自動感度可変型触覚センサ

堀 江 竜 太* 金 子 真*

A Sensitivity Variable Tactile Sensor with Self-Tuner

Ryuta Horie* and Makoto Kaneko*

This paper proposes a tactile sensor capable of automatically adjusting its sensitivity, depending upon the contact information. Suppose a strain gauge based sensor, such as multi-axis force sensor and tactile sensor. One big issue for those sensors is the signal saturation due to large input for a particular direction. The proposed sensor system can automatically avoid such a situation with combination of Automatic Gain Control (AGC). The sensor is composed of a controller and an analyzer. The analyzer provides with the contact force and the controller tunes up the amplitude of each frequency. We discuss the basic design where two theorems are introduced for guaranteeing the working principle of the sensor with AGC. Experimental results are also shown for validating the basic idea of the proposed sensor.

Key Words: Tactile Sensor, Automatic Gain Control, AGC, Filter

1. は じ め に

ヒトの皮膚には1平方センチ当たり、約1,500のマイスナー小体、約750のメルケル触覚盤、約75のパニアン小体、ルフィニ器官といった多数の触覚受容器が表層から深部にかけて存在し、これらの時間応答や空間応答の異なる触覚受容器によって、軽く触れた触覚から衝撃力まで幅広い計測レンジを実現している。一方、これまでに研究開発されてきた触覚センサや力覚センサは、センサの感度を自由に制御することができず、ヒトの皮膚のように幅の広いダイナミックレンジを実現することは困難であった。そのため、規定をオーバーする強い印加力に対しては、センサの出力がたちまち飽和したり、逆に極端に小さな印加力に対しては分解能が悪くなるといった問題が生じていた。このような問題に対応するため、本研究ではFig. 1のようなセンサ入力に応じてゲインを適切に調節することが可能な自動利得制御 (Automatic Gain Control: AGC) 機能を備えた歪ゲージ式の触覚センサを提案し、センサの基本的な設計方針について考察することを目的としている。ただし、Fig. 1 (a) はアンプのゲインを直接変える方法で、Fig. 1 (b) はセンサ素子のドライブ電源つまりブリッジ電源を変えて等価的にゲインを変える方法である。AGCの考え方はすでにCCDカメラやマイクのアンプ等で実装されており、規定を超えた強いレベルの信号が入力されたときや微弱信号に対しては出力を一定範囲内に保てるようになっている。しかし、これらは基本的に出力を一定に保つ

(a) A variable amplifier system

(b) A variable bridge power supply system

Fig. 1 Tactile sensor systems with AGC

ように制御されているだけで、増幅された信号とゲインを一対一に対応づけて入力信号を計測している訳ではない。入力信号をフィードバックループ内で計測する場合、入力信号の周波数、AGCのスイッチング周波数、フィルタの周波数特性等に十分留意する必要がある。ここで、Fig. 1 (a), (b) は共にセンサ出力に応じてゲイン調節を行うAGCと、増幅された信号とゲインを一対一に対応づける変換器を有する。このようなフィードバックループを構成することで原理的にはゲインを自動調節し、ダ

原稿受付 2002年11月8日

*広島大学大学院工学研究科

*Graduate School of Engineering, Hiroshima University

イナミックレンジを広くすることができる反面、周波数特性について十分考慮しなければセンサとしてうまく動作しない。本論文ではブリッジ電源に交流を用いる交流電源方式の歪ゲージ式触覚センサに着目し、AGC機能を備えた触覚センサが適切に動作するための条件を二つの定理としてまとめる。定理1では有限の周波数を仮定した場合に、入力信号の周波数とAGCのスイッチング周波数の満足する条件をまとめ、定理2ではゲインをステップ状に変化させたときに、定理1を緩和する実用的手法について整理している。実験では、定理2に基づいてコントローラを設計し、動作確認を行っている。

2. 関連研究

ロボットにおける触覚センサの研究は、Ernst [1] らによって1960年頃から始まった。その後、感度や分解能、線形性、少配線構造、実装性など様々な角度から数多くの触覚センサが提案されてきた。従来、 $M+N$ 本の配線を使った $M \times N$ のマトリクス構造の触覚センサ [2]~[5] を、各計測点に対して一つ一つ切り替えて計測する方法が多くとられてきた。このタイプの触覚センサは、共通の問題点として各計測点の情報を読み取るのに多くの配線を必要とする。このような問題点に対し、フィルタの特性を利用して配線の量を減らすという観点からの研究 [6]~[8] がある。また、近年 Shinoda [9] らにより柔軟な材質の中に多くの共振回路を配置し、コイルを使って電力転送とセンシングを無線で行う触覚センサも提案されている。

