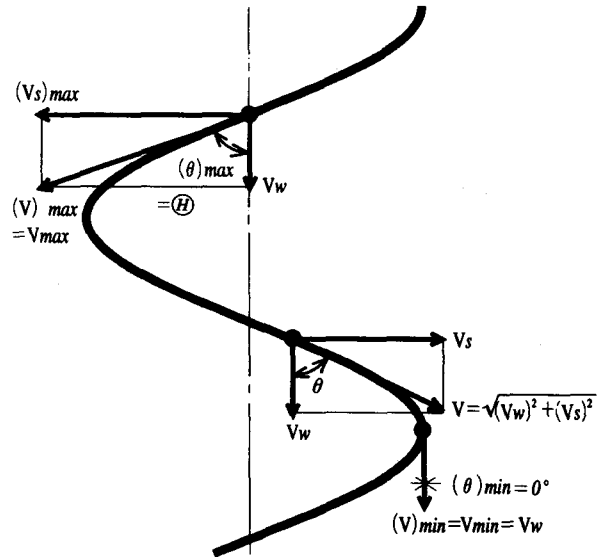
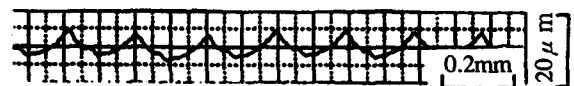


図2 砥粒の切削軌跡

3. 実験結果および考察

3.1 超仕上前における工作物の表面粗さ

表1に示した切削条件で焼結ステンレス鋼の外周旋削を行い、送り方向の仕上げ面粗さを求めた。その結果、超仕上前における工作物の表面粗さは、Ra=1.5~1.7 μm, 最大高さRy=6~7 μmとなった。バイトの送り方向(工作物の長手方向)における断面曲線の一例を、図3に示す。図3中に示す断面曲線より下側が焼結ステンレス鋼である。



Ra=1.6 μm, Ry=7 μm

図3 超仕上前における断面曲線

3.2 加工時間

超仕上げの場合、加工能率に影響する加工条件は非常に多く、それぞれが互いに影響しあっており、作業目的に適した加工条件を選択する必要がある。このため、砥石メーカーや超仕上加工機製造メーカーの技術資料には、工作物、使用砥石などによって、作業目的に適した具体的な加工条件が推奨されている。しかし、本研究のように、水溶性の工作液を使用して超仕上げを行う場合の推奨加工条件については、明らかにされていない。そこで、不

水溶性の工作液を使用して超仕上げを行う場合を参考にして予備実験を行い、表面粗さにおいて、水溶性の工作液を使用した場合に適した加工条件を見いだした。

図4に、工作物の周速度28.0m/min，最大傾斜角13.1°，砥石圧力0.25MPaを一定として焼結ステンレス鋼の超仕

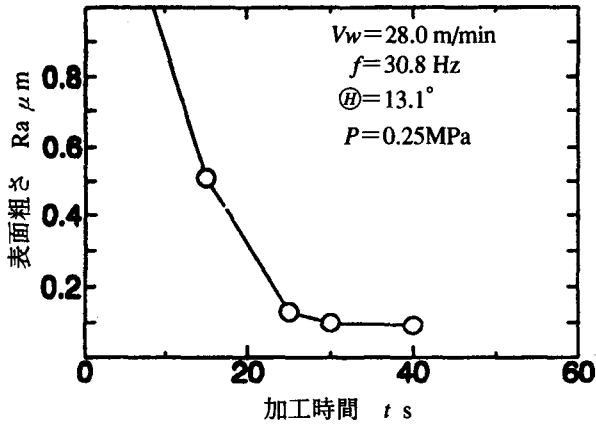


図4 加工時間と表面粗さ

砥石の振動数30.8Hz，最大傾斜角29.3°，加工時間30sの場合を示す。砥石圧力の上昇につれ表面粗さは小さくなる。しかし、砥石圧力を大きくすると、砥石損耗量も増加した。そこで、以下の実験においては、砥石圧力は0.25MPaと一定とした。

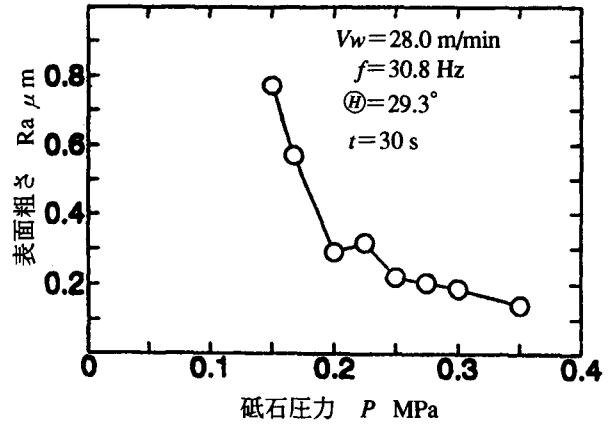


図6 砥石圧力と表面粗さ

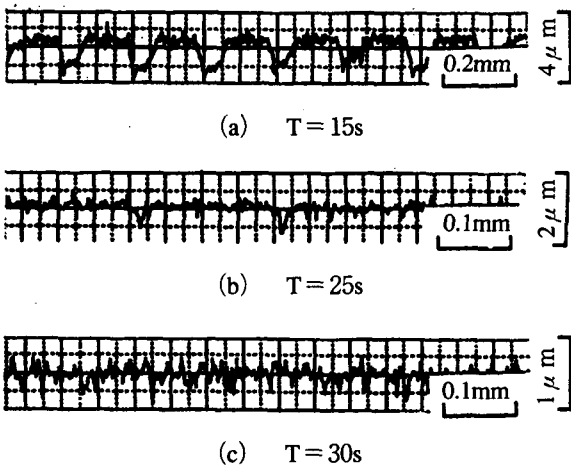


図5 加工時間による断面曲線の変化

上げを行った場合、加工時間が表面粗さに及ぼす影響を示す。超仕上げ加工は、加工時間25秒までに急激に行われている。加工時間40秒で $Ra=0.091 \mu\text{m}$ の表面粗さになる。この時の、工作物の長手方向の断面曲線の変化を図5に示す。

3.3 砥石圧力

WA600RH70砥石を用いて、砥石圧力が表面粗さに及ぼす影響を調べた。図6に、工作物の周速度28.0m/min，

3.4 最大傾斜角

次に、最大傾斜角が表面粗さに及ぼす影響を調べた。図7に、工作物の周速度28.0m/min，砥石の振動数30.8Hz，加工時間30s，砥石圧力0.25MPaの場合を示す。最大傾斜角の増加につれ、表面粗さは大きくなる。

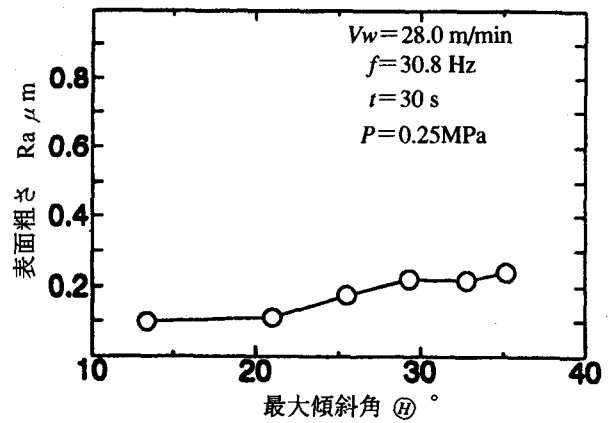


図7 最大傾斜角と表面粗さ

3.5 工作物の周速度

砥石の振動数30.8Hz，全振幅1.8mm，砥石圧力0.25MPaで超仕上げを行い、工作物の周速度と表面粗さの関係を

調べた。加工時間30sの場合を、図8に示す。工作物の周速度 V_w を28~100m/minとすれば、 $0.1\ \mu\text{mRa}$ 程度の表面状態が得られる。しかし、工作物の周速度が遅い場合は、表面粗さは、粗悪になる。これは、この場合における工作物の長手方向の断面曲線が、図5(a)に示したような形状になるためである。また、工作物の周速度が速い場合にも、仕上げ面はやや粗悪になる。

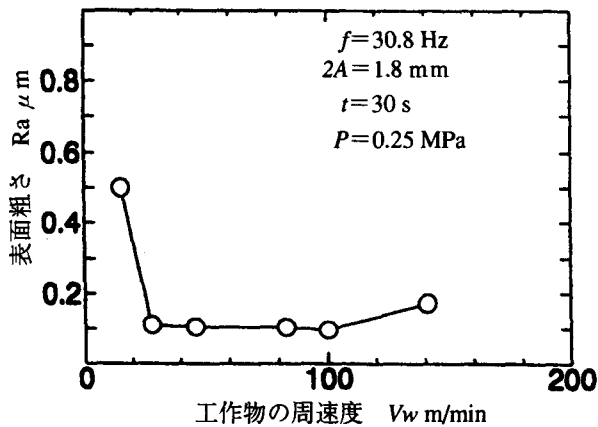


図8 工作物の周速度と表面粗さ

4. 結 言

本研究では、焼結ステンレス鋼の超仕上加工を

WA600RH70砥石で行い、主に表面粗さを調べた。

得られた主な結果は次の通りである。

- (1) 表面粗さは、加工時間とともに小さくなり、30秒前後で一定の値になる。
- (2) 表面粗さは、砥石圧力0.25MPa以上でほぼ一定となる。しかし、砥石圧力を大きくしすぎると、砥粒が脱落し始め、砥石損耗量が急増する。
- (3) 表面粗さは、最大傾斜角の増加につれ大きくなる。
- (4) 工作物の周速度が28m/minから100m/minの範囲内で、良好な表面状態が得られる。しかし、上記範囲以外の周速度では、表面は粗悪になる。

本研究では、水溶性の工作液を用い超仕上加工を行う場合、良好な仕上げ面を得るための最適な加工条件について調べた。さらに、加工条件が、砥石損耗、加工変質層などに及ぼす影響も調べる必要があり、このことについては今後の課題としたい。

参考文献

- (1)砥粒加工研究会，砥粒加工技術便覧，日刊工業新聞社，昭和40年（初版），879。
- (2)機械工作便覧編集委員会，JISにもとづく機械工作便覧，理工学社，1964年（7版），6-208。
- (3)上田，坂本，杉田，水溶性加工液による超仕上げ，精密工学会誌，62，2，（1996）252-257。
- (4)参考文献(1)の880ページ。

ヒステリシスコンパレータを用いた 三相高力率コンバータのシミュレーション

井村 榮仁・田守 里士

Simulation of A 3-Phase High Power Factor Converter Using Hysteresis Comparator

Shigeji IMURA and Satoshi TAMORI

近年、家電製品をはじめ半導体電力変換装置の普及が著しい。特に、これらの装置は多くの場合直流で動作するので入力部に順変換器を設けている。そのため、高調波の発生やエネルギー損失などの問題が生じている。

従来の位相制御では低力率で多量の高調波を発生するので、最近ではPWM制御やヒステリシスコンパレータによる追従制御が一般的となってきた。高力率だけでなく、高調波低減という要求に対してはヒステリシスコンパレータの追従制御が有利と考えられる。

本論文では、ヒステリシスコンパレータによる三相コンバータを直流出力電圧値が三相入力線間電圧より高い範囲で動作させ、①主回路、制御回路ともに簡単な構成、②高調波電流の低減、高力率、③入力信号対出力の比例関係、を実現するための制御方式について検討し、今回はシミュレーションにより諸特性を調べた。

その結果、力率はほぼ1で、高調波電流が殆ど発生せず、入力信号に対する制御性能も良好な特性を得た。

1. まえがき

近年、省エネルギー、高調波障害の低減などが重要な課題となっている。一方、機能性の高い電気電子機器として半導体電力変換装置の需要が増加している。

これらの電力変換装置は、概ね入力部等にコンバータを内蔵しており、従来これの出力制御を位相制御により行っていた。しかし位相制御では原理上低出力時に力率が悪く、同時に高調波電流の発生も無視できなくなる。

そのため、最近PWMコンバータなど高力率で歪み率の少ないコンバータの研究、開発がなされてきた。

本報告では、回路構成が簡単なヒステリシスコンパレータを用いた電流追従形三相高力率コンバータについてシミュレーションにより諸特性を算定した。この結果、直流出力電圧が入力交流線間電圧の最大値より大きい範囲では良好な制御特性が得られることが示される。

制御方法の基本的考え方としては、三相の電圧信号の最大値および最小値に注目し、これに各相入力電流を追従させるためにヒステリシスコンパレータを2個使用している。

交流入力1周期は、等価な6個の期間に分かれるので、任意の1/6周期に着目し、そこでの可能な回路モー

ドを見出す。シミュレーションではこれらの各モードごとの状態方程式を立てルンゲクッタ・ジル法により計算する。

2. 主回路構成、動作モードおよび制御回路

2.1 主回路構成

図1に本論文におけるヒステリシスコンパレータを用いた三相高力率コンバータの主回路構成を示す。スイッチング素子にはインバータ用のIGBTを使用しており、逆

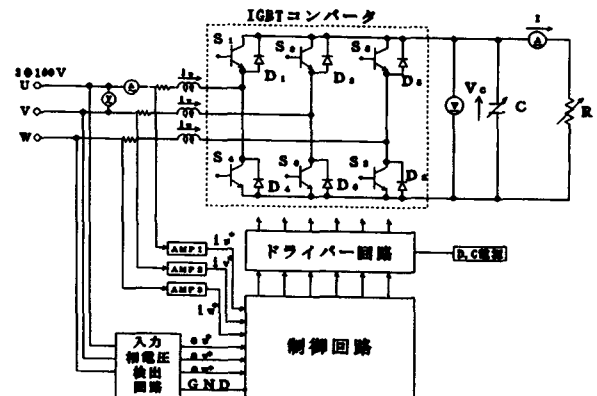


図1 主回路構成

並列に接続されたダイオードは内蔵されている。スイッチング周波数は約20kHz程度である。ごく基本的なブリッジ構成であるが、交流側リアクトルを流れる電流を増減させるために直流側出力電圧を積極的に利用する。

AMP 1～3は、計測用抵抗とともに制御回路1 (V) を交流入力電流C (A) に対応させるためのものである。

また、入力相電圧検出回路は交流入力電圧 (相電圧) と同相の制御信号を得るためのものである。

三相回路では単相回路とは違い三相分の入力電流を制御する必要がある。しかし単相回路のときのようにヒステリシスコンパレータを3つ用いて制御すると、コンパレータの動作と主回路における回路動作とが一致しないおそれがある。そこで、本研究では図1において三相入力電圧の相電圧を分圧して取り出し、基準制御信号としてこれらの相電圧信号の最大値および最小値を生成する。同様に各相電流の最大値および最小値を作り、この基準制御信号に追従させるよう2つのコンパレータを比較動作させ、論理回路で合成した振り分け信号を用いて $S_1 \sim S_6$ の各IGBTのドライバーに送出する。

このとき、直流出力電圧 V_c の値が交流入力線間電圧の最大値より大きい場合には、リアクトル中の電流は確実に減少するので、交流入力電流を正しく交流入力相電圧に追従させることができる。

2.2 動作モード

図2に制御シーケンスの概念図を示す。図におけるように三相入力相電圧の最大値および最小値に注目する。

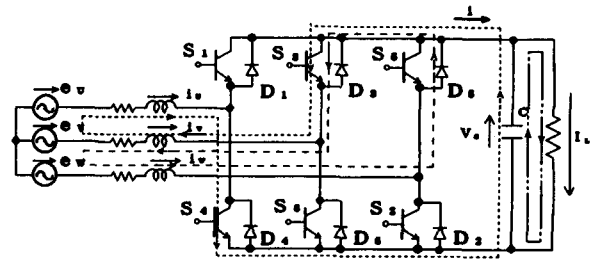
U相、V相およびW相の相電圧の1つが最大で、他のどれかが最小となる期間は交流1周期の間に同図からわかるように①～⑥の6個存在する。

そして、これら6個の期間における回路状態は各相が規則的に入れ替わるだけだから、実質的には同じである。

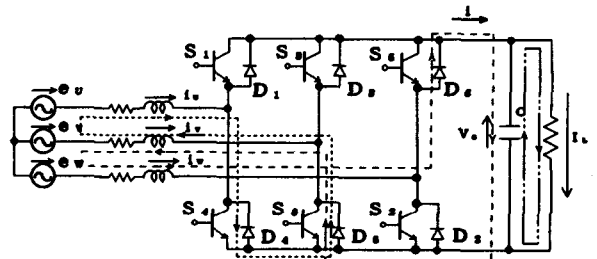
ここで、相電圧値が最大である相をX、最小である相をYとし、このときの対応する入力電流をそれぞれIX、IY、入力相電圧をEX、EY、電流の時間微分をDX、DY

表1 変数の変換表

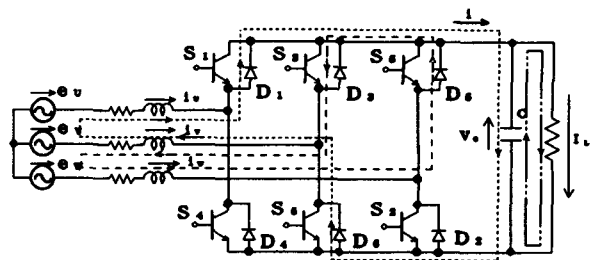
区間 (①～⑥)	相		変数					
	最大X	最小Y	DX	IX	EX	DY	IY	EY
①	U	V	di_u/dt	i_u	e_u	di_v/dt	i_v	e_v
②	U	W	di_u/dt	i_u	e_u	di_w/dt	i_w	e_w
③	V	W	di_v/dt	i_v	e_v	di_w/dt	i_w	e_w
④	V	U	di_v/dt	i_v	e_v	di_u/dt	i_u	e_u
⑤	W	U	di_w/dt	i_w	e_w	di_u/dt	i_u	e_u
⑥	W	V	di_w/dt	i_w	e_w	di_v/dt	i_v	e_v



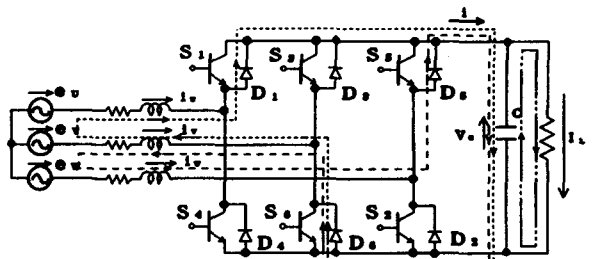
(a) モード1



(b) モード2



(c) モード3



(d) モード4

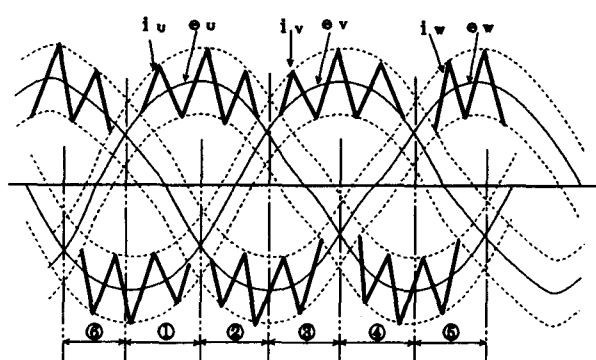


図2 制御シーケンスの概念図

図3 各モードにおける回路状態

とする。各期間におけるこれらの動作量を実際に与えたものが表1である。

さて、次に述べるように任意の1/6周期で考えると、さらに8つの回路モードに分かれる。1例として e_u が最大で、 e_v が最小である図2の周期①について説明する。

このとき最大でも最小でもないW相について、その相電圧 e_w が正であるか、負であるかによって2つの状態が生ずる。さて、 e_w が正の場合、4つのモード

モード1： i_u の絶対値増、 i_v の絶対値増

モード2： i_u の絶対値増、 i_v の絶対値減

モード3： i_u の絶対値減、 i_v の絶対値増

モード4： i_u の絶対値減、 i_v の絶対値減

が存在する。また、 e_w が負で i_u 、 i_v に関する増減が同様なものとして、それぞれモード5、モード6、モード7、モード8が考えられる。次にモード1～4について説明する。モード1では S_4 と S_3 にオン信号が印加され図3(a)に示すような回路となりU相、V相のリアクトルに直流出力電圧が交流入力電圧に加算された状態となり、 i_u 、 i_v ともに増加する。モード2では S_4 のみオンし同図(b)に示す回路となる。ここでは、 e_v に対し V_c が i_v を妨げる向きに働くので i_v は減少する。モード3においては S_3 のみオンし同図(c)に示す回路となる。ここでは、 e_u に対し V_c が i_u を妨げる向きに働くので i_u は減少する。モード4では同図(d)に示す回路となりすべての相において V_c が妨げる向きに働くので i_u 、 i_v ともに減少する。

ただし電流減少時におけるヒステリシスコンパレータの動作を期待どおり確実にを行うためには、 V_c を入力線間電圧の最大値より大きい範囲で制御しなければならない。

2.3 モードの遷移

前項2.2で述べた1/6周期内における8つのモードは、機械的に想定したものである。或る時点における1つのモードは、回路の動作量 i_x 、 i_y が時間の経過につれて変化するので、コンパレータの動作に基づく制御信号も変わる。これに伴って別のモードに遷移していくが、この遷移が合理的に実現されるかどうかをチェックする必要がある。これについては付録で詳しく述べるが、ここでは合理的な遷移が常に達成されるので、シミュレーションを実行する場合、問題がないことを記しておく。

2.4 制御回路

図4に制御回路のブロック図を示す。入力部は、入力相電圧信号 e_u^* 、 e_v^* 、 e_w^* とフィードバックした電流信号 i_u^* 、 i_v^* 、 i_w^* の6つである。入力相電圧信号の最大値および最小値を生成し、これらを2つのヒステリシスコンパレータの基準信号として入力相電流をこれらに追従

させる。中間の相の電流は、 $i_u + i_v + i_w = 0$ の関係より決まる。

具体的には、図4に示すように e_u^* 、 e_v^* 、 e_w^* を一括化部1に入力し、ここでこれらの信号の最大値SMXおよび最小値SMNを作る。 i_u^* 、 i_v^* 、 i_w^* についても同様に一括部2において最大値IMXおよび最小値IMNを作る。次に電圧および電流の信号の最大値どうし、すなわちSMXとIMX、また、最小値どうしであるSMNとIMNをそれぞれのヒステリシスコンパレータに入力し、IGBTに送る信号の基礎となる最大側の信号MXと最小側の信号MNを作製する。

ヒステリシスコンパレータでは、電圧および電流の2つの信号の偏差(SMX-IMX)および(SMN-IMN)により出力であるMXとMNを得ている。

また、 e_u^* 、 e_v^* 、 e_w^* の3つの信号を振り分け部に入力することにより、 e_u^* 、 e_v^* 、 e_w^* のそれぞれの最大値の期間をロジックレベル5(V)とした信号UX、VX、WXを作る。同様に最小値の期間を示す信号UN、VN、WNを作製しておく。こうして得られた信号MXと振り分け信号UX、VX、WXとの論理積をとって、それぞれ S_4 、 S_6 、 S_2 に送る。同様にMNとUN、VN、WNとの論理積を作って S_1 、 S_3 、 S_5 に振り分ける。例えば、 e_u^* が最大で e_v^* が最小とすると、MXとUXとのANDを S_4 に、また、MNとVNとのそれを S_3 にオン信号として印加する。

次いで最大でも最小でもない中間にある相について考える必要がある。中間の相の電流に関しては三相における束縛条件 $i_u + i_v + i_w = 0$ より直接フィードバック信号を用いて制御を行わなくても最大相と最小相を制御することにより必然的に決まってくる。

尚、実際にはこれらの信号はドライバー回路(富士電気EXB840)を経由して各IGBTに供給している。

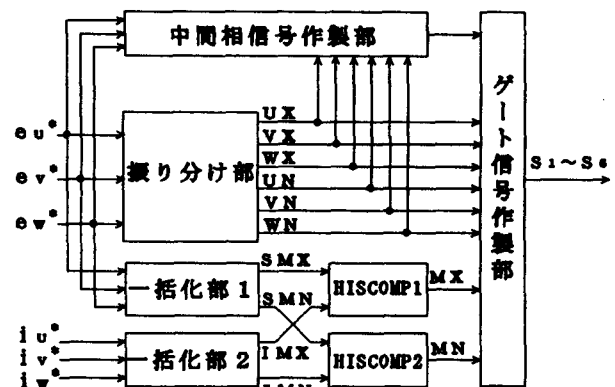


図4 制御回路

3. シミュレーション

3.1 制御範囲

最初に、これまでしばしば仮定してきた直流出力電圧 V_c の値が交流入力線間電圧の最大値より大きくなるための条件について考える。

交流入力線間電圧の最大値は、交流入力相電圧の実効値を E とすると $\sqrt{6} E$ となり、交流入力電流の実効値を I 、力率を $\cos \theta$ 、効率を η とすれば次の関係が成り立つ。

$$\sqrt{3} E I \cos \theta \cdot \eta = V_c \cdot I_L \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$V_c > \sqrt{6} E \quad \dots\dots\dots (2)$$

また、明らかに $V_c = R I_L$ であるから条件式(2)を書き直すと

$$R > \frac{6 E}{\sqrt{3} I \cos \theta \cdot \eta} \quad \dots\dots\dots (3)$$

を得る。この式(3)を満たす範囲の抵抗値に対して式(2)が成り立つので良好な結果が得られると考えられる。さらに、或る値の I について式(3)を満たす R をとれば、それより大きい値の入力電流に対しては当然式(3)が成り立つから、一般には或る値以上の範囲の I において、制御信号と入力とは比例関係を示すことが推察できる。

3.2 状態方程式とフローチャート

コンバータの動作波形、特性などを推定するためにはシミュレーションを行う必要がある。図1においてエネルギー蓄積素子は交流リアクトルと直流出力コンデンサの計4つであるから、状態変数としてはリアクトルを流れる電流 i_u 、 i_v 、 i_w および C の端子電圧 V_c をとればよい。ただし、電流に関しては $i_u + i_v + i_w = 0$ の関係より1つ減らすことができる。また、IGBTやダイオードのスイッチング損失に関しては、オン損失のみ考慮し他は無視するものとする。

先に述べた図2の①の区間 (e_u が最大、 e_v が最小の区間) におけるモードの状態方程式を考える。

まず $e_w > 0$ の場合次の4組の方程式が成り立つ。ただし、いずれの場合も交流入力電圧および電流の基準の方向は図示のとおりとする。

〈モード1の状態方程式〉

$$\begin{pmatrix} \frac{di_u}{dt} \\ \frac{di_v}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{L} \begin{pmatrix} e_u + \frac{2}{3} V_c - \frac{2}{3} V_a - r_i i_u \\ e_v - \frac{1}{3} V_c + \frac{4}{3} V_a - r_i i_v \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = -\frac{1}{C} \left(i_u + \frac{V_c}{R} \right)$$

ここで、 V_a はダイオードおよびIGBTの順電圧降下を表す。

〈モード2の状態方程式〉

$$\begin{pmatrix} \frac{di_u}{dt} \\ \frac{di_v}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{L} \begin{pmatrix} e_u + \frac{1}{3} V_c - \frac{2}{3} V_a - r_i i_u \\ e_v + \frac{1}{3} V_c + \frac{4}{3} V_a - r_i i_v \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = -\frac{1}{C} \left(i_u + i_v + \frac{V_c}{R} \right)$$

〈モード3の状態方程式〉

$$\begin{pmatrix} \frac{di_u}{dt} \\ \frac{di_v}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{L} \begin{pmatrix} e_u - \frac{2}{3} V_c - \frac{2}{3} V_a - r_i i_u \\ e_v + \frac{1}{3} V_c + \frac{4}{3} V_a - r_i i_v \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_u - \frac{V_c}{R} \right)$$

〈モード4の状態方程式〉

$$\begin{pmatrix} \frac{di_u}{dt} \\ \frac{di_v}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{L} \begin{pmatrix} e_u - \frac{1}{3} V_c - \frac{2}{3} V_a - r_i i_u \\ e_v + \frac{2}{3} V_c + \frac{4}{3} V_a - r_i i_v \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = -\frac{1}{C} \left(i_v + \frac{V_c}{R} \right)$$

次に $e_w < 0$ となった場合もまったく同様にモード1~4 に対し i_u 、 i_v の増減が同一であるものをモード5~8 としている。

以下の4組の方程式が得られる。

〈モード5の状態方程式〉

$$\begin{pmatrix} \frac{di_u}{dt} \\ \frac{di_v}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{L} \begin{pmatrix} e_u + \frac{1}{3} V_c - \frac{4}{3} V_a - r_i i_u \\ e_v - \frac{2}{3} V_c + \frac{2}{3} V_a - r_i i_v \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (8)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_v - \frac{V_c}{R} \right)$$

〈モード6の状態方程式〉

$$\begin{pmatrix} \frac{di_u}{dt} \\ \frac{di_v}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{L} \begin{pmatrix} e_u - \frac{1}{3} V_c - \frac{4}{3} V_a - r_i i_u \\ e_v + \frac{2}{3} V_c + \frac{2}{3} V_a - r_i i_v \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (9)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = -\frac{1}{C} \left(i_v + \frac{V_c}{R} \right)$$

〈モード7の状態方程式〉

$$\begin{pmatrix} \frac{di_u}{dt} \\ \frac{di_v}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{L} \begin{pmatrix} e_u - \frac{1}{3} V_c - \frac{4}{3} V_a - r_i i_u \\ e_v - \frac{1}{3} V_c + \frac{2}{3} V_a - r_i i_v \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (10)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_u + i_v - \frac{V_c}{R} \right)$$

〈モード8の状態方程式〉

$$\begin{pmatrix} \frac{di_u}{dt} \\ \frac{di_v}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{L} \begin{pmatrix} e_u - \frac{2}{3} V_c - \frac{4}{3} V_a - r_i i_u \\ e_v + \frac{1}{3} V_c + \frac{2}{3} V_a - r_i i_v \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (11)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_u - \frac{V_c}{R} \right)$$

次にシミュレーションにおけるフローチャートを図5に示す。変数の振り分けでは、各相の最大、最小を判別し表1に従って変数を振り分ける。モード分け、遷移の確認では、入力電圧と入力電流の状態および前回のモードにより次の状態がどのモードにあたるかを判別し先に示したモード1～8に遷移をさせる。そのモードの式をルンゲクッタ・ジル法により計算し、グラフ化するための準備をする。これらの作業を必要な回数だけ繰り返すことにより定常状態になった各入力電流の波形を得る。

また、各値の計算で定常状態における出力電圧、入力電力、出力電力、力率、効率等の値を計算している。

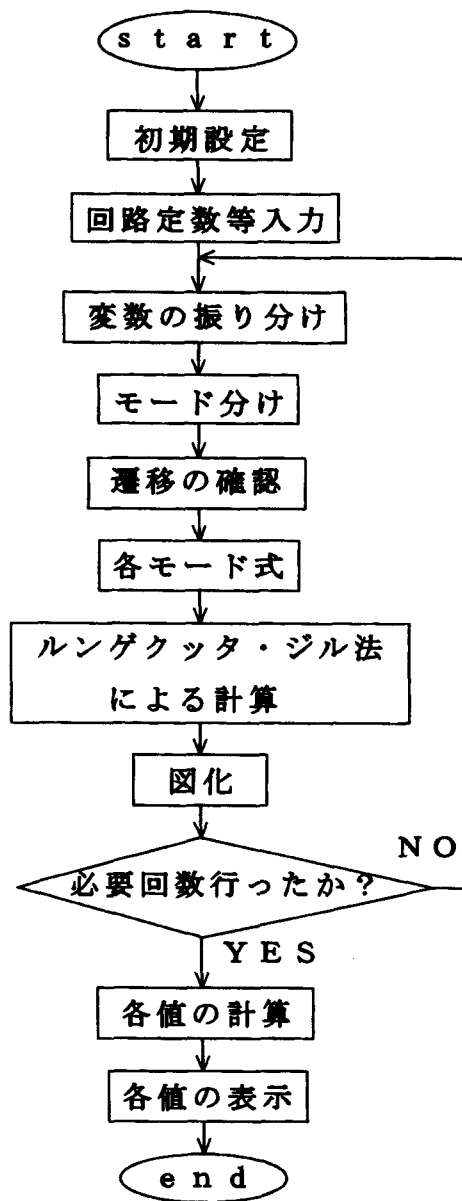


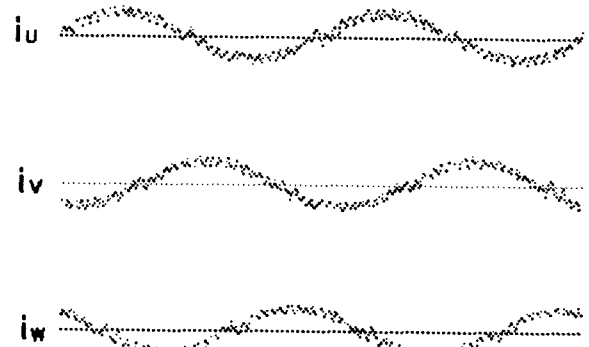
図5 フローチャート

3.3 シミュレーション結果

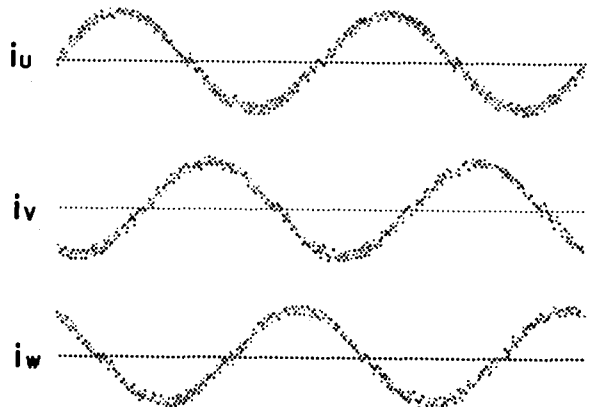
シミュレーションによる各入力電流の波形の一例を図6に示す。ここで、 $E=50$ (V)、 $R=100$ (Ω)、 $L=10$ (mH)、 $C=500$ (μ F) であり制御回路の条件としてヒステリシス幅 $V_H=0.5$ (V) としている。また、制御回路1 (V) は主回路の電流0.5 (A) に相当する。

設定電流を I (A) としたとき、 $I=2$ (A) の場合を同図 (a) に、 $I=4$ (A) の場合を (b) に掲げる。

図から明白なように入力電流は、ほとんど正弦波で力率はそれぞれ $\cos \theta = 0.9738, 0.9934$ となっている。また、高調波成分の小さいことも確認される。



(a) $I=2$ (A) の場合



(b) $I=4$ (A) の場合

図6 入力電流波形

次に $E=50$ (V)、 $R=100$ (Ω)、 $L=10$ (mH)、 $C=500$ (μ F) として、設定電流値を変化させた場合の、設定電流に対する出力電圧 V_c を図7に示す。これから明らかかなように、式(2)が満たされていることがわかる。原理上設定電流値とともに V_c は上昇していくので、力率、効率を十分1に近づけて制御すれば常に式(2)の条件が成立する。

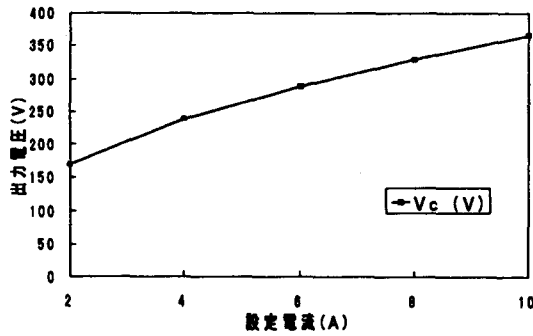


図7 入力電流に対する出力電圧値

最後に図8は、設定電流値に対する、入力 P_s 、出力 P_o 、力率 $\cos \theta$ および効率 η の関係を表す。入力は設定電流値にはほぼ比例しており良好な制御が期待できる。また、力率、効率ともに高い値が得られている。特に力率に関しては、殆ど1に近い値となっている。

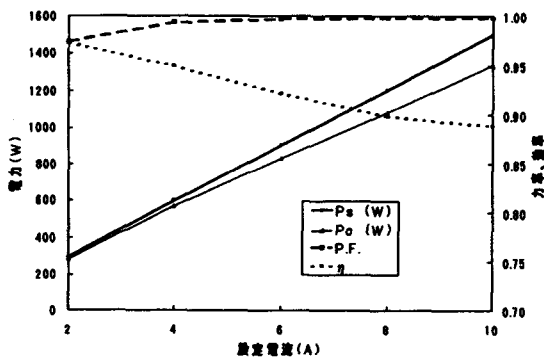


図8 制御特性

4. むすび

ヒステリシスコンパレータを用いた三相高力率コンバータについて、主回路、制御回路ともに簡単な構成にできた。制御信号および入力電流それぞれの最大値および最小値に注目することによりコンパレータを2つだけ使用すればよいことを示した。また、直流出力電圧値が、交流入力電圧の線間電圧より高ければ常に良好な制御がなされ、かつ高調波が小さく、高力率を達成できることがわかった。

参考文献

1. 茂木、他：「昇降圧形高力率整流器」、平成6年電気学会全大、No.521、(1994)
2. 赤木、他：「多重電圧形PWM変換器を用いた高調波抑制用アクティブフィルタ」、電学論誌、vol.105 B、No.7、P 573 (昭60)
3. 片山、他：「三相電圧形PWMコンバータにおけるチョッパによる出力電圧制御」、平成9年電全大、No.803
4. 芝山、田守、井村：「ヒステリシスコンパレータを用いた電流追従形高力率コンバータ」、平成9年度電気関係学会関西支部連合大会、G4-42 (G141)
5. 井村、芝山：「ヒステリシスコンパレータを用いた電流追従形高力率コンバータ」、奈良工業高等専門学校研究紀要第33号、P 17~22

付録 〈〈回路モードの遷移〉〉

任意の1/6周期において8つの回路モードが存在することを述べた。これらは、中間相の正負に応じて分類しているので、実質的には4つである。ところで、2つのコンパレータは互いに独立な動きをするので、コンバータがある瞬間に1つの回路モードで動作していても、時間の経過とともに回路の動作量が増減していくので、コンパレータの比較動作の結果、別の回路モードに遷移するはずである。

このとき問題は、制御回路の動作とコンバータの動作が合理的に一致するかどうか調べる必要がある。1例として記述のモード1からモード2へ移る場合を検討する。まず、コンバータがモード1で動作している条件を求めると、 $di_u/dt > 0$ および $di_v/dt < 0$ であるから式(4)より次式を得る。

$$\begin{aligned} e_u + \frac{2}{3} V_c &> 0 \\ e_v - \frac{1}{3} V_c &< 0 \quad \dots\dots\dots (4) \\ e_u &> 0, \quad e_v > 0 \end{aligned}$$

ただし、 V_a 、 r_{i_u} 、および r_{i_v} などは小さいとして無視している (以下同様)。

(4')が成立しているという条件のもとで、制御信号の変化により、モード2へ移るとする。モード2の条件は $di_u/dt > 0$ および $di_v/dt > 0$ である。

さて、モード2の式(5)では

$$\begin{aligned} \frac{di_u}{dt} &\doteq e_u + \frac{1}{3} V_c > 0 \quad (\because e_u > 0) \\ \frac{di_v}{dt} &\doteq e_v + \frac{1}{3} V_c > 0 \quad (\because \frac{1}{3} V_c > e_v > 0) \end{aligned}$$

となる。これら4つのモード間のあらゆる遷移についても同様に示すことができる。

Electro-contraction Effect of Polyurethane Elastomer (PUE) and Its Application to Actuators

Jun KYOKANE, Haruhiko ISHIMOTO, Hideyuki YUGEN, Toshihiro HIRAI*,
Takashi UEDA ** and Katsumi YOSHINO ***

The polyurethane elastomers (PUEs) similar to a polymer gels have been found to show the electro-contraction effect. We proposed the application to an actuator without ionic solvent utilizing the electro-contraction effect of PUEs. PUEs were synthesized by prepolymer technique and were polymerized in the form of films by casting method. The actuator is a monomorph type which is formed metal electrodes on the both surfaces of PUE films by thermal or ion-beam-assisted deposition method. While, it was tried to operate the actuators under low voltage by inducing C_{60} derivative into PUEs. The bends of both the normal PUE actuator and the fullereneol doped PUE actuator increased with increasing an applied voltage. All of samples were bent in the direction of the cathode, and they have polarity effect. The bends of the fullereneol doped PUE actuators were larger than that of the normal PUE actuators and it became possible to operate at low voltage of 400 V. Also, the pincette type actuator could smoothly pick up a sponge like a finger.