本論文では、歪ゲージ式の触覚センサにおいて、特に自動利得制御 (AGC) を備えた触覚センサについて考察する。これまで、多くの触覚センサ [9]~[17] が提案されているものの、筆者らが知る範囲においてAGCが可能な触覚センサは提案されていないように思われる。

3. センサの基本動作原理

3.1 基本構成

歪ゲージは機械的な微小変化量である歪を電気信号として検出する素子で、荷重や圧力、加速度、トルク、変位などを測定することができる。この歪ゲージは、Fig. 2(a) のような分布型触覚センサや6軸力・モーメントセンサによく利用されている。これらのセンサは、各センサ素子間のカップリングを考慮しなければFig. 2(b) のような試験片に歪ゲージを貼り付けたものから構成されていると考えることができる。以下、議論を簡単にするために、Fig. 2(b) を例にとって考察を行う。

ブリッジ回路の電源 E は、交流を用いる方式と直流を用いる方式がある。交流電源 (AC) 方式は、ノイズやアンプのドリフトなどに強いが、動歪の測定では入力される周波数よりもブリッジ電源の周波数の方が高い必要があるために、高域で制限を受ける。一方、直流電源 (DC) 方式は入力される周波数は高くとれるが、アンプのドリフトやノイズに弱いという欠点を持つ。本論文では、交流電源方式の歪ゲージ式触覚センサに着目する。

3.2 歪検出の原理

接触力と歪ゲージの抵抗変化量 ΔR に線形性が成り立つと仮定すれば、Fig. 2(b) においてブリッジ電源 E に周波数 f_c の

Fig. 2 Examples of strain gauge based tactile sensors

正弦波を印加したときの差動電圧 $V(t)$ は、次式で表せる。

$$V(t) = G \times \frac{\Delta R}{2R} A \sin(2\pi f_c t + \phi) \quad (1)$$

ただし、 G , ϕ , ΔR , R はそれぞれ、差動アンプのゲイン、印加周波数との位相のずれ、接触力による歪みゲージの抵抗変化量、ブリッジ回路のバランス抵抗を示す。この式は $(A/2R) \sin(2\pi f_c t)$ を搬送波とし、接触力の情報を振幅変調 (Amplitude Modulation: AM) したものと考えることができる。したがって、この差動電圧 $V(t)$ から接触力を求めるためには、検波 (復調) する必要がある。検波の原理は次の通りである。ブリッジに印加してある周波数 (搬送波) f_c は既知なので、出力 $V(t)$ に対して正弦波と余弦波との乗算を行う。

$$V_x(t) = V(t) \times \sin(2\pi f_c t) \quad (2)$$

$$V_y(t) = V(t) \times \cos(2\pi f_c t) \quad (3)$$

上式で得られた $V_x(t)$ と $V_y(t)$ に LPF (Low Pass Filter) を通したものを $X(t)$, $Y(t)$ とすると、接触力および位相は次のように表せる。

$$|F(t)| = d\sqrt{X^2(t) + Y^2(t)} \quad (4)$$

$$\text{Phase}(t) = \arctan \frac{X(t)}{Y(t)} \quad (5)$$

ただし、 d はキャリブレーションによって電圧を接触力に変換する定数を示す。これら一連の操作は、正弦波と余弦波との相関を求めるフーリエ変換と等価な処理である。式 (5) で得られた位相情報 $\text{Phase}(t)$ は、接触力の方向を表しており、符号の変化によって押し付け力か引張り力かの判定を行うことができる。ただし、触覚センサの場合、一般に押し付け力しか作用しないため実用上 $\text{Phase}(t)$ を求める必要はない。

Fig. 3 The feature of amplitude modulation

3.3 計測条件

振幅変調を行うと Fig. 3 (a) に示すような接触力のスペクトルは、搬送波の周波数 f_c だけ移動して Fig. 3 (b) のようになる。ただし f_{input} , f_{cut} はそれぞれ接触力の最大周波数, LPF のカットオフ周波数を示す。Fig. 3 (b) において周波数が $f_c - f_{input}$ から f_c に相当する部分を LPF で切り取る操作が検波である。この Fig. 3 (b) に示した関係より振幅変調を正しく行うには、以下の関係式を満たす必要がある。

$$f_{input} < f_{cut} < f_c \quad (6)$$

このことからセンサに印加する周波数よりもブリッジ電源の周波数を高く設定する必要がある。検出できる周波数は高域で制限を受けることが分かる。また、振幅変調方式がノイズに強い理由は、LPF のカットオフ周波数 f_{cut} 以外の帯域がカットされるためである。