Keywords: polymer gel, polyurethane elastomers, electro-contraction effect, actuators, C_{60} derivative.

1. Introduction

Since the polymer gels take place a nonlinearly volume change by a stimulation from outside, these gels have been actively studied the application to functional materials and devices. In several kinds of application of gel, the methods for moving devices are phase transition of volume by the substitution of solvent or using the gels responded by light, thermal and electric field. The volume change of these gels are large, but their response is slow and the control is difficult.

Then, Hirai's group found that the unionic polymer gels based on polyvinyl alcohol bend high response in the direction of electric field [1]. It is considered that the bending mechanism of these gels originates from the rearrangement of

the unionic solvent with a large electric dipole moments by electric field. However, in case these polymer gel works in atmosphere, the solvent leaks out from the gel material. This is the weak point of the swollen polymer gels by solvents. Therefore, we synthesized the polyurethane elastomer (PUE) without solvent which is responded high speed under D.C. voltage [2-3].

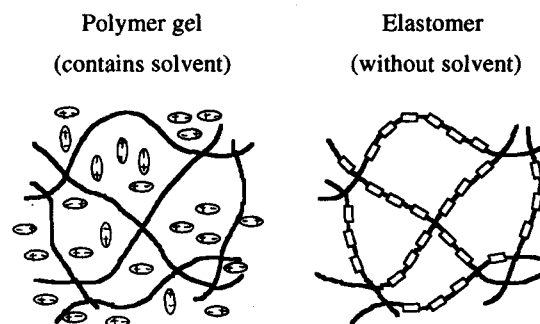


Fig.1 Schematic diagrams of the polymer gel and the elastomer.

The contents of this paper were presented to the International Conference on Science and Technology of Synthetic Metals (ICSM' 98), Montpellier, France (July 13, 1998).

* Dept. of Chemistry, Shinshu University.

** Research & Development, Nitta Co. Ltd.

*** Dept. of Electronics, Osaka University.

PUE has molecular structure with the hard segments and the soft segments, which the role of unionic solvents is replaced with a polymer chain itself, and both segments are

similar to the relation of microcrystals and solvents as shown in Fig.1. Because it can be expected to work as the moving devices without solvent, we proposed the application to actuators like a finger.

2. Experimental

PUEs were synthesized by conventional prepolymer method. Diisocyanate for the hard segment and polyol for the soft segments were used paraphenylenediisocyanate (PPDI) and poly (3-methyl-pentamethylene adipate) glycol (PMPA), respectively. Chain extenders are 1,2-propanediol (1,2-PD) and 1,1,1-tris (hydroxymethyl) propane (TMP). Elastomers were polymerized in the form of films with thickness from 2 mm to 200 μm by casting method. The actuator of PUE is a monomorph type which was formed aluminum or gold electrodes on the both surfaces of PUE films by thermal or ion-beam-assisted deposition method after corona discharge treatment.

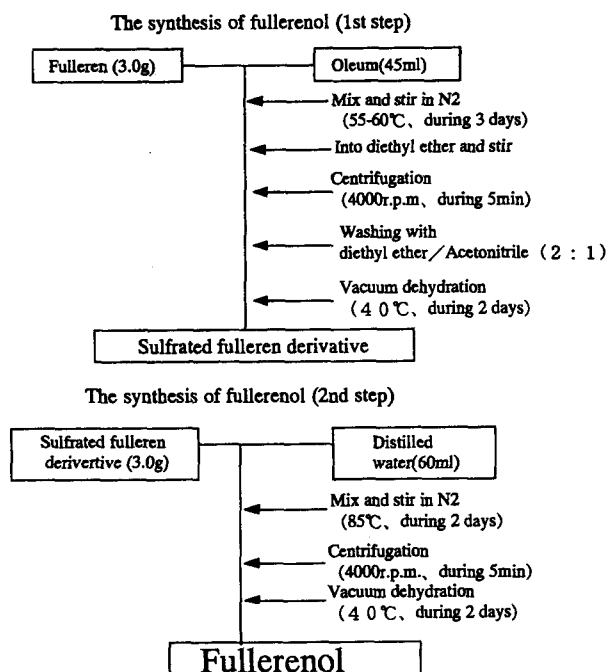


Fig.2 Synthesis method of the C_{60} derivatives.

While, in order to obtain the new functional properties, we controlled the morphology of PUE by inducing C_{60} derivatives into the elastomers. The morphology control of PUE films was carried out after hydrolyzing the sulfurated C_{60} derivatives through sulfurating of C_{60} . The reaction from

fulleren to sulfurated C_{60} derivative was added oleum to destroy double bonds of fulleren by the procedure as shown in Fig.2. The sulfurated C_{60} derivatives are obtained to put hydroxyl groups to the sulfurated fulleren after hydrolyzing.

The reactions of the fulleren, from sulfurated fulleren derivative to fullererenol, were analyzed for functional group by measuring of the Furrie Transformation Infrared absorption spectrum. Figures 3 (a), (b) and (c) show the FT-IR absorption spectrums of fulleren, sulfurated fulleren derivative

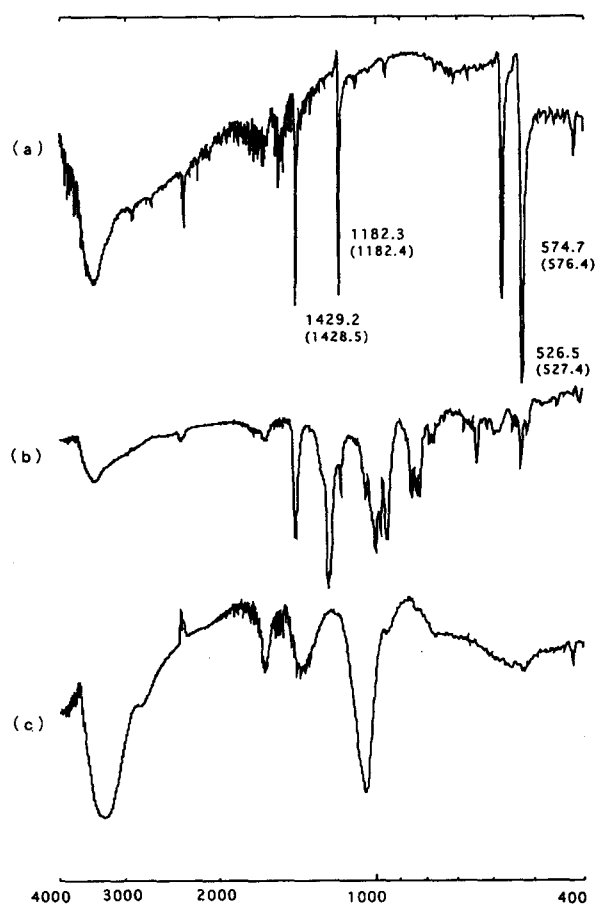


Fig.3 FT-IR absorption spectrums of the fulleren and the fulleren derivatives. (a) C_{60} , (b) sulfurated C_{60} derivative, (c) fullererenol.

and fullererenol, respectively. In the sulfurated fulleren, new peaks were observed at near 1040 cm^{-1} and 1180 cm^{-1} . It is considered that these absorption spectrums occur by the stretching vibrations of sulfa groups. In figure 3 (c) the absorption peak of fullererenol at 1180 cm^{-1} becomes more remarkably large, and also the absorption peak of hydroxyl groups is observed at near 3300 cm^{-1} . The reaction of fulleren completely occurs from the observation of these absorption peaks. The number of the hydroxyl groups are not measured,

but it is assumed that the fulleren puts 10 to 12 hydroxyl groups [5].

The detail measurement methods for the electrical properties etc. of both PUE films and actuators have been reported [2-4].

3. Results and Discussion

The PUE films with 2 mm thickness applied to the 1 KV appears the large strain as shown in Fig.4. These strain curves indicate the stable response with respect to the voltage "on"

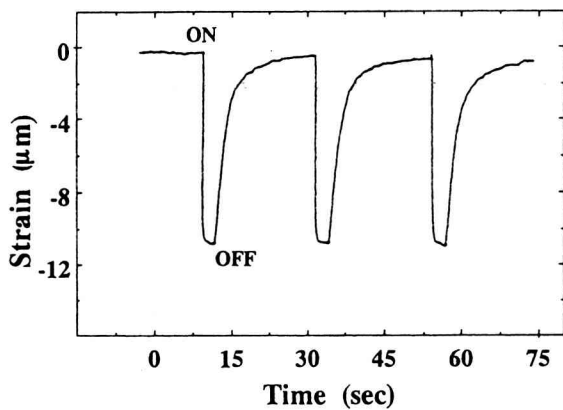


Fig.4 Response curve of the strain on the applied voltage.

and "off". Also, the strain of PUE films increased in proportion to the square of an applied electric field as shown in Fig.5. It was clear to indicate the electro-striction effect. In order to clear whether the strain of the PUE films depends on the modulus of elasticity of PUE itself or not, we measured

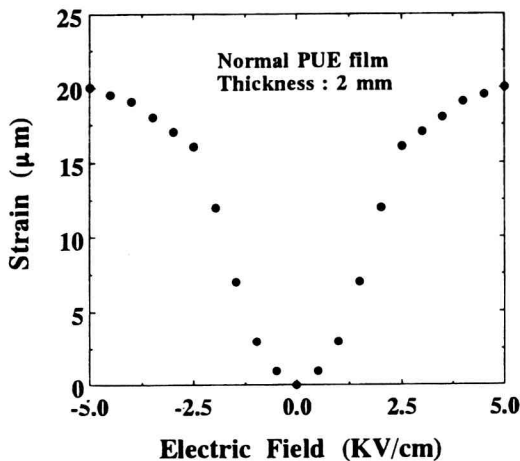


Fig.5 Dependence of strain on the electric field.

the relation between generated stress vs. dielectric constant about different molecular structure such as polyether type polyester type and polylactone type.

The dependence of stress on the dielectric constant obtained for the elastomer of polyester type and polylactone type, but the stress for polyether type elastomer did not generate. This polyester type elastomer also observed the charging and discharging characteristics. Therefore, it is not considered that the strain of the PUE films is originated from the modulus of elasticity of elastomers. These results are suggested that the electro-striction effect of elastomer films takes place by orientation due to polar group in the soft segments of polymer chain.

Then, we fabricated the PUE actuator of monomorph type utilizing the electro-striction effect as shown in Fig.6.

Figure 7 shows the bending displacement for the PUE actuators of monomorph type. The bends of PUE actuators increased in proportional to the squared of the electric field. The detail mechanism for the bends of PUE films is not clear. But as the above mention, since the PUE films have many polar groups in the soft segment, the bend of films take place that the molecular chains are stretched by the orientation of polar groups in the soft segment of PUEs under the electric field.

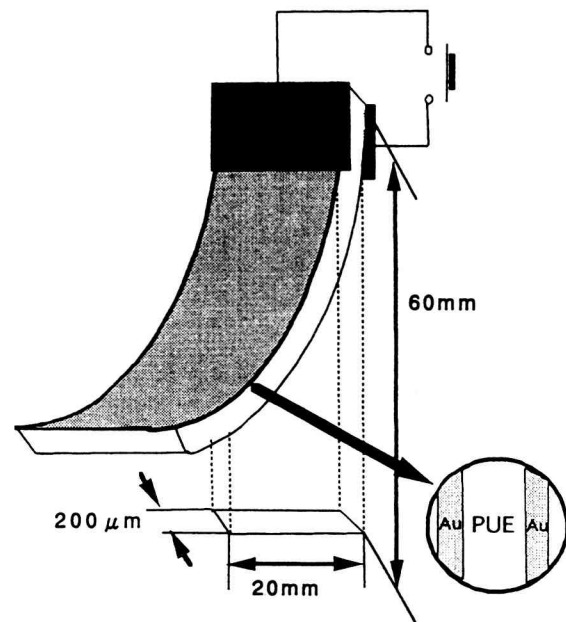


Fig.6 Monomorph type PUE actuator.

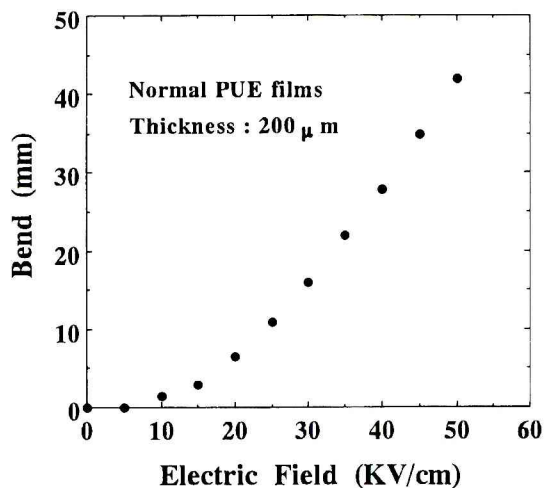


Fig.7 Dependence of the bends of PUE actuators on the electric field.

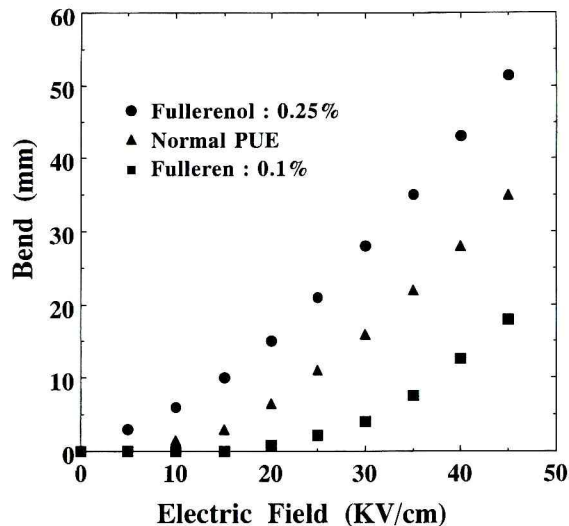


Fig.9 The dependence of the bends of various kinds of PUE films on the electric field.

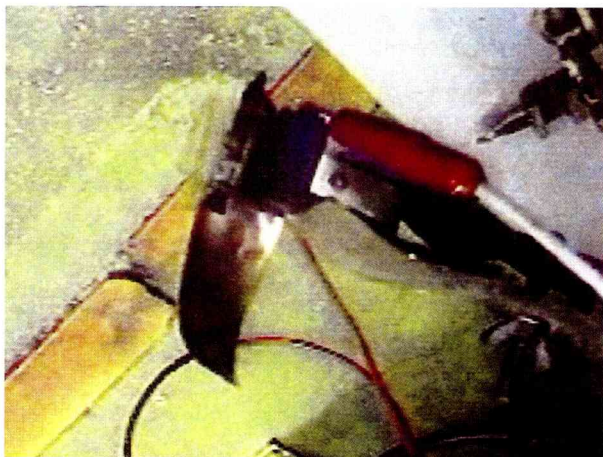


Fig.8 Photograph of the operation of monomorph type PUE actuators.

Photograph of the operation of monomorph type PUE actuators is shown in Fig.8.

The operational voltage of PUE actuators is 1 KV and this voltage is so high. It is very difficult to use practically. Therefore, it was tried to induce a fullerene derivative into PUE so that monomorph actuators obtain the large bends under a low voltage. Figure 9 shows the bends of the normal PUE film, the films doped different fullereneol concentration of 0.05 %, 0.1 % and 0.25 % and the film doped fullerene of 0.1 %. The bends of the PUE actuators doped fullereneol increase with increasing the concentration of fullereneol in PUE. The monomorph PUE actuators doped fullereneol concentration of 0.25 % were found to bend about three times larger than that normal films at 400 V as shown in Fig.9. It

was clear that the PUE actuators doped fullereneol of 0.25 % bend at low electric field. On the contrary, the bending displacement of a film dispersed fullerene become small compare with a normal PUE films.

Since the bends of fullereneol doped PUE films are large in proportion to the fullereneol concentration, it is considered that the crosslinking density increased in the PUE films by the combining hydroxyl groups of the star shaped fullerenols which were doped into hard segments. As the result, the large bend of the PUE actuators doped fullereneol occur to restrict the stretches of soft segments by an applied voltage. This effect is also understood that the bend of PUE actuator only dispersed C_{60} is smaller than normal PUE actuator. All PUE samples are bent in the direction of cathode electrode by an applied voltage and have a polarity effect. If polar groups are formed in molecular chains as mentioned above, this bending direction of the PUE actuators can be explained.

It was measured the relative dielectric constant to clear the role of polar groups in PUE samples. Figure 10 shows the dependence of the relative dielectric constant for the normal PUE films and the fullereneol doped PUE films under an applied voltage. The relative dielectric constant increase with increasing the applied voltages for the various kinds of PUE samples as shown in Fig.10. Also, it was clear that the dielectric constant increase with the concentration of the fullereneol doped into PUE films. This is considered that the polar groups per a molecular chain increased to progress the crosslinking reaction by the fullereneol in hard segments of PUE. Therefore, these results are supported the polarity effect

of bends for the PUE actuators.

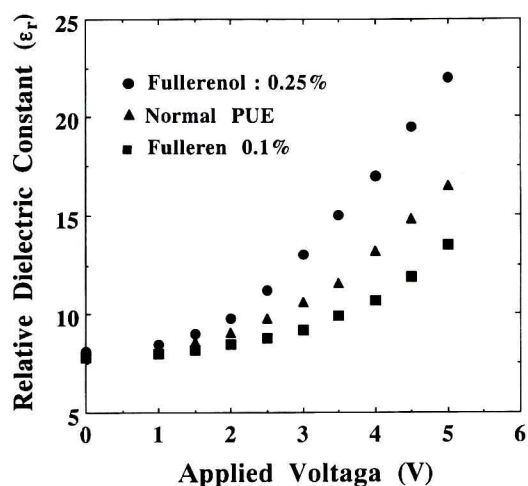


Fig.10 Dependence of the relative dielectric constant on applied voltage.

A pincette type actuator which is combined two pieces of the monomorph PUE actuators could smoothly pick up a sponge like a finger as shown in Fig.11.

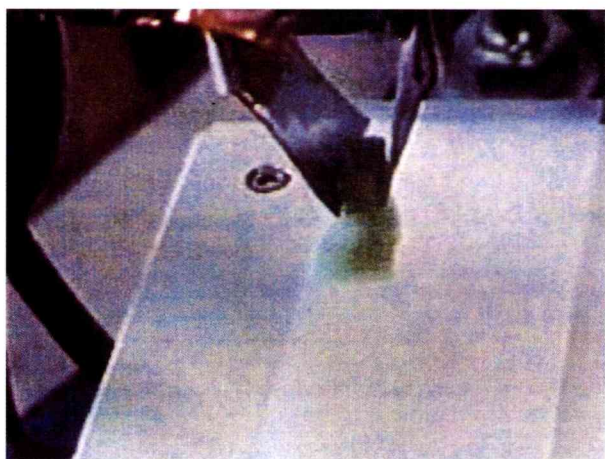


Fig.11 Photograph of the pincette type actuator.

4. Summary

The results of this study are summarized as follows.

PUE films of polyester type were the most shrinkage compared with both polylactone type and polyether type. These strain increase in proportion to the square of electric field. It is considered that the strain of PUE films take places

the electrocontraction effect based on the stretch of molecular chains.

An actuators using the PUE films were found to bend in the direction of negative electrode by applied voltage. The operation voltage of PUE actuators is 1 KV, and it's a high field region. Then, the molecular structure of PUE was controlled by the fulleren derivative so that the bends of actuator can smoothly occur at a low field region.

The fullerenol doped PUE films also have the electrocontraction effect, their bends of PUE actuator increased with increasing to an applied voltage. All of samples have the polarity effect. The bends of the fullerenol doped PUE actuators were larger than that of the normal PUE actuators. It became possible to operate at low voltage of 400 V.

The relative dielectric constant of PUE films was measured to make clear the relation between electro-contraction effect and behavior of the polar groups in PUE films. The dielectric constant increased with increasing the applied voltage and also increases in proportion to the concentration of fullerenol in PUE. This is considered that the polar groups per a molecular chain of PUE increased to progress the crosslinking reaction by fullerenol.

The dipole moments due to polar groups play important role for bend of the PUE actuators.

Pincette type actuator could smoothly pick up a sponge like a finger.

References

- [1] T. Hirai, H. Sadato, et al., *Polym. Prep. Jpn.* 42(1993) 825
- [2] T. Hirai, T. Ueda, et al., *J. Appl. Polym. Sci.*, 53(1994) 79
- [3] M. Watanabe, T. Hirai, et al., *Chem. Letters*, (1997) 773
- [4] T. Ueda, J. Kyokane, et al., *Synth. Metals*, 85(1997) 1415
- [5] L. Y. Chiang. et al., *J. Org. Chem.*, 59(1994) 3960

動的多注視点制御によるリアルタイム身振り認識

桐島 俊之・佐藤 宏介*・千原 國宏*

Realtime Gesture Recognition by Dynamic Control of Visual Interest Points

Toshiyuki KIRISHIMA, Kosuke SATO* and Kunihiro CHIHARA*

A method to track and to recognize human actions in the real world environment is proposed. Gestures can convey a wide range of information, not only emotional state and intentions but also such varied physical information as position, posture and motion. In a previous paper, we have proposed a vision-based gesture recognition framework called *QVIPS*, which enables the system to observe a gesture from multilateral perspectives and to obtain the relevant gestural information of a user under a unified framework. The problem with *QVIPS* is that it is susceptible to the load fluctuations generated by the accompanied application programs and the increase of the amount of gesture standard pattern. In order to overcome above-mentioned problem, we propose a framework called *QVIPS²* (Quadruple Visual Interest Point Selecting Strategy). *QVIPS²* realizes the dynamic control of effective visual interest points, and the robust estimation of gestural phase. Experimental results show that *QVIPS²* enables the recognition of human natural gestures in a stable, flexible and realtime manner.

1. まえがき

近年、仮想現実感やヒューマンコンピュータインタラクションに対する要求の高まりから、身振りを実時間で認識する技術の重要性が指摘されている⁽¹⁾。実用化されている身振り認識システムでは、グローブ型センサや磁気センサを用いてユーザの体の位置や手の姿勢を計測するものが主流である。しかしながら、装着型センサでは計測範囲が限定されるだけでなく、ユーザが物理的にシステムに拘束されてしまうため、本研究では、身振り情報を非拘束で視覚的に認識する画像処理による認識手法の開発を進めている^{(2) (3) (4)}。

従来の画像処理による身振り認識の例としては、円筒モデルなどの幾何プリミティブを入力画像にフィッティングさせる方法や、複数のマーカーを体に取り付けてそれらの位置関係から姿勢などを推定する方法などのコンピュータビジョン技術に基づく手法がある。一方、入力画像をパターン情報とみなし、それが属するカテゴリーなどを推定する図形パターン認識技術に基づく手法も近年活発に研究されており、その代表的手法としては、DP

照合法に基づく手法、HMMに基づく手法などがある。

それぞれの身振りにおいて、注視すべき特徴と無視すべき特徴が存在しているが、従来こうした特徴の選択が事前に人為的になされていたため、必然的に認識対象の身振りを限定してしまう問題が生じていた。そこで本論文では、身振りをオンラインでコンピュータに直接視覚的に学習させ、より重要な空間的特徴量を選択的に注視させるための手法を提案する。また、安定したセグメンテーション処理を実現するために、身振り画像のサンプリング間隔を安定化させる多注視点の動的制御方式について新たに提案する。さらに評価実験により、種々の身振り情報を実時間でフレーム毎に推定することが可能であることも示す。

2 多注視点身振り認識法 *QVIPS²*

2.1 身振り画像の動的注視

身振りを認識する際の注視が、身振りを伝え合う者同士の取り決めに強く依存し、動き情報とシルエット情報がそれらの取り決めを成立させる基本要素であるものと仮定して、本節では、差分画像とシルエット画像を用いた身振り画像のセグメンテーション手法を提案する。図

*奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科

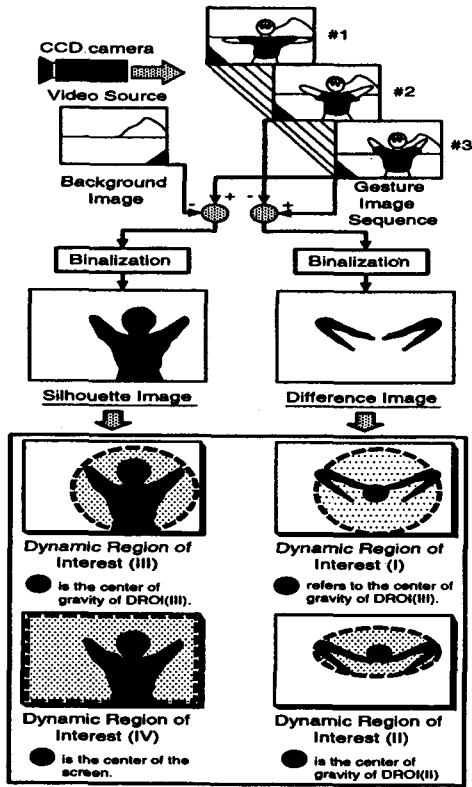


図1 身振り画像の動的セグメンテーション手法

1にセグメンテーション処理の流れを示す。差分画像は、動作部位の姿勢とその重心位置（動的注視領域Ⅱ）、更に人物中心座標系から見た動作部位の相対的な位置とその形状（動的注視領域Ⅰ）に関する特徴量を抽出するために利用する。シルエット画像は、人物の位置（動的注視領域Ⅳ）や姿勢（動的注視領域Ⅲ）に関する特徴量（重心位置、範囲、形状）を抽出するために利用する。図1に示すように、シルエット画像と差分画像および、それらから得られる重心位置（動的注視点）や領域情報を組み合わせて身振り画像の動的な注視を行うことにより、人物の位置・姿勢・動作に関する特徴量をフレーム毎に抽出する。

2.2 動的注視領域における形状特徴抽出

提案手法は多注視点方式であるため実時間の身振り認識処理を実現するには、形状特徴の抽出・照合処理を効率よく高速に行う必要がある。そこで、二次元図形パターンと放射型ガウス分布との畳み込み演算を行い図形パターンを一次元の形状特徴パターンに変換することで、身振りに適した形状特徴の抽出・照合を行う手法を提案する。図2に形状特徴抽出処理以降の処理の流れを示す。

動的注視領域における身振り画像を $f_r(x, y)$ ($r = 1, 2, \dots, N$) とする。閾値 t により身振り画像 $f_r(x, y)$ を二値化し、得られる二値画像を $g_r(x, y)$ とする。 $g_r(x, y)$ に対する

原点回りのモーメント $m_{p,q}$ は式(1)で定義される。

$$m_{p,q} = \sum_x \sum_y g_r(x, y) x^p y^q \tag{1}$$

動的注視点 (a_r, b_r) を式(2)により定義する。

$$(a_r, b_r) = \left(\frac{m_{1,0}}{m_{0,0}}, \frac{m_{0,1}}{m_{0,0}} \right) \tag{2}$$

ここで $g_r(x, y)$ を、 (a_r, b_r) が原点である極座標系 $P_r(r, \theta)$ で表現する。角度 θ における半径 (= R) 方向のパターン分布を Ω 分割する。ここで、個々の分割領域をカーネルと呼び、その角度 θ における形状特徴量 $s_\epsilon(\theta)$ ($\epsilon = 1, 2, \dots, \Omega$) を式(3)により定義する。

$$s_\epsilon(\theta) = \frac{R}{\Omega} \frac{\sum_r P_r(r, \theta) \exp \{-a(r - \phi)^2\}}{\sum_r P_r(r, \theta)} \tag{3}$$

ただし、 a は形状特徴量のユニークさに関する勾配係数であり、 ϕ は位相項である。式(3)を任意の解像度で二値画像の全周方向に適用することによりカーネル ϵ における形状特徴パターン $s_\epsilon(\theta)$ を得る。対象パターンとガウス分布との畳み込みを計算し、その結果に密度係数を掛け合わせることから、 $s_\epsilon(\theta)$ をガウス密度特徴 (GDF-Gaussian Density Feature) と以降呼ぶ。ガウス密度特徴を求めた後、各カーネルにおける形状特徴パターン $s_\epsilon(\theta)$ に高速フーリエ変換を適用する。パワースペクトルのシフト不変の性質から、FFTの結果得られるパワースペクトル $P_\epsilon(\omega)$ を回転不変の形状特徴パターンとして利用する。 $s_\epsilon(\theta)$ 自体は回転依存の特徴パターンとして利用する。提案手法では以下に示す4通りの処理を各動的注視領域に適用することにより表1に示す16通りの注視条件における形状特徴パターンの抽出を行う。(1) $s_\epsilon(\theta)$ を正規化することにより回転に依存するが大きさには依存しない形状特徴パターンを得る。(2) $s_\epsilon(\theta)$ を正規化しない場合回転と大きさに依存する形状特徴パターンを得る。(3) $P_\epsilon(\omega)$ を正規化することにより、回転と大きさに依存しない形状特徴パターンを得る。(4) $P_\epsilon(\theta)$ を正規化しない場合回転には依存しないが大きさには依存する形状特徴パターンを得る。以上の処理により各領域につき4通りの形状特徴パターンを簡便な処理により得る。

2.3 身振り特徴量ベース識別処理

本節では図2に示した認識ユニットにおける識別処理について述べる。現在入力されている身振り画像の注視条件1における形状特徴パターンを $T_1 = (T_{1,1}, T_{1,2}, \dots, T_{1,\epsilon}, \dots, T_{1,\Omega})'$ とし、対応する認識ユニット (認識ユニット

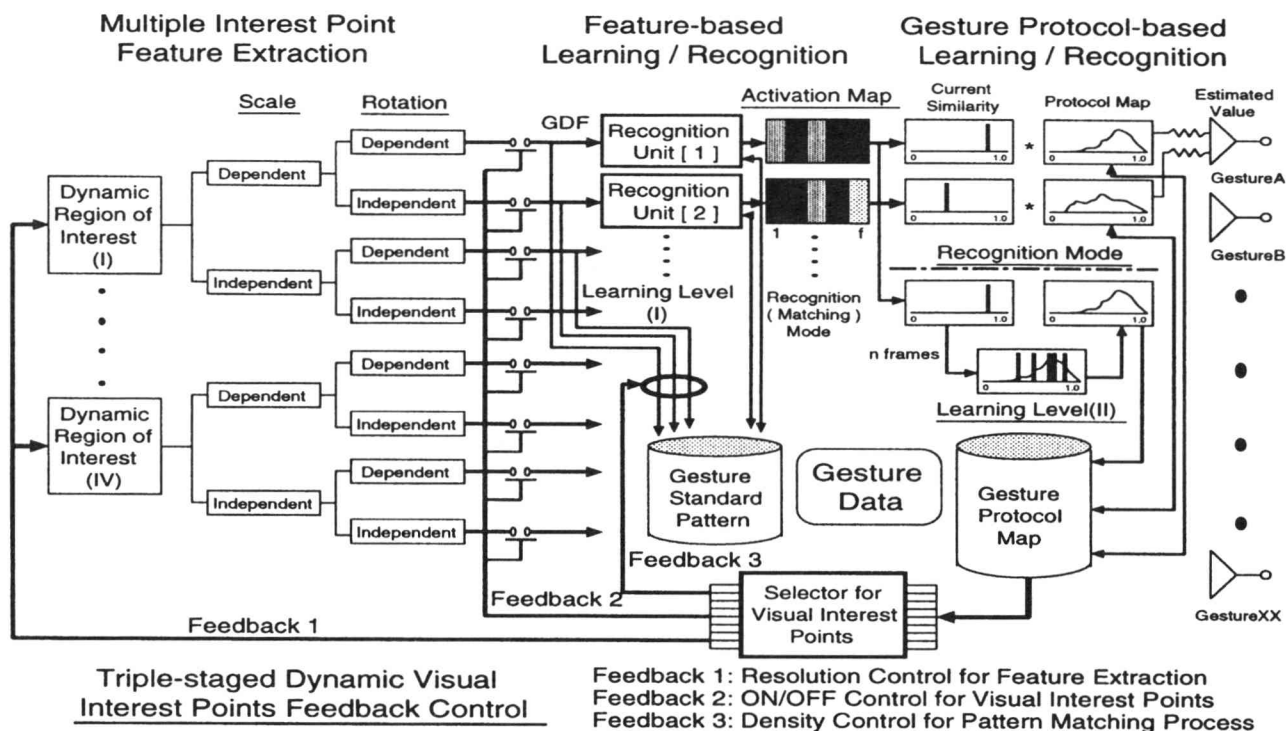


図2 多注視点身振り認識法 (QVIPS²) ブロック図

数は注視条件数と等しい) に入力した際の T_l と身振り標準パターン $K_j^{(g)}$ との距離 $d_l^{(g)}$ 式(4)により定義する。

$$d_l^{(g)} = \sum_{\xi=1}^{\Theta} \| T_{\xi} - K_{\xi} \| \quad (4)$$

ここで Θ は解像度、 g は任意の身振り標準パターン番号である。身振りクラス i の身振り標準パターンにおいて $d_l^{(g)}$ を最小とする身振り標準パターンの番号を k_i とすると、注視条件 l 、身振りクラス i における入力身振り画像 (フレーム番号 f) に対する類似度 $S_{lf}^{(i)}$ は式(5)により定義することができる。

$$S_{lf}^{(i)} = 1 - \frac{d_l^{(k_i)}}{\text{Max}(d_l^{(g)})} \quad (5)$$

式(5)により得られる類似度 $S_{lf}^{(i)}$ ($0 \leq S_{lf}^{(i)} \leq 1$) と身振り標準パターン (パターン番号 k_i) に格納されている位相値を特徴量ベース識別処理の結果として、次節で述べる身振りプロトコルベース学習/認識処理部に引き渡す。ここで引き渡される識別結果は、各注視条件における類似度の多次元時系列パターン $X_l^{(i)} = (S_{l1}^{(i)}, S_{l2}^{(i)}, \dots, S_{lk}^{(i)})^T$ となる。 $X_l^{(i)}$ を活性化マップ (Activation Map) と呼ぶことにする。身振り特徴量ベース識別処理の識別結果を各注視条件における類似度 $S_{lf}^{(i)}$ に変換する理由としては、各注視条件で得られるパターン間距離が大きさや回転などの異なる評価尺度であり、識別結果を統一することによりす

べての注視条件を等価にすることが挙げられる。

2.4 身振りプロトコルベース学習/識別処理

特徴量ベース識別処理では各注視条件における形状特徴パターンの空間的類似度のみを考慮するため、時間軸方向の類似度の変動は考慮していない。ある身振りを認識する際に時間軸方向に安定した類似度を与える注視条件は、身振りを認識する際の重要な手掛かりであり、人間同士ではそれが約束事 (プロトコル) であるものと仮定すれば、空間的類似度の時間的変動を考慮することは身振り学習の際には極めて重要である。身振りクラス i 、注視条件 l における活性化マップが、 $X_l^{(i)} = (S_{l1}^{(i)}, S_{l2}^{(i)}, \dots, S_{lk}^{(i)})^T$ により与えられている場合、 $X_l^{(i)}$ の平均 $\mu_l^{(i)}$ 、分散 $\sigma_l^{(i)}$ は、

$$\mu_l^{(i)} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K S_{lk}^{(i)} \quad (6)$$

$$\sigma_l^{(i)} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (S_{lk}^{(i)} - \mu_l^{(i)})(S_{lk}^{(i)} - \mu_l^{(i)})^T \quad (7)$$

により与えられる。ここで注視条件重み $\omega_l^{(i)}$ を式(8)により定義する。

$$\omega_l^{(i)} = \frac{\mu_l^{(i)}}{\sigma_l^{(i)} + \alpha} \quad (8)$$

ここで α を注視条件強調係数とし、 α が小さい程分散 $\sigma_l^{(i)}$

表1 設定した16通りの注視条件

番号	位置	大きさ	回転	特徴情報源
1	依存	依存	依存	注視領域 I
2	依存	依存	非依存	注視領域 I
3	依存	非依存	依存	注視領域 I
4	依存	非依存	非依存	注視領域 I
5	非依存	依存	依存	注視領域 II
6	非依存	依存	非依存	注視領域 II
7	非依存	非依存	依存	注視領域 II
8	非依存	非依存	非依存	注視領域 II
9	非依存	依存	依存	注視領域 III
10	非依存	依存	非依存	注視領域 III
11	非依存	非依存	依存	注視領域 III
12	非依存	非依存	非依存	注視領域 III
13	依存	依存	依存	注視領域 IV
14	依存	依存	非依存	注視領域 IV
15	依存	非依存	依存	注視領域 IV
16	依存	非依存	非依存	注視領域 IV

が $\omega_i^{(j)}$ に大きな影響を与えるようにする。また、類似度が安定している程 $\sigma_j^{(i)}$ は小さくなり、 $\omega_i^{(j)}$ は大きく設定される。身振りプロトコル学習の際には、活性化マップ $X_i^{(j)}$ を身振りプロトコルデータ $M_i^{(j)} = (M_{i_1}^{(j)}, M_{i_2}^{(j)}, \dots, M_{i_M}^{(j)})'$ として登録するのみでなく、各注視条件における注視条件重み $\omega_i^{(j)}$ を算出し登録しておく。一方、身振りプロトコルベースの認識処理では、身振りプロトコルデータ $M_i^{(j)}$ の各要素間の分布型がガウス分布に従うものと仮定し、身振り画像（フレーム番号 f 、活性化マップ $X_i^{(j)}$ ）が入力された場合の評価値 $E_f^{(j)}$ を、

$$E_f^{(j)} = \sum_{i=1}^L \sum_{m=1}^M \exp \{-\beta (S_{ij}^{(j)} - M_{im}^{(j)})^2\} \quad (9)$$

により定義する。 β は分離係数であり、 β が大きい程類似度要素感の影響が小さくなる。ここで、注視条件 l において式(9)に従いすべての類似度区間 $\lambda [0,1]$ における尤度を求めた分布を、注視条件 l の身振りプロトコルマップと呼ぶことにする。身振りプロトコルマップは各身振りクラスにおいて生成する。尚、身振りプロトコルマップは身振りプロトコル学習の直後 ($M_i^{(j)}$ が確定した後) に式(10)に基づき一括して生成できるため、実装の際には演算結果のテーブル化により評価値計算の高速化を図っている。

$$I_{i,\lambda}^{(j)} = \sum_{m=1}^M \exp \{-\beta (\lambda - M_{im}^{(j)})^2\} \quad (10)$$

さて、 N フレームの身振り画像系列が入力された際の累積評価値 $E^{(j)}$ を、

$$E^{(j)} = W_i \sum_{n=1}^N E_n^{(j)} \quad (11)$$

により定義する。ここで W_i は各身振りクラスに与える重みであり、全注視条件数を L とした場合、

$$W_i = \frac{L}{\sum_{l=1}^L \omega_l^{(j)}} \quad (12)$$

により定義する。式(12)より、身振りプロトコル学習の結果、注目すべき注視条件が定まっている程、クラス重み W_i は大きく設定される。なお、動作開始から現在までの評価値 $E_f^{(j)}$ を加算した累積評価値 $E^{(j)}$ が最大になる身振りクラス C に、入力された身振り画像は属するものと判定する。

2.5 多注視点の動的制御

提案手法では、差分領域情報とシルエット領域情報を組み合わせることにより、身振り画像の動的なセグメンテーションを行っている。この方式は簡便であるためにセグメンテーション処理の高速化を図ることが容易である反面、身振り画像のサンプリング間隔の変動がセグメンテーション処理の結果に大きな影響を及ぼすという問題を抱えている。この問題は、身振り標準パターンの増加に伴ってパターン照合のコストが増大する場合や、システム上での複数のアプリケーションが実行され全体としての負荷の変動が生じている場合、さらに、処理能力の著しく異なるコンピュータ上で身振りデータを共有しようとする場合に、より一層顕著になる。上記問題点の解決を図るために、多注視点の動的制御を、多段階フィードバック制御を導入することにより実現する。主なフィードバック処理は、(1)特徴抽出処理における解像度の動的制御、(2)各注視点における認識処理のON/OFF制御、(3)パターン照合処理における照合密度制御、以上の3種類の制御により構成される。各フィードバックの経路を図2に示す (Feedback1,2,3)。

2.6 身振り情報の定量化

2.6.1 身振り位相値

身振りクラス C の注視条件 l における位相値の時系列パターンを $P_l^{(c)} = (P_{l_1}^{(c)}, P_{l_2}^{(c)}, \dots, P_{l_K}^{(c)})'$ とする。今、フレーム番号 k における入力身振り画像の推定位相値 P_{0k} を

$$P_{0k} = \frac{\sum_{l=1}^L P_{lK}^{(c)} Z_{lk}}{\sum_{l=1}^L Z_{lk}} \quad (13)$$

により算出する。ここで Z_{lk} はフレーム番号 k 、注視条件 l における評価値重みであり、

$$Z_{lk} = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \exp \{-\beta (S_k^{(c)} - M_{lm}^{(c)})^2\} \quad (14)$$

により与える。 β は前節で述べた分離係数である。位相値 P_{0k} の急激な変動を抑えるために、式(15)に従い移動平均処理（フィルタ長 U ）を適用した結果得られる P_k を入力された身振り画像の推定身振り位相値とする。

$$P_k = \frac{\sum_{u=0}^{U-1} P_{0k-u}}{U} \quad (15)$$

2.6.2 身振り速度と身振り振幅

身振り速度 v と身振り振幅 w を式(16)と式(17)により算出する。

$$v = P_k - P_{k-\Delta} \quad (16)$$

$$w = \frac{\text{Max}(P_k) - \text{Min}(P_k)}{F_{\text{max}}^{(c)}} \times 100(\%) \quad (17)$$

ここで式(16)の Δ は、微小時間幅に対応するフレーム数、式(17)の $F_{\text{max}}^{(c)}$ は身振りクラス C の標準身振り画像のフレーム数である。式(16)より分かるように登録時の身振り動作の方向を順方向とすれば、順方向の身振り動作の際 v は正、停止の際には0、逆方向身振り動作の際には負の値をとる。

3. 評価実験

本論文で提案した手法をワークステーションに実装し評価実験を行った。CCDカメラにより撮影された画像は画像入出力装置Galileo Videoを通してワークステーション(SGI Indigo2)に解像度 160×120 で取り込まれ、オンライン認識される。なお、すべての処理をソフトウェアで行っている。また、特別な照明や背景は使用せず通常の実験室内で行った。本実験では、勾配係数 $a = 5.0$ 、カーネル数 $\Omega = 1$ 、注視条件強調係数 $\alpha = 0.1$ 、分離係数 $\beta = 2000$ 、移動平均フィルタ長 $U = 3$ 、微小時間幅フレーム数 $\Delta = 5$ と設定して評価を行った。

3.1 多注視点の動的制御結果

本論文で新たに提案した多注視点の動的制御方式の有効性を検証するために、静負荷（静負荷 I と静負荷 II の 2 種類）を認識システムに与えた際の動作周波数の応答を測定した。図3および図4に、静負荷 I と静負荷 II を

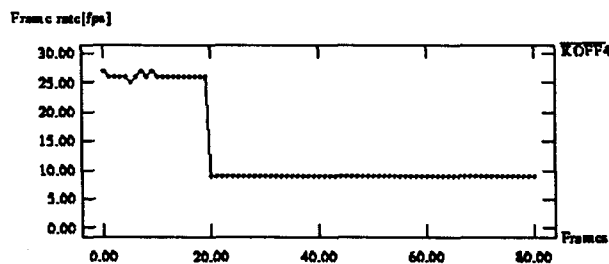


図3 静負荷 I (68[msec]) を与えた際の応答曲線

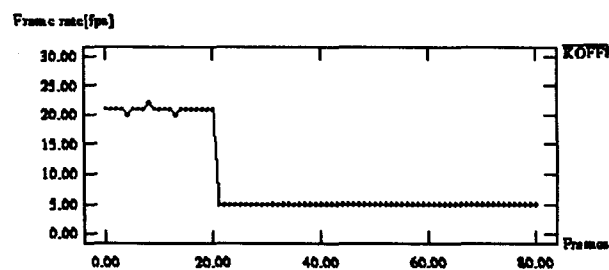


図4 静負荷 II (131[msec]) を与えた際の応答曲線

それぞれ与えた際の応答を示す。また、静負荷を与えた後、提案手法により多注視点の動的制御を行った際に得られた応答をそれぞれの負荷について図5および図6に示す。

3.2 身振り情報の算出結果

身振り「バイバイ」の動作を反復した際に得られた身振り情報の算出結果を、身振り位相については図7に身振り速度は図8に身振り振幅については図9に示す。これらより、身振り動作を反復した際の各種身振り情報（動作の位相・速度（方向も含む）・振幅）を実時間でフレーム毎に算出することが可能であることがわかった。こうして得られた各種身振り情報を利用して仮想世界の柔軟な操作が可能となる。

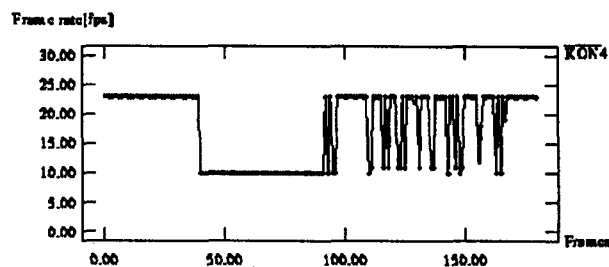


図5 静負荷 I の場合の多注視点の動的制御結果

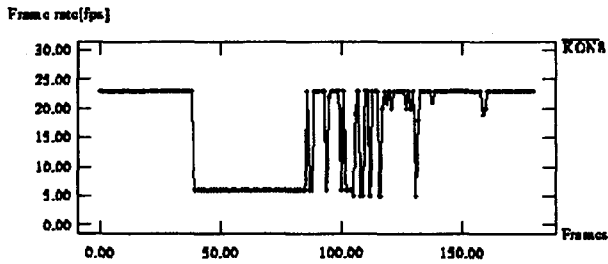


図6 静負荷 II の場合の多注視点の動的制御結果

4. まとめ

本論文では、学習段階で認識対象となる身振りをコンピュータに直接教示することにより、身振り認識の際の約束事である身振りプロトコルを学習させる手法として、多注視点身振り認識法 (QVIPS²) を提案した。評価実験の結果、以下の事柄が明らかとなった。(1)多注視点の動的制御を行うことにより所望の動作周波数(フレームレート)で安定した身振り認識処理を実現することが可能であることが分かった。(2)ソフトウェア処理のみで各種身振り情報(動作の位相・速度・振幅)をフレーム毎に算出できることを確認した。以上の結果は、提案手法が実環境におけるユーザの身振りを実時間で認識する際に有効であることを示している。今後の課題としては、多注視点の動的制御の有効性について、さらなる評価実験を行い有効性を検証することが挙げられる。

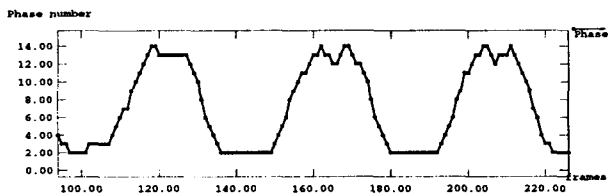


図7 身振り「バイバイ」の位相値の変化

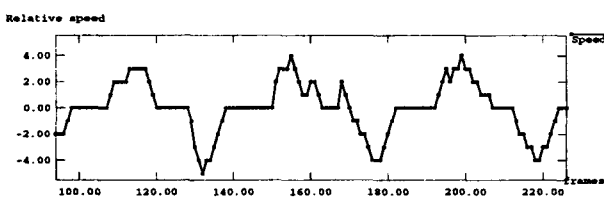


図8 身振り「バイバイ」の身振り速度の変化

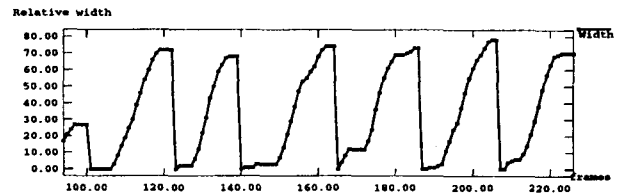


図9 身振り「バイバイ」の身振り振幅の変化

参考文献

- 1) 黒川隆夫：“ノンバーバルインタフェース”1994，オーム社
- 2) Toshiyuki Kirishima, Kosuke Sato, Hirokazu Narita, Kunihiro Chihara：“Realtime Gesture Recognition under the Multi-layered Parallel Recognition Framework of QVIPS” Proceedings of the third IEEE International Conference on Face and Gesture Recognition (FG'98), April, 1998, pp.579-584
- 3) 桐島俊之、佐藤宏介、千原國宏：“プロトコル学習による身振りの実時間画像認識”電子情報通信学会論文誌D-II, Vol.J81-D-II, No.5, May, 1998, pp.785-794
- 4) 桐島俊之、佐藤宏介、千原國宏：“多注視点の動的制御によるリアルタイム身振り認識”画像の認識理解シンポジウム (MIRU'98) 講演論集, vol. II, July, 1998, pp.19-25

工業的作業におけるゆらぎ駆動

土井 滋貴

Fluctuating drive for industrial works

Shigeki Doi

物の加工といったいわゆる工業的作業に対してその駆動力にゆらぎを加えた場合の作業効率の違い等を実験的に検証する。今回は切削と溶解という2つの作業について、一様乱数、1/fゆらぎを付加した駆動を行い、その実験結果を示す。

実験結果から一様な駆動力で加工するよりも加工時間、エネルギー効率の点で優位性がみられた。

1. はじめに

著者は一般に「ゆらぎ」とよばれる現象について注目してきた。これまでに自然現象における「ゆらぎ」の観察や人への影響について調べてきた。今回は少し視点を変えて、物に対する作用に関してゆらぎの影響について調べる。

以前より「ゆらぎ」が人に対して快適さといった点で優位に作用することが知られており、1/fゆらぎ扇風機などの製品も開発され、すでに一般に使用されている。一方、人に対する効果でなく物に対する効果はどうであろうか。

たとえば「仕上げ」といった微妙なニュアンスの領域においては、作業力を微妙に制御することが要求され、その変化はゆらぎとして見えるかもしれない。またニュ

ーラルネットワーク等の分野において、アニーリングという言葉が使われるが、このアニーリングという概念は最適解つまり「仕上げ」のためのゆらぎ駆動とみなせないだろうか。

このような仮説から「ゆらぎ」もしくは「ゆらぎ駆動」は物に対する作用、作業に対しても、少なからず影響を与える可能性がある。今回はこの可能性を検証するために簡単な切削と溶解についてゆらぎ駆動実験を行う。

2. 「切削」に関するゆらぎ駆動実験

ゆらぎ駆動の効果を実験的に探るために簡単な実験を試みる。その1つとして切削作業をとりあげる。切削といっても多岐にわたるが、ここでは比較的「こつ」が必要と思われる「鋸引き」作業を行う。

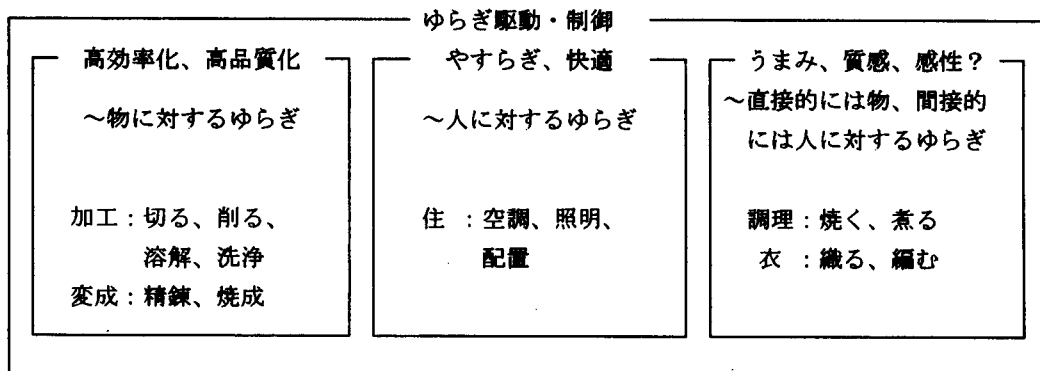


図1 ゆらぎ駆動の可能性

2.1 実験方法

切削実験には図2に示したような市販の電池駆動の電動歯ブラシの先のこぎりの歯(ジグソー用)を付けた作業機器を用いる。切削の対象としてビスケットを用いている。ビスケットは、比較的均質な試料として身近に手に入り、切削作業において作業機器に負担を与えることのない硬度と大きさを持っているという条件を満たしている。

この作業機器にゆらぎ駆動を導入するためには、その基となるゆらぎ信号の生成が必要となる。生成方法は従来より著者が行っていたデジタル信号処理による生成方法を用いる。得られた駆動信号を図3に示した歯ブラシ駆動回路に送り作業機器のゆらぎ駆動を行う。図3の駆動回路では駆動と併せて駆動電流を計測する。駆動電圧と電流を掛け合わせて毎時の駆動電力を求める。

2.2 実験結果

前述の作業機器を用いて作業を行った。ここでは「一定に保つ駆動」、一様乱数を付加した「ランダムゆらぎ駆動」、1/fゆらぎ付加した「1/fゆらぎ駆動」の3つの制御法で10回づつ、切断時間と切断に要した電力を測定し、効率の変化を比較検討した。ランダムゆらぎ駆動と1/fゆらぎ駆動については、直流成分に対するゆらぎの幅をピーク値で±50%、±25%、±12.5%のそれぞれ3段階に変えて実験を行った。これら10回測定したデータを平均

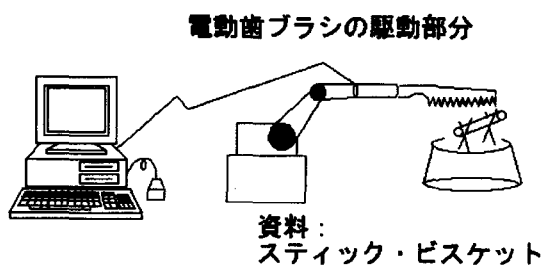


図2 作業機器と作業システム

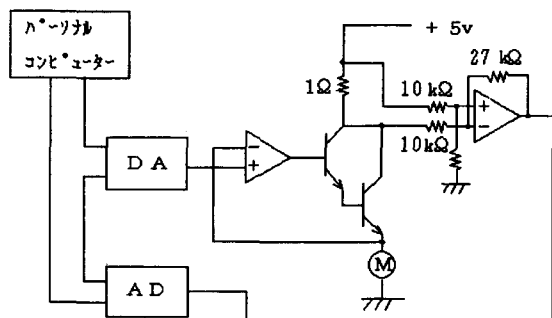


図3 ゆらぎ駆動および駆動力計測回路

化したものを、それぞれグラフにして図4、図5、図6に示す。

グラフからわかるようにそれぞれ3つの駆動法に効率の差が生じ、ランダムゆらぎ駆動、1/fゆらぎ駆動の方が一定駆動よりも短時間で切れることが確認できた。また、ゆらぎ駆動方法が同じでもそのゆらぎ強度が強いほうが短時間に切削ができ、かつ電力効率が高いという傾向が見られた。さらに、1/fゆらぎ駆動よりもランダムゆらぎ駆動のほうが切削時間は若干短くなっている。

3. 「溶解」に関するゆらぎ実験

2つめの実験として超音波洗浄器の超音波出力にゆらぎをもたせ、その効果として絵の具の溶け具合の違いを調べる。

3.1 実験方法

実験では絵の具の溶け具合を検知するセンサ系として透過形ホトインタラプタを用いる。透過形ホトインタラプタは、図7に示すようにLED-PDを向かい合わせに配置し、この間を通過する物体によって光が遮断されることを利用して物体の検知を非接触でおこなう。実験では

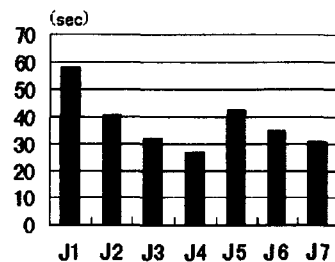


図4 平均切削時間

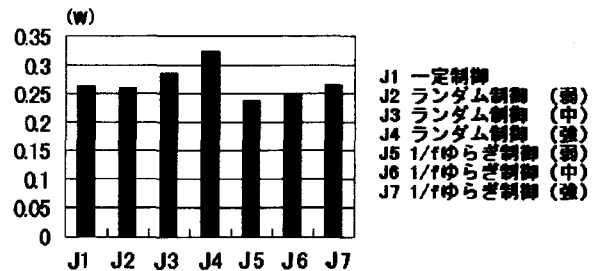


図5 平均電力

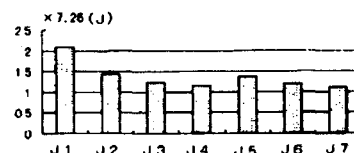


図6 切削に要した電力量

遮断物体、つまり水に溶けた絵の具が増えるに従い、出力電流が減少することになり、この電流を計測することにより間接的に溶解量が判る。

図8に、実験で取り扱う作業対象と駆動係、センサ系を示す。図では、左側がセンサ系、右側が駆動系となる。図9にセンサ回路を示す。

実験の進め方として、まず超音波洗浄器に水のため、先ほどのホットインタラプタを水中に設置し、一定量の絵の具を入れる。次に、超音波洗浄器の発振回路への印可電圧をゆらぎ駆動する。

使用した駆動方法は「切削」実験と同じく、「一定に保つ駆動」、「ランダムゆらぎ駆動」、「1/fゆらぎ駆動」の3つ、各ゆらぎ駆動については、直流成分に対するゆらぎの幅をピーク値で±50%、±25%、±12.5%のそれぞれ3段階に変えて駆動を行う。

3.2 実験結果

前述の実験シムを用いて溶解実験を行った。それぞれの制御法によるセンサ出力結果を図10に示す。図10縦軸はセンサ出力電流を電圧に変換して取り出したもので、同一条件、4試行の平均を表している。横軸は0.1秒毎のサンプル時間を表し全体で2000サンプル、駆動開始から200秒間の計測時間を表す。図10では溶解が進むにつれて電圧値が減少することになる。また、一定駆動とゆら

ぎ駆動とを判りやすく比較するために各時刻のゆらぎ駆動におけるセンサ出力電圧と一定制御におけるセンサ出力電圧の値の差をとった。その差のグラフをそれぞれ図11に示す。

図11のグラフからわかるように、どの時刻においても電圧の差は正の値をとっており、ランダムゆらぎ駆動、1/fゆらぎ駆動におけるセンサ出力電圧の方が一定駆動におけるセンサ出力電圧より常に小さいことがわかる。

センサ出力電圧が小さいということは絵の具の溶けだし量が多いということであるので、どの時刻においても常に溶解度はランダムゆらぎ駆動、1/fゆらぎ駆動の方が大きいといえる。またゆらぎの強さに関しては「切削」作業のような明らかな傾向は見いだせないが、1/fゆらぎ駆動よりもランダムゆらぎ駆動のほうが、早く溶け出す傾向が見られる。

4. おわりに

2つの基礎実験を通じて、ゆらぎ駆動が作業効率に有用な効果を与えることがわかった。また実験結果の傾向を考察してみると、1/fゆらぎよりランダムゆらぎの方がより優位に作用している。このことは1/fゆらぎによってもたらされる連続的な変動よりも不連続な、あるいはパ

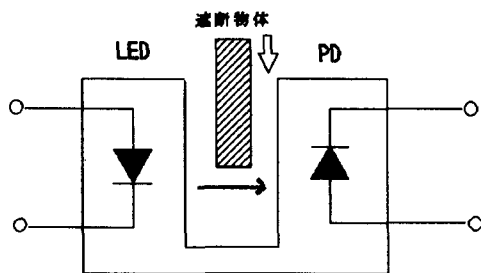


図7 透過形ホットインタラプタ

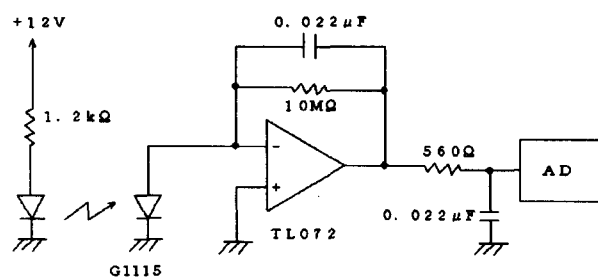


図9 センサ部分の構成図

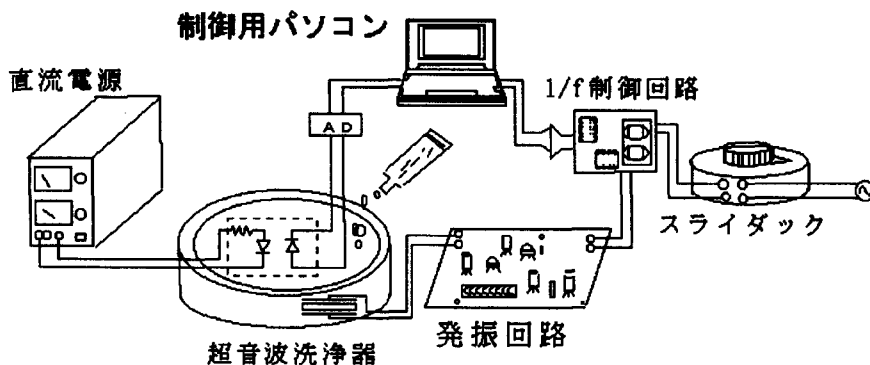


図8 溶解実験の駆動系とセンサ系

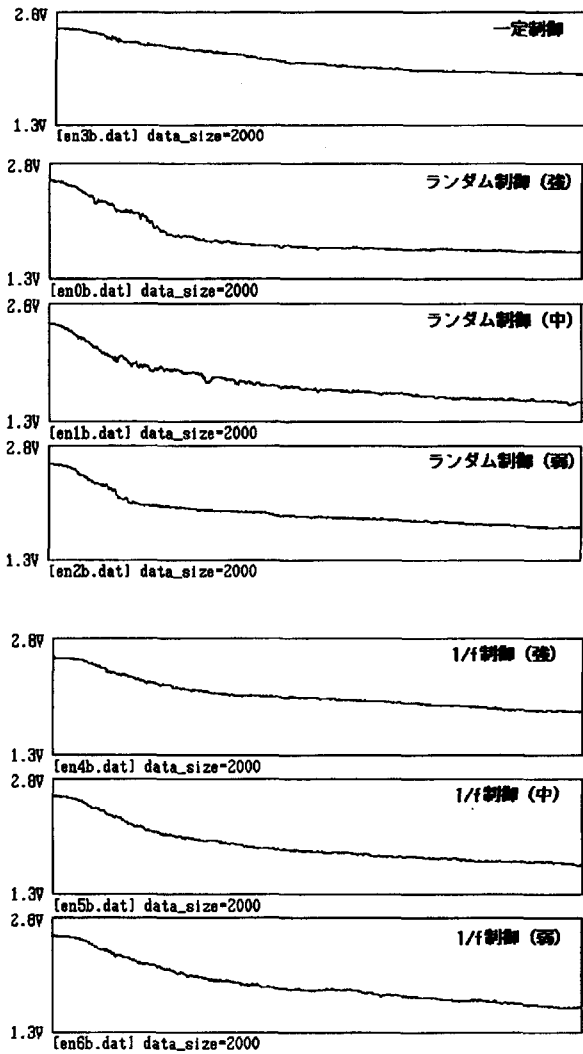


図10 一定駆動、ゆらぎ駆動した場合の
絵の具の溶け具合

ルス状の変動が優位に作用していることが推測される。つまり「ゆらぎ」というランダムネスよりも瞬時的な高いパワーの影響が重要であることを示唆している。

謝辞：本研究の一部は奈良工業高等専門学校、岡本隆太郎君の平成9年度の卒業研究として行われた。同君に感謝いたします。

参考文献

[1] 土井滋貴・高橋晴雄, “1/fゆらぎ証明に関する考察”, 奈良高専研究紀要, 第29号, p23-26
 [2] 窪晋真一郎・上田悦子・土井滋貴, “ゆらぎ制御による工業的作業の効率化”, 平成9年電気関係学会関西支部連合大会, G2-4

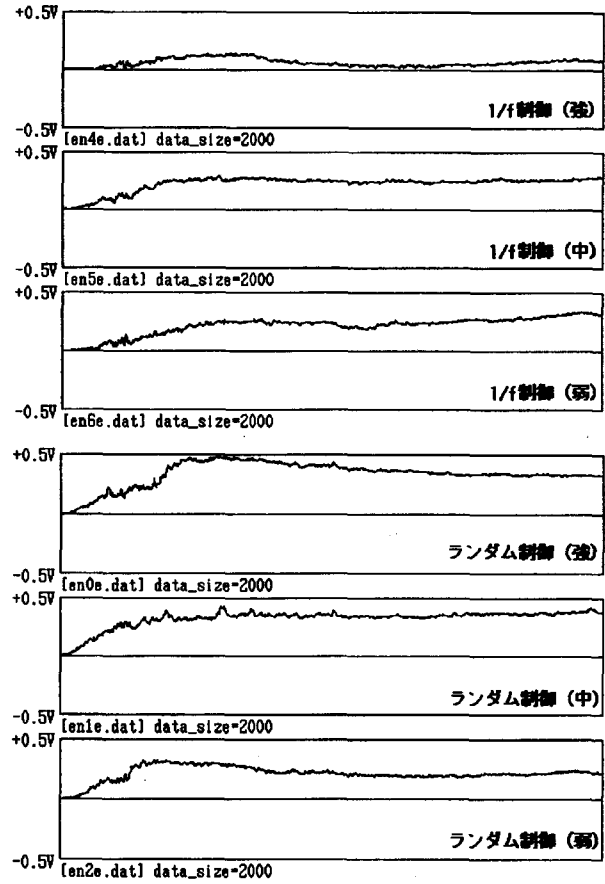


図11 一定駆動とゆらぎ駆動の場合の
溶け具合の比較結果

[3] 窪晋真一郎・土井滋貴, “ゆらぎに着目した工業的作業の効率化”, 電子情報通信学会関西支部学生会第3回学生会研究発表会, A-22
 [4] 岡本龍太郎, “ゆらぎ制御による工業的作業の効率化”, 平成9年度奈良高専電気工学科卒業研究報告書

広帯域周波数可変レーザー用光変調器

松島朋史 水野公平*

Electrooptic Light Modulator for Tunable CO₂ Laser

Tomoshi Matsushima and Kouhei Mizuno

あらまし

大気中の汚染物質等、気体中に含まれるガス物質の種類及び濃度を測定するためには、その物質特有の吸収波長を利用するものがある。この方法を利用する場合、それぞれの物質の吸収波長に同調することができる波長（周波数）可変範囲の広いレーザー光源が有用となる。電気光学変調器を用いて、炭酸ガスレーザー光を変調し、レーザー光の周波数可変範囲を大幅に広げ、これより気体中に含まれる多種類の物質の種類、濃度を測定することを可能にする広帯域周波数可変レーザー用光変調器の構成、解析および設計を行った。5個のCdTe結晶（2mm x 2mm x 15mm）を用いて、それぞれの結晶間隔を変え速度整合をとることにより光変調器の広帯域化を図った。解析では20GHzまでの変調が可能であることを示した。また光変調器を試作し、単体では10GHzまでのマイクロ波伝送帯域を得た。

1. まえがき

現在、窒素酸化物、オゾン、フロン、メタン、エチレン等による大気汚染が大きな社会問題となっている。従来、大気中の汚染物質等、気体中に含まれるガス物質の種類および濃度を測定するためには、その物質特有の吸収波長を利用するものがある。この方法を利用する場合、それぞれの物質の吸収波長に同調することができる、波長（周波数）可変範囲の広いレーザー光源が有用となる。特に、大気汚染物質等、多数の物質の吸収線がある中赤外領域の光源としては、炭酸ガスレーザーが有望である。しかし、周波数可変範囲が広いと言われている導波形炭酸ガスレーザーでも可変範囲が1GHz程度であり、多くの種類の物質を測定するには、周波数可変範囲を拡大することが必要となる。

レーザー光の波長（周波数）を変える方法の一つとして、レーザー光を変調して、側波帯を発生させ、その成分の一つをファブリーペローエタロン等によって取り出すことが考えられる。

本研究は、電気光学変調器を用いて、炭酸ガスレーザー光を変調し、レーザー光の周波数可変範囲を大幅に広げ、これより気体中に含まれる多種類の物質の種類、濃度を

測定することを可能にする広帯域周波数可変レーザー用光変調器の考察を行った結果を報告する。

2. 広帯域光変調器の設計

炭酸ガスレーザー光のような長波長帯において、電気光学変調器を用いて大きな側波帯成分を発生させ、その結果、十分な周波数可変出力を得るには、可視光帯に比べて非常に大きな変調電圧が必要となる。変調電圧の低減化として、結晶を長くすることにより、光波と変調電界の相互作用長が長くなり、高効率変調が可能となることから変調電圧の低減化を図ることができる。しかし、図

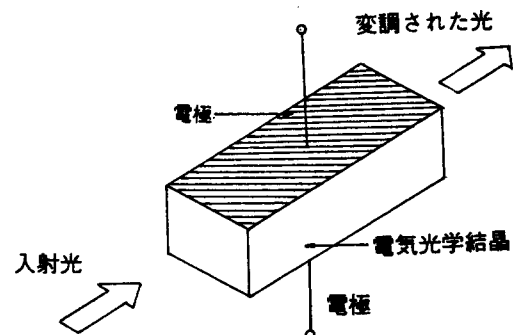


図1 集中形光変調器

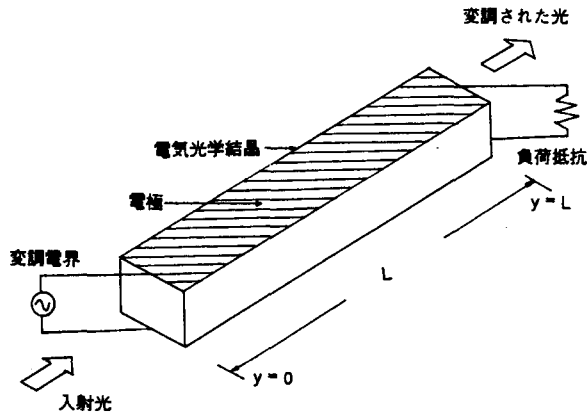


図2 進行波形光変調器

1に示すような通常の集中形変調器では、高い周波数での変調動作を行う場合、結晶長が長くなると、光波が結晶中を走行している間に変調電界の値が変化してしまうため変調度が低下することが予想される。そこで、図2に示すように、光波と同時に変調電界も結晶の端面から印加し、光波だけでなく変調波も同じ方向に伝搬させる進行波形変調器が考えられる。この形式の変調器は集中形と異なり、高い周波数での変調が可能となるから、原理的には変調周波数の帯域制限をもたない。しかし、そのためには光波と変調波との速度整合が全周波数において成立しなければ変調帯域の制限を受ける。

図2に示すような進行波形光変調器の速度整合について考える。光波および変調波の進行方向をy方向にとり、 $y=0$ および $y=L$ を結晶の端面とする。結晶中を光波の速度 $V_0=C_0/n_0$ 、変調波の速度 $V_m=C_0/\sqrt{\epsilon}$ で進行するものとする。ここで、光波が $t=0$ で $y=0$ に入射したとすれば、y位置での屈折率 $n(y)$ は次式となる [1]。

$$n_{(y)} = n_0 + n_m \cos \left[\omega_m \left(\frac{1}{V_0} - \frac{1}{V_m} \right) y \right] \dots \dots \dots (1)$$

ただし、 n_m は

$$n_m = \frac{1}{2} n_0^3 \gamma_{41} E \dots \dots \dots (2)$$

である。ここで、 ω_m は変調角周波数、 $n_0^3 \gamma_{41}$ は電気光学性能指数、Eは変調電界である。式(1)より結晶全体を光波が通過した場合の光波の位相変化量 ϕ は

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda_0} \int n_{(y)} dy = \phi_0 + \phi_m \cos \frac{u}{2} \dots \dots \dots (3)$$

となる。ただし、

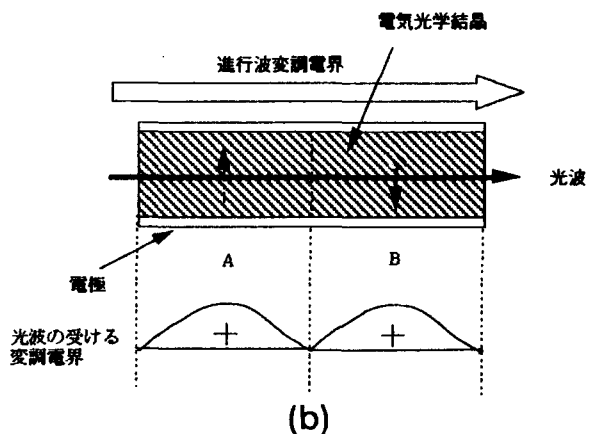
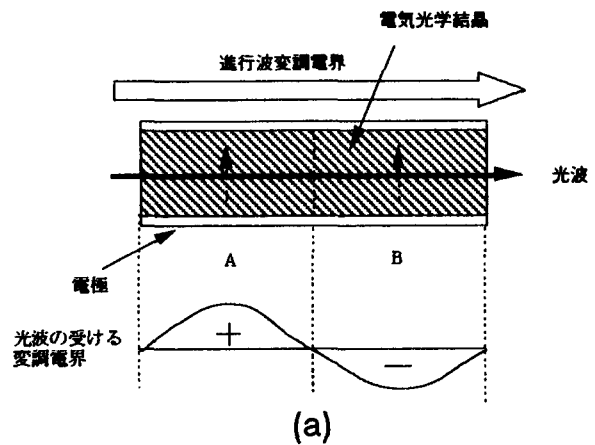
$$\phi_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} nL \dots \dots \dots (4)$$

$$\phi_m = \frac{2\pi}{\lambda_0} n_m L \frac{\sin \frac{u}{2}}{\frac{u}{2}} \dots \dots \dots (5)$$

$$u = \omega_m L \left(\frac{1}{V_0} - \frac{1}{V_m} \right) \dots \dots \dots (6)$$

である。ここで、 λ_0 はレーザ光の波長、 ϕ_m は変調度、Uは結晶長Lにおける光波と変調波の位相のずれを示す。これより、明らかなように $V_0=V_m$ のとき、つまり光波と変調波の速度が一致している場合、変調帯域の制限は受けない。

そこで速度整合が取れない場合について考える。図3(a)には速度整合がされず、同一方向にのみ伝搬し、特定の変調周波数で励振されているものとする。図3(a)に示すようにAの位置では光波は変調電界の正の作用を受けるが、Bの位置に光波がくると、変調電界は正から負へ



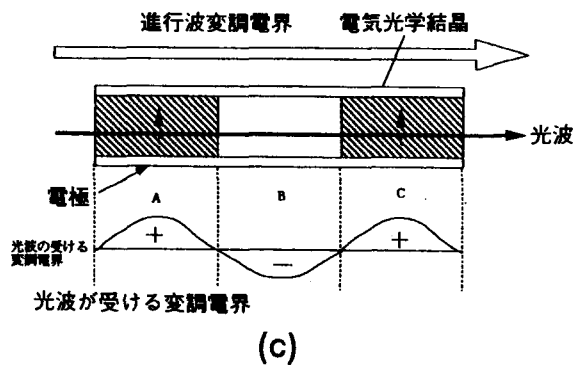


図3 結晶中におけるマイクロ波と光の位相関係

と変化し、負の作用を受け、変調電界による効果はなくなる。したがって速度整合をとることが進行波変調器の重要な課題の一つで、種々の方法が考えられている。

例えば、速度整合をとる方法の一つとして結晶反転補償法がある [2]。図 3(b)に示すように、1次電気光学結晶の横形動作において、光学軸を反転すれば、等価的に印加電圧の位相が逆転する原理を利用したもので、図 3(a)に示したような負の作用を受けない。この場合、光波と変調波の速度が著しく異なる場合でも、結晶を適当な長さに分割してその軸を交互に反転し、継続すれば、光に対する変調波の位相が補償されて変調が可能となる。また図 3(c)に示すように、B地点に結晶を置かずにC地点に結晶を置くことにより速度整合が可能となる。しかし、図 3(b)(c)に示す方法においても、特定の周波数範囲においてのみ変調が可能であって周波数全域にわたって変調動作が行われるのではない。