4. AGC を備えた触覚センサの提案

4.1 AGC の構成

AGC 機能を備えた触覚センサを構成する場合、 f_{input} , f_{cut} , f_c に加えてゲインの更新周波数 f_s を考慮してフィードバック系を設計する必要がある。本章では AGC 機能を備えた触覚センサが適切に動作するための条件について考察し、二つの定理を導入する。

本システムでは Fig. 4 に示すように以下のような操作によって、適応的に差動アンプのゲイン G またはブリッジ電源の電圧振幅 A を変化させる。

$$E(t) = A_r(t) - A_o(t) \quad (7)$$

$$\Delta W(t) = \alpha \int_0^T E(t) dt \quad (8)$$

ただし、 $A_r(t)$, $A_o(t)$, $E(t)$, $\Delta W(t)$, α はそれぞれ目標値 (V), 出力値 (V), 目標値との誤差, ゲインまたはブリッジ電源の修正量, 小さな正の定数を示す。式 (8) は、積分によって高周波をカットする効果を持たせ、頻繁に変化する誤差をな

らかに変化させる意図がある。ここで、センサ出力が飽和するというは、式 (1) の $V(t)$ が AD 変換器やアンプの最大入力電圧 $V_{input|max}$ を超えたときの状態である。センサ出力が飽和しないためには、次式の条件を満たすようにゲイン制御を行う必要がある。

$$V(t) < V_{input|max} \quad (9)$$

式 (1) において出力電圧 $V(t)$ を変化させることができる変数は、 G と A の二つあることが分かる。つまり、Fig. 1 (a) のようにブリッジ電源の電圧振幅 A は一定の状態では差動アンプのゲイン G を変える方法と、Fig. 1 (b) のように差動アンプのゲイン G は一定のままでブリッジ電源の電圧振幅 A を変える方法である。それぞれのメリット、デメリット (付録 A を参照) があるが、ここではブリッジ電源を直接変える方法を例にとって説明する。後述する定理は、いずれの方式においても成り立つことを付記しておく。

4.2 AGC の動作条件

ここで、センサに印加する力 $f(t)$ とゲイン $g(t)$ が共に変化する場合を考えてみよう。式 (1) より接触力とゲインが時間領域での積をなすので、 $f(t)g(t)$ のスペクトルは次式のように周波数領域における畳込み積分となる。

$$\begin{aligned} FT\{f(t)g(t)\}(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} G(f_1)F(f-f_1)df_1 \\ &= G(f) * F(f) \end{aligned} \quad (10)$$

ただし $FT\{x(t)\}$, $F(f)$, $G(f)$, $*$ はそれぞれ $x(t)$ のフーリエ変換, $FT\{f(t)\}$, $FT\{g(t)\}$, 畳込み積分を表す。ここで、任意の関数がデルタ関数の和で近似できることから、 $G(f)$ と $F(f)$ は次式のようなデルタ関数の和で表現することができる。

$$G(f) = \sum_{i=1}^N a_i \{\delta(f-f'_i) + \delta(f+f'_i)\} \quad (11)$$

$$F(f) = \sum_{j=1}^M b_j \{\delta(f-f''_j) + \delta(f+f''_j)\} \quad (12)$$

ただし、 a_i , b_j はそれぞれ定数である。式 (11), (12) を式 (10) に代入すると畳込み積分は次のように展開することができる。

$$\begin{aligned} F(f) * G(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^N a_i \{\delta(f-f'_i) + \delta(f+f'_i)\} \\ &\quad \sum_{j=1}^M b_j \{\delta(f-f''_j) + \delta(f+f''_j)\} df_1 \\ &= \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M a_i b_j \{\delta(f-f'_i-f''_j) + \delta(f-f'_i+f''_j) \\ &\quad + \delta(f+f'_i-f''_j) + \delta(f+f'_i+f''_j)\} \end{aligned} \quad (13)$$