ここで、広帯域光変調器の用途について考える。通常の広帯域光変調器としては、光波に多くの情報を伝達するために変調帯域はできるだけ広い方が望ましい。しかし、用途によっては特定の周波数を適当な帯域幅で変調動作を行うことで十分である場合が考えられる。上述のように、特に、大気汚染物質の測定には、あらかじめ物質特有の吸収波長がわかっているため、その物質のみを考える場合は変調帯域そのものは特定吸収波長付近でよく必ずしも変調周波数全域にわたって広帯域でなくてもよい。また異なった物質を測定する場合は、その物質の吸収波長に同調させることができる付近の変調周波数で高効率変調が可能になるように結晶間隔に変えて速度整合を取ればよい。

ここでは、大気汚染物質等の測定に用いる広帯域周波数可変レーザー用光変調器の速度整合は、結晶間隔を変調周波数に合わせる方法を用いる。

図 4 に結晶間隔をあけた変調器の構成を示す。L₁、

L₂、・・・はそれぞれの結晶間隔である。CdTe 結晶 (2mm × 2mm × 15mm) を 5 個用い、結晶間隔をあけた場合

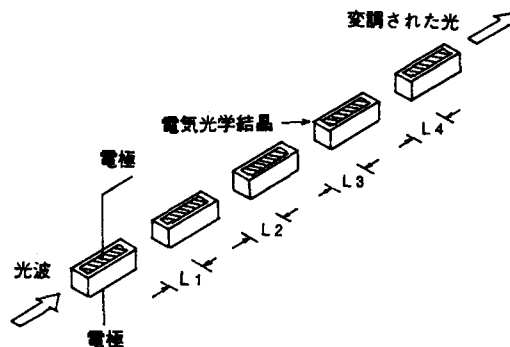
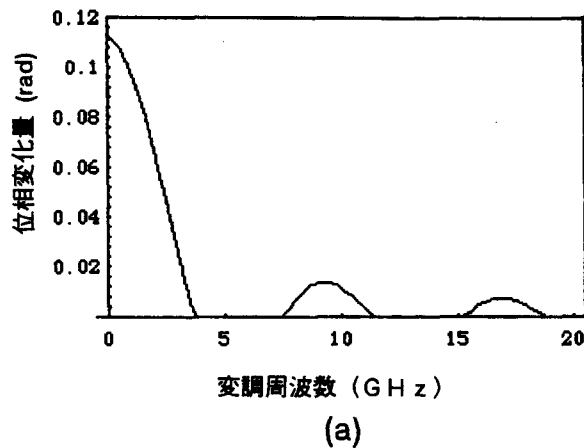


図4 結晶間隔をあけた変調器の構成

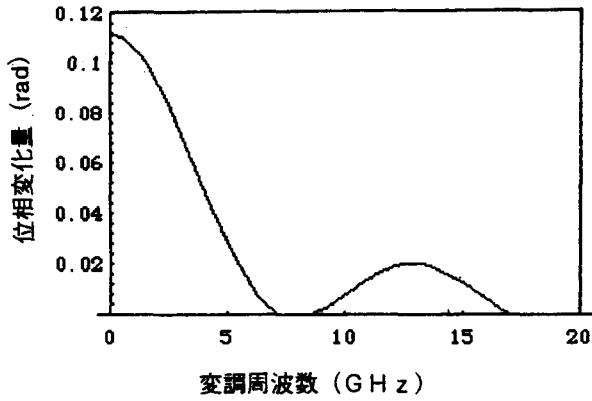
における変調周波数帯域について計算した結果を図 5 (a)(b)(c)に示す。表 1 は計算に用いた各パラメータを示す。

表1 計算に用いた各パラメータ

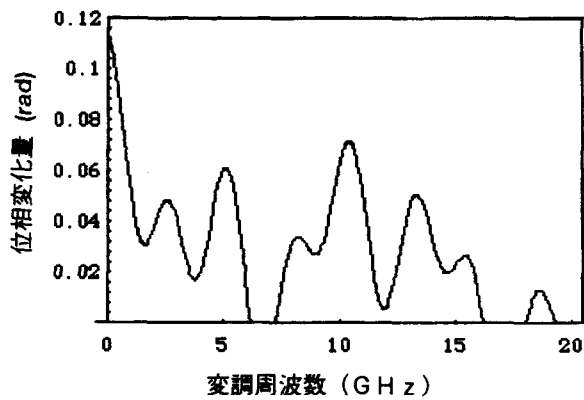
波長 λ_0	10.6 (μm)
電気光学性能 指数 $\eta_0^3 \gamma_{41}$	10.0×10^{-11} (m/v)
結晶長 L	0.075 (m)
光の速度 C_0	3×10^8 (m/s)
屈折率 n_0	2.67
誘電率 ϵ	10.4
電圧 V	100 (V)
電極間隔 d	2×10^{-3} (m)



(a) 結晶間隔 : 0



(b) 結晶間隔：15mm 一定



(c) 結晶間隔：L1 = 15mm, L2 = 30mm, L3 = 45mm, L4 = 60mm

図5 結晶間隔と変調周波数帯域

図5(a)は結晶間隔をあけずに結晶長75mm (15mm × 5) の場合、図5(b)は結晶間隔を15mm一定の場合、図5(c)は結晶間隔を一個目を15mm、2個目を30mm、3個目を45mm、4個目を60mmにした場合の変調周波数に対する位相変化量を示す。これらの計算結果より、結晶間隔に変化をもたせることにより、特定の変調周波数に対して効率よく変調動作が行われることを示している。

3. 試作した光変調器の変調信号伝送特性

図6は試作した進行波形光変調器の構造を示す。マイクロ波(変調信号)の入出力信号端子はSMAコネクタを用い、コネクタの端子に直接CdTe電気光学結晶の電極が接続されている。図7にCdTe電気光学結晶を示す。結晶の(110)面に1mm幅の金蒸着電極が施されている。レーザー光の入射面は無反射コーティングが施されて

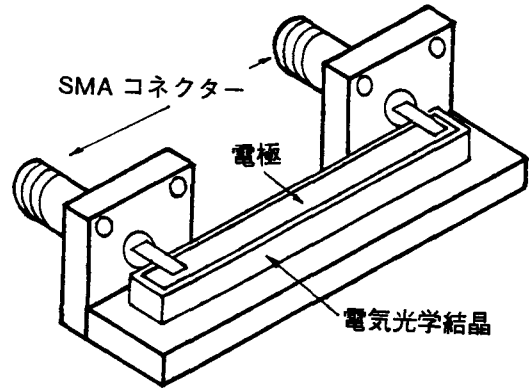


図6 試作した光変調器

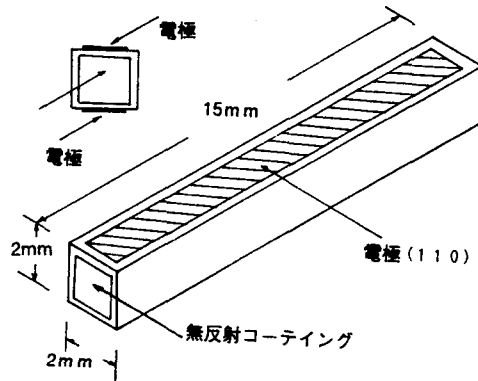


図7 CaTe電気光学結晶

いる。結晶の寸法は2×2×15mmである。試作した変調器のマイクロ波伝送特性をネットワークアナライザを用いて測定した。図8はマイクロ波の入出力特性を示す。これより、3dB伝送帯域は10GHzである。また、図9に

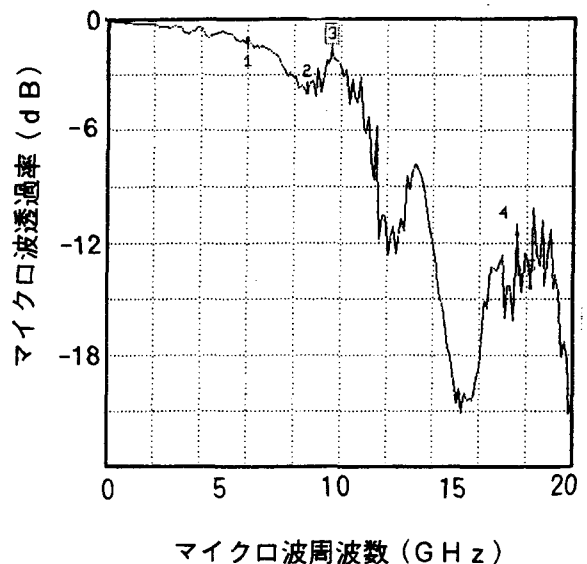


図8 マイクロ波(変調信号)伝送特性

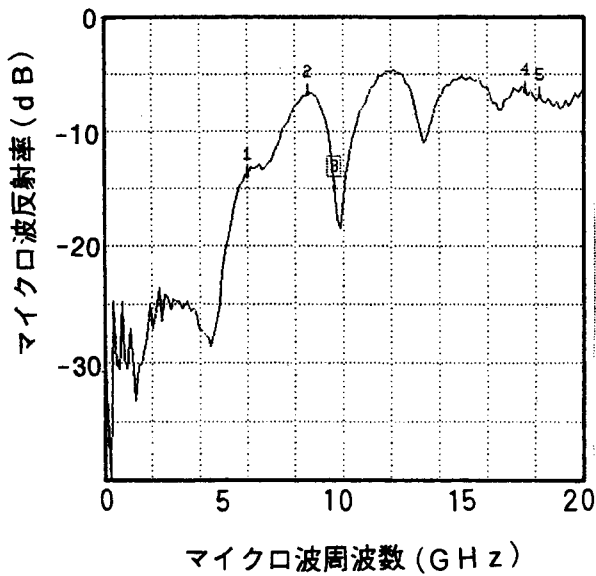


図9 マイクロ波（変調信号）反射特性

反射特性を示す。これよりマイクロ波の反射は20GHzまでは5 dB以内に抑えられている。図10はタイムドメインによる変調器の特性インピーダンス測定を行った結果を示す。縦軸はインピーダンスを示し、横軸はパルスの

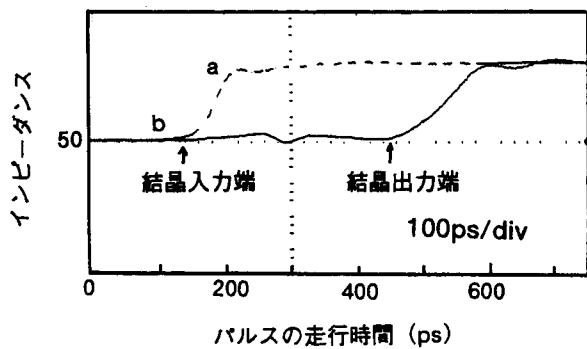


図10 タイムドメインによる変調器の特性インピーダンス特性

走行時間を示している。点線は変調器を接続しない場合の特性を示し、a点は測定端でインピーダンスは無量大となっている。実線は変調器を接続した場合で、b点は50Ωラインであることから、試作した変調器の特性インピーダンスはほぼ50Ωとなっていることがわかる。

4. むすび

広帯域周波数可変レーザー用光変調器の構成、解析および設計を行った。5個のCdTe結晶を用いて、それぞれの結晶間隔を変えることができる構成にした。解析では

20GHzまでの変調が可能であることを示した。また光変調器を試作し、単体では10GHzまでのマイクロ波伝送帯域を得た。

今後の課題として、さらに変調器のマイクロ波伝送帯域を広げるため、結晶上の蒸着されている電極の材料をマイクロ波に対して損失の少ないインジウム電極を付加することによりさらに帯域を広げることである。また変調器を直列に配置し、レーザー光を入射させ光波をマイクロ波で変調し、高効率で広帯域変調が可能な広帯域周波数可変レーザー用光変調器を実現することである。

謝辞

本研究で試作した変調器のマイクロ波伝送特性の測定に対してネットワークアナライザーを使用させて頂きました大阪大学基礎工学部小林哲郎教授に感謝致します。また使用に際してご教授頂きました大阪大学助手村田博司氏に感謝致します。本研究は平成9年度文部省科学研究費助成金（基礎研究B(1)）で行われたものである。関係各位に感謝致します。

参考文献

- [1] 末田 正 “光エレクトロニクス” 昭晃堂
 - [2] 後藤幸一, 末田 正 “結晶反転位相補償形進行は光変調器” 電子通信学会論文誌(C), Vol.55C, No.6, 306-313(1972)
- * 平成9年度電気工学科卒業生

連続制御系の等M等φ線図とニコルス線図のシミュレーション

栗本 尚

Computer Simulation of Constant M and ϕ Chart
and Nichols Chart in Continuous Control System

Takashi KURIMOTO

In design and analysis of a continuous control system, Bode diagram, Nyquist diagram, root locus, step response, constant M and ϕ chart and Nichols chart etc. are used properly. Such characteristics can be drawn by the personal computer. In this paper the method to draw them briefly by N88-BASIC is described. The author reported about Bode diagram, Nyquist diagram, root locus and step response in the reference 1). Continued from this reference 1), constant M and ϕ chart and Nichols chart are taken up.

1 まえがき

筆者は、かねてから各種制御系について、市販の制御系設計・解析用ソフトの活用と並行して、必要最小限の非常に短いプログラムを自作し、各種システム特性や要素特性を任意に可視化したり、シミュレーションすることにより、制御系の設計・解析に有効活用をはかってきた。^{1)~6)} 制御工学の基礎を勉強するにあたり、このような自作のプログラムによる制御系の設計・解析方法も修得させるようにすれば、その理解度も高められ、教育効果も大きくなる。

このような観点から、参考文献1)において、連続制御系に関し、パソコンを活用して、ボード線図、ナイキスト線図、根軌跡およびステップ応答をえがかせ、制御系としての設計・解析をする方法について示した。ここでは、これらをベースとして、さらに連続制御系について、パソコンのBASIC言語を用いた簡潔なプログラムにより、閉ループ伝達関数 $W(s)$ のゲイン M と位相 ϕ に関する等 M 等 ϕ 線図上に、開ループ伝達関数 $G(s)$ のナイキスト線図(ベクトル軌跡)を、またニコルス線図上に開ループ伝達関数 $G(s)$ のボード線図に対応するゲイン-位相線図をえがかせて、閉ループ特性を把握し、制御系としての設

計・解析をする方法について示す。

2 等M等φ線図とニコルス線図^{7) 8)}

2.1 $G(s)$ と $W(s)$

図1に示すフィードバック制御系において、開ループ伝達関数(一巡伝達関数)を $G(s)$ 、閉ループ伝達関数を $W(s)$ とすると、次式が得られる。

$$W(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} \tag{1}$$

この $G(s), W(s)$ の各周波数伝達関数 $G(j\omega), W(j\omega)$ は、次式のようになる。

$$G(j\omega) = ge^{j\theta} \tag{2}$$

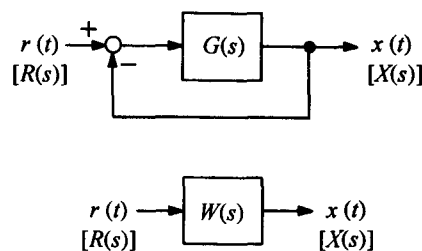


図1 フィードバック制御系

$$W(j\omega) = \frac{G(j\omega)}{1+G(j\omega)} = Me^{j\phi} \quad (3)$$

2.2 等M等φ線図

2.2.1 等M線図

G(jω)は複素数であり、その実部をx,虚部をyとすると

$$G(j\omega) = x + jy \quad (4)$$

と表される。(4)式を(3)式に代入すると、W(jω)のゲインMは次式のように求められる。

$$M = \left| \frac{G(j\omega)}{1+G(j\omega)} \right| = \left| \frac{x+jy}{(1+x)+jy} \right|$$

$$= \sqrt{\frac{x^2+y^2}{(1+x)^2+y^2}} \quad (5)$$

(5)式を整理すると次式が得られる。

$$\left(x - \frac{M^2}{1-M^2}\right)^2 + y^2 = \left(\frac{M}{1-M^2}\right)^2 \quad (6)$$

この(6)式は、中心 $\left(\frac{M^2}{1-M^2}, 0\right)$ 、半径 $\left|\frac{M}{1-M^2}\right|$ の円を表す。このMをパラメータとして、複素平面上にえがいた軌跡が等M線図となる。Mをパラメータとする等M線図の1例を図2に示す。なお、この図2は、2.2.3項の図4による等M等φ線図作成プログラムの一部修正により容易にえがける。

2.2.2 等φ線図

W(jω)の位相φは次式のように求められる。

$$\phi = \angle \frac{G(j\omega)}{1+G(j\omega)} = \angle \frac{x+jy}{(1+x)+jy}$$

$$= \tan^{-1} \frac{y}{x(1+x)+y^2} \quad (7)$$

(7)式を整理すると次式が得られる。

$$\left(x + \frac{1}{2}\right)^2 + \left(y - \frac{1}{2 \tan \phi}\right)^2$$

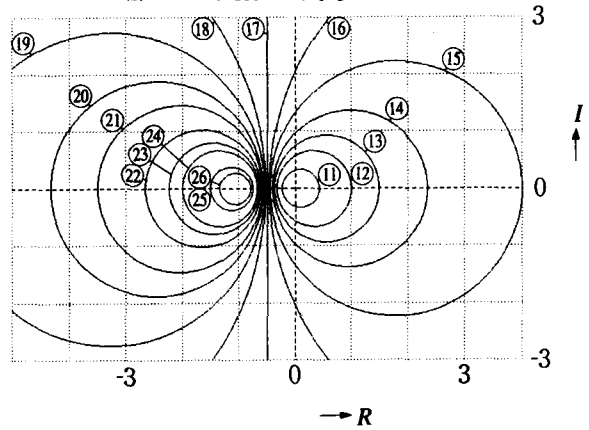
$$= \left(\frac{1}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{\tan^2 \phi}}\right)^2 \quad (8)$$

この(8)式は、中心 $\left(-\frac{1}{2}, \frac{1}{2 \tan \phi}\right)$ 、半径 $\frac{1}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{\tan^2 \phi}}$ の円を表す。このφをパラメータとして、複素平面上にえがいた軌跡が等φ線図である。φをパラメータとする等φ線図の1例を図3に示す。なお、この図3も、2.2.3項の図4によるプログラムの一部修正により容易にえがける。

2.2.3 等M等φ線図

(6)(8)式より、M, φをパラメータとする等M等φ線図を求めるためのプログラムを図4に示す。なお、M=1のときには、(5)式においてM=1とすると、x=-0.5となる。また、

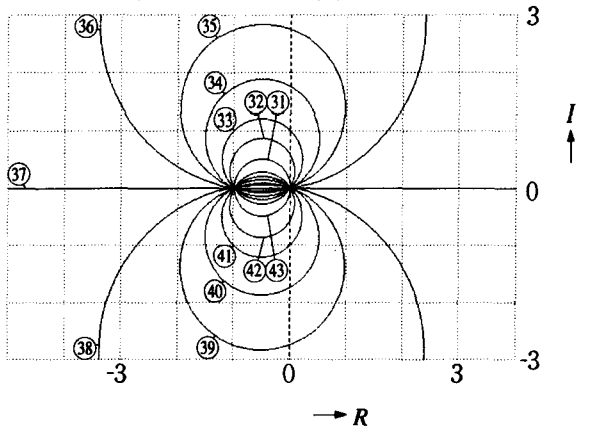
プログラム：図4 ただし180~220なし



M: ① 0.3 ② 0.5 ③ 0.6 ④ 0.7 ⑤ 0.8 ⑥ 0.9 ⑦ 1
 ⑧ 1.1 ⑨ 1.2 ⑩ 1.3 ⑪ 1.4 ⑫ 1.6 ⑬ 1.8 ⑭ 2
 ⑮ 3 ⑯ 4

図2 等M線図 (パラメータ：M)

プログラム：図4 ただし130~170なし



φ [deg]: ① -90 ② -120 ③ -135 ④ -150 ⑤ -160
 ⑥ -170 ⑦ -180 ⑧ -190 ⑨ -200 ⑩ -210
 ⑪ -225 ⑫ -240 ⑬ -270 (⑩と同じ)

図3 等φ線図 (パラメータ：φ)

φ=-πのときには、(7)式においてφ=-πとすると、y=0となる。M, φをパラメータとする等M等φ線図の1例を図5に示す。

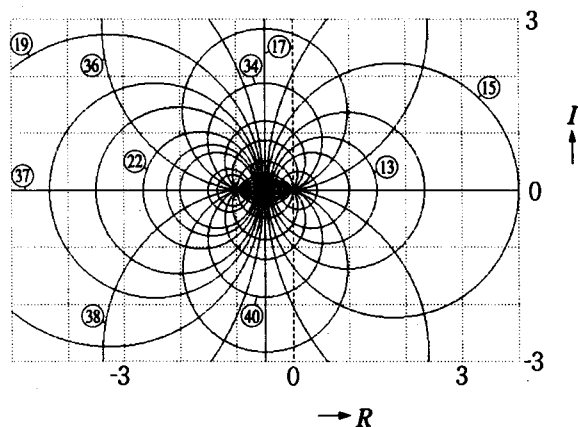
ところで、このプログラムは、パソコンPC-9800シリーズのN88-BASICによっている。プログラムをできるかぎり短くするために、グラフの座標軸、目盛り線、計算特性のみをパソコンによりえがかせ、変数名、目盛り数字、パラメータ表示、タイトルなどについては、手書き、テンプレートまたは貼りつけによっている。なお、BASICもその種類により多少の差があるため、このN88-

```

10 REM R10-PROG1
20 PI=3.1416
30 DEF FN X1=M^2/(1-M^2)
40 DEF FN Y2=1/(2*TAN(PHI))
50 SCREEN 2,0 : CONSOLE ,,0,0
60 WINDOW (-5,-3)-(4,3)
70 VIEW (40,0)-(639,399)
80 LINE (-5,0)-(4,0),,,&HF0F0 : LINE (0,-3)-(0,3),,,&HF0F0
90 FOR J=-3 TO 3 STEP 1
100 LINE (-5,J)-(4,J),,,&H1111 : NEXT J
110 FOR J=-5 TO 4 STEP 1
120 LINE (J,-3)-(J,3),,,&H1111 : NEXT J
130 M=1 : LINE (-.5,-3)-(-.5,3)
140 FOR I=1 TO 15 : READ M
150 DATA .3,.5,.6,.7,.8,.9,1.1,1.2,1.3,1.4,1.6,1.8,2,3,4
160 R1=ABS(M/(1-M^2))
170 CIRCLE (FN X1,0),R1 : NEXT I
180 PHID=-180 : LINE (-5,0)-(4,0)
190 FOR I=1 TO 12 : READ PHID
200 DATA -170,-160,-150,-135,-120,-90,-190,-200,-210,-225,-240,-270
210 PHI=PHID/180*PI : R2=SQR(1/4*(1+1/(TAN(PHI))^2))
220 CIRCLE (-.5,-FN Y2),R2 : NEXT I
230 END
    
```

図4 等M線φ線図を求めるためのプログラム

プログラム：図4



M: ①~⑫ 図2参照
φ [deg]: ⑬~⑳ 図3参照

図5 等M等φ線図 (パラメータ: M, φ)

BASICとちがう場合には適宜修正する必要がある。

この等M等φ線図上に、開ループ伝達関数G(s)のナイキスト線図をえがくことにより、閉ループ特性に関する各種情報を得ることができ、制御系としての設計・解析に活用することができる。

2.3 ニコルス線図

2.3.1 ニコルス線図の利点

開ループ伝達関数G(s)のボード線図から、等M等φ線図を用いて、閉ループ特性を得ることは不向きである。そこで

$$G = 20 \log |G(j\omega)| = 20 \log g \quad [\text{db}] \quad (9)$$

を縦軸に、θ [rad または deg] を横軸にしたゲイン一位

相線図上に、M, φ をパラメータとしてえがいたニコルス線図も用いられる。

このニコルス線図によると、次のような利点がある。

- ① |G(jω)| が大幅に変化する場合にも対応し易い。
- ② G(s)の構成要素の変更や追加、削除に対し、ニコルス線図上の単純加減算で求められる。

したがって、実際には等M等φ線図よりもニコルス線図の方がよく用いられている。

2.3.2 ニコルス線図の基本式

(2)式を(3)式に代入すると、次式が得られる。

$$\begin{aligned}
 Me^{j\phi} &= \frac{ge^{j\theta}}{1 + ge^{j\theta}} = \frac{g}{e^{-j\theta} + g} \\
 &= \frac{g \{ (g + \cos \theta) + j \sin \theta \}}{g^2 + 2g \cos \theta + 1} \quad (10)
 \end{aligned}$$

したがって、M, φ は次式のようになる。

$$M = \frac{g}{\sqrt{g^2 + 2g \cos \theta + 1}} \quad (11)$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\sin \theta}{g + \cos \theta} \quad (12)$$

(9)(11)(12)式より、Mおよびφをパラメータとするθに対するG [db] の式は、それぞれ次式のようになる。

$$\begin{aligned}
 G &= 20 \log |G(j\omega)| = 20 \log g \\
 &= 20 \log \left\{ -\frac{M^2}{M^2 - 1} \cos \theta \right. \\
 &\quad \left. \pm \sqrt{\frac{M^4}{(M^2 - 1)^2} \cos^2 \theta - \frac{M^2}{M^2 - 1}} \right\} \quad (13)
 \end{aligned}$$

$$G = 20 \log \left(\frac{\sin \theta}{\tan \phi} - \cos \theta \right) \quad (14)$$

なお、M > 1 (M [db] > 0) のときには、(13)式のθは、

```

10 REM R10-PROG2
20 PI=3.1416 : DTH=.002*PI
30 DEF FNA(TH)=-M^2/(M^2-1)*COS(TH)
40 DEF FNB(TH)=M^4/((M^2-1)^2)*(COS(TH))^2-M^2/(M^2-1)
50 DEF FNGA1(TH)=FNA(TH)+SQR(ABS(FNB(TH)))
60 DEF FNG1(TH)=20*LOG(FNGA1(TH))/LOG(10)
70 DEF FNGA2(TH)=FNA(TH)-SQR(ABS(FNB(TH)))
80 DEF FNG2(TH)=20*LOG(FNGA2(TH))/LOG(10)
90 DEF FNGA3(TH)=SIN(TH)/TAN(PHI)-COS(TH)
100 DEF FNG3(TH)=20*LOG(FNGA3(TH))/LOG(10)
110 DEF FNG4(TH)=20*LOG(-1/(2*COS(TH)))/LOG(10)
120 SCREEN 2,0 : CONSOLE ,,0,0
130 WINDOW (-4/3*PI,-40)-(0,20) : VIEW (40,0)-(639,399)
140 LINE (-4/3*PI,0)-(0,0) : LINE (0,-40)-(0,20)
150 FOR J=-40 TO 20 STEP 10 : LINE (-4/3*PI,J)-(0,J),,,&H1111 : NEXT J
160 FOR J=-4/3*PI TO 0 STEP 1/6*PI : LINE (J,-40)-(J,20),,,&H1111 : NEXT J
170 MDB=0.: FOR TH=-4/3*PI TO -1/2*PI+1.005 STEP DTH
180 LINE (TH,-FNG4(TH))-(TH+DTH,-FNG4(TH+DTH)) : NEXT TH
190 FOR I=1 TO 15 : READ MDB
200 DATA -.1,-.2,-.4,-.6,-.8,-1,-1.5,-2,-3,-4,-5,-6,-8,-10,-15
210 M=10^(.05*MDB)
220 FOR TH=-4/3*PI TO 0 STEP DTH
230 LINE (TH,-FNG1(TH))-(TH+DTH,-FNG1(TH+DTH))
240 NEXT TH : NEXT I
250 FOR I=1 TO 11 : READ MDB : DATA .1,.2,.4,.6,.8,1,1.5,2,3,5,10
260 M=10^(.05*MDB)
270 IF MDB<=1 THEN TH1=-4/3*PI
280 IF MDB=1.5 THEN TH1=-4/3*PI*.988
290 IF MDB=2 THEN TH1=-4/3*PI*.968
300 IF MDB=3 THEN TH1=-4/3*PI*.937
310 IF MDB=5 THEN TH1=-4/3*PI*.891
320 IF MDB=10 THEN TH1=-4/3*PI*.823
330 FOR TH=TH1 TO 0 STEP DTH
340 IF FNB(TH)<.01 THEN GOTO 400
350 IF FNGA1(TH)<.01 THEN GOTO 400
360 IF FNGA2(TH)<.01 THEN GOTO 400
370 LINE (TH,-FNG1(TH))-(TH+DTH,-FNG1(TH+DTH))
380 LINE (TH,-FNG2(TH))-(TH+DTH,-FNG2(TH+DTH))
390 NEXT TH
400 NEXT I
410 PHID=0 : LINE (-PI,-40)-(-PI,20)
420 FOR I=1 TO 17 : READ PHID : DATA -10,-20,-30,-40,-50,-60,-70,-80,-90,-100,-110,-120,-130,-140,-150,-160,-170
430 PHI=PHID/180*PI
440 FOR TH=-4/3*PI TO 0 STEP DTH
450 IF FNGA3(TH)<.01 THEN GOTO 480
460 IF FNG3(TH)<25 THEN GOTO 480
470 LINE (TH,-FNG3(TH))-(TH+DTH,-FNG3(TH+DTH))
480 NEXT TH : NEXT I
490 FOR I=1 TO 8 : READ PHID : DATA -5,-3,-2,-1,1,2,3,5
500 PHI=PHID/180*PI
510 FOR TH=-4/3*PI TO 0 STEP DTH
520 IF FNGA3(TH)<.01 THEN GOTO 550
530 IF FNG3(TH)<0 THEN GOTO 550
540 LINE (TH,-FNG3(TH))-(TH+DTH,-FNG3(TH+DTH))
550 NEXT TH : NEXT I
560 END

```

図6 ニコルス線図を求めるためのプログラム

$-1.5\pi < \theta < -0.5\pi$ となる。また、 $M < 1$ (M [db] < 0) のときには、(13)式の G は+符号のみとなる。

2.3.3 ニコルス線図

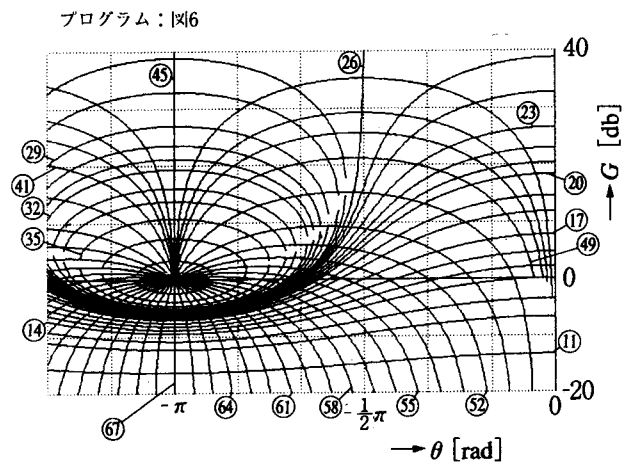
(13)(14)式より、 M, ϕ をパラメータとするニコルス線図 G [db] - θ [rad] 特性を求めるためのプログラムを図6に示す。なお、 $M=1$ (M [db]=0) のときには、(11)式において $M=1$ とすると、 G [db] は次式のようになる。

$$G = 20 \log \left(-\frac{1}{2 \cos \theta} \right) \tag{15}$$

また、 $\phi=0$ のときには、(12)式において $\phi=0$ とすると、 $\theta=-\pi$ となる。

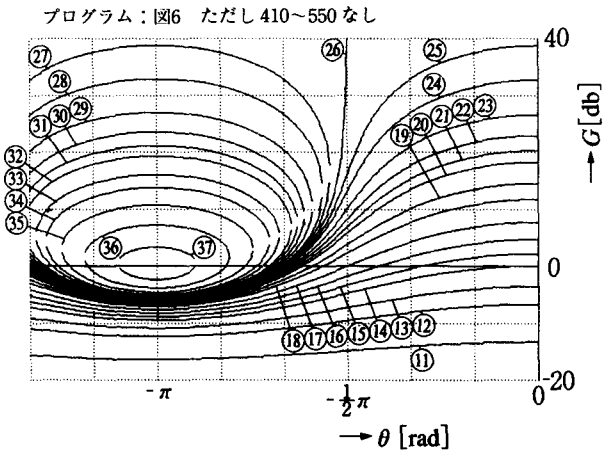
M, ϕ をパラメータとするニコルス線図の1例を図7に示す。 M をパラメータとする $G-\theta$ 特性の1例を図8に、また ϕ をパラメータとする $G-\theta$ 特性の1例を図9に示す。図8および図9は、図6の一部修正により容易にえがける。

このニコルス線図上に閉ループ伝達関数 $G(s)$ のゲイン G [db] - 位相 θ [rad] 線図をえがくことにより、閉ル



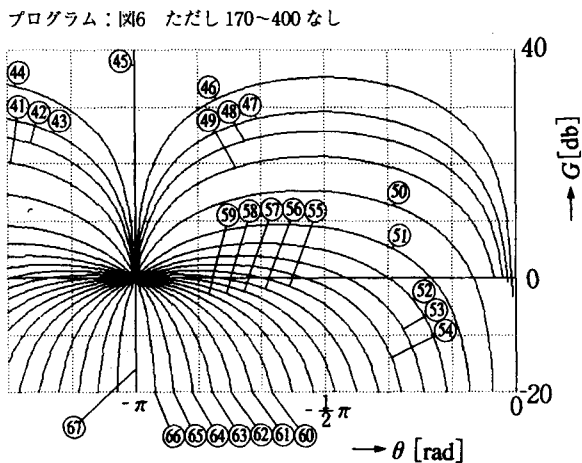
プログラム：図6
 M [db] : ①~⑳ 図8参照
 ϕ [deg] : ㉑~㉗ 図9参照

図7 ニコルス線図 (パラメータ： M, ϕ)



M [db] : ⑪ -15 ⑫ -10 ⑬ -8 ⑭ -6 ⑮ -5 ⑯ -4
 ⑰ -3 ⑱ -2 ⑲ -1.5 ⑳ -1 ㉑ -0.8 ㉒ -0.6 ㉓ -0.4
 ㉔ -0.2 ㉕ -0.1 ㉖ 0 ㉗ 0.1 ㉘ 0.2 ㉙ 0.4 ㉚ 0.6
 ㉛ 0.8 ㉜ 1 ㉝ 1.5 ㉞ 2 ㉟ 3 ㊱ 5 ㊲ 10

図8 G-θ特性 (パラメータ: M)



φ [deg] : ④ 5 ② 3 ③ 2 ④ 1 ⑤ 0 ⑥ -1 ⑦ -2 ⑧ -3
 ⑨ -5 ⑩ -10 ⑪ -20 ⑫ -30 ⑬ -40 ⑭ -50 ⑮ -60 ⑯ -70
 ⑰ -80 ⑱ -90 ⑲ -100 ⑳ -110 ㉑ -120 ㉒ -130 ㉓ -140
 ㉔ -150 ㉕ -160 ㉖ -170 ㉗ -180 (㉘と同じ)

図9 G-θ特性 (パラメータ: φ)

ープ特性に関する各種情報を得ることができ、制御系としての設計・解析に活用することができる。

3 等M等φ線図による制御系の設計・解析

3.1 制御系の構成

3次系の制御対象 $G_I(s)$ を

$$G_I(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (16)$$

とし、この $G_I(s)$ をコントローラ $G_c(s)$ として

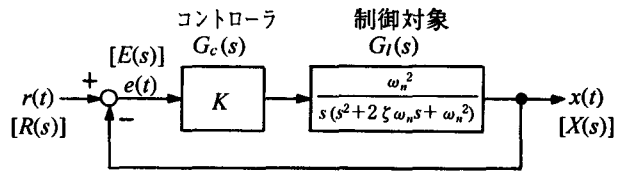


図10 3次P制御系

$$G_c(s) = K \quad (17)$$

により制御する、図10 [参考文献1)の図2.15参照] のような3次P (比例) 制御系について示す。

3.2 $G(s)$ のナイキスト線図

図10より、この3次P制御系の開ループ伝達関数 $G(s)$ と開ループ周波数伝達関数 $G(j\omega)$ を求めると、次式のようにになる。

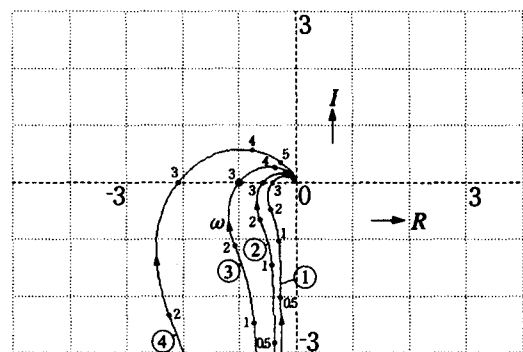
$$G(s) = \frac{K\omega_n^2}{s(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (18)$$

$$G(j\omega) = - \frac{K\omega_n^2}{\omega \{ (2\zeta\omega_n\omega)^2 + (\omega_n^2 - \omega^2)^2 \}} \times \{ 2\zeta\omega_n\omega + j(\omega_n^2 - \omega^2) \} \quad (19)$$

この(19)式より、1例として、 $\zeta=0.4$, $\omega_n=3$ のときの K をパラメータとする $G(s)$ のナイキスト線図を図11 [参考文献1)の図2.41, 図2.43参照] に示す。

3.3 等M等φ線図上の $G(s)$ のナイキスト線図

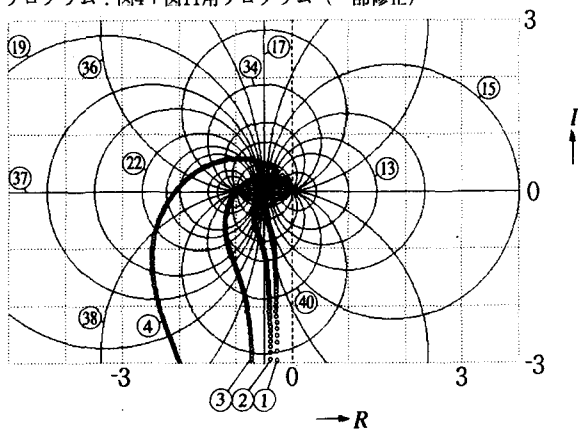
図5の等M等φ線図上に、図11の $G(s)$ のナイキスト線図を重ね書きによりえがくと、図12のようになる。なお、この重ね書きにあたり、図5の等M等φ線図と図11の $G(s)$ のナイキスト線図の座標スケールは同じにしておく必要



K : ① 1 ② 1.4 ③ 2.4 ④ 5

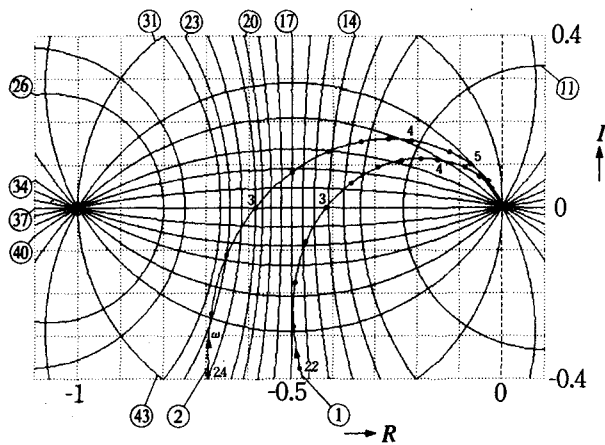
図11 3次P制御系の $G(s)$ のナイキスト線図

プログラム：図4+図11用プログラム (一部修正)



K: ① 1 ② 1.4 ③ 2.4 ④ 5
 M: ①~②⑥ 図2参照
 φ [deg]: ③①~④③ 図3参照

図12 等M等φ線図上のG(s)のナイキスト線図

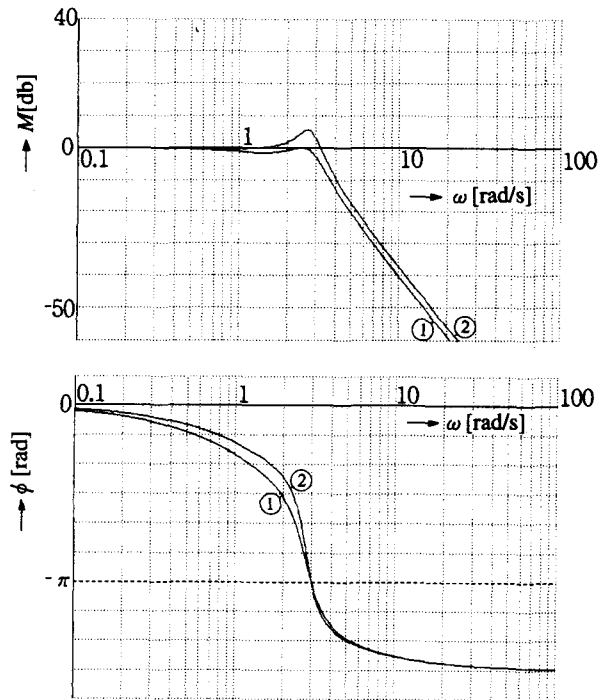


K: ① 1 ② 1.4
 M: ①①~②⑥ 図2参照
 φ [deg]: ③①~④③ 図3参照
 ω [rad/s]=2.2~4:
 $\Delta\omega=0.2$

図13 図12の拡大図

がある。ここで、このG(s)のナイキスト線図を含む等M等φ線図を明確にするために、G(s)のナイキスト線図については、"line"でなく"circle"による○印でえがいてある。また、G(s)のナイキスト線図上のωの各点は省略してある。

この図12をもとに、必要な部分のみを拡大した拡大図を図13に示す。なお、この拡大にあたっては、同じ座標スケールとして重ね書きする。また、拡大のためのプログラムについては、図4のプログラムと図11用プログラム



K: ① 1 ② 1.4

図14 3次P制御系のW(s)のボード線図

の一部修正で容易に対応できる。ここでは、安定な制御系を対象とするため、Kが①1 ②1.4の安定な場合についてのみ示す。

この図13より、各Kの場合について、G(s)のナイキスト線図上の任意のωの点と、等M等φ線図との交点から、Mとφが求められる。このωの各値に対し、 $20 \log M$ [db]による計算値とφをボード線図としてえがくと、W(s)としての閉ループ特性が得られる。

ここで、(1)(3)(16)(17)式より得られるW(s)の計算式から、W(jω)を求めてえがいた、KをパラメータとするW(s)のボード線図を図14 [参考文献1)の図2.20参照]に示す。図13より求められるW(s)のボード線図は、この図14とほぼ一致することが確認できる。

4 ニコルス線図による制御系の設計・解析

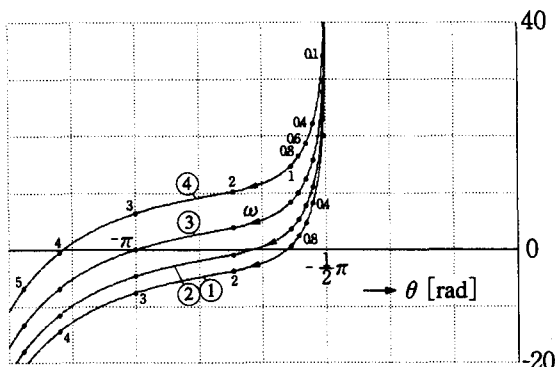
4.1 G(s)のゲイン-位相線図

3項の等M等φ線図による場合と同様に、3.1項の図10による3次P制御系について示す。ニコルス線図の場合には、開ループ伝達関数G(s)のゲイン-位相線図を対応させることになる。ここで、この3次P制御系のG(s)の周波数伝達関数G(jω)のゲインG、位相θは(19)式より、次式のように求められる。

```

10 REM R10-PROG3
20 PI=3.1416 : WN=3 : ZE=.4 : K=1 : DW=.01
30 DEF FNG(W)=20*LOG(K*WN^2/(W*SQR((2*ZE*WN*W)^2+(WN^2-W^2)^2)))/LOG(10)
40 DEF FNTH(W)=ATN((WN^2-W^2)/(2*ZE*WN*W))-PI
50 SCREEN 2,0 : CONSOLE ,,0,0
60 WINDOW (-4/3*PI,-40)-(0,20)
70 VIEW (40,0)-(639,399)
80 LINE (-4/3*PI,0)-(0,0)
90 LINE (0,-40)-(0,20)
100 FOR J=-40 TO 20 STEP 10
110 LINE (-4/3*PI,J)-(0,J),,,&H1111 : NEXT J
120 FOR J=-4/3*PI TO 0 STEP 1/6*PI
130 LINE (J,-40)-(J,20),,,&H1111 : NEXT J
140 FOR W=.01 TO 10 STEP DW
150 LINE (FNTH(W),-FNG(W))-(FNTH(W+DW),-FNG(W+DW)) : NEXT W
160 *CIRCLE (FNTH(W),-FNG(W)),.015 : NEXT W
170 FOR I=1 TO 9 : READ W : DATA .1,.4,.6,.8,1,2,3,4,5
180 CIRCLE (FNTH(W),-FNG(W)),.015 : NEXT I
190 END
    
```

図15 3次P制御系のG(s)のゲイン一位相線図を求めるためのプログラム



プログラム：図15 ただし ② 20…K=1.4…
 ③ 20…K=2.4… ④ 20…K=5…
 K: ①1 ②1.4 ③2.4 ④5

図16 3次P制御系のG(s)のゲイン一位相線図

$$G = 20 \log |G(j\omega)| = 20 \log g$$

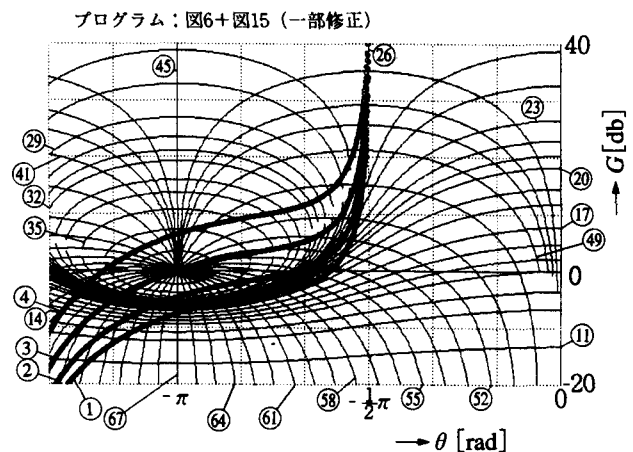
$$= 20 \log \frac{K\omega_n^2}{\omega \sqrt{(2\zeta\omega_n\omega)^2 + (\omega_n^2 - \omega^2)^2}} \quad [\text{db}] \quad (20)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\omega_n^2 - \omega^2}{2\zeta\omega_n\omega} - \pi \quad [\text{rad}] \quad (21)$$

この(20)(21)式より、KをパラメータとするG(s)のゲインG [db] 一位相θ [rad] 線図を求めるためのプログラムを図15に示す。1例として、ζ=0.4, ω_n=3のときのKをパラメータとするG(s)のゲインG [db] 一位相θ [rad] 線図を図16に示す。

4.2 ニコルス線図上のG(s)のゲイン一位相線図

図7のニコルス線図上に、図16のG(s)のゲイン一位相線図を重ね書きによりえがくと図17のようになる。なお、この重ね書きにあたり、図7のニコルス線図と図16のG(s)のゲイン一位相線図の座標スケールは同じしておく必要がある。ここで、このG(s)のゲイン一位相線図を



プログラム：図6+図15 (一部修正)
 K: ①1 ②1.4 ③2.4 ④5
 M [db] : ①~③7 図8 参照
 φ [deg] : ④1~⑥7 図9 参照

図17 ニコルス線図上のG(s)のゲイン一位相線図

含むニコルス線図を明確にするために、G(s)のゲイン一位相線図については、“line”でなく“circle”による○印でえがいてある。また、G(s)のゲイン一位相線図上のωの各点は省略してある。

この図17をもとに、必要な部分のみを拡大した拡大図を図18に示す。なお、この拡大にあたっては、同じ座標スケールとして重ね書きする。また、拡大のためのプログラムについては、図6と図15のプログラムの一部修正で容易に対応できる。ここでは、安定な制御系を対象とするため、Kが①1 ②1.4の安定な場合についてのみ示す。

この図18より、各Kの場合について、G(s)のゲイン一位相線図上の任意のωの点と、ニコルス線図との交点から、直接M [db]とφが求められる。このωの各値に対し、M [db]とφをボード線図としてえがくと、W(s)としての閉ループ特性が得られる。この図18より求められるW(s)のボード線図は、W(s)の計算式よりえがいた図14と

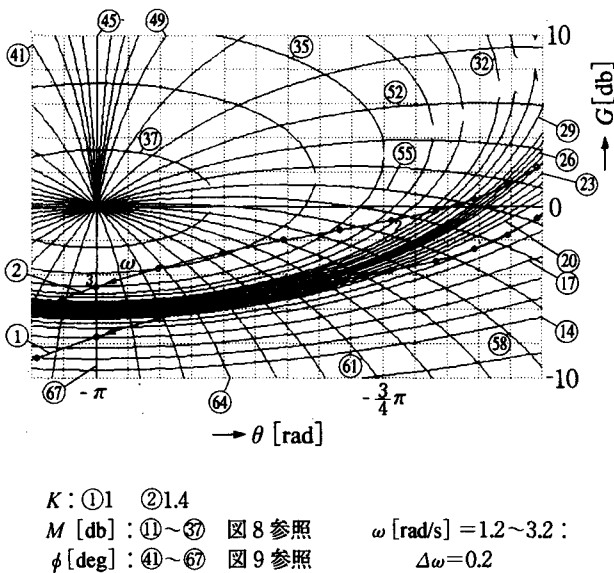


図18 図17の拡大図

ほぼ一致することが確認できる。

なお、ニコルス線図は、もともと制御系の開ループ伝達関数から閉ループ特性を知るために考えられた線図である。ところで、最近のパソコンの高性能化にもなつて、閉ループ特性も計算によっても求めやすくなったため、ニコルス線図より、単に開ループ特性から閉ループ特性を求めることには、あまり大きな意味がなくなつてきている。しかし、ニコルス線図による制御系の特性補償などの設計・解析面においては、まだまだ重要な役割を果たしている。

5 まとめ

3次P制御系について、参考文献1)の2項のボード線図、ナイキスト線図、根軌跡およびステップ応答による制御系の設計と解析にひきつづき、等 M 等 ϕ 線図およびニコルス線図をパソコンの短いプログラムにより求める方法を示し、このような連続制御系の設計・解析に有効に活用し得ることを示した。制御系設計・解析用の市販ソフトの活用と並行して、このような短い自作のプログラム

も活用することにより、市販ソフトにはない任意のシミュレーションも行わせることもでき、制御系の設計・解析のための強力な手段となるとともに、制御系設計・解析の基本的理解にも大いに役立つ。

このレポートでは、制御系の開ループ伝達関数 $G(s)$ のナイキスト線図を含む等 M 等 ϕ 線図、および $G(s)$ のゲイン-位相線図を含むニコルス線図を、パソコンにより任意に作成することが主体となった。今後は、このような等 M 等 ϕ 線図またはニコルス線図を活用して、望ましい応答性をもつ制御系を得るためのコントローラの設計・解析手法を確立するように検討をすすめていきたい。さらに、より複雑な制御対象や、より高度な制御機能をもつコントローラを含む制御系についても、活用できるように拡張していくことが望まれる。

参考文献

- 1) 栗本：“グラフィック制御工学入門” コロナ社 (1994)
- 2) 栗本：“高次制御系のステップ応答のシミュレーション” 奈良工業高等専門学校研究紀要 第29号 p45～50 (1994.3)
- 3) 栗本：“非線形制御系の位相面軌跡とステップ応答のシミュレーション” 奈良工業高等専門学校研究紀要 第30号 p63～68 (1995.3)
- 4) 栗本：“非線形制御系の位相面軌跡とステップ応答のシミュレーション (その2)” 奈良工業高等専門学校研究紀要 第31号 p35～40 (1996.3)
- 5) 栗本：“多変数制御系のレギュレータ特性のシミュレーション” 奈良工業高等専門学校研究紀要 第32号 p35～41 (1997.3)
- 6) 栗本：“デジタル制御系のボード線図と根軌跡のシミュレーション” 奈良工業高等専門学校研究紀要 第33号 p45～52 (1998.3)
- 7) 藤井(編)：“制御工学I (岩波講座 基礎工学20)” 岩波書店 (1967)
- 8) 伊沢：“自動制御入門 (改訂増補版)” オーム社 (1958)

フーリエ級数によるひずみ波交流の3次元シミュレーション

栗本 尚

Three Dimensional Computer Simulation of Distorted Wave by Fourier Series

Takashi KURIMOTO

As the distorted wave is the periodic wave and is represented by Fourier series, computer simulation is performed easily. When the results of computer simulation are used in learning the distorted wave, the effect of education is increased. In this paper the method to draw some distorted waves and these three dimensional Fourier spectra briefly by N88-BASIC is described. The author reported about the full rectified wave, the saw-tooth wave and the trapezoid wave in the reference 1). Continued from this reference 1), the half rectified wave and the pulse width modulation wave are taken up.

1 まえがき

参考文献1)において、全波整流波、鋸歯状波、台形波などのひずみ波交流について、フーリエ級数による波形シミュレーション、フーリエスペクトル、波形合成過程および構成波形などを、パソコンによる必要最小限の非常に短いプログラムにより求める方法について示した。ところで、これらのひずみ波交流は、そのフーリエ係数 a_n または b_n のいずれかが0になる場合で、フーリエスペクトルは2次元表示でもよい。しかし、半波整流波やパルス幅変調波のように、フーリエ係数 a_0, a_n, b_n のいずれもが0でない周期波もある。²⁾このような周期波のフーリエスペクトルは、大きさの他に方向ももつベクトル量となるため、3次元表示するとよりわかりやすくなる。

ここでは、参考文献1)をベースとして、まず最初に、3次元表示の基本的な考え方を示し、つづいて、半波整流波、パルス幅変調波に関し、フーリエ級数による波形シミュレーション、3次元表示によるフーリエスペクトルなどを、パソコンのBASIC言語による非常に短いプログラムにより求める方法について示す。なお、この考え方により、他の任意の周期波についても、3次元フーリエスペクトルを含むシミュレーションを行う方法に容易に

拡張していくことができる。

2 3次元表示の基本的な考え方³⁾

2.1 2次元表示と3次元表示

図1に示すように、 x - y 軸による2次元表示において、 z 軸を図示のようにとる。ここで、まず y 軸のまわりに θ_y 回転させ、次に x 軸のまわりに θ_x 回転させるとする。適当な θ_y, θ_x の回転を与えた場合には、図示のような x - y - z 軸による3次元表示が得られる。

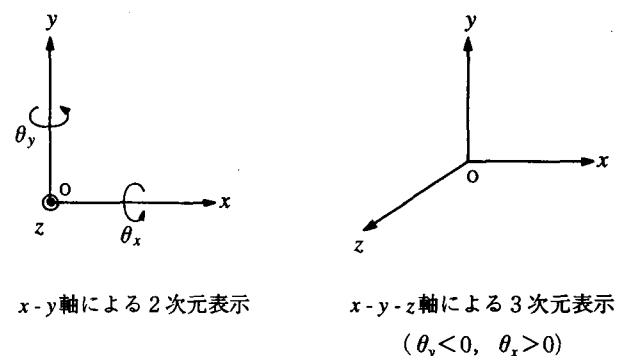


図1 2次元表示と3次元表示

2.2 3次元表示用変換式

2.2.1 θ_y 回転時の x, z 変換式

y軸のまわりに θ_y 回転させたときのx軸およびz軸成分は、図2のように示される。x軸上のスタートポイント x_s 、エンドポイント x_e 、およびz軸上のスタートポイント z_s 、エンドポイント z_e に対し、水平軸 ($\theta_x = \theta_y = 0$ のときのx軸)に関する成分を $A_{xs}, A_{xe}, B_{zs}, B_{ze}$ とし、仮垂直軸 ($\theta_x = \theta_y = 0$ のときのz軸)に関する成分を $C_{xs}, C_{xe}, D_{zs}, D_{ze}$ とする。このときには、水平軸 (x軸)に関して次式が得られる。

$$\begin{cases} A_{xs} = x_s \cos \theta_y \\ A_{xe} = x_e \cos \theta_y \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} B_{zs} = z_s \sin \theta_y \\ B_{ze} = z_e \sin \theta_y \end{cases} \quad (2)$$

したがって、y軸のまわりに θ_y 回転させたときには、x軸 (θ_y)上の x_s, x_e とz軸 (θ_y)上の z_s, z_e の水平軸 (x軸)に関する変換成分は、次式の x_1, x_2 で与えられる。この x_1, x_2 が θ_y 回転後の水平軸 (x軸)上の新しい x_s, x_e となる。

$$\begin{aligned} x_1 &= A_{xs} + B_{zs} \\ &= x_s \cos \theta_y + z_s \sin \theta_y \rightarrow x_s \end{aligned} \quad (3)$$

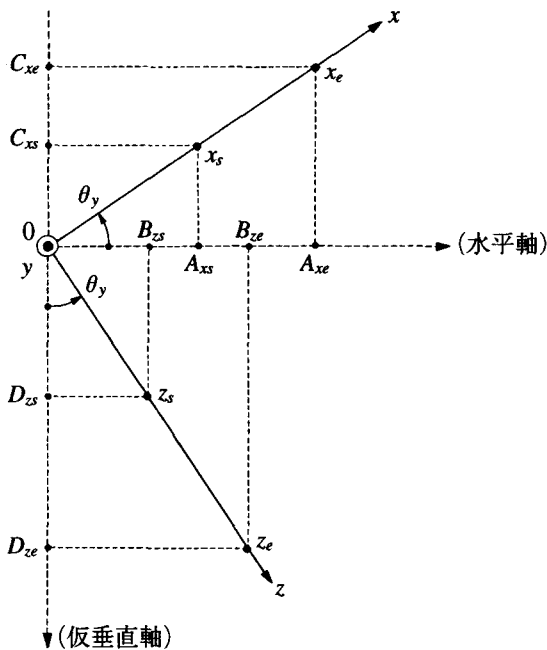


図2 θ_y 回転時のx軸およびz軸成分

$$\begin{aligned} x_2 &= A_{xe} + B_{ze} \\ &= x_e \cos \theta_y + z_e \sin \theta_y \rightarrow x_e \end{aligned} \quad (4)$$

一方、仮垂直軸 (z軸)に関して次式が得られる。

$$\begin{cases} C_{xs} = x_s \sin \theta_y \\ C_{xe} = x_e \sin \theta_y \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} D_{zs} = z_s \cos \theta_y \\ D_{ze} = z_e \cos \theta_y \end{cases} \quad (6)$$

したがって、y軸のまわりに θ_y 回転させたときには、z軸 (θ_y)上の z_s, z_e とx軸 (θ_y)上の x_s, x_e の仮垂直軸 (z軸)に関する変換成分は、次式の z_1, z_2 で与えられる。この z_1, z_2 が θ_y 回転後の仮垂直軸 (z軸)上の新しい z_s, z_e となる。

$$\begin{aligned} z_1 &= D_{zs} - C_{xs} \\ &= z_s \cos \theta_y - x_s \sin \theta_y \rightarrow z_s \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} z_2 &= D_{ze} - C_{xe} \\ &= z_e \cos \theta_y - x_e \sin \theta_y \rightarrow z_e \end{aligned} \quad (8)$$

なお、y軸のまわりに θ_y 回転させたときには、y軸上の

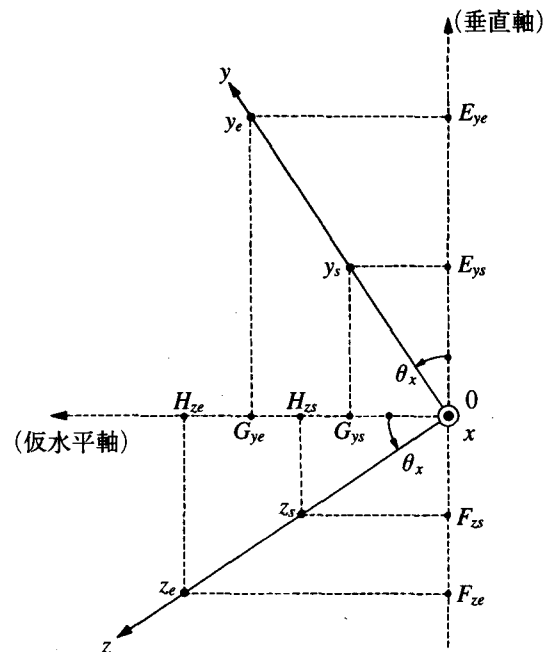


図3 θ_x 回転時のy軸およびz軸成分

スタートポイント y_s 、エンドポイント y_e は不変である。

2.2.2 θ_x 回転時の y, z 変換式

y 軸のまわりに θ_y 回転させた後、 x 軸のまわりに θ_x 回転させたときの y 軸および z 軸成分は、図3のように示される。 y 軸上のスタートポイント y_s 、エンドポイント y_e 、および z 軸の新しい z_s [(7)式]、新しい z_e [(8)式] に対し、垂直軸 ($\theta_x = \theta_y = 0$ のときの y 軸) に関する成分を $E_{ys}, E_{ye}, F_{zs}, F_{ze}$ とし、仮水平軸 ($\theta_x = \theta_y = 0$ のときの z 軸) に関する成分を $G_{ys}, G_{ye}, H_{zs}, H_{ze}$ とする。このときには、垂直軸 (y 軸) に関して次式が得られる。

$$\begin{cases} E_{ys} = y_s \cos \theta_x \\ E_{ye} = y_e \cos \theta_x \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} F_{zs} = z_s \sin \theta_x \\ F_{ze} = z_e \sin \theta_x \end{cases} \quad (10)$$

したがって、 x 軸のまわりに θ_x 回転させたときには、 y 軸 (θ_x) 上の y_s, y_e と z 軸 (θ_x) 上の z_s, z_e の垂直軸 (y 軸) に関する変換成分は、次式の y_1, y_2 で与えられる。この y_1, y_2 が、 θ_x 回転後の垂直軸 (y 軸) 上の新しい y_s, y_e となる。

$$\begin{aligned} y_1 &= E_{ys} - F_{zs} \\ &= y_s \cos \theta_x - z_s \sin \theta_x \quad \rightarrow y_s \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} y_2 &= E_{ye} - F_{ze} \\ &= y_e \cos \theta_x - z_e \sin \theta_x \quad \rightarrow y_e \end{aligned} \quad (12)$$

一方、仮水平軸 (z 軸) に関して次式が得られる。

$$\begin{cases} G_{ys} = y_s \sin \theta_x \\ G_{ye} = y_e \sin \theta_x \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} H_{zs} = z_s \cos \theta_x \\ H_{ze} = z_e \cos \theta_x \end{cases} \quad (14)$$

したがって、 x 軸のまわりに θ_x 回転させたときには、 z 軸 (θ_x) 上の z_s, z_e と y 軸 (θ_x) 上の y_s, y_e の仮水平軸 (z 軸) に関する変換成分は、次式の z_3, z_4 で与えられる。この z_3, z_4 が、 θ_x 回転後の仮水平軸 (z 軸) 上の新しい z_s, z_e となる。

$$\begin{aligned} z_3 &= H_{zs} + G_{ys} \\ &= z_s \cos \theta_x + y_s \sin \theta_x \quad \rightarrow z_s \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} z_4 &= H_{ze} + G_{ye} \\ &= z_e \cos \theta_x + y_e \sin \theta_x \quad \rightarrow z_e \end{aligned} \quad (16)$$

なお、 x 軸のまわりに θ_x 回転させたときには、 x 軸上の x_s, x_e は不変である。

2.3 3次元表示

3次元表示のために、 $x-y-z$ 軸の各成分を、水平軸 (x 軸) と垂直軸 (y 軸) に関する各成分に変換すると、(3)(4)式による x_s, x_e 、および(11)(12)式による y_s, y_e が得られる。これらの各成分を用いて図示することにより、3次元表示が得られる。なお、 z_s, z_e については、 θ_y 回転のときには(7)(8)式による z_s, z_e 、つづいて θ_x 回転のときには(15)(16)式による z_s, z_e を用いて変換していくことになる。 θ_y, θ_x を任意に設定することにより、任意の3次元表示とすることができる。

3 フーリエ級数による周期波のシミュレーション

3.1 半波整流波

3.1.1 半波整流波のフーリエ級数展開

図4に示すような半波整流波 $f(t)$ は、次式で示される。

$$f(t) = \begin{cases} A \sin \omega t & (0 \leq t \leq \frac{1}{2}T) \\ 0 & (\frac{1}{2}T \leq t \leq T) \end{cases} \quad (17)$$

そのフーリエ係数は、次式のように求められる。

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{1}{2}T} A \sin \omega t \, dt = \frac{A}{\pi} \quad (18)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{1}{2}T} A \sin \omega t \sin n\omega t \, dt$$

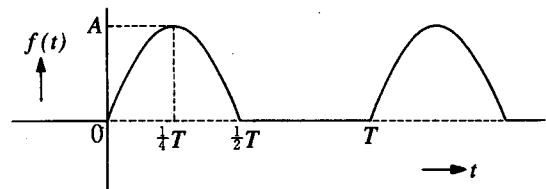


図4 半波整流波

$$= \begin{cases} \frac{1}{2}A & (n=1) \\ 0 & (n \neq 1) \end{cases} \quad (19)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} A \sin \omega t \cos n\omega t dt$$

$$= \frac{A}{2\pi} \left\{ -\frac{1}{n+1} \cos(n+1)\pi + \frac{1}{n-1} \cos(n-1)\pi + \frac{1}{n+1} - \frac{1}{n-1} \right\}$$

$$= \begin{cases} 0 & (n: \text{奇数}) \\ -\frac{2A}{\pi} \frac{1}{(n-1)(n+1)} & (n: \text{偶数}) \end{cases} \quad (20)$$

したがって、半波整流波 $f(t)$ として次式が得られる。

$$f(t) = \frac{A}{\pi} + \frac{1}{2}A \sin \omega t$$

$$- \frac{2A}{\pi} \sum_{n=2(\text{偶数})}^{\infty} \frac{1}{(n-1)(n+1)} \cos n\omega t$$

$$= \frac{1}{2}A \sin \omega t + \frac{2A}{\pi} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{1 \cdot 3} \cos 2\omega t - \frac{1}{3 \cdot 5} \cos 4\omega t - \frac{1}{5 \cdot 7} \cos 6\omega t - \dots \right) \quad (21)$$

また、半波整流波 $f(t)$ のフーリエスペクトル F は、(21) 式より次式のようにになる。

$$F = \frac{A}{\pi} [n=0: \text{直流成分}] + \frac{1}{2}A [n=1: \text{sin基本波成分}]$$

$$- \frac{2A}{\pi} \frac{1}{(n-1)(n+1)} [n=2,4,6,\dots: \text{偶数, cos成分}] \quad (22)$$

このフーリエスペクトルには、直流成分、sin成分、cos成分を含んでいるためベクトルとなる。したがって、大きさの他に方向を含めた3次元表示をするとわかりやすくなる。

3.1.2 半波整流波のシミュレーション

(1) 半波整流波の発生

(21)式より、 $n=0,1,2 \sim 24$ (偶数) の14項数として、半波整流波 $f(t)$ をパソコンによりえがかせた1例を図5に示す。なお、このような半波整流波のシミュレーションを行わせるためのプログラムに関しては、参考文献1)の図6、または次の3.2.2(1)項の図9に示すプログラムを一部修正することにより容易に作成できるので、ここでは示していない。

(2) 半波整流波のフーリエスペクトル

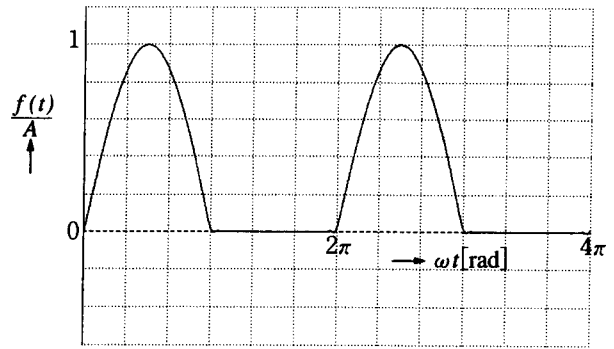


図5 半波整流波のシミュレーション

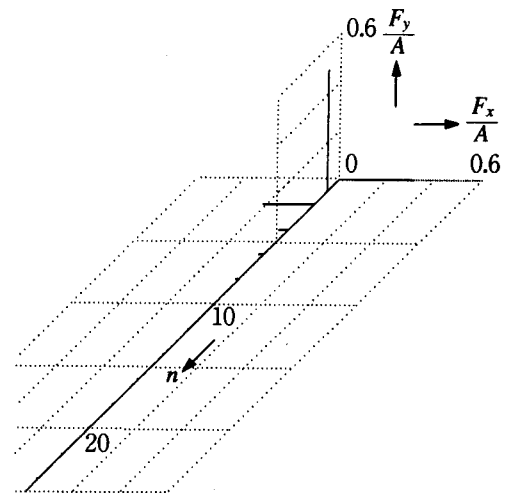


図6 半波整流波の3次元表示フーリエスペクトル

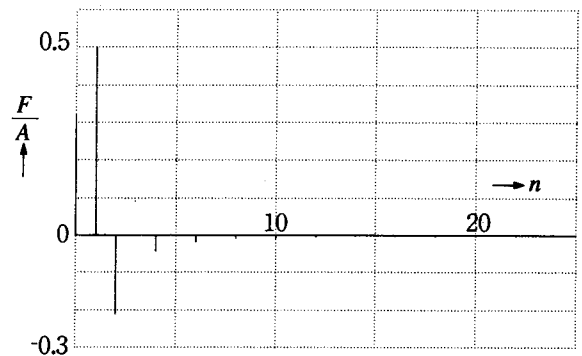


図7 半波整流波の2次元表示フーリエスペクトル

(22)式より、半波整流波の3次元表示フーリエスペクトルをパソコンによりえがかせた1例を図6に示す。また、半波整流波の大きさのみの2次元表示フーリエスペクトルをえがかせた1例を図7に示す。図6と図7より、大きさについてはほぼ一致していることがわかる。なお、このような3次元表示フーリエスペクトルをえがくためのプログラムに関しては、次の3.2.2(2)項の図11に示すプロ

ラムを一部修正することにより作成できるので、ここでは示していない。

これらのフーリエスペクトルより、 n の増加とともに F は急速に減少していくことがわかる。したがって、 n として14項数もとれば、かなり正確な半波整流波のシミュレーションが可能となる。

3.2 パルス幅変調波

3.2.1 パルス幅変調波のフーリエ級数展開

図8に示すようなパルス幅変調波 $f(t)$ は次式で示される。ここで、 τ は可変である。

$$f(t) = \begin{cases} A & (0 \leq t \leq \tau) \\ 0 & (\tau \leq t \leq T) \end{cases} \quad (23)$$

そのフーリエ係数は、次式のように求められる。

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^\tau A dt = \frac{A\omega\tau}{2\pi} \quad (24)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^\tau A \sin n\omega t dt = \frac{A}{\pi n} (1 - \cos n\omega\tau) \quad (25)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^\tau A \cos n\omega t dt = \frac{A}{\pi n} \sin n\omega\tau \quad (26)$$

したがって、パルス幅変調波 $f(t)$ として、次式が得られる。

$$f(t) = \frac{A\omega\tau}{2\pi} + \frac{A}{\pi} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} (1 - \cos n\omega\tau) \sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n\omega\tau \cos n\omega t \right\}$$

$$= \frac{A\omega\tau}{2\pi} + \frac{A}{\pi} \left\{ (1 - \cos \omega\tau) \sin \omega t + \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega\tau) \sin 2\omega t + \frac{1}{3} (1 - \cos 3\omega\tau) \sin 3\omega t + \dots \right\}$$

$$+ \frac{A}{\pi} \left\{ \sin \omega\tau \cos \omega t + \frac{1}{2} \sin 2\omega\tau \cos 2\omega t + \dots \right\}$$

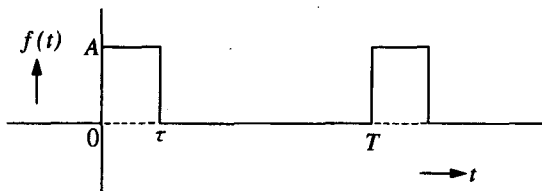


図8 パルス幅変調波 (τ :可変)

$$\left. \frac{1}{3} \sin 3\omega\tau \cos 3\omega t + \dots \right\} \quad (27)$$

この $f(t)$ をさらにまとめると次式が得られる。

$$f(t) = \frac{A\omega\tau}{2\pi} + \frac{\sqrt{2}A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sqrt{1 - \cos n\omega\tau} \times \cos(n\omega t - \theta) \quad (28)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{1 - \cos n\omega\tau}{\sin n\omega\tau} \quad (29)$$

また、パルス幅変調波 $f(t)$ のフーリエスペクトル F は、(27)式より次式のようにになる。

$$F = \frac{A\omega\tau}{2\pi} [n=0: \text{直流成分}] + \frac{A}{\pi n} (1 - \cos n\omega\tau) [n=1, 2, 3, \dots: \text{sin成分}] + \frac{A}{\pi n} \sin n\omega\tau [n=1, 2, 3, \dots: \text{cos成分}] \quad (30)$$

一方、(28)(29)式より、このフーリエスペクトル F は、次式のように表すこともできる。

$$F = \frac{A\omega\tau}{2\pi} [n=0: \text{直流成分}] + |F| \angle \theta [n=1, 2, 3, \dots: \text{sin成分} + \text{cos成分}] \quad (31)$$

$$|F| = \frac{\sqrt{2}A}{\pi n} \sqrt{1 - \cos n\omega\tau} \quad (32)$$

ここで、 θ は(29)式による。

このフーリエスペクトルも、直流成分、sin成分、cos成分を含んでいるためベクトルとなる。したがって、3次元表示フーリエスペクトルとして示すとわかりやすい。なお、2次元表示の場合には、(31)(32)(29)式より、 n に対する大きさ $|F|$ と方向 θ の特性として表す必要がある。

3.2.2 パルス幅変調波のシミュレーション

(1) パルス幅変調波の発生

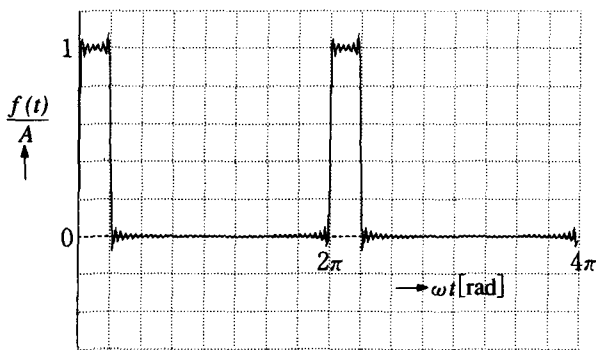
(27)式より、パルス幅変調波 $f(t)$ を求めるためのプログラムを図9に示す。このプログラムは、パソコンPC-9800シリーズのN88-BASICによっている。プログラムをできるかぎり短くするために、グラフの座標軸、目盛り線、計算特性のみをパソコンによりえがかせ、変数名、目盛り数字、パラメータ表示、タイトルなどについては、手書き、テンプレートまたは貼りつけによっている。なお、BASICもその種類により多少の差があるため、このN88-BASICとちがう場合には、適宜修正する必要がある。

パルス幅 $\omega\tau$ [rad] をパラメータとして、 $n=0, 1 \sim 50$ の51項数としたときの各パルス幅変調波 $f(t)$ を図10(a)(b)に示す。

```

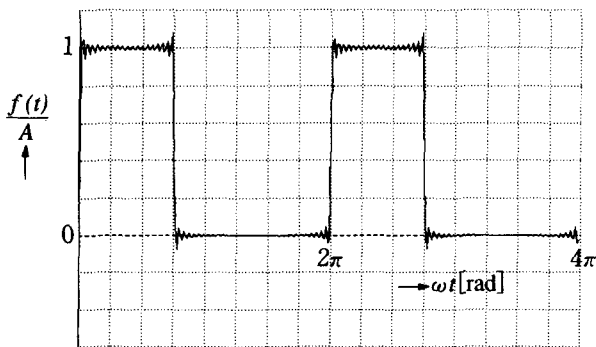
10 REM R11-PROG1
20 PI=3.1416 : WTE=4*PI : DWT=WTE/300 : A=1 : WTAU=PI/4
30 SCREEN 2,0 : CONSOLE ,,0,0
40 WINDOW (0,-1.2)-(WTE,.6)
50 VIEW (40,0)-(639,399)
60 LINE (0,0)-(WTE,0),,,&HF0F0
70 LINE (0,-1.2)-(0,.6)
80 FOR J=-1.2 TO .6 STEP .2
90 LINE (0,J)-(WTE,J),,,&H1111 : NEXT J
100 FOR J=0 TO WTE*1.01 STEP WTE/16
110 LINE (J,-1.2)-(J,.6),,,&H1111 : NEXT J
120 FOR WT=DWT TO WTE STEP DWT : F=A*WTAU/(2*PI)
130 FOR N=1 TO 50 STEP 1
140 F=F+A/(PI*N)*((1-COS(N*WTAU))*SIN(N*WT)+SIN(N*WTAU)*COS(N*WT))
150 NEXT N
160 LINE (WT-DWT,-PF)-(WT,-F) : PF=F : NEXT WT
170 END
    
```

図9 パルス幅変調波を求め
るためのプログラム



プログラム：図9

(a) $\omega\tau = \frac{1}{4}\pi$



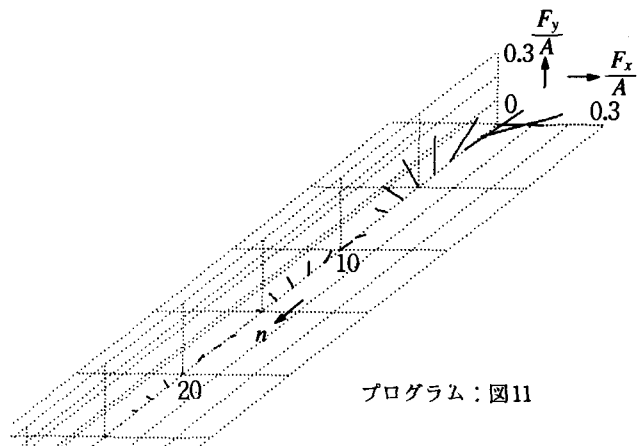
プログラム：図9 ただし $20 \dots WTAU = \pi * 3/4$

(b) $\omega\tau = \frac{3}{4}\pi$

図10 パルス幅変調波のシミュレーション
(パラメータ： $\omega\tau$ [rad])

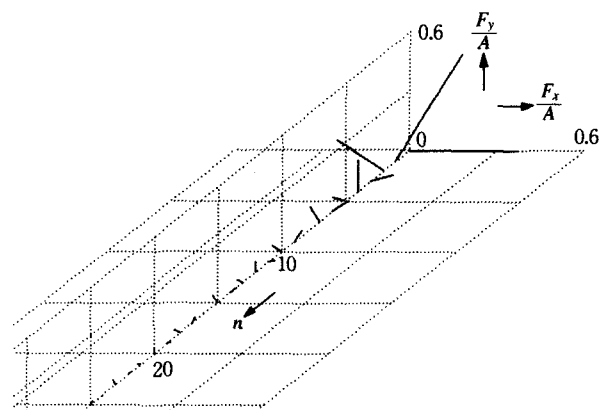
(2) パルス幅変調波のフーリエスペクトル

(30)式より、 $\omega\tau = \frac{1}{4}\pi$ [rad] のときのパルス幅変調波の3次元表示フーリエスペクトルを求めるためのプログラムを図11に示す。パルス幅 $\omega\tau$ [rad] をパラメータとする3次元表示フーリエスペクトルを図12(a)(b)に示す。また、



プログラム：図11

(a) $\omega\tau = \frac{1}{4}\pi$



(b) $\omega\tau = \frac{3}{4}\pi$

図12 パルス幅変調波の3次元表示フーリエ
スペクトル (パラメータ： $\omega\tau$ [rad])

図12(a)の拡大図を図13に示す。

ここで、図11について、そのプログラム作成の概要を

```

10 REM R11-PROG2
20 NE=50 : PI=3.1416 : RAD=PI/180 : A=1 : WTAU=PI/4
30 SCREEN 2,0 : CONSOLE ,,0,0
40 WINDOW (-1.35,-.3)-(.3,1.35) : VIEW (40,0)-(639,399)
50 FOR I=1 TO 3 : READ XS,YS,ZS,XE,YE,ZE : GOSUB *ROTA
60 LINE (XS,-YS)-(XE,-YE),,,&H1111 : NEXT I
70 FOR J=0 TO NE STEP 5
80 XS=-.3 : XE=.3 : YS=0 : YE=0 : ZS=J : ZE=J : GOSUB *ROTA
90 LINE (XS,-YS)-(XE,-YE),,,&H1111 : NEXT J
100 FOR J=0 TO NE STEP 5
110 XS=0 : XE=0 : YS=0 : YE=.3 : ZS=J : ZE=J : GOSUB *ROTA
120 LINE (XS,-YS)-(XE,-YE),,,&H1111 : NEXT J
130 FOR J=-.3 TO .3 STEP .1
140 XS=J : XE=J : YS=0 : YE=0 : ZS=0 : ZE=NE : GOSUB *ROTA
150 LINE (XS,-YS)-(XE,-YE),,,&H1111 : NEXT J
160 FOR J=0 TO .3 STEP .1
170 XS=0 : XE=0 : YS=J : YE=J : ZS=0 : ZE=NE : GOSUB *ROTA
180 LINE (XS,-YS)-(XE,-YE),,,&H1111 : NEXT J
190 XS=0 : XE=A*WTAU/(2*PI) : YS=0 : YE=0 : ZS=0 : ZE=0 : GOSUB *ROTA
200 LINE (XS,-YS)-(XE,-YE)
210 FOR N=1 TO NE STEP 1
220 FX=A/(PI*N)*SIN(N*WTAU) : FY=A/(PI*N)*(1-COS(N*WTAU))
230 XS=0 : XE=FX : YS=0 : YE=FY : ZS=N : ZE=N : GOSUB *ROTA
240 LINE (XS,-YS)-(XE,-YE) : NEXT N
250 END
260 *ROTA
270 TY=-2.5*RAD
280 X1=XS*COS(TY)+ZS*SIN(TY) : X2=XE*COS(TY)+ZE*SIN(TY)
290 Z1=ZS*COS(TY)-XS*SIN(TY) : Z2=ZE*COS(TY)-XE*SIN(TY)
300 XS=X1 : XE=X2 : ZS=Z1 : ZE=Z2
310 TX=3*RAD
320 Y1=YS*COS(TX)-ZS*SIN(TX) : Y2=YE*COS(TX)-ZE*SIN(TX)
330 Z3=ZS*COS(TX)+YS*SIN(TX) : Z4=ZE*COS(TX)+YE*SIN(TX)
340 YS=Y1 : YE=Y2 : ZS=Z3 : ZE=Z4
350 RETURN
360 DATA 0,0,0,.3,0,0 : DATA 0,0,0,0,.3,0 : DATA 0,0,0,0,0,50
    
```

図11 パルス幅変調波の3次元表示フーリエスペクトルを求めるためのプログラム

プログラム：図11 ただし
40 WINDOW (-.6,-.3)
- (.3,6) :...