上式から、畳込みによるスペクトルの広がりは $F(f)$ と $G(f)$ のそれぞれの最大値の和 $F_{max}(f) + G_{max}(f)$ を超えることはない。以上の議論より、以下の定理が成り立つ。

Fig. 4 A feedback loop for the tactile sensor with AGC

定理 1 AGC 機能を備えた触覚センサが適切に動作するための十分条件は下記で与えられる.

$$F_{max}(f) + G_{max}(f) < f_{cut} < f_c \quad (14)$$

(証明) 式 (13) より, $F(f)*G(f)$ の帯域 $range\{F(f)*G(f)\}$ は次の関係を持つ.

$$range\{F(f)*G(f)\} \leq F_{max}(f) + G_{max}(f) \quad (15)$$

接触力 $f(t)$ とゲイン $g(t)$ の積が第3章の接触力とみなすことができるから, 式 (6) の f_{input} の代わりに $range\{F(f)*G(f)\}$ をとればよい. よって, 式 (15) を考慮すれば, 式 (14) が十分条件となることは自明. $\square$

次に, Fig. 4 に示すようにサンプルホールドでゲインを更新する場合を考えてみよう. この場合, ゲイン $g(t)$ は, 無限大の周波数を含むことになる. ここで, 仮にゲイン $g(t)$ を Fig. 5 (a) のように変化させた場合のスペクトル $G(f)$ を考えることにする. Fig. 5 (a) は Fig. 5 (b) と Fig. 5 (c) の時間領域における積で表現できるので, 周波数領域の畳込みとなる. ここでは, ゲイン $g(t)$ を複素フーリエ級数で展開する.

$$\begin{aligned} V(t) &= A(t) \sin(2\pi f_c t) \times \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\tau \sin(n\pi \frac{\tau}{T})}{n\pi} e^{jn\omega t} \\ &= \frac{\tau A(t)}{T} \sin(2\pi f_c t) + 2A(t) \frac{\sin(\frac{\pi\tau}{T})}{\pi} \sin(2\pi f_c t) \cos(\omega t) \\ &\quad + 2A(t) \left(\frac{\sin(\frac{2\pi\tau}{T})}{2\pi} \right) \sin(2\pi f_c t) \cos(2\omega t) + \dots \end{aligned} \quad (16)$$

ただし, $\omega = 2\pi/T, \tau = T - T_1$ とする. この級数よりゲイン $g(t)$ のスペクトル $G(f)$ は, 無限の周波数を含むことが分かる. したがって, $G(f)*F(f)$ のスペクトルの広がり, は無限大となるために定理1の不等式 (14) を満足しなくなる. よってステップ状にゲインを変えると, 振幅変調を正しく行えないことになる. ただし, これはすべてのデータを使用するために無限のスペクトルが発生するのであって, ゲインを変えた前後のデータを使用しなければ無限のスペクトルは出てこない. ゲインを更新した後, 時間 T_w だけ待って計測を行えば, 検出可能な最大周波数は低くなるものの許容誤差範囲内で接触力の検出を行うことができる. この T_w は, Fig. 4 のループ内でアンプを理想特性であるとし, 遅れの要素が検波の LPF とすると, 次の定理2によって決定することができる.

Fig. 5 An example of the sine wave with bursting

定理 2 $H(s)$, p , LT^{-1} をそれぞれ LPF の伝達関数, 設計者が決めるパラメータ, 逆ラプラス変換とすると,

$$LT^{-1} \left\{ H(s) \frac{1}{s} \right\} (t) \geq \frac{100-p}{100} \quad (17)$$

を満たす t の最小値を T_w とする. このとき, ゲインをステップ状に変化させた後, T_w 時間経過したときの接触力は定常状態に対して誤差 $p\%$ の精度が保証される.

(証明) $H(s)$ のステップ応答は, $LT^{-1} \{ H(s) \frac{1}{s} \}$ で求めることができる. この出力が定常状態の $100 - p\%$ に到達する条件は, 式 (17) で与えられることは自明. $\square$

ただし, フィルタの種類によっては T_w 時間後から次のゲイン更新周期までのデータが, リンキングやオーバーシュートによって $p\%$ の精度を保証できないことに注意されたい. T_w 以降に対して誤差 $p\%$ の精度を保証するためには, 直線位相特性を有するフィルタを用いねばよい.