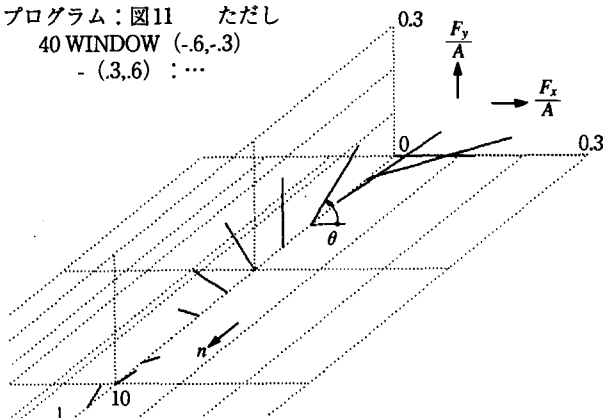


図13 図12(a)の拡大図

示す。

- ① θ_y 回転時の x, z 変換および θ_x 回転時の y, z 変換のためのプログラムは、サブルーチンプログラム*ROTA(260~350)として用いる。

- ② x, y, z 軸を、50~60,360と*ROTAにより、点線で引く。
- ③ z 軸に関する目盛り線を、 x 軸方向については70~90と*ROTAにより、 y 軸方向については100~120と*ROTAにより、点線で引く。
- ④ x 軸に関する目盛り線を130~150と*ROTAにより、 y 軸に関する目盛り線を160~180と*ROTAにより、点線で引く。
- ⑤ $n=0$ のときの F を190~200と*ROTAにより、 $n=1\sim 50$ のときの F を210~240と*ROTAにより、実線で引く。

なお、1例として、パルス幅 $\omega\tau = \frac{1}{4}\pi$ [rad]のときの大きさ $|F|$ と方向 θ の2次元表示フーリエスペクトルを図14に示す。図12(a)と図14より、フーリエスペクトルの大きさと方向について、ほぼ一致していることがわかる。

これらのフーリエスペクトルより、 $\omega\tau$ の値により多少の差はあるが、参考文献1)の3.2項の鋸歯状波の場合と同じように、 n をかなり大きくしても、フーリエスペクトルの F は徐々にしか減少しないことから、パルス幅変調波の正確なシミュレーションの難しいことがわかる。また、

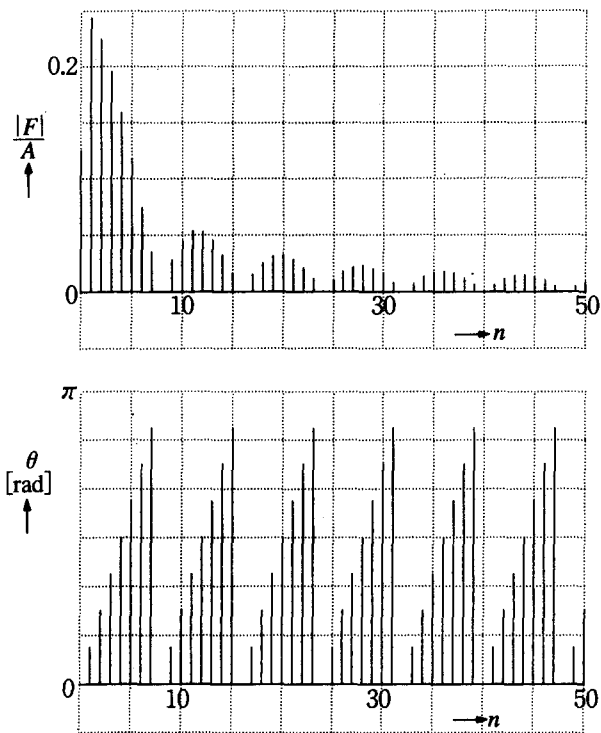


図14 パルス幅変調波の
2次元表示フーリエスペクトル

パルス幅変調波の場合もギブス現象があらわれている。

4 まとめ

参考文献1)にひきつづき、ひずみ波交流の1例としての半波整流波、パルス幅変調波について、パソコンにより、それらの波形発生、フーリエスペクトルなどを求める方法を示した。特にこれらのひずみ波交流は、フーリエ係数 a_0, a_n, b_n のいずれもが0でない周期波であり、そのフーリエスペクトルは大きさと方向をもつベクトル量となるため、3次元表示させた。ところで、3次元表示のプログラム作成はそんなに容易ではないが、その基本的考え方を一応理解した上で、プログラムの作成法を十分に把握すれば、このプログラムをベースとして、応用展開をはかることは十分可能である。

このような3次元表示フーリエスペクトルにより、ひずみ波交流などの周期波を、単に理論計算だけでなく、より深く理解させるのに役立たせ得ることがわかる。このように、市販ソフトを用いなくても、周期波の波形や特性を、パソコンの簡潔なプログラムにより、比較的手軽にかつ任意に、可視化やシミュレーションできると非常に有効であり、教育効果も高い。

筆者は、かねてから自動制御系の設計・解析のために、各種システム特性や要素特性を、パソコンの簡潔なプログラムにより、任意に可視化したり、シミュレーションすることにとりこんできている。^{4)~6)} さらに、このような考え方を、電気回路の共振回路の分野⁷⁾やフーリエ級数によるひずみ波交流の分野¹⁾にも適用し、理論と実験を強力にバックアップして、それらの理解度を高めるのに非常に有用であることを示してきた。ここでは、このような考え方をひずみ波交流の分野にひきつづき適用してまとめた。

参考文献

- 1) 栗本：“フーリエ級数によるひずみ波交流のシミュレーション” 奈良工業高等専門学校研究紀要 第33号 p53~58 (1998.3)
- 2) 平山：“電気回路論 (改訂版)” 電気学会 (1970)
- 3) 戸川・下関：“グラフィック振動論” サイエンス社 (1984)
- 4) 栗本：“グラフィック制御工学入門” コロナ社 (1994)
- 5) 栗本：“多変数制御系のレギュレータ特性のシミュレーション” 奈良工業高等専門学校研究紀要 第32号 p35~41 (1997.3)
- 6) 栗本：“デジタル制御系のボード線図と根軌跡のシミュレーション” 奈良工業高等専門学校研究紀要 第33号 p45~52 (1998.3)
- 7) 栗本：“実験支援のための共振回路の作動シミュレーション” 奈良工業高等専門学校研究紀要 第32号 p29~34 (1997.3)

自律型マイクロ・ロボットを通じての創造教育

道下 貴広、櫛 宏明、中島 レイ、島岡 三義、岸下 晴亮、阪部 俊也

Engineering Education to Cultivate the Creativity by Design and Production of Autonomous Robot

Takahiro MICHISHITA, Hiroaki ICHII, Rei NAKASHIMA, Mituyoshi SHIMAOKA,
Haruaki KISHIGE and Toshiya SAKABE

The Department of Control Engineering in NNCT(Nara National College of Technology) puts the basis on four technical engineering, i.e. mechanical, electrical, control and information engineering. And this department is carrying out the engineering education in which the design and production of autonomous robot is performed. The reason why the robot-making was selected is that it is concrete and easy for the students to understand. This report describes the engineering education putting emphasis on the production of autonomous robot which is the main theme in this department.

1. はじめに

奈良高専電子制御工学科は、メカトロニクス、エレクトロニクスおよびコンピュータによる制御からなる総合的なシステム技術者の育成を目標として、平成二年機械工学科から分離改組させた学科である。カリキュラムとしては、(1)機械系、(2)電気、電子系、(3)計測、制御系、(4)情報系 など非常に広い分野をカバーしなければならない。一口に総合的なシステムエンジニアと云っても、なかなか、総合力が育つものではない。大学においても、機械系、電気系にかかわらず、複合化システムを避ける事は出来ないことから、各種の教育法が検討、実施されている⁽¹⁾。高専では、ロボットの製作を行う学校が増え、報告がされている⁽²⁾⁽³⁾が、成績評価も含めた教科指導の面での報告はない。本学科では、一年生に対して、電子制御工学概論の教科を設ける事により、全体像の理解と目標を理解してもらう努力をしている。さらに、四年生において、実際にマイクロロボットを設計、製作することにより総合力を養う事を行っている。カリキュラム的には基礎科目が終了した五年生時が望ましいわけであるが、卒業研究あるいは進路指導などの観点から、多少の無理を承知しながらも、学科設立当初より四年生に対し意欲的に実施している。この総合科目も5回の経験を数える事となった。この種の総合科目の実施に当たっては、各種の問題が生じ、苦難の連続ではあったが、内容紹介、

実施方法、などをここに報告することで、教育方法としての御批判をいただければ幸いである。

2. ロボット設計製作の内容

創造性を育てる観点、ならびに学生の勉学意欲を高める観点から、ロボットコンテストの形態を採用し、テーマの設定からロボットコンテストまでの一連の内容を出来るだけ学生主体で実施するよう構成している。まず、製作しようとするロボットシステムの概要を図1に示す。制御部であるCPUを何にするか問題ではあったが、検討の結果、Z80マイクロコンピュータを使用し、ROMにプログラムを書き込める方式とした。

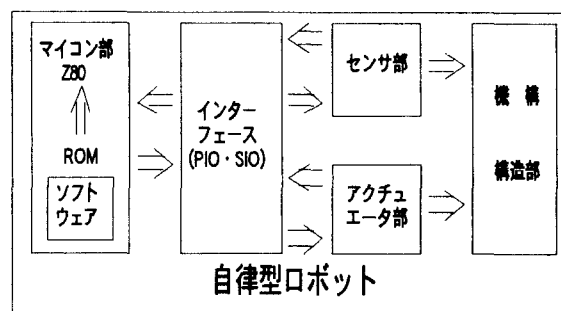


図1 自律型ロボットのシステム構造部

実施形態について、年間スケジュールを表1に示し、このスケジュールに沿って説明する。

表1 スケジュール

回数	月	内容
1	4月	設計製作についてのガイダンス、過去のコンテストビデオの紹介
2		メカトロニクスについて(講義)
3		ロボットコンテストのテーマ案の募集
4	5月	各自のテーマ案の説明討議、テーマの決定
5		テーマの決定、ロボットシステムのパート希望調査
6		グループ編成、パートの決定
7		ロボットのアイデアの検討
8	6月	各グループでのロボットの決定
9		仕様書の作成
11	6月末	必要物品の申請
13	9月	仕様書の完成
14		各パートでの作業、製作、テスト、プログラム
16	10月	各パート毎の説明
17		製作
27	1月末	ロボットコンテスト
28		
29	2月	ドキュメントの整理
30		発表会

3. テーマの設定

各年度のテーマは学生が中心になって決める事になっているが、テーマ設定における制約条件として次に示す事項を与えている。

- ① ロボットは制御部、センサ部、駆動部で構成され、自律型である事。
- ② 制御部は Z80CPU を使用する。
- ③ 大きさは300×300×300 mm 程度とする。
- ④ 電源は7.2V/100mA バッテリ 2個以内とする。
- ⑤ 製作予算はZ80、バッテリーを除き、1台当たり1.5万円以内とする。
- ⑥ 授業時間帯(三時間/週)で製作可能である事。

以上の制約条件の基、テーマの設定を行っているが、まず最初、各個人のテーマ案を募集し、これを基に次回の授業で、各自説明を行い、クラスで討議決定する方式を取っている。しかしながら、毎年学生から提案されるテーマのなかには、非常に高度なものが含まれる。この事は、何が出来、何が出来ないかの判断が付かない事を意味している。やはり四年生での実施の問題点、ならびに技術をきちんと理解していない事が判る。この場合は教官側からのアドバイスを行う事になっている。

過去5年間に行ったテーマ名と概略を紹介する。

[平成5年度] (電子制御工学科の第一期生)

「障害物競争」；フィールドに置かれた箱を避けてゴールまで到着するタイムトライアルの競技。

[平成6年度]

「一本橋早渡り競争」；勾配のある橋を渡ってゴールまで到着するタイムトライアルの競技。

[平成7年度]

「ゴルフボール集め競争」；ランダムに置かれたゴルフボールを集め、所定の場所に入れる。タイムと数を競う。

[平成8年度]

「ゴルフボール集め競争」；平成7年度のテーマがやや高度であり、完成度が低い状態で終わったため、再挑戦。

[平成9年度]

「ピンポン玉を運びましょう」；少し段差のある道を通り、山積みされたピンポン玉をゴールまで運ぶ競技で、到着時間とゴールでのピンポン玉の数による総合点を競う。

この中で、ゴルフボール集め競争はランダムな位置のボールを集める機構と集めたボールを所定の場所に入れる機構とが必要なため、かなり苦勞を強いられテーマ設定の困難さを痛感した。他のテーマについては、ほぼ半数以上のロボットが競技が行える状況であった。

各年度におけるマイクロロボットの一例を図2、図3、図4に示す。

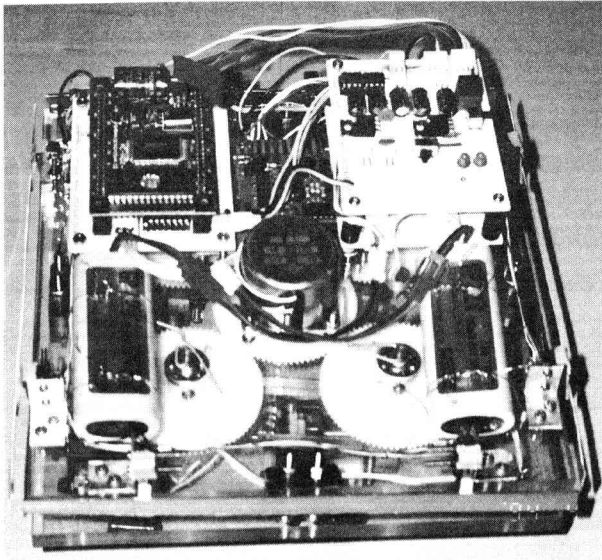


図2 平成5年度ロボットの一部

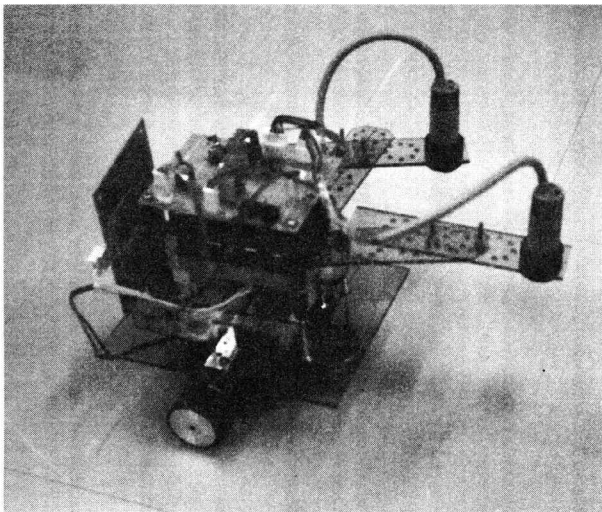


図3 平成6年度ロボットの一部

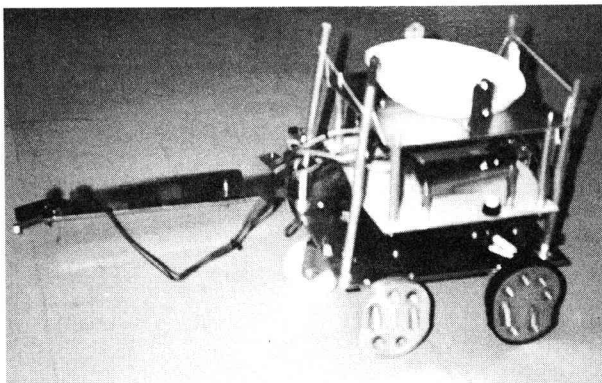


図4 平成9年度ロボットの一部

4. グループ編成ならびに分担

製作するマイクロロボットは各自が1台ずつ製作する事が最も教育効果が上がる方法ではあるが、製作時間、予算などの問題から、グループで製作を行う。

1グループは6～8名で編成され、6台を製作する。グループ内での分担として、CPU部門2名、センサ部2名、駆動部2名、本体2名程度の割り振りとし、学生から希望部門調査を行い、グループ編成を行った。また、各グループにはリーダー、サブリーダーを決めさせ、グループ会議を基にすべての事が進行する体制とした。これは、グループとしての活動における協調性の育成と個人の活動と全体としての進行との理解を促す効果があると考えられる。しかしながら、グループ編成の困難さ、グループ活動の指導の困難さは解消されたわけではなく、試行錯誤が続いている。

5. マイクロロボットのアイデアの集約

グループ活動においては、どうしても作業の係わり方に格差が生じてくる。これがこの種の教育の困難さである。そこで、後で述べるドキュメント、成績評価とも関連するが、出来るだけ個人レベルでの提出物を多く取り入れる工夫をしている。ここでも、各グループでの戦略或いはロボットについてのアイデアは、まず最初に各個人レベルでのアイデアを提出後、グループ内討議を経て最終的なアイデアが決定される。そして具現化への検討が行われ、各グループでのロボットが決定される。しかしながら、これらの事は机上での事である為、製作に伴って設計変更はしばしば行われる。この時、設計、仕様変更がなかなか、グループ全体に徹底しない事が多い。其の為グループ会議の励行と次に述べるドキュメントの整理の指導を行っているが十分効果は出していない。

6. ドキュメントの作成

ドキュメントの作成はシステム開発において、思考、手法、工程、調査結果、試験結果、設計図面等は、トータルシステム完成の可否に繋がる重要なものであるとの認識で、指導を行っているが、ロボットそのものの完成に目が行き、十分な成果は得られていない現状である。ドキュメントは出来るだけ整理が容易なように、各種仕様書等のフォーマットを作成し、担当者、作成日を書くよう指導している。ここでは、ドキュメントとして整理

してほしい各種資料について項目のみを述べる。

- (1) マイクロロボットの動作順序と戦略
- (2) 動作順序のフローチャート
- (3) マイクロロボットの概略図、組立図、部品図
- (4) センサ特性、CPUとのインターフェース回路特性
- (5) モータ特性、CPUとのインターフェース回路特性
- (6) Z80におけるPIO,SIOの仕様書
- (7) プログラムリスト
- (8) 購入部品一覧表
- (9) 実習工場における工作計画表
- (10) ミーティング記録
- (11) 参考資料、技術資料

7. コンテストおよび発表会

ロボットコンテストは毎年1月下旬を設定しているが、過去5年間残念ながら予定通り行われた事が無い。これは、学生に取っては初めての経験である事から、組み上がれば、目的が達せられると考えてしまう事が大きな原因である。毎年繰り返し注意を促しているが、いまだ成果は得られていない。コンテストは、苦勞して製作したロボットが所望の活躍をした時、学生に大きな喜びと自信を与えている。

ロボットコンテスト終了後、ロボット製作についての発表会を行っている。発表はグループ単位とし、1人1分程度の説明をOHP1枚を用いて行い、質問時間も含み15分としている。

8. 成績評価

この種の総合科目における成績評価については、頭を悩ませる問題である。評価の困難さはグループ作業であり、作業の内容が個々人で異なる事に起因する。過去5年間、様々な検討を行ってきたが、現在、次のような評価法に落ち着きつつある。すなわち、グループとしての評価と個人としての評価の合計で表している。

- | | |
|------------------------|-----------|
| ① 前期末テスト (個人) | 20点 |
| ② ドキュメント作成 (個人) | 10点 |
| ③ ドキュメントの完成度 (グループ) | 10点 |
| ④ ロボットの評価 (グループ) | 20点 |
| ⑤ 発表点 (個人) | 10点 |
| ⑥ 平常点 (出席点) + α | 20点 + 10点 |

基本的には上記の通りであるが、完成度か努力の過程か

難しい事が多い。また、所属グループによる差もあり、担当者の協議で最終評価を行っている。御意見、御批判をいただければ幸いである。

最後に、このロボット製作教育には、有間淳一、栗本尚、坂本雅彦、飯田賢一、各氏の協力を得て行われた。ここに感謝の意を表す。

参考文献

- (1)小林彬：ロボットコンテスト「物作りによる創造性教育を考える」、日本工学教育協会誌第38巻6号、1990
- (2)川上誠他：沼津高専の自律知能ロボット開発、日本機械学会 '95ロボメカ講演会論文集、1995.
- (3)金田忠裕：ロボット設計製作教育と創造性育成カリキュラム、電子情報通信学会講演論文集、1998.

物づくりを重視した電子制御工学実験

島岡三義・樺 弘明・中田敏夫・道下貴広・飯田賢一

Experiments in Department of Control Engineering
Attached Importance to Production

Mitsuyoshi SHIMAOKA, Hiroaki ICHII, Toshio NAKATA,
Takahiro MICHISHITA and kenichi IIDA

We at the department of control engineering, Nara National College of Technology, have been undergoing a new education under the reformed curriculum since 1997. As one of the primary focuses under this curriculum, 'Experiments in Control Engineering' have already been implemented on first-year students since 1997. This course is based on four themes and aims at understanding the several electrical phenomena through production experiences. In this paper, the outline and characteristics of this course have been described. Furthermore, the problems to be solved have been cleared and its countermeasure has been discussed.

1. はじめに

奈良工業高等専門学校（以下「本校」と称す）電子制御工学科は、機械工学科の分離改組に伴い、平成2年4月に発足した。本校にはすでに電気工学科と情報工学科（機械工学科分離改組検討段階の昭和61年4月創設）の電気電子系学科が存在しており、新たに電子制御工学科が発足するにあたって、学科の特色を出すためのカリキュラム編成には多くの困難を要した。1つには、電子制御工学科は全く新しい複合学科であり、機械工学科や電気工学科のように歴史があつて、基幹をなす学問分野が明確であるという状況にはなかつたことである。2つには、高専の電子制御工学科の発足経緯として、本校のように機械工学科からの分離改組によるものと、全くの新設学科という2つの系統があり、カリキュラム編成の基本的な考え方に違いが見られ、両系統の学科のカリキュラムからは共通項をなかなか見出せない面があつたことによる。このため、各高専の電子制御工学科は独自に学科の位置づけや教育目標を掲げており、本校でも例外ではない。

また、電子制御工学科発足当初は実験実習設備も十分でなく、機械工学科からの分離改組のため、教官陣容も含め、実状に合わせた実験実習をせざるを得ない面が多かつた。当時、バブル経済の走りであり、学生の理工系離れが教育界・産業界で大きな問題となり、物づくりの

重要性が改めて叫ばれるようになった。高専は実験実習を重視することが一つの特色であり、物づくりを實踐できる環境があつた。しかし、その後、卒業に要する修得単位数の削減があり、実験実習のウエイトを相対的に低下させざるを得ず、高専の特色である物づくりの機会の減少は高専の利点を損なうものとして、教育方法の改善が至急の課題となつた。各高専でもいろいろな取り組みがなされているが^{1)~16)}、本校でも学科発足後数年を経過して実験設備や教授陣も充実してきたことから、平成9年度に大幅なカリキュラム改正を行い、電気・電子・情報・制御系の教育内容を充実させた。電子制御工学科としては学習すべき専門分野が多岐にわたり、それぞれの専門科目の関連を明確に理解させるのに、工学実験の有効利用が検討され、1年次から工学実験を課すこととした。5年間の長い高専生活においては、学習意欲を継続させていくことが極めて重要であり、1年次の導入教育はその後を左右すると言っても過言ではなく、体験に基づく諸現象の理解を深めさせ、学年進行に伴って学習していく専門科目への興味を持たせる必要があると考えられる。

本報告は、理論先行型でなく、物づくりを取り入れた1年次の電子制御工学実験（通年30週、3単位）の内容を紹介するとともに、実施経験および学生の感想を踏まえ、課題とその対策について議論する。

2. 工学実験の目的と内容の概略

工学実験ではいくつかの実験テーマがあって、それぞれに実験の目的が設定されている。しかし、ここでいう目的は、1年生に課す工学実験として達成すべき目標は何かという観点での目的である。中学校の理科における電気関係の内容としては、オームの法則やジュール発熱に関するものが主であり、高専1年生に高度な電気実験を課すことには無理があり、実験に使用する汎用性のある計測機器類(マルチテスタ、オシロスコープ、定電圧電源、発信器等)の使い方の習得を第1の目的としている。高学年になれば、ある電気・電子回路を設計し、プリント基板上に製作する機会が出てくると考え、ハンダ付け作業の訓練を第2の目的としている。工学実験は実験を行うことと、それに対する報告書の作成が1セットになっている。報告書を書く習慣のない1年生にとっては戸惑いが多いはずである。報告書を書くという習慣付けが第3の目的である。

上記の目的を達成するために、たとえば、計測機器類の使い方を習得させるにしても、初めて使用する機器類の取扱説明書をもとに説明しても、ほとんど身につかないであろうことは容易に想像できる。何か具体的な使い方の例を示してやることが必要で、例示のために取り上げたテーマの概略を表1に示す。

実験は4テーマであり、各テーマは6週をかけて消化する。学生は4班に分かれ6週ごとにローテーションで

表1 工学実験の内容の概略

テーマ名	内容の概略と教育の主眼
電気回路の実験	<ul style="list-style-type: none"> ・もっとも基本的なオームの法則の理解 ・電気回路を構成する重要素子の一つであるコンデンサのはたらきの理解 ・オシロスコープの見方・使い方 ・電圧・電流等を測定する機器自体が測定結果に及ぼす影響
テスタの製作	<ul style="list-style-type: none"> ・製作図通りに作業を進めれば確実に出来上がる物の製作体験 ・製作図の指示の理解とその指示通りに忠実に実行することの重要性
基礎電気回路実験	<ul style="list-style-type: none"> ・ある制御回路の製作とその理解 ・LEDは目に見えない電流の流れを知らせてくれる表示灯 ・トランジスタは可動部分のないスイッチ ・コンデンサは電荷を蓄えるタンクで、エネルギー貯蔵庫
数値制御基礎実験	<ul style="list-style-type: none"> ・コンピュータ制御に必要なNC言語の文法の理解 ・自分の意図したことのNCプログラミングと実切削による確認 ・ノギス・マイクロメータの使い方

次のテーマに移っていく。実験のやり方自体を知らない1年生に、懇切丁寧な実験マニュアルを作成しても、自力で実験ができるはずはなく、多くの種類の実験を課すよりは、1つのテーマについてじっくり時間をかけて、十分実験の内容も理解できるようなテンポで進めることが重要であると考えた。この6週の中には報告書作成の時間も含まれている。報告書も完成後に添削するよりは、実験の時間内に作成させ、作成途中段階で指導する方が1年生にとっては混乱がなく、理解が早められるとの考えによる。

実験内容が1年生に対してレベル的に適当かどうかは議論の余地があると考えている。映像文化に慣れ親しんでいる今日の学生に、目に見えない電気の流れを理解させるには、電気が流れている証拠や流れ方の様子を視覚的にとらえられるようなテーマ、方法が必要であろうとの観点でテーマを設定した。次章で内容をもう少し詳しく紹介したい。

3. 4つの実験テーマの内容

3.1 電気回路の実験

1グループ約10名の学生を2班に分け、電気回路の基本法則であるオームの法則の理解を実験を通して深めるとともに、電圧計・電流計等の基礎的、汎用的計器の取り扱いを習得させることを目的としている。

1週目：3個の抵抗を直列に接続した場合の各抵抗の端子間電圧と電源電圧の関係を理解させる。このために、可変式定電圧直流電源、直流電圧計、直流電流計(いずれもマルチメータ使用)、ダイヤル可変抵抗器(R_x)および固定抵抗器($R_1=330\Omega$ 、 $R_2=510\Omega$)を使用して、電源電圧 E 、回路電流 I 、各抵抗 R_1 、 R_2 、 R_x の端子間電圧 V_1 、 V_2 、 V_x をマルチメータで測定させる。測定結果から、①各抵抗においてオームの法則が成立しているか。②各抵抗端子間電圧の和($R_1+R_2+R_x$)と電源電圧 E が等しいか。③式(1)が成立しているか。④式(2)~(4)が成立しているかを検討させる。

$$\frac{E}{I} = R_1 + R_2 + R_x \quad (1)$$

$$V_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_x} E \quad (2)$$

$$V_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_x} E \quad (3)$$

$$V_x = \frac{R_x}{R_1 + R_2 + R_x} E \quad (4)$$

2週目：1週目の実験についての報告書の書き方の指

導を行う。学生は報告書を書くことが初めてであり、主に図や表の描き方、物理単位に気を付けるように指示して報告書を仕上げさせる。

3週目：3個の抵抗 (R_1 、 R_2 、 R_x) を並列に接続した場合の各抵抗に流れる電流 (I_1 、 I_2 、 I_x) と回路電流 I との関係を理解させる。使用機器類は1週目と同じ物を使用する。電源電圧 E 、回路電流 I 、各抵抗 R_1 、 R_2 、 R_x を流れる電流 I_1 、 I_2 、 I_x を測定させ、式(5)~(7)が成立しているかどうかを調べさせる。

$$I_1 = \frac{\frac{1}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_x}} I \quad (5)$$

$$I_2 = \frac{\frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_x}} I \quad (6)$$

$$I_x = \frac{\frac{1}{R_x}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_x}} I \quad (7)$$

4週目：電流計と電圧計の動作原理を理解させ、あわせてその内部抵抗の測定方法を理解させる。使用機器類は、固定抵抗を $1k\Omega$ とする以外は1週目と同じものを使用する。マルチメーターを電流測定モード、電圧測定モードに設定し、それぞれのモードにおけるマルチメーターの内部抵抗を測定させる。測定結果から、電圧測定モードにおける内部抵抗が、電流測定モードにおける内部抵抗より非常に大きいのはなぜか、また、1週目、3週目の実験における測定誤差が何に起因しているかを考えさせる。

5週目：コンデンサを直列と並列に接続させた場合の、各コンデンサの容量と合成容量との関係を理解させる。各コンデンサ（種類は特にこだわらないが、ここではマイラ形を使用している。）の容量 C_1 、 C_2 、と合成容量 C を LCメーターで測定させ、式(8)（直列接続）および式(9)（並列接続）が成立しているかどうかを調べさせる。

$$C = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} \quad (8)$$

$$C = C_1 + C_2 \quad (9)$$

6週目：電気回路を構成する重要な基本素子である抵抗 (100Ω) とコンデンサ（マイラ形 $0.1\mu F$ ）を図1に示すような RC直列回路を構成し、オシロスコープを用いて抵抗端子間、コンデンサ端子間の電圧波形を観察させる。実験中の様子を図2に示す。

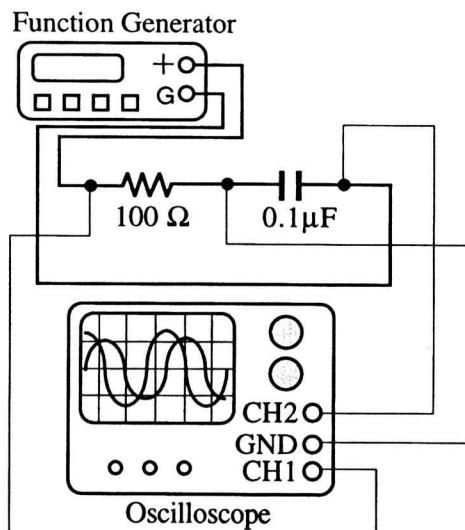


図1 RC直列回路図

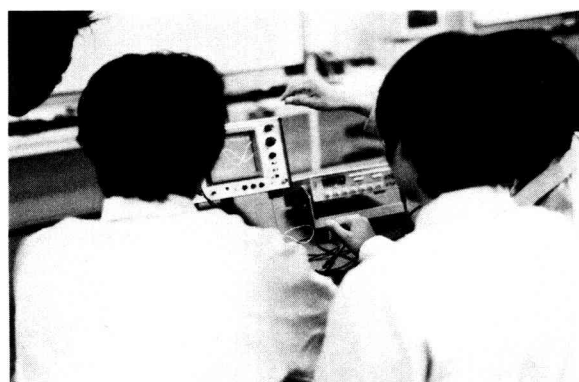


図2 オシロスコープによる波形観察

3.2 テスタの製作

工学実験において必要不可欠な計測機器の一つとしてテスタが挙げられる。本テーマでは、構造が比較的単純なアナログテスタの製作を通してその構造を知るとともに、ハンダ付け作業の習得も同時に行うことを目的としている。テスタ製作には図3に示す三和電気計器株式会社製のテスタキットKIT-8Dを使用している。2年次以降の実験に使用する計画もあり、テスタキット代金は学生の負担とし、一人一人に持たせることにより大切に使用してもらおうと考えている。

テスタの構造の学習、製作、完成したテスタの動作試験、テスタを使った簡単な実験といった順序で6週間を消化する。この6週間の詳しい内容を以下に述べる。

1週目：テスタの構造と使われている部品の解説として、メーターの原理、ダイオードや抵抗器、コンデンサ等の内部構造、極性やカラーコードの見方など、製作の前に最低限理解しておく必要のあるものを解説している。