式 (17) で求めた T_w を使えば, AGC の利得更新周期 T_{AGC} は次のように表せる.

$$T_{AGC} > T_w \quad (18)$$

この関係式より, AGC を行ったときの実質的なセンシングのサンプリング周波数は $1/T_{AGC}$ となり, センサに印加できる最大周波数は次のようになる.

$$T_{input} < \frac{1}{2T_{AGC}} \quad (19)$$

ただし, $1/T_{AGC}$ は f_{cut} と関係を持つ.

5. 実 験

5.1 実験装置

試作した触覚センサを Fig. 6 に示す. この触覚センサは, ス

Fig. 6 An overview of the tactile sensor

Fig. 7 Test circuit of tactile sensor

チール板に1[mm]の切れ目を入れ、歪ゲージを貼り付けたシンプルな機構になっている。触覚センサの両面には、一つの計測点に対して二つの歪ゲージを貼り付けており、ブリッジを組んで温度補償を行っている。各計測点は、Fig. 7に示す回路構成を基本としており、複数計測点の場合は、周波数多重、または時分割等で構成することができる。Fig. 7において、DA変換器からソフトウェアによって正弦波を作り出し、30[kHz]でアナログ出力を更新してある。ブリッジ電源の前にLPFを置くことで帯域制限を行うことができるが、本実験装置では、LPFを配置せずに実験を行った。計測点からの出力はインストルメンテーション・アンプでおよそ1,000倍に増幅し、5[kHz]でサンプリングを行った。検波で用いるデジタルLPFは、カットオフ周波数50[Hz]の二次ベッセル特性で設計した。実験では、定理2で示した待ち時間 T_w 以外に、正弦波をDA変換器で作出したため、ゲイン更新に伴いDA変換器のメモリ書換え時間 T_1 が余計にかかっている。したがって、ゲイン更新周期 T を250[ms]とした。

5.2 実験結果・考察

Fig. 8は、AGCを行わなかったときの実験結果である。Fig. 8(a)は差動アンプからの出力信号で、Fig. 8(b)は、DA変換器からの印加電圧である。Fig. 8(a)において、 $t = 0.7$ [s]後にAD変換器が飽和している様子がうかがえる。Fig. 9は、単一計測点に対してAGCを行った場合の実験結果である。Fig. 9(a)は、差動アンプの出力信号で、Fig. 9(b)は、DA変換器からの印加電圧である。センサのゲインが接触力に応じて小さくなっていく様子がうかがえる。ただし、Fig. 9において T_{AGC} 、 T_1 はそれぞれAGCのゲイン更新周期（DA変換器のメモリ書換

Fig. 8 Experimental results without AGC

Fig. 9 Experimental results with AGC

え時間を含む)、DA変換器のメモリ書換え時間である。実験では、 $T_{AGC} = 250$ [ms]としたため式(19)より入力最大の周波数は2[Hz]に限定された。ただし、付録のFig. 11, Fig. 12に示すような回路でAGCを構成すれば、ゲインのスイッチング周波数を十分高くとることができる。

ここで、実際にセンサを設計する上での定理1, 2利用上の注意点についてまとめてみよう。まず、定理1において f_c はどの程度まで高く設定できるのだろうか。一般に、交流電源方式の歪ゲージ式のセンサは浮遊容量等の問題から搬送波の周波数 f_c を数[kHz]程度までしかとることができない。したがって、AGCを行わなくても式(6)の関係より、動歪の測定には上限が出てくる。この上限の範囲に限りて定理1が成り立つことに注意されたい。

定理2では、アンプの特性が理想であると仮定した。通常歪ゲージの出力は数 μ ～数[mV]と微弱なためアンプで1,000～10,000倍に増幅しなければならない。したがって、実際問題としてアンプの周波数特性をまったく無視する訳にはいかない。例えばアンプの性能指標の一つである利得帯域幅積 (gain-bandwidth product: GB積) f_{GB} は、次式で与えられる。

$$f_{GB} \simeq A_{DC} \times f'_{cut} \quad (20)$$

ただし A_{DC} 、 f'_{cut} はそれぞれ、直流増幅度、遮断周波数とする。汎用オペアンプの f_{GB} はふつう数[MHz]程度なので

Fig. 10 Sensor system with multiple units

$f_{GB} = 3$ [MHz] とすると, A_{DC} を 1,000~10,000 とした場合, 300~3,000 [Hz] の信号しかきれいに増幅することができない. この点を, 定理 2 と兼ね合わせて注意しなければならない.