2週目と3週目：テスタの製作を行う。ここでは、実際にプリント基板上に部品をハンダ付けする前に、ハン

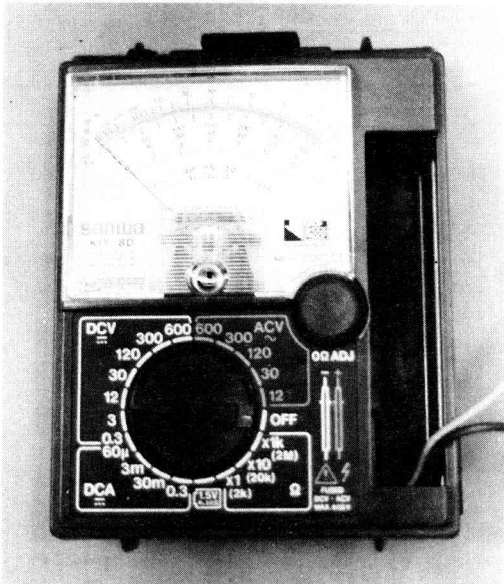


図3 アナログテスタの外観

ダ付け作業の練習もさせている。部品の取り付け作業においては、取扱説明書から抜粋した組立説明書を参考にさせているが、部品配置のみの説明で取り付けるべき抵抗器の抵抗値は省いてある。別に用意した対応表を基に、取り付けるべき抵抗の抵抗値を確かめさせながら製作を行わせている。

4週目：テスタの動作試験を行っている。メータの零位置調整に始まり、直流電流レンジ、直流電圧レンジ、交流電圧レンジ、バッテリーチェックレンジ、抵抗レンジ等の各種レンジのチェックを行う。この段階で大概の部品の取り付けミスが発見されるが、その場合は動作試験作業を中断し、ミスした箇所を修正させている。

5週目：製作したテスタを使用して、簡単な実験をさせている。実験の内容は「電気回路の実験」の1週目と同じものであるが、ここでは実験の前に示される抵抗の直・並列接続の理論式と、製作したテスタを使用した測定結果との関係を調べさせる目的で行っている。「電気回路の実験」では、製作したテスタよりも精度の高い計測器を使用しているため、製作したテスタを使用した場合に測定誤差が大きくなりやすい。そこで、なぜ電気回路の実験で使用した測定器よりも測定誤差が大きくなりやすいのか、学生自身の考えをレポートで提出させている。

6週目：5週目のレポートをもとにレポート指導を行っている。レポート作成中の様子を図4に示す。

学生が最も真剣に取り組むのは、やはり2週目から3週目までのテスタ製作とテスタを使用した実験である。「物を作り、それを使う」といった行為は、エンジニアを目指して入学してきた学生たちに受け入れられやすいものと思われる。



図4 レポート作成作業中の様子

3.3 基礎電気回路実験

学生の中には、中学校でダイオードやトランジスタを用いた簡単な電気回路の製作を経験している者もいるが、各素子についてどのような電気的特性があるのか基本的に理解していないようである。そこで、電気回路の基本的な素子であるダイオードやトランジスタの特性を、実験を通して理解するとともに、さらにこうした素子を用いて簡単な電気回路を製作し、その動作・現象を理解することを目的としている。

実験指導は、(1)実験、(2)レポート指導と簡単な口頭質問、(3)電気回路の製作、の3つに大きく分けて行っている。

1週目：ダイオードの特性に関する実験では、はじめにダイオードの「一方向にだけ電流が流れやすい」という基本的な特性を説明し、その種類や用途、さらにダイオード本体に表示されている記号から「アノード」・「カソード」の電極の見極め方を説明し、図記号との対応を確認させている。また、デジタルマルチテスタを用いて電極を調べる方法を説明し、実際に測定することで理解を深めさせている。ダイオードの動作原理については、物理的な詳しい説明は行わず、「真性半導体」、「P型半導体」や「N型半導体」、「電子」や「正孔」といったキーワードを用いてその動作原理を説明するにとどめている。実験は、ダイオードに順方向電圧、逆方向電圧を加えた場合の電流の状況を観測するもので、実験装置は直流安定化電源とデジタルマルチテスタの2種類だけである。

2週目：ダイオードの実験結果をレポートにまとめさせている。

3週目：トランジスタの特性に関する実験で、ダイオードの場合と同様、ベース、コレクタ、エミッタといった基本的な事項から説明を始め、スイッチング作用や増幅作用などトランジスタの特性や、PNP型とNPN型の2種類の構造があることなどを説明している。

動作原理の説明は、トランジスタ中の「電子」や「正

孔」の動きを、図を用いて説明をしている。

実験は数種類のベース電流に対して、コレクタとエミッタ間の電圧を変化させることで、コレクタ電流がどのように変化するか実際に回路を組み測定を行わせている。すでに1週目でダイオードの実験回路を組んでいるが、トランジスタの実験回路は複雑なため、実験回路を組むために相当時間がかかっている。また、実験を手際よく行わないとトランジスタの温度が上昇し、測定値が安定しないことも実験を難しくしている原因になっている。

4週目：トランジスタの実験結果をレポートにまとめさせている。

5週目と6週目：ダイオード・トランジスタの各実験を行い、素子の基本的な特性を理解した上で、簡単な電気回路の製作を行わせている。製作品は、発光ダイオード、トランジスタ、電解コンデンサ、抵抗の4素子を用いて、左右に配置した発光ダイオードが交互に点滅するシグナルウインカである。見本のシグナルウインカを参考に、学生自身に図5の回路図から各素子の適切なレイアウトを考えさせ、プリント基板上に配置・配線をさせている。完成品例を図6に示す。また、この6週のまとめのレポートを作成させている。

このような内容の実験経験のない学生にとって、指導書に示されている、順方向電圧回路・逆方向電圧回路を

組むことは難しいので、使用する装置すべてについてその使用方法を丁寧に説明している。

レポート指導においては、1年生にとって実験を行い、その結果をレポートにまとめる作業は、今まで経験のないことなので、レポートの基本的な書き方、例えば表番や表題の書き方、グラフの書き方などの指導を行っている。

回路が正しく組めれば、難しい実験ではないので結果の測定は特に問題はないが、学生にとって物理的な変化や視覚的刺激のない実験は、興味がわかないようであるし、十分理解できているのか不安でもある。また、実験装置の数に限りがあるため、すべての学生が主体的に実験を行えるわけではないので、グループ内で積極的に実験に参加する学生がメインとなって実験が行われる傾向がある。各学生が実験当事者であるということに自覚してもらおうとともに、実験内容の理解を深めるために、一人一人に実験や結果に関する簡単な口頭試問を行い、説明してもらうことにしている。

シグナルウインカの製作では、学生によって1回で回路が正常に動作するものもいれば、回路図と自分の製作した回路との間を何十回と見直す学生もいる。しかし、学生にとってそうした苦勞の末に動くようになったとき、物づくりの楽しさを体感しているようである。

3.4 数値制御基礎実験

エンジニアを目指す者にとって、物づくりの体験は非常に重要である。塑性加工、鋳造加工、切削加工など物づくりに必要な加工法、機械・道具は非常に多く、すべてを体験することは不可能である。ここでは、コンピュータ制御機器の一つの代表例であるNCフライス盤を用い、プログラミングによる切削の体験を通して、自分の意図している作業手順をNC言語で正確に記述することを目的としている。また、物づくりにおいては寸法の測定は重要な作業である。測定器具として「物差し」は不十分である現実を認識させ、もっともポピュラーな測定器具である「ノギス」と「マイクロメータ」の使い方を理解させることも目的としている。

NCフライス盤による切削状況を図7に示し、主な仕様を表2に示す。

1週目：ノギスとマイクロメータ（いずれも最も基本的なタイプ）の使い方を解説し、寸法が明確にわかっているプラグゲージの寸法測定を通じて理解力を深めさせている。主尺と副尺の関係の解説が主ではあるが、持ち方、被測定物を挟むときの力の加減が測定結果に影響をおよぼすことも重要な事項として説明している。A4サイズ1枚（書式は教官側で用意）に測定結果と感想を書か

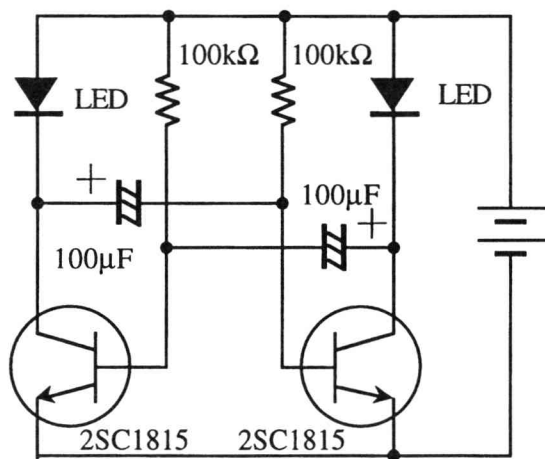


図5 シグナルウインカ回路図

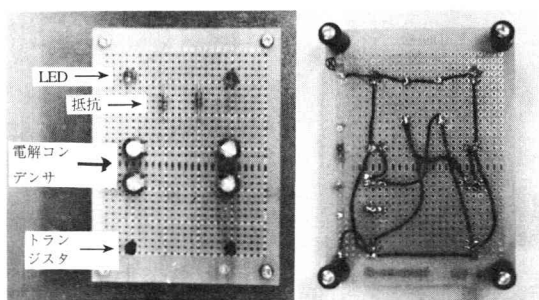


図6 シグナルウインカの完成品と裏面配線

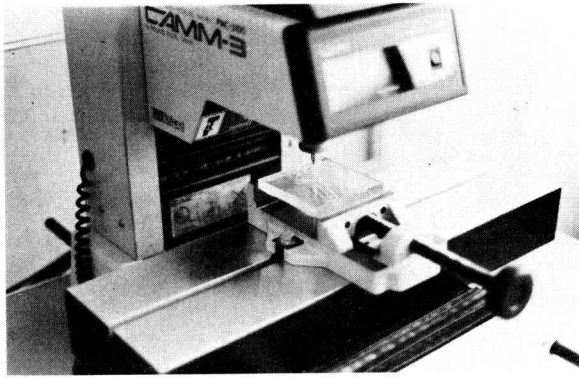


図6 シグナルウインカの完成品と裏面配線

表2 NCフライス盤システムの主な仕様

NCフライス盤	
メーカー・型番	ローランド PNC-3100G
XYテーブルサイズ	560×170mm
最大動作範囲	250×250×150mm
主軸回転数	3000～8000rpm
最大動作速度	XY軸 3.6m/min Z軸 1.8m/min
機械的分解能	0.0125mm/step
繰り返し精度	±0.05mm
主要NCコード	G機能 00, 01, 02, 03 04, 17, 18, 19 90, 91, 92
	M機能 02, 03, 05
使用可能 エンドミル径	Φ1～Φ6 (コレット方式)
制御用パーソナルコンピュータ	
メーカー・型番	NEC PC-9821Xe/U7W
OS	Windows95
CPU	i486DX2 66MHz
RAM	5.6MB
FDD & HDD	3.5" 1基 & 210MB

せ、1週目の報告書としている。学生全員の前で報告書の書き方で良くない点を指摘し、良く書いている学生の見本があれば、何がよいかを説明して報告書の書き方の指導をしている。

2週目と3週目：NCフライス盤でエンドミルによる平面輪郭切削を行うのに必要なNC言語の解説を行っている。NC言語は英文字と数値のみで、条件判断もなくシーケンシャルなプログラム構造なため原始的なプログラミング言語と言えるが、初学者には最も適した言語といえる。JIS規格の上ではG機能やM機能は豊富にあるが、プログラミング経験のない学生に対して多くの機能の説

明は負担になるだけである。G機能としては位置決め(G00)、直線補間(G01)および円弧補間(G02：時計回り、G03：反時計回り)に限定している。補助機能のM機能にしてもスピンドル回転(M03)・停止(M05)およびプログラムエンド(M02)の3種類だけである。一連の文法を解説後、簡単な輪郭切削のプログラム例(座標指定はアブソリュート方式、円弧補間では中心座標指定)を解説し、座標指定方式としてインクリメンタル方式、円弧補間での半径指定方式への書き換えを課題として、2・3週目の報告書としている。

4週目：エンドミルの破損防止と切削時間の短縮を主たる理由として、透明塩化ビニール板(切削面：95×95mm、板厚10mm)を素材として輪郭切削プログラムを作成させている。使用できるエンドミル径は6, 3, 1mmの3種類で、どれを使用するかは学生の選択に任せている。どのような輪郭に切削するかも学生の自由であり、最も短時間に仕上がるような工具経路を考えさせている。輪郭図とプログラムを4週目の報告書としている。

5週目：4週目に作成したプログラムにより実際に切削させている。パソコンへのプログラム入力はプログラムチェックも兼ねて教官が行っている。パソコン所有者は事前にフロッピーディスクで提出することも可とした。切削は数分で完了するので、塩化板の裏面に切削するプログラムを再度考えさせている。その輪郭図とプログラムを5週目の報告書としている。

6週目：5週目に作成したプログラムによる切削と、自作プログラムの改善点の検討をさせている。意図通りの切削ができた場合は改善点を見つけられない場合が多いが、失敗した場合は、切削中に間違い箇所を判断できるので、どこに問題があったかを自分なりに整理できるようである。自作プログラムの改善点の整理を6週目の報告書としている。

4. 学生の感想および課題とその対策

4.1 学生の感想

全実験終了後に実施した授業アンケートから学生の感想を探ってみたい。アンケートは次の11項目について当てはまるかどうかを質問している。

- (1)先生の説明はわかりやすかった
- (2)先生の授業に対する準備は十分であった
- (3)先生は授業を熱心に行った
- (4)この授業中先生に質問しやすかった
- (5)先生は学生の理解度を把握していた
- (6)この授業に興味を持った
- (7)この授業の内容はシラバスと一致していた

- (8)この授業は総合的に満足である
 (9)指導書は実験内容を理解するのに役立った
 (10)実験内容のレベルは適当だった
 (11)私はこの実験に積極的に取り組んだ

回答は次の4つの選択肢から選択させている。

- (1)あてはまらない
 (2)あまりあてはまらない
 (3)ややあてはまる
 (4)あてはまる

アンケート結果を表3に示す。平均値が4であれば全員が「あてはまる」と答えたことを意味する。また、4テーマの実験を総合的に振り返っての回答である。

1年生に対する授業は、学生たちは何を知っていて、何が理解できるかを把握しながら進めることが重要である。学生は期待と不安を抱えて授業に臨んでおり、上級生の授業とは違った緊張感が漂っている。表3の(1)~(3)の回答は我々教官の必死さが伝わったものと思われる。(6)以降の回答結果から、授業内容や進め方は概ね妥当なものだったと思われる。アンケートとは別に採取した学生のコメントを含め、課題とその対策について次節で議論する。

表3 アンケート調査結果

質問項目	回答 (%)				平均値
	(4)	(3)	(2)	(1)	
1	18.9	64.9	16.2	0.0	3.03
2	51.4	43.2	5.4	0.0	3.46
3	40.5	54.1	5.4	0.0	3.35
4	32.4	32.4	35.1	0.0	2.97
5	10.8	40.5	45.9	2.7	2.59
6	48.6	43.2	5.4	2.7	3.38
7	64.9	27.0	8.1	0.0	3.57
8	27.0	67.6	5.4	0.0	3.22
9	51.4	43.2	2.7	2.7	3.43
10	29.7	51.4	16.2	2.7	3.08
11	54.1	35.1	10.8	0.0	3.43

4.2 課題とその対策

授業の内容とは直接関係しないが、表3の結果にも表れているとおり、教官に対して質問しにくい雰囲気があったようである。本科1年生から専攻科2年生まで、すべての学年の学生を相手にする高専の教官は、未学習の内容を常識の範疇として授業を進める危険を犯しやすい。学生の理解度を把握していないとの回答が半数近くあり、多くの学生は知らないことを質問する勇気を持っていな

いことを考えれば、学生は基本的には何も知らないという前提のもとで、理解度を把握する行為を積極的にすべきであったかも知れない。

アンケートにはないが、教官の説明を聞き取りにくいというコメントが多かった。学生実験室の中で4つのテーマを同時進行で行っているのが原因であるが、現状の施設設備ではやむを得ない面がある。また、初めて実験を行う1年生にとって、他のグループがどんなことをやっているかを目の当たりにでき、次への興味を誘えるメリットを考えれば、場所を分散して実験を行うことに躊躇を感じる。学生に無駄話をしないよう注意するだけでなく、当たり前ではあるが、説明するときは学生を自分の周りに集めさせる以外にない。

設備や教官スタッフの制約から、学生を4つの班に分けざるを得ない。2年次には別メンバーとの班編成を考えてほしいという要望が多かった。班内の学生との相性が悪いこともあれば、友達と同じ班になりたいという気持ちからそのような要望になっていると思われるが、在学中同じ班というのも好ましくなく、班分けにはある程度配慮してやる必要があると考える。共同して実験を行うことで、教室の中では伺い知れない、学生各人の性格が浮き彫りになってくるのであろうが、お互いを良く知るという点で工学実験が重要な働きをしていることを再認識した次第である。

指導書の中で使用機器類の解説が少ないとの指摘があった。メーカー名や型番程度の解説に留めているが、解説が少ないことが理解不足に結びつくとの指摘であり、解説がないと不安なのかも知れない。解説を載せても実際に使ってみなければわからないことが多く、指導書の作成にあたっては消化不良になりそうな内容を外すことを基本にしている。また、使用機器類のすべてを理解してほしいという要求を1年生には課していないし、記載された内容を読むより、実験によって具体的使用例を学び、学年進行に伴っていろいろな使い方を学ぶことの方が効果的であると考えている。

報告書を書くことはつらい作業だったようである。中学校では図や表を描くことはあまりなかったであろうし、作文とは異なって指導書を写すというような作業経験もなかったことと思われる。複写機の出現は写し取るだけの作業を楽にしているが、写し取る作業が理解の向上に重要な役割を果たすという認識を薄れさせているように思える。きれいな字を書けない自分を反省する学生もおり、ワープロ操作が得意でも、自分の手できれいな報告書を書けるようになる必要があることを今後も主張していくべきだと考える。

教官サイドの反省としては、実験の内容としてもう少

し深められた点があったことである。テストを使用した実験の内容が少々薄いように感じられ、今後は製作したテストの校正なども含め、テストを使用した実験の内容をもう少し充実させ、より実験色を強める考えである。

NC切削の素材としては割れやすいアクリルを避けて塩ビ板を使用した。直径6mmと3mmのエンドミルではバリ(簡単に取れるものであるが)が目立った。感触が木材に近くてバリの出にくい樹脂に変更する予定である。なお、作品例を図8に示す。直線補間が主体であったため、プログラムは比較的容易に作成できたようである。

また、学生自身が積極的に実験資料を集め、装置の扱い方を学習し、実験内容を理解するのが理想であると思われるが、自ら積極的に問題点を見つけ、調べることができる環境を提供できるようにすることも重要な課題と考えている。

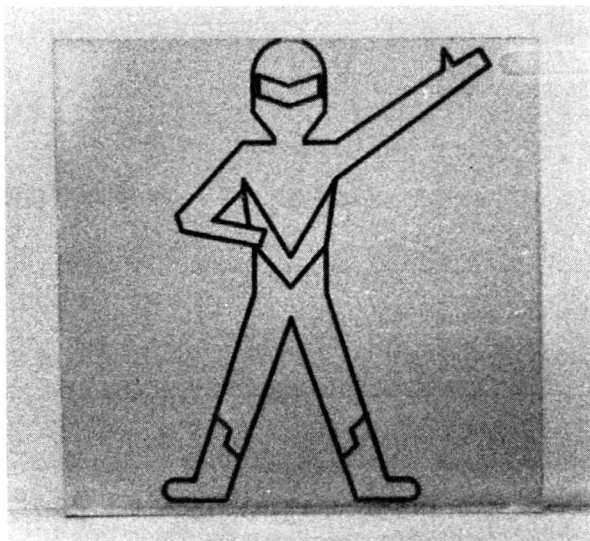


図7 NCフライス盤による切削作品例

5. おわりに

高専に入学してきた学生は専門科目を勉強することに大きな関心を寄せており、5年間の長い学習生活を続けていく上で、1年次の教育は極めて重要である。電子制御工学科としては1年次に初めて工学実験を実施した。理論先行型でない、物づくりを多く取り入れた実験スタイルは学生にも抵抗なく受け入れられ、2年次以降に学習する専門分野のごく一部ではあるが、学習の興味付けがなされたものと思う。初年度としてはまずまず成功であったと言えるが、今後一層を教育内容の充実にも努めたい。

電子制御工学科発足当初、工学実験実施にあたり本校電気工学科の多大なご協力があり、今回の工学実験に至

る重要な基礎知識やノウハウをご提供願った。記して謝意を表す。

最後に、学生の励ましのコメントも示して締めくくりとしたい。

- ・オームの法則などが良く理解できた。交流については三角関数を習う前でsin波やラジアンというのがよくわからなかった。

- ・自分でハンダ付けや組み立てをしたテストが動くのがうれしかった。

- ・普段あまり考えないダイオードやトランジスタの特性について理解できた。シグナルウインカの製作もおもしろかった。

- ・数値制御実験について、自分の思い通りに形が作れて楽しかった。プログラム通りに機械が動くのを実感できた。

- ・自分で理解し、実行することで聞くだけが多い講義より、はるかに自分に身に付いている量は多いと思います。

- ・ほとんどのことが初めてのことで、指導書を読んでもわからないことがたくさんあったけど、最後には結構理解できたと思う。

- ・実験は理解を深めるためにはすごく大事なことだとわかりました。

- ・1つの科目の中で色々なことを体験できたので楽しかったです。

- ・レポートは大変だったけど、実験は楽しかった。

- ・この実験は楽しかった。毎週金曜日の5、6、7時限目が待ち遠しかった。

参 考 文 献

- 1) 福原秀俱、伊藤 尚、西山芳明、広津正春、高専教育、第16号 (1993)、174.
- 2) 金野茂男、高専教育、第17号 (1994)、157.
- 3) 原田秀巳、大賀振作、高専教育、第18号 (1995)、217.
- 4) 中澤達夫、堀内征治、山本行雄、工学教育、Vol.44、No.1 (1996)、55.
- 5) 金野茂男、前田利明、佐藤太一、金原昭臣、南齊清巳、渡辺達男、久保和良、鹿野文久、高専教育、第19号 (1996)、204.
- 6) 小野信幸、和崎克己、鈴木 宏、堀内富雄、岸 佐年、坂口正雄、工学教育、Vol.45、No.1 (1997)、21.

多重化探索を取り入れた改良シミュレーテッド・アニーリング法Ⅱ

浅井 文男・塘 朋子*・中道 上

An Improved Simulated Annealing Method based on Multiplex Search II

Fumio ASAI, Tomoko TSUTSUMI* and Noboru NAKAMICHI

我々が考案した多重化探索を取り入れた改良シミュレーテッド・アニーリング法は効率よく最適解を探索できる反面、評価関数値が最大の解と最小の解を確定的に選択するので局所解に陥りやすい性質をもっていた。今回は評価関数値とその逆数にそれぞれ比例する確率で2つの解をランダムに選択する操作を取り入れた改良SA法を提案する。この選択操作は遺伝的アルゴリズムにおける適応度比例戦略に対応するもので、小坏らのランダム選択とは異なる。この改良SA法を51都市巡回セールスマン問題に適用し従来の改良SA法と比較したところ、解の巡回経路長の平均値はあまり変わらないが分散は50%以上も減少し、巡回経路長が短い良質の解が高い頻度で得られることが確かめられた。

1. はじめに

シミュレーテッド・アニーリング法 (SA法) と遺伝的アルゴリズム (GA) は組み合わせ最適化問題を解くための汎用性のある計算法である。SA法は適当な操作 (素過程) により1つの初期解から確率的な状態遷移を繰り返すことで最適解を探索するので、解空間の初期解に依存した狭い領域しか探索できない。一方、GAは互いに異なる初期解から始まる多重化された解系列に対して選択、交叉、突然変異の各操作を適用する計算法なので、解空間の広い領域を探索できるという特徴をもつ。小坏らはGAにおけるの解系列の多重化と選択操作をSA法に取り入れた改良SA法を考案し、良質の解が従来のSA法よりも高い頻度で得られることを見出した¹⁾。しかし、小坏らが考案した選択操作は解系列の中から評価関数値がその平均値より大きな解と小さな解をランダムに選択し、前者を後者で置き換えるというもので、選択・置換の効率と効果が悪いという問題点があった。

我々は小坏らのアルゴリズム (以後ランダム選択改良SA法と呼ぶ) の問題点を解決するため、解系列の中から評価関数値が最大の解と最小の解を選択し、前者を後者で置き換えるという操作を採用した改良SA法 (以後エリート保存選択改良SA法と呼ぶ) を考案した。この選択操

作はGAにおけるエリート保存戦略に対応するもので、常に置き換え可能な2つの解が選択され、かつ、置き換えにより解系列の評価関数値の平均値を可能な限り減少させることができる。我々のアルゴリズムを巡回セールスマン問題 (TSP) に適用したところ、最適解が得られる確率がSA法やランダム選択改良SA法よりも向上し、エリート保存選択操作の有効性が確かめられた²⁾。しかし、この選択操作は問題のサイズが小さい場合 (TSPでは都市数の少ない問題) に有効で、問題のサイズが大きくなると解系列が均質化し、局所解に陥りやすくなるという欠点をもつことが判明した。

今回我々は評価関数値に応じた確率で解をランダムに選択する操作を取り入れた改良SA法 (以後適応度比例選択改良SA法と呼ぶ) を提案する。この選択操作はGAにおける適応度比例戦略に対応し、評価関数値とその逆数にそれぞれ比例する確率で評価関数値の大きな解と小さな解をランダムに選択し、前者を後者で置き換えるというものである。ランダムに解を選択することで、エリート保存選択改良SA法のように同じ解が高頻度で選択され、解系列が均質化することを防ぐことができる。また、選択確率を評価関数値に依存させることで、ランダム選択改良SA法よりも速やかに解系列の評価関数値の平均値を減少させることができる。適応度比例選択改良SA法を51都市巡回セールスマン問題に適用し従来の改良SA法と比較したところ、得られた解の巡回経路長の平均値はあまり変わらないが分散は50%以上も減少し、良質の解

*住友金属システム開発株式会社

が高い頻度で得られることが確かめられた³⁾。

行した回数を意味する。

2. 適応度比例選択改良SA法

適応度比例選択改良SA法の基本アルゴリズムには従来のSA法と同様、メトロポリス法と呼ばれるモンテカルロ計算法を採用する。適応度比例選択改良SA法ではあらかじめ K 個の初期解 x_0^k ($k=1, 2, \dots, K$) を用意しておき、メトロポリス法を適用して解系列 $\{x_i^k\}$ ($i=0, 1, \dots; k=1, 2, \dots, K$) を生成する。メトロポリス法を n 回適用するごとに解 x_i^k の評価関数値 c_i^k に比例した確率

$$p_i^k = c_i^k / \sum_j c_j^k \quad (1)$$

で解 x_i^k を、評価関数値の逆数 $1/c_i^k$ に比例した確率

$$q_i^k = (1/c_i^k) / \sum_j (1/c_j^k) \quad (2)$$

で解 x_s^k をそれぞれ選択し、 x_t^k を x_s^k で置き換える。解系列の多重化と解の選択・置換操作を取り入れた適応度比例選択改良SA法のアルゴリズムを表1に示す。

表1 適応度比例選択改良SA法

-
- step1: 解 $x_1^k \leftarrow$ 初期解 x_0^k , 温度 $T_1 \leftarrow$ 初期温度 T_0
 step2: メトロポリス法を n 回適用する
 step3: 解 x_t^k と x_s^k の選択と置き換えを行う
 step4: 温度を下げる: $T_{i+1} \leftarrow g(T_i)$
 step5: step2へもどる
-

3. 巡回セールスマン問題への適用

3.1 計算内容

考案した適応度比例選択改良SA法を51都市のTSPのベンチマーク問題に適用し、その性能を評価した。この問題はTSP Libraryのei151と呼ばれる2次元ユークリッド型のTSPであるが、最適解の巡回経路長が6.2になるように各都市のxy座標値を区間(0,1)上に規格化した。メトロポリス法の素過程には2点交換法を、アニーリングスケジュールには等比数列型 $T_{i+1} = g(T_i) = \alpha T_i$ ($0 < \alpha < 1$)をそれぞれ採用した。計算に用いた各種パラメータの設定値を表2に示す。これら設定値は数々の試行計算に基づく経験から決定したものである。表2においてサンプル計算の回数とは、解の巡回経路長の平均値と分散を求めるため、初期解をランダムに変えて計算を

表2 各種パラメータの設定値

解系列数 K	10
初期温度 T_0	1.0
温度変更の係数 α	0.9999
素過程の回数	50000
選択・置換操作の回数	1000
サンプル計算の回数	100

3.2 計算結果

得られた解の巡回経路長の平均値と分散を表3に示す。比較のために他のSA法に基づく計算結果も表3に示す。

表3 巡回経路長の平均値と分散

	平均値	分散
SA法	7.3	0.092
ランダム選択改良SA法	6.9	0.051
エリート保存選択改良SA法	7.0	0.074
適応度比例選択改良SA法	6.9	0.018

表3からわかるように、各改良SA法で得られる解の巡回経路長の平均値はあまり変わらない。分散は適応度比例選択改良SA法の場合が最も小さい。分散がエリート保存選択改良SA法よりも約75%も小さくなるということは、巡回経路長が短い良質の解が高い頻度で得られることを意味する。しかし、計算時間は逆にエリート保存選択改良SA法よりも約17%増加する。今後は式(1)、(2)で与えられる確率にスケールリングを導入することで評価関数値の違いを拡大して選択・置換操作の効果を高め、解を得るための計算時間を短縮することを図りたい。

参考文献

- 1) 小坏 成一, 須貝 康雄, 平田 廣則: 遺伝的要素を取り入れた改良型アニーリング法によるブロック配置電子情報通信学会論文誌, No.1, pp.84-87 (1990)
- 2) 中道 上: 遺伝的アルゴリズムを取り入れた改良型シミュレーテッド・アニーリング法の研究, 奈良工業高等専門学校卒業研究報告書 (1997)
- 3) 塘 朋子: 遺伝的アルゴリズムを取り入れた改良型シミュレーテッド・アニーリング法の研究II, 奈良工業高等専門学校卒業研究報告書 (1998)

A CMOS Threshold Gate and its applications

Ryo IGARASHI, Ken-ichi YAMAGUCHI

This paper discusses the circuit design of a CMOS threshold gate and its applications to the multiple valued logic circuits, multiple valued memory, A/D converter and D/A converter. CMOS threshold gates have been shown to be particularly attractive for multiple valued logic and multiple valued DRAM applications because of a simple circuit configuration and long retention characteristics of several minutes. Being applied CMOS threshold gates to a conventional logic circuit, silicon die area is reduced one third or one fourth. It is also emphasized that A/D converter and D/A converter with high accuracy are realized.

1. INTRODUCTION

Recent technological requirements of sophisticated electronic devices have created demand of large scale, complex, integrated circuits. Meeting the demand has required technological advances in materials and process refinement. It is, however, likely that limit of process technology is expected for VLSI circuits to be no more improved from viewpoints of manufacturing yield and cost.

It is, therefore, important that process dependency of VLSI circuits is lowered in technological advances. One of the most attractive approaches is to utilize multiple valued logic. Several proposals of this approach have reported^{[1],[2]}. In this circuit, conventional MOSFET's with floating gates are used. Input signals are given to capacitors connected between several input terminals and the floating gate. An input weighting is determined by the values of capacitors. It is noted that capacitors are hard to be integrated in a VLSI circuit.

On the other hand, authors have studied Neuron Cell consisting of CMOS transistors.^{[3],[4]} As a result of this study, it has been found that the Neuron Cell capable of positive and negative weighting is implemented, adding or subtraction input currents each other through current mirror. This Neuron Cell is used to realize not only neural network, but also threshold gates applied to multiple valued logic circuits.

In an application to multiple valued logic circuits, a multiple valued register is required to implement multiple valued system which avoids use of binary logic circuits. This paper describes multiple valued register with long retention characteristics and A/D converter with high accuracy and high performance.

When the CMOS threshold circuits are utilized as logic circuits, number of MOS transistors can be reduced one third or one fourth. This means that silicon die area of VLSI can be reduced without process innovation.

It may be concluded CMOS threshold gates provide substantial leverage over conventional CMOS gates because of simple circuit configuration and high function.

2 Basic multiple valued circuit

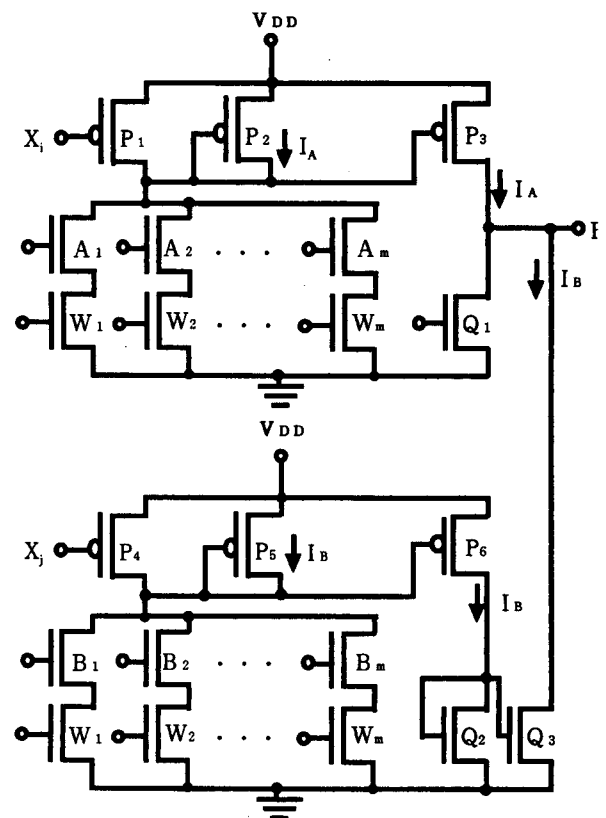


Figure 1 Basic multiple valued circuit

Figure 1 shows the multiple valued logic circuit consisting of only CMOS field effect transistor (CMOSFET). The circuit has positive and negative weighting capability to inputs.

The above circuit shown in Figure 1 was proposed as a neuron cell composed of four parts. The first part is a circuit of positive weighting to input signal X_i , the second part being a circuit of negative weighting to input X_i , the third being positive threshold circuit, the fourth being negative threshold circuit.

Lets describe operation principle of the neuron cell. The positive weighting circuit consists of N channel field effect transistors (call NFET hereafter), $W_1, W_2, W_3, \dots, W_m, A_1, A_2, A_3, \dots, A_m$, P channel MOS field effect transistors (call PFET hereafter), P_1, P_2 and P_3 . The purpose of $W_1, W_2, W_3, \dots, W_m$ is to generate constant currents. The purpose of $A_1, A_2, A_3, \dots, A_m$ is to control on/off of constant currents. When input X_i of '1' is applied to the gate of PFET P_1 to be turned off so that weighted current I_A is allowed to flow through P_2 . Based on current mirror function of PFET P_2 and P_3 , P_3 generates I_A .

On the other hand, the above concept of positive weighting circuit is adopted to a negative weighting circuit consisting of PFET P_5 and P_6 , NFET's B 's and W 's. It is noted that additional NFET current mirror consisting of Q_2 and Q_3 function to change the direction of current I_B .

At the output F, the current I_A is compared with I_B . When $I_A > I_B$, a high voltage is obtained at F. When $I_A < I_B$, voltage at F becomes low. Since output voltage is not fixed when $I_A = I_B$, a bias current is supplied through Q_1 .

Now, it is described how to establish threshold value. The threshold circuit is not shown in Figure 1, but, a positive threshold circuit is obtained by removing P_1 form the positive weighting circuit previously mentioned. Also, a negative threshold circuit is implemented at the same manner. The following equation represents the above functions.

$$F = f(x_i \sum_{i=1}^m w_i - x_j \sum_{j=1}^n w_j) + (\sum_{k=1}^a \theta_k - \sum_{l=1}^b \theta_l) \tag{1}$$

Lets explain how to do weighting. A current corresponding to weighting is determined by combination of the constant current sources consisting of NFET's $W_1, W_2, W_3, \dots, W_m$. Each current is determined by the ratio (W/L) of NFET channel length (L) to the channel width (W). When $m=4$, W/L's are defined as 1:2:4:8. In this case, four bits are required to con-

trol NFET's A_1, A_2, A_3 and A_4 .

Lets consider how to utilize the neuron cell to multiple valued logic circuits. Figure 2 shows an application to a binary full adder. In the Figure, the full adder consists of PFET's P_1, P_2, P_3 , and others (NFET's). The NFET's W_1, W_2, W_3 are current sources generating the same current. Binary inputs A, B and carry C are applied to the gates of NFET's B_1, B_2, B_3 . If any two of A,B and C are '1', P_2 generates current $2I$ which is compared with current $1.5I$, resulting in a high voltage at the terminal C. This means carry is generated, but, sum is not. In more detail, since Q_2 is turned on, the current of P_3 is compared with the constant currents of $2I$ and $0.5I$, resulting in a low voltage at S.

When all inputs are '1', both outputs S and C are become '1'.

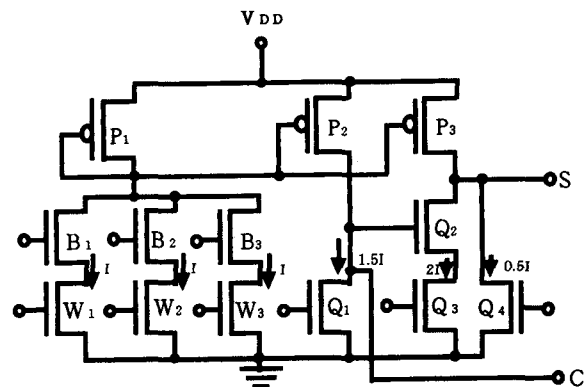


Figure 2 Circuit diagram of full adder

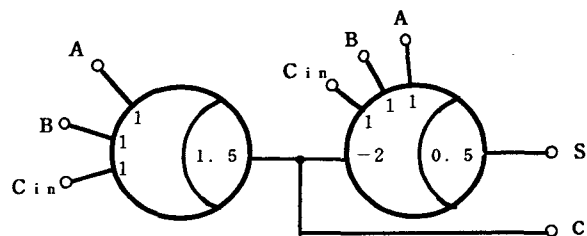


Figure 3 Full adder by threshold gates

Figure 4 shows 4 bit comparator using threshold gates of N_1, N_2 and N_3 . In the Figure, each input of 4 bits has different weighting such as 1,2,4 and 8. When input A is given to N_1 , output of N_1 is obtained as a result of D/A conversion. In the same manner, N_2 generates an analog output as a result of D/A conversion for input B.

Comparing 4 bit input A with B, the outputs from N_1 and

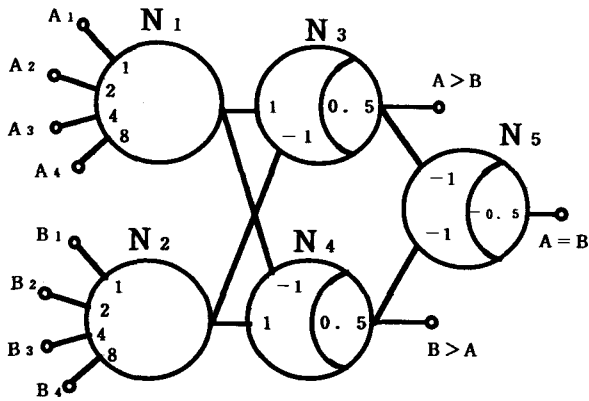


Figure 4 4 bit comparator

N_2 are given to N_3 and N_4 as inputs in order to obtain comparison results of $A > B$ and $A < B$ from N_3 and N_4 , respectively. Threshold gate N_5 generates an output corresponding to $A = B$.