6. 複数計測点への応用

ここでは複数のセンサユニットに本手法を応用する方法について考察する. 特に, 少配線化を考慮してセンサユニットからのアナログ信号を 1 本の信号線に多重化する方法を考える. 多重化の方法は, 時分割多重方式と周波数分割多重方式が考えられる. 時分割多重方式は, 各計測点の信号を一定時間間隔で転送する方式であり, 周波数分割多重方式は各計測点ごとに周波数帯域を割り当てて転送する方式である. 本研究ではブリッジ電源に交流電源を採用したので, 数チャンネルの計測点であれば周波数分割多重方式で同時計測を容易に行うことができる. Fig. 10 に複数チャンネルの触覚センサの一例の構成を示す. この同時計測, 同時ゲイン調整における信号の流れは次に示すとおりである. まず, コントローラ内の DA 変換器から周波数の異なる正弦波の和をセンサユニットに出力する. 次に各計測点の前段に置かれた Band Pass Filter (BPF) によってあらかじめ決められた周波数の単一正弦波だけが, 各ブリッジ回路に加えられる. したがって各計測点のゲイン調整は, それぞれ対応する正弦波の振幅を変えることで行うことができる. 各ブリッジからの出力信号は加算回路で多重化され, 単一の AD 変換器でコントローラ内に取り込まれる. 理論上はリング変調器などを使って周波数変換を行えば, 1 計測点あたり 500 [Hz] の帯域を占有する場合, DC~100 [MHz] の信号を転送できるケーブルなら 20 万点程度の計測点を作ることも可能である. 本論文では AGC 機能を備えたセンサシステムの設計条件を示すという立場をとり, 多重化については比較的容易に対応できるというレベルにとどめておく.

7. ま と め

本論文では AGC 機能を備えた歪ゲージ式触覚センサを提案し, 試作実験を行った. この研究のポイントをまとめると以下のようになる.

(1) 触覚センサのダイナミックレンジを広くすることができる

AGC を提案した.

- (2) AGC 機能を備えた触覚センサが適切に動作するための条件を二つの定理としてまとめた.
- (3) 実験システムを提案し, 定理 2 に基づいて計測方法について実験的に考察した.

参 考 文 献

- [1] H.A. Ernst: "MH-1-A Computer-Operated Mechanical Hand," Proc. of the AFIPS Spring Joint Computer Conference, vol.21, pp.39-51, 1962.
- [2] R.D. Howe and M.R. Cutkosky: "Touch Sensing for Robotic Manipulation and Recognition," The Robotics Review 2. Cambridge, MA: MIT Press, pp.55-112, 1992.
- [3] H.R. Nicholls and M.H. Lee: "A Survey of Robot Tactile Sensing Technology," Int. J. of Robotics Res., vol.8, no.3, pp.3-30, 1989.
- [4] R.S. Fearing: "Tactile Sensing Mechanism," Int. J. of Robotics Res., vol.9, no.3, pp.3-23, 1990.
- [5] M. Shimojo, M. Ishikawa, and K. Kanaya: "A Flexible High Resolution Tactile Imager with Video Signal Output," IEEE ICRA, pp.348-391, 1991.
- [6] I.J. Busch-Vishniac: "Spatially Distributed Transducers. Part II, Augmented Transmission Line Models," Trans ASME, vol.112, pp.381-390, 1990.
- [7] Y. Yamada, K. Shin, N. Tsuchida and M. Komai: "A Tactile Sensor System for Universal joint Sections of Manipulator," IEEE Trans. of Robotics and Automation, vol.9, pp.512-517, 1993.
- [8] M. Nilsson: "Tactile Sensors and Other Distributed Sensors with Minimal Wiring Complexity," IEEE/ASME Trans. on Mechatronics, vol.5, no.3, pp.253-257, 2000.
- [9] H. Shinoda and H. Oasa: "Wireless Tactile Sensing Element Using Stress-Sensitive Resonator," IEEE/ASME Trans. on Mechatronics, vol.5, no.3, pp.258-265, 2000.
- [10] M. Shimojo, M. Shinohara and Y. Fukui: "Human Shape Recognition Performance for 3-D Tactile Display," IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics, Part A, vol.29, no.6, pp.637-644, 1999.
- [11] J.S. Son and R.D. Howe: "Tactile Sensing and Stiffness Control with Multifingered Hands," Proc. of the 1996 IEEE Int. Conf. Robotics and Automation, vol.4, pp.3228-3233, 1996.
- [12] H. Maekawa, K. Tanie, K. Komoriya and M. Kaneko: "Development of a Finger-Shaped Tactile Sensor and its Evaluation by Active Touch," Proc. of the 1992 IEEE Int. Conf. Robotics and Automation, vol.2, pp.1327-1334, 1992.
- [13] M. Ueda, et al.: "Tactile Sensors for Industrial Robot to Detect Slip," Proc. of the 2nd ISIR, IIT Research Institute, Chicago, pp.63-76, 1972.
- [14] T. Maeno, K. Kobayashi and N. Yamazaki: "Sensing Mechanisms of The Partial Incipient Slip at the Surface of Cylindrical Fingers During the Precision Grip," Proc. of 1997 Summer Bioengineering Conference, pp.117-118, 1997.
- [15] R.D. Howe and M.R. Cutkosky: "Sensing Skin Acceleration for Slip and Texture Perception," Proc. of the 1989 IEEE Int. Conf. Robotics and Automation, pp.145-150, 1989.
- [16] R.D. Howe and M.R. Cutkosky: "Touch Sensing for Robotic Manipulation and Recognition," The Robotics Review 2. O. Khatib, et al., eds., MIT Press, pp.55-112, 1992.
- [17] R.A. Russell: "Closing the Sensor-computer-robot Control Loop," Robotics Age, vol.6, no.4, pp.15-20, 1984.