Figure 5 shows the circuit diagram of a part of the comparator shown in Figure 4. It is noted that this circuit consists of only MOSFET's.

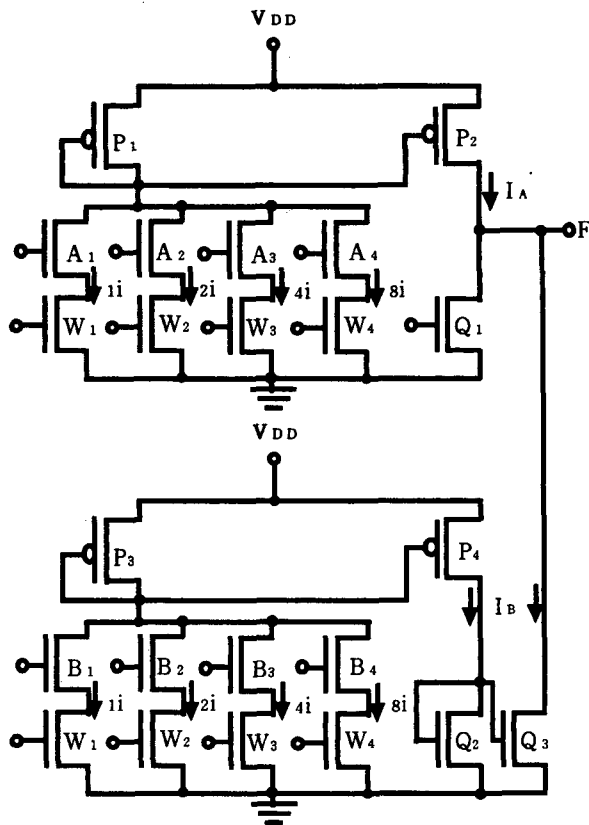


Figure 5 Circuit diagram of 4 bit comparator

In Figure 5, N channel MOSFET Q_2 and Q_3 consists of a

current mirror to implement negative weighting. Threshold gate N_3 consists of N channel MOSFET Q_2 and Q_3 , and P channel MOSFET P_2 . Threshold value is provided by a constant current of Q_1 .

3. Structure of Multiple valued Register

At present, DRAM's are widely used as a main memory of MPU. It is, however, difficult for DRAM to be used as multiple valued memory because of its short retention time.

Authors have proposed Multiple valued DRAM cell consisting of two diodes and one capacitor in order to obtain longer retention time. It is, however, hard for this memory to be used in combination of multiple valued logic circuits. The reason is that a large current deviation takes place even if a small voltage change in the capacitor occurs. It is, therefore, required that multiple valued register has long retention characteristics equivalent to SRAM.

Figure 6 shows the circuit diagram of multiple valued register in which multiple valued information is stored in a form of electric charge in the capacitor.

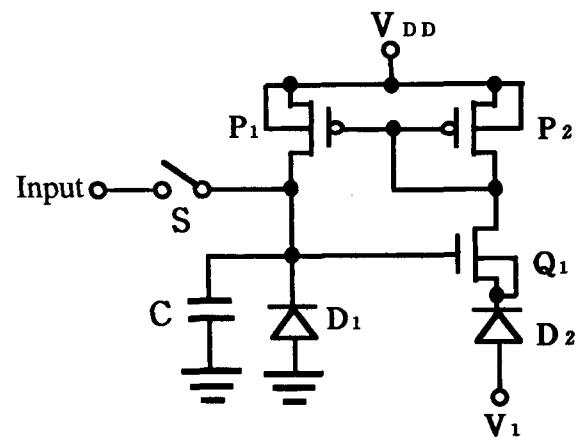


Figure 6 Circuit diagram of multiple valued register

Lets explain the theory of operation associated with Figure 6. The diodes D_1 and D_2 are designed so as to have the same electric characteristics. Parameters of NFET Q_1 and a value of externally supplied voltage to the diode D_2 are determined in order for the current of the diode D_2 to be equal to the current of D_1 . This current flows through NFET Q_1 and PFET P_2 . The current mirror consisting of PFET P_1 and P_2 supplies to the diode D_1 the same current as the diode D_1 . This means

that the current of the diode D_1 is cancelled by the current of the diode D_2 , resulting in no charging or discharging current in the capacitor. Therefore, a long retention time is obtained.

4. Application to Multiple valued Multiplier

In a multiple valued system, it is desired to use multiple valued register in multiple valued arithmetic and logical operation instead of conventional binary register.

In figure 7, 2 bit multiple valued multiplier and multiple valued register are shown, storing the multiplication result from the multiplier to the register. When 2 bit input A_1, A_2 is multiplied with input B_1, B_2 , multiplication result is obtained as a current through PFET P_3 .

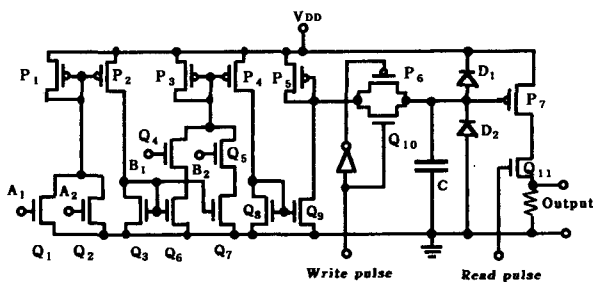


Figure 7 Application to multiple valued multiplier

The circuit consisting of PFET P_3, P_4 is a current mirror. NFET Q_8, Q_9 is also a current mirror. Through these current mirrors, an output current is generated in PFET P_5 , being converted to a voltage.

In writing operation, a write pulse is applied to PFET P_6 , NFET Q_{10} , a voltage corresponding to the output current is set to the capacitor C .

In Figure 7, an output current is converted to a voltage. This is for explanation purpose only. In general, it is not required to use resistor in a VLSI.

Figure 8 shows a simulation result of the system with multiple valued multiplier and register.

In an application of the multiple valued register to A/D converter system, the register is used as sample and hold circuit. An A/D converter is shown in Figure 9, which is designed with capability of high-speed operation. It becomes evident that an accuracy of each digital output is determined by values of reference currents and is not degraded by a significant bit.

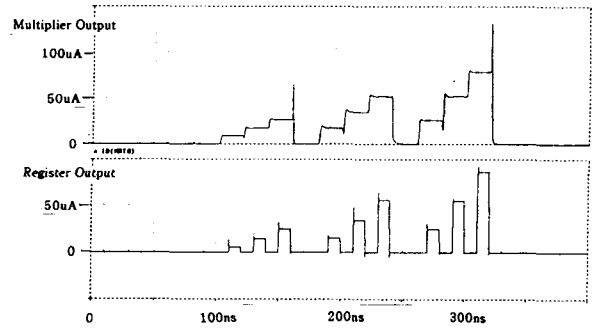


Figure 8 Simulation result of multiple valued multiplication system

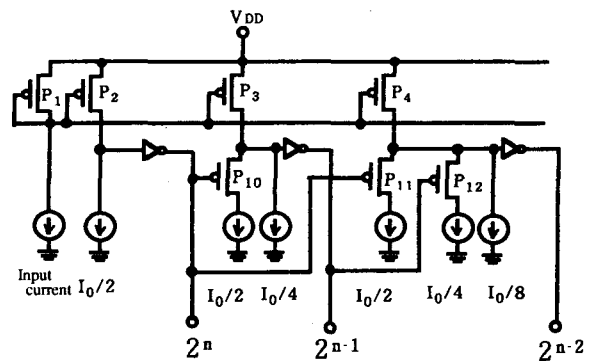


Figure 9 High precision A/D converter

In incorporated with the high precision A/D converter, reference current sources shown in Figure 10 are provided.

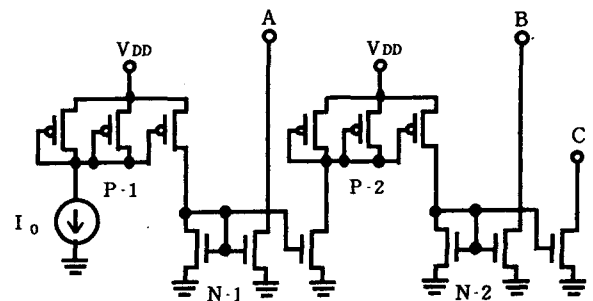


Figure 10 Reference current sources

Assuming that the maximum input current is I_0 , the reference current sources have to generate $I_0/2, I_0/4, I_0/8, I_0/16, \dots$

Referring to Figure 10, current mirror P-1 and P-2, consisting of three PFET's, and current mirror N-1 and N-2, consisting of three NFET are connected each other so that P-1 generates a half of input current ($I_0/2$). N-1 generates an out-

put current same as input current.

It is, therefore, clear that $I_0/2$ and $I_0/4$ are obtained at terminal A and B, respectively.

If other reference current sources as shown in Figure 10 are added to terminal C, $I_0/8$ and $I_0/16$ are obtained.

5 Conclusions

It has been shown that utilizing neuron cell capable of positive and negative weighting as threshold gate, multiple valued logic circuit can be obtained. Using threshold gates, logic circuits are so simplified that number of FET's is reduced to one third or one fourth times as many as that of a conventional binary logic. It is, however, noted that further considerations are required from viewpoints of die area, power dissipation, operation speed, etc.

For further discussion, it is pointed out that threshold gates require DC current. However, much less power dissipation is assumed due to current mode operation which does not require power dissipation to charging and discharging wiring capacitors. One of effective approaches in power reduction is to control to shut down power sources when not required.

One of the most important problems is of speed degradation due to low charging capability when difference of positive current and negative current is small.

As for multiple valued register, it is described that long retention characteristics is obtained by supplying the same current as leakage current which flows through the memory diode. This type of register will be effective for realizing a simple multiple valued system.

It is, also, evident that the threshold gates, the neuron cell, the multiple register/memory, the A/D converter, a D/A converter, an analog circuit are integrated on a chip as well as conventional binary logic/memory.

It is, therefore, concluded that based on the threshold gates and multiple valued register/memory, LSI design capability is enhanced..

Engineers, Japan, Vol.68, No.5, pp.515-521.

- [2] T.Ohmi, T.Shibata:"An Intelligent MOS Transistor Featuring gate-level Weighted Sum and Threshold Operations"(1991), pp.919-922, IEDM
- [3] J. Kobayashi, Y. Nishimoto, Y. Mimura and R. Igarashi, "Current Summation Neuron Cell (σ -Neuron Cell)", Proceeding of the 3rd student convention of kansai-section of Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, Japan.
- [4] J. Kobayashi, R. Yokosu and R. Igarashi, "A proposal of σ -Neuron Cell and its application", Proceeding of the 1997 convention of Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, Japan.
- [5] K. Yamaguchi and R. Igarashi, "A multiple valued memory considerations" 1997 Joint convention of Kansai-section of electrical engineer related institutes, G11-2.

References

- [1] M.Kameyama and T. Higuchi, "Multiple valued logic system and its application", Proceeding of the Institute of Electronics, Information and Communication

インターネットにおける情報倫理教育に関する考察

工藤 英男・吉川 博史*

About the Education of Information Ethics on the Internet

Hideo KUDO and Hiroshi YOSHIKAWA

高等専門学校や短期大学では、情報リテラシー教育において、コンピュータ操作、インターネット活用、情報技術の応用など教えている。それゆえ、学生は、学校の情報処理設備からインターネットを自由に利用できる。しかしながら、インターネットの情報倫理に関する題点もいくつか話題となっている。本稿では、高専の情報工学科や短大の経営情報学科での情報処理教育を進めるに当たって、学生のインターネットと情報倫理に関するアンケートを実施した結果について報告する。なお、アンケートの設問は、情報倫理教育研究グループにおいて作成されたものを利用させて頂いた。

1. はじめに

インターネットの普及により、高等専門学校（以下、高専と記す）、短期大学および大学の情報基礎教育の中で、インターネットの活用を含めた情報リテラシー教育が実施されつつある。また、関係学会では、情報倫理教育の必要性が指摘されている¹⁾。

情報処理教育を行う上で、学生の意識を把握し、授業計画に取り入れることが重要であると考えている。そこで、数年来、入学時におけるコンピュータに関する意識の把握を目的として、アンケート調査を行ってきた^{2,3,4)}。

本稿では、社会情勢を考慮して、「インターネットと情報倫理」に関する学生の意識を調査する目的で作成されたアンケート⁵⁾を利用して、所属の異なる同じ年齢の学生である高専の1・2年と高校生対象の報告⁶⁾との比較および高専の4・5年と短大生の1・2年との比較分析した結果について報告する。

2. 情報倫理に関する意識調査

ここでは、調査の概要と予備質問について示す。

2.1 意識調査の概要

この調査の目的は「インターネットと情報倫理」に関して、所属の異なる同じ年齢の学生を対象に学生の意識の比較分析することである。なお、高校生対象の報告では、大阪府立の工業高校の1年、兵庫県立の高校（総合学科）の1・2年を文献6より参考にさせてもらった。

【対象】 アンケートを実施したのは、奈良高専の情報工学科1・2・4・5年、大阪短期大学の経営情報学科1・2年であり、人数はそれぞれ39名、42名、38名、40名、及び67名、38名であった。

【調査項目】 調査質問項は文献5を利用して頂いた。予備質問A（性別、パソコン所有の有無、インターネット利用の有無）、予備質問B（用語の知識）、本質問（個人情報、パスワードやセキュリティなど）の3つの区分からなる。

2.2 予備質問

学生を取り巻くコンピュータ環境について把握をする

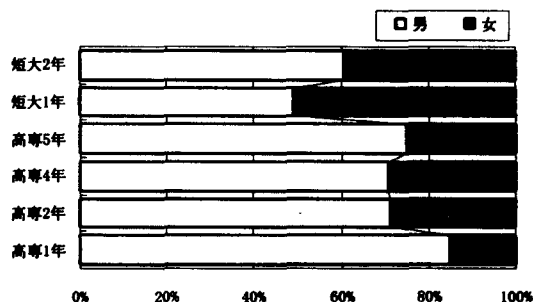


図1 回答者の性別

* 大阪短期大学

ための設問である。

図1より、女子学生は、高専生が約1.5割から3割、短大生が約4割から5割である。

図2より、「パソコン所有の有無」については、高専生では3割から6割程の学生が個人で所有している。なお、短大生はノートパソコンを購入させているため、8割以上となっている。

図3より、「家庭でのインターネット利用」については、1割から3割で学年が上がるほど高くなっている。

図4より、「学校でのインターネット利用」については、高専生の4・5年で9割弱、短大生は5・6割である。

次に、学生の情報関連に関する用語等の知識レベルを確認する設問である。図5-aに高専生を、図5-bに短大生について、内側から外側に向かって知識のレベルが高い事を示すレーダーチャートで表す。

高専生においては、内側が1年生で学年が上がるにつれて外側になり、5年生が一番外側である。短大生も同様な傾向が見られるが、短大生に比べ、高専生の方が外側にある。高専生および短大生とも、「聞いたことのある」割合の高いものに、Windows、インターネット、ウイルスがある。「知らない」割合の高いものに、ネチケツト、ブラウザ、電子マネーがある。

各学校の特徴を示すと、短大生は大方の学生がパソコンを所有し、半数がインターネットを利用しているが、用語の知識は低い。

高専生は6割の学生がパソコンを所有し、9割の学生がインターネットを利用し、用語の知識は豊富である。つまり、高専生は既に3年間コンピュータの専門教育を受けているため、同年齢の短大生よりも知識がある。

なお、比較のために高校生について補足すると、家庭でのパソコンの所有は、意外にも工業高校生が他の生徒に比べ半分以下と少ない。また、家庭でインターネットを使える環境がありながら、実際に使っている生徒は1割に満たない現状である。用語の知識に関して、「ISDN」「LAN」「DOS/V」などの専門用語については、「聞いたこともない」という生徒が4割から8割いる。「ネチケツト」については、どの学科も8割以上の生徒が「聞いたこともない」と答えている。

3. 意識調査における分析結果

ここでは、情報倫理に対する学生の意識の違いについて、所属の異なる同じ年齢の学生における実態について分析する。

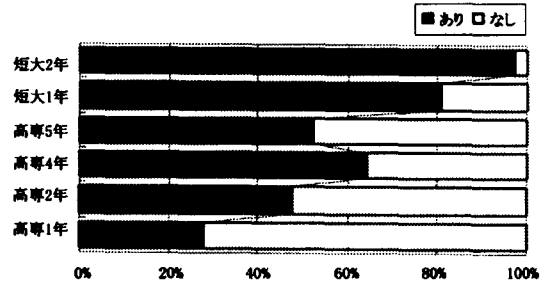


図2 パソコンの個人所有

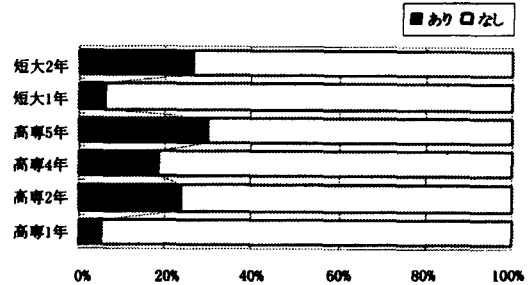


図3 家庭でのインターネット利用

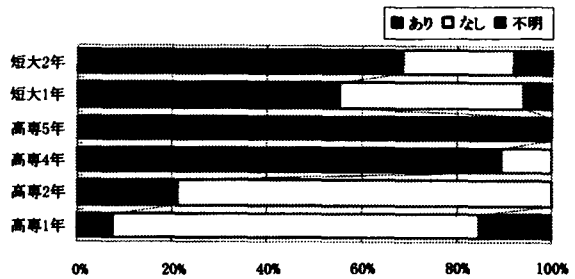


図4 学校でのインターネット利用

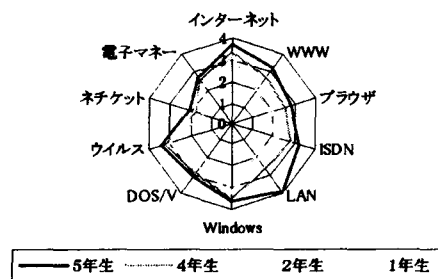


図5-a 用語の知識 (高専生)

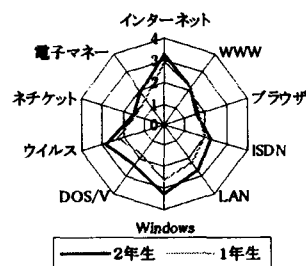


図5-b 用語の知識 (短大生)

3.1 本質問の結果

個人情報、知的所有権、セキュリティ（コンピュータ犯罪）、著作権及びフィルタリングについて順に示す。

(1) 個人情報に関する設問

a. 他人情報の閲覧

図6より、「コンピュータを用いて、他人の個人データ（住所、氏名、電話番号、性別、年齢など）を自由に見ることができるとしたら、あなたは見たいと思うか？」について、5段階（是非見たい、どちらかといえば見たい、どちらでもない、どちらかといえば見たくない、絶対に見たくない）で答えてもらった。

全体的に1割の学生が「是非見たい」、4割前後の学生が他人の情報に関心を示している。

b. 個人情報の閲覧

図7より、「コンピュータを用いて、他人があなたの個人データ（住所、氏名、電話番号、性別、年齢など）を見ることについてどう思うか？」について、5段階（大きな問題がある、ある程度問題がある、どちらでもない、ほとんど問題がない、まったく問題がない：図11まで同様なので、図中での表示は略す）で答えてもらった。

短大1年は4割であるが、短大2年と高専の4・5年では7割近くの学生が「問題である」と答えている。つまり、年齢が上がるほど、自分の個人情報を見られる事に問題を感じている傾向がみられる。

c. 個人データや写真の掲載

図8より、「ホームページなどに個人データを載せることについてどう思うか？」については、学年に関係なく、5割近くの学生が「問題である」と答えている。高校生も4割前後が「問題である」と答えているが、工業高校の1年では2割が「全く問題ない」と答えている⁶⁾。

図9より、「ホームページ等に個人の写真を載せることについてどう思うか？」については、3割前後の学生が「問題である」と答えているが、「問題がない」が高学年に増えている。なお、高校では工業高校で「問題がない」が他の学科に比べ多い⁶⁾。

以上、個人情報に関しては、他人の個人情報を覗きたいと思いと他人には自分の個人情報を知られたくないという両面が伺われる。ホームページに掲載する内容として、個人情報より写真の方が「問題がない」という回答に疑問を感じる。

(2) 知的所有権に関する設問

a. 他人の写真・音楽の貼付け

図10より、「ホームページなどに他人の写真や音楽を自由に貼付けもよいと思うか？」については、7割近い学

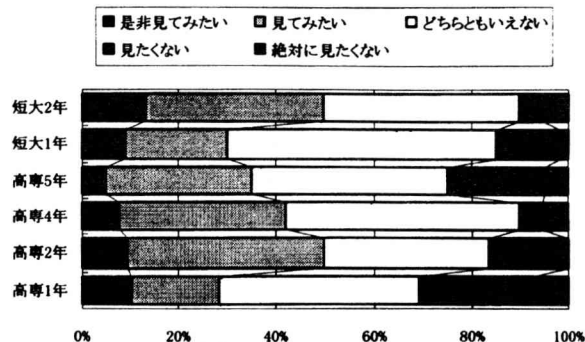


図6 他人の個人データ閲覧 (Q2)

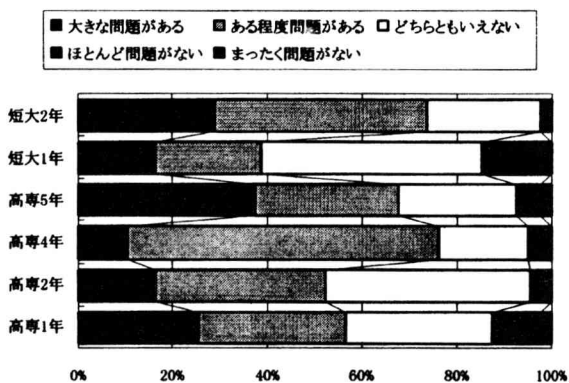


図7 他人の個人データ閲覧 (Q1)

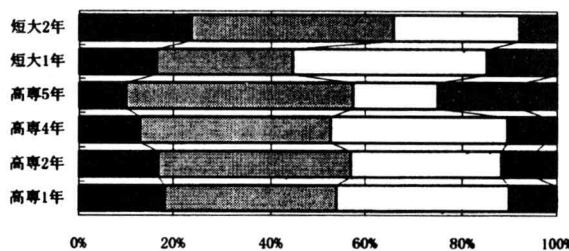


図8 他人の個人データ掲載 (Q3)

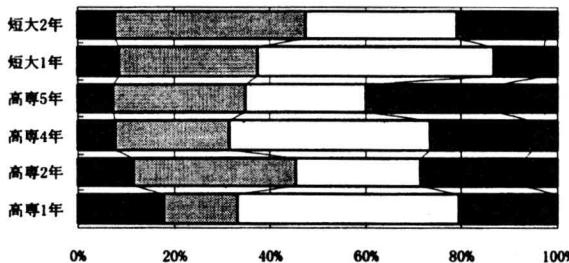


図9 写真の掲載 (Q4)

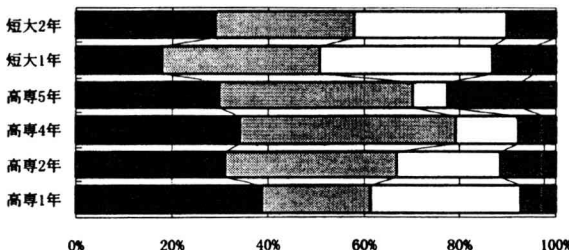


図10 他人の写真・音楽の貼付け (Q5)

生が「問題である」と答えている。短大生が若干低い傾向にある。

b. 勝手にリンク貼る

図11より、「他人のホームページに、勝手にリンクを貼るのは自由であると思うか？」については、6割以上の学生が「問題である」と答えている。

知的所有権に関して、他人の写真や音楽あるいは他人のホームページに、勝手にリンクを貼ることは、大方の学生らは良くないことと意識しているように伺われる。

(3) セキュリティなどに関する設問

a. パスワードの認識と公表の可否

図12に、「自分は盗まれて困るような情報を持っていないので、パスワードが他人に知られても問題がないと思うか？」を、図13に、「自分のパスワードは、友達に教えてもいいと思うか？」を示す。

両者とも、7割前後の学生が「問題である」答えている。高校生では4割と低いが、学年が進行につれて意識が高まっている。

b. 他人のパスワードでログイン

図14より、「あなたが、もし他人のユーザ名とパスワードを知ったとしたら、ログインしたいと思うか？」について、5段階（是非やってみよう、やってみよう、どちらともいえない、やってみたくない、絶対にやらない：図15も同様なので、図中での表示は略す）で答えてもらった。

2割強の学生が「やってみよう」と答えているが、「絶対にやらない」が3割ぐらいいる。工業を除く高校生では約3割が「やってみよう」と答えているが、工業高校では5割強が「やってみよう」と答えている⁶⁾。反面短大や高専の高学年では「やってみたくない」が5割程度ある。

c. コンピュータウイルスについて

図15より、「あなたが、もしコンピュータウイルスを開発できるとしたら、効果を試すために他人のコンピュータに入れてみたいと思うか？」については、2割弱の学生が「やってみよう」と答えており、「絶対にやらない」が5割に近い。工業を除く高校生では約2割が「やってみよう」と答えているが、工業高校では5割弱が「やってみよう」と答えている⁶⁾。反面短大・大学では「やってみたくない」が5割を超えている。

以上、セキュリティなどに関しては、パスワードの重要性の認識は大方理解されているようだが、不正なログインやウイルスの混入などに2割ほどの学生が関心を示している。また、工業高校の生徒においては、技術的な興味が高い傾向がみられる。

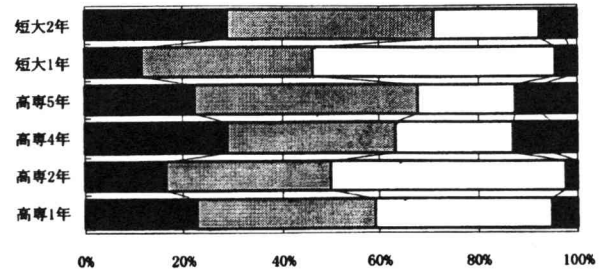


図11 勝手にリンクを貼る (Q 6)

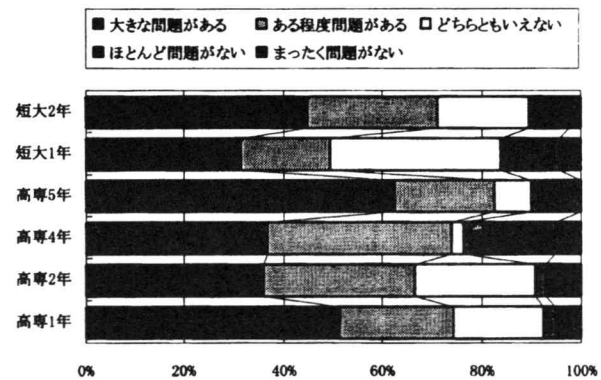


図12 パスワードの重要性 (Q 9)

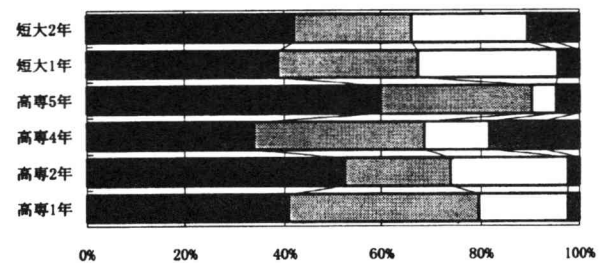


図13 パスワードの公表 (Q 8)

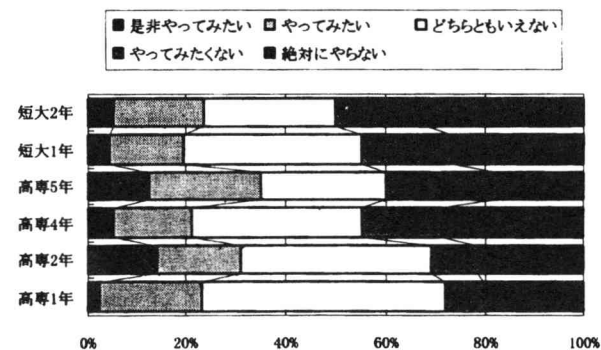


図14 他人のパスワードでログイン (Q 10)

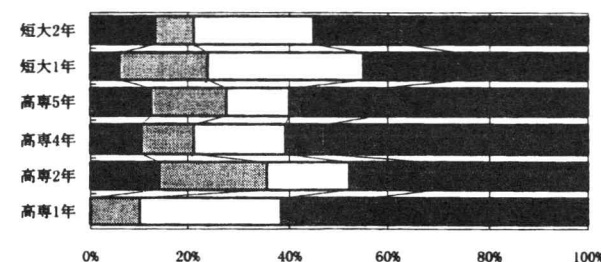


図15 ウイルスの混入 (Q 11)

(4) フィルタリングに関する設問

a. 猥褻・暴力画像について

図16より、「猥褻な画像や暴力シーンの画像などの情報がインターネットで見ることができる。そのような情報公開することにどう思うか？」について、5段階（大きな問題がある、ある程度問題がある、どちらでもない、ほとんど問題がない、まったく問題がない：図17も同様なので、図中での表示は略す）で答えてもらった。

2年を除く高専生の5割近くの学生が「問題がある」と答えている。短大とも高専と似た傾向である。なお、工業を除く高校生では約6割が「問題がある」と答えている。工業高校では「問題がある」と「まったく問題ない」がほぼ同数（3割強）である⁶⁾。

b. フィルタリングについて

図17より、「WWWサイトのフィルタリングについてどう思うか？」については、高専生が短大生より1割ほど多く「問題がある」と答えている。しかし、6割近くは「どちらでもない」と答えている。全体的にその意味が分からない学生が大半であろう。

c. システム管理者のメール内容の閲覧

図18より、「システム管理者は、個人メールの内容を見てもやむを得ないと思うか？」について、6割から8割が「問題がある」と答えている。学年が上がるにつれて問題意識が高まっている。

以上、猥褻な画像や暴力シーンの画像など有害なホームページのフィルタリングやレーティングについては、表現の自由との関係もあり、高専生の低学年の年齢では難しい問題である。また、「誰にとって不都合な情報が除去されるか」を正しい知識として身につけると回答もだいたい変化すると考えられる。なお、システム管理者のメール内容の閲覧については、検閲の意味でここに入れた。

(5) 著作権に関する設問

a. 市販ソフトの複製について

図19より、「市販ソフトウェアをコピーできるようにすることについてどう思うか？」について、5段階（よいと思う、試す程度ならよいと思う、安価なソフトならよいと思う、購入したソフトならかまわないと思う、よくないと思う：図20も同様なので、図中での表示は略す）で答えてもらった。「購入したソフトならかまわないと思う」が高学年に多く見られる。

b. ネットワークでの市販ソフトの利用について

図20より、「学校や職場で使っているネットワークで一つの市販ソフトを全員が使えるようにすることについてどう思うか？」について、「よいと思う」が学年が上がるほど高くなっている。

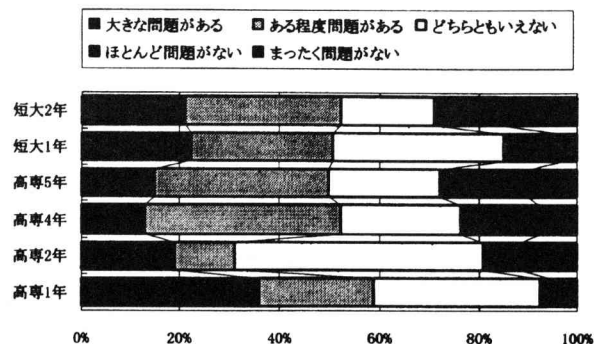


図16 猥褻・暴力画像について (Q 17)

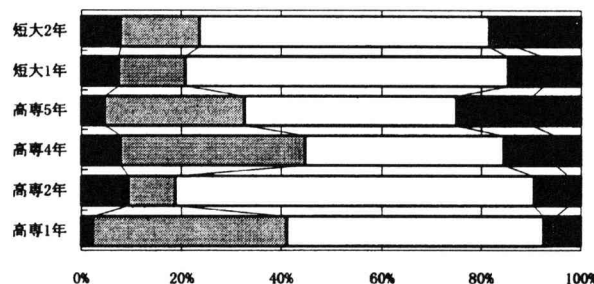


図17 WWWサイトのフィルタリングについて (Q 18)

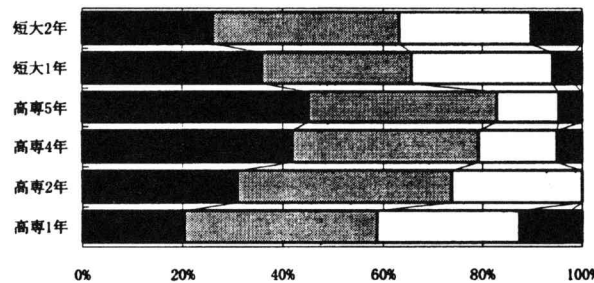


図18 システム管理者のメール閲覧 (Q 7)

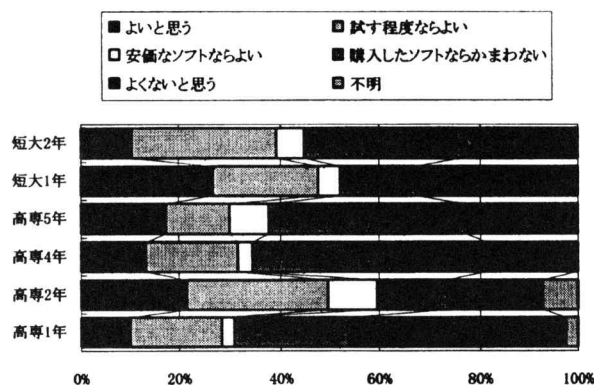


図19 市販ソフトの複製について (Q 15)

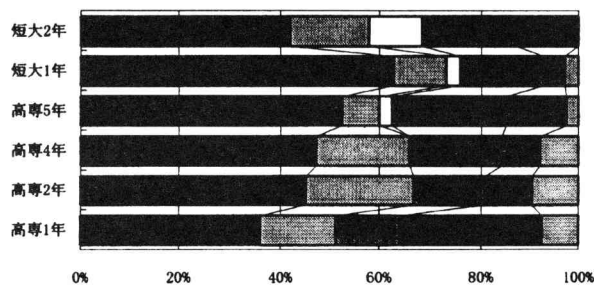


図20 ネットワークでの市販ソフトの利用 (Q 16)

以上、著作権に関しては、市販ソフトの複製及びネットワークでの市販ソフトの利用についての意識の低さが問題であると考えられる。

3.2 分析のまとめ

以上をまとめると、次のような傾向がみられる。個人情報に関しては高専生が意識が高く、個人情報に関しては、他人の個人情報を覗きたいと思いと他人には自分の個人情報を知られたくないという両面が伺われる。知的所有権他人の写真や音楽あるいは他人のホームページに、勝手にリンクを貼ることは、大方の学生らは良くないことと認識しているように伺われる。また、セキュリティに関してはパスワードの重要性の認識は大方理解されているようだが、不正なログインやウイルスの混入などに学校を問わず2割ほどの学生が関心を示している。また、フィルタリングについては高専生が意識が高い。知的所有権に関しては短大生が意識が低い。著作権に関しては、市販ソフトの複製及びネットワークでの市販ソフトの利用についての意識の低さが問題であると考えられる。

これらを考慮すると、単なる情報処理技術のみならずインターネット利用におけるガイドラインや社会的意義を踏まえた情報倫理教育の必要性を切に感じる状況である^{7, 8, 9, 10)}。

4. おわりに

学習指導要領の改訂に伴い、高校では「情報」という新しい教科の設置が検討されている¹¹⁾。これらの提案の中にも、情報倫理に関する教材が含まれている。また、大学での情報倫理の教材としては、私情協のテキスト¹²⁾がある。今後、高専においても、低学年から活用できるテキストが必要であると考えられる。

本稿では、「インターネットと情報倫理」に関して、所属の異なる同じ年齢の学生を対象に分析した結果について述べた。なお、アンケートに回答してくれた学生諸氏ならびに、データの集計を手伝ってくれた蓮尾拓哉、中島一幸の両君に感謝します。また、(財)上月教育財団より平成9年度情報教育研究助成(研究代表者:高橋参吉先生)で作成されたアンケートを利用させて頂いたことに謝意を表します。

参考文献

- 1) (社) 情報処理学会(短期高等学校における情報処理教育の実態に関する調査研究会): 短期高等学校における情報処理教育の実態に関する調査研究平成6年度報告書(1995)。
- 2) 工藤, 下村, 多喜: 高専入学生のコンピュータに対する意識調査, 教育システム情報学会第20回全国大会論文集, pp.145-146 (1995)。
- 3) 工藤, 吉川: 情報処理における高専生の意識調査(3)-高専4年生と短大1年生との比較-, 平成8年度情報処理教育研究集会講演論文集, pp.256-259 (1996)。
- 4) 工藤, 吉川, 安留: インターネットにおける情報倫理に関する意識調査(1)-高専生と短大生との比較-, 教育システム情報学会第23回全国大会論文集, pp.277-280 (1998)。
- 5) 河俣, 泉, 金田: インターネット活用における情報倫理教育(1), 教育システム情報学会第23回全国大会論文集, pp.289-292 (1998)。
- 6) 山上, 西野: インターネット活用における情報倫理教育(2), 教育システム情報学会第23回全国大会論文集, pp.293-296 (1998)。
- 7) 高橋, 渡邊, 乾: インターネット活用における情報倫理教育(3), 教育システム情報学会第23回全国大会論文集, pp.285-288 (1998)。
- 8) 工藤, 高橋, 渡邊: 高専におけるインターネット活用と情報倫理教育, 電子情報通信学会技術研究報告, ET98-55 pp.7-14 (1998)。
- 9) 工藤, 安留, 寺本, 吉川: “インターネットにおける情報倫理に関する意識調査(2)-高専生と短大生及び大学生との比較-”, 文部省平成10年度情報処理教育研究集会講演論文集, pp.389-392 (1998)。
- 10) 江澤, 安藤, 中條, 臼井, 赤松, 工藤: “ネットワーク市民と情報倫理の課題”, 情報処理学会研究会報告, 98-CE-50, Vol.98, No.102, pp.109-115 (1998)。
- 11) 研究代表者岡本敏雄: 高等学校段階における情報教育実施と評価のためのフィージビリティ・スタディ, 平成7・8年度文部省科学研究費(基盤研究(BX1))最終報告書(1997)。
- 12) 私立大学情報教育協会: 情報倫理概論(1995)。