付録 A. AGC の回路構成

式 (1) において出力電圧 $V(t)$ を変化させることができる変

Fig. 11 An example of AGC amplifier circuit

Fig. 12 An example of the oscillation circuit

数は、 G と A の二つあることが分かる。つまり、Fig. 1 (a) のようにブリッジ電源の電圧振幅 A は一定の状態では差動アンプのゲイン G を変える方法と、Fig. 1 (b) のように差動アンプのゲイン G は一定のままブリッジ電源の電圧振幅 A を変える方法である。Fig. 11 に Fig. 1 (a) のゲイン可変アンプの一例を示す。

これは、CPU 等から制御可能なデジタルポテンショメータを OP アンプの帰還抵抗とした回路である。Fig. 1 (a) が Fig. 1 (b) に比べて優れている点は、ブリッジの零点の変動が少ないことである。零点の変動とは、ブリッジのバランスをとってもしばらくするとそのバランスが崩れる現象である。これは、歪ゲージに流す電流が多い場合にジュール熱による発熱と放熱によって抵抗値が変わることが要因である。したがって、歪ゲージに流す電流は極力少なくしなければならないことから、ブリッジ電源を小さく一定に固定し、後段のアンプでゲイン調節を行う Fig. 1 (a) の方が零点の変動に対して強いことになる。Fig. 12 に Fig. 1 (b) の回路構成の一例を示す。Fig. 12 は、発振回路を AGC アンプで変調することで任意の振幅を持った波形を作り出す回路である。Fig. 1 (b) が Fig. 1 (a) に比べて優れている点は、差動アンプで増幅する前にノイズが進入した場合、Fig. 1 (a) では S/N 比が改善できないのに対し、Fig. 1 (b) は S/N 比を改善することができる点である。これは、Fig. 1 (a) の場合だとノイズまで一緒に増幅するので S/N 比が変わらないのに対し、Fig. 1 (b) はブリッジ電源を大きくして増幅するので信号の強度を大きくすることができ、その結果 S/N 比を大きくすることができるからである。

堀江竜太 (Ryuta Horie)

1977 年 11 月 11 日生。2001 年広島大学工学部第 2 類 (電気系) 卒業。2001 年広島大学大学院工学研究科入学。現在、修士課程に在学中。
(日本ロボット学会学生会員)

金子 真 (Makoto Kaneko)

1954 年 1 月 18 日生。1981 年東京大学工学系研究科博士課程卒業。工学博士。通産省工業技術院機械技術研究所、九州工業大学助教授を経て 1994 年より広島大学教授。アクティブセンシングや把握戦略の研究に興味を持つ。日本機械学会奨励賞 (1983 年)、日本ロボット学会論文賞 (1994 年)、計測自動制御学会論文賞 (1996 年、2002 年)、Humboldt Research Award (1997 年)、IEEE ICRA The Best Manipulation Paper Award (2000 年)、日本機械学会ロボメカ部門功績賞 (2000 年)、IEEE ISATP The Outstanding Paper Award (2001 年) を受賞。

(日本ロボット学会正会員)