フーリエ変換法によるアンテナ・送信機間整合回路における誘起サージ移行特性の解析

正 員 生 岩 量 久 (日本放送協会)

1. ま え が き

中波ラジオ固体化送信機は、雷サージなどの瞬時過電圧に対して注意すべき点が多く、整合回路におけるサージ移行特性を解析して最適な回路構成と定数を明らかにすることは、固体化送信機の耐雷性能を高めるうえでぜひとも必要である。

整合回路は送信機・アンテナ間のインピーダンス整合、および局周波数のみを送出するためのろ波器として欠くことのできない装置である。この本来の機能を損なうことなく耐雷機能を有することができれば、それが最も望ましい整合回路となる。

固体化送信機の雷害対策については現在まで種々の報告がなされているが^{(1)~(3)}、整合回路におけるサージ移行特性については計算が複雑なこともあって定量的に解析がなされておらず、実際にサージ印加試験を行わなければ移行特性を把握できない状況にあった。

本来、雷サージは周期が無限大の過渡現象であり、これを求めるためには微分方程式により過渡解を求めなければならない。過渡解を求めるためにはラプラス変換法により積分変換を行えばよいが、整合回路のように複雑な回路構成では複素変数の次数が極めて大きくなり、解が簡単には求まらないことが多い。一方、時間領域および周波数領域を十分大きくすることによりフーリエ変換、逆変換を用いて近似的に解くことは理論的に可能である。

そこで本文では、この手法によりコンピュータを用いて移行電圧を計算し、電圧値および電圧波形とも実測値とよく一致することを示した。

更に、近似解法により生ずる誤差についても評価し、実用上問題はないことを明らかにした。

2. シミュレーションの原理

アンテナから雷サージが整合回路に侵入したときの送信機への移行特性は、図1において入力サージ電圧 $u(t)$ に対する送信機出力の波形応答 $v(t)$ を求めることに帰着する⁽⁴⁾。

アレスタ（ボールギャップ）が放電すると、 $u(t)$ は裁断波となる。この波形をフーリエ変換して時間領域から周波数領域に変換する。

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot \exp(-j\omega \cdot t) dt \dots\dots (1)$$

ここで、 ω ：角周波数

(1)式が求まるためには、次式が成立する必要がある。

$$\int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^2 dt < \infty \dots\dots\dots (2)$$

雷サージの場合は図1から明らかなように孤立パルスあり、(2)式の条件を満たしている。

(1)式が伝達関数 $H(\omega) = R(\omega) + jX(\omega)$ で表される回路網を通過した後の出力 $G(\omega)$ は次式で表される。

$$G(\omega) = F(\omega) \cdot H(\omega) \dots\dots\dots (3)$$

$H(\omega)$ についても(2)式が成立する必要があるが、整合回路は受動回路のみで構成された1種の帯域ろ波器であり、(2)式の条件を満たしている。

図1 シミュレーションの原理
Fig. 1. Simulation principle.

Fourier Transform Analysis of Antenna-induced Surge Transfer in Antenna-to-Transmitter Matching Circuits. By Kazuhisa Hayeiwa, Member (Japan Broadcasting Corporation).
生岩量久：正員，日本放送協会

図 2 伝達関数の求め方

Fig. 2. Equivalent circuit for the transfer function.

本論文では、雷サージを電圧として取扱っているため、伝達関数 $H(\omega)$ は、回路網各段におけるインピーダンスを計算し、インピーダンス比を求めることにより算出できる。すなわち、図 2 に示すように $Z_1 \sim Z_{10}$ をラダー回路各部のインピーダンス、 Z_0 を送信機出力端から送信機内部をみたインピーダンスとすれば、 $H(\omega)$ は次式で求められる⁽⁵⁾。この場合、図 2 の L_0 は (4) 式に含まれない。

$$H(\omega) = \left\{ \frac{Z_8}{Z_1 + Z_8} \right\} \cdot \left\{ \frac{Z_9}{Z_3 + Z_9} \right\} \times \left\{ \frac{Z_{10}}{Z_5 + Z_{10}} \right\} \cdot \left\{ \frac{Z_0}{Z_7 + Z_0} \right\} \\ \equiv R(\omega) + jX(\omega) \quad \dots\dots\dots (4)$$

ここで、

$$Z_{10} = 1 / \{ 1/Z_6 + 1/(Z_7 + Z_0) \}$$

$$Z_9 = 1 / \{ 1/Z_4 + 1/(Z_5 + Z_{10}) \}$$

$$Z_8 = 1 / \{ 1/Z_2 + 1/(Z_3 + Z_9) \}$$

である。

(1) 式の $F(\omega)$ を $F(\omega) = D_0(\omega) + j D_1(\omega)$ と表せば (3)、(4) 式から $G(\omega)$ が求められる。

$$G(\omega) = D_0(\omega) \cdot R(\omega) - X(\omega) \cdot D_1(\omega) \\ + j \{ R(\omega) \cdot D_1(\omega) + X(\omega) \cdot D_0(\omega) \} \\ \dots\dots\dots (5)$$

(5) 式を逆フーリエ変換により時間軸に戻せば、次式によりサージ移行電圧 $v(t)$ が求められる。

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) \cdot \exp(j\omega \cdot t) df \quad \dots\dots\dots (6)$$

ここで、 ω は角周波数、 f は周波数であり、 $\omega = 2\pi \cdot f$ である。

(1)、(6) 式は時間あるいは周波数を無限大まで取り得る場合を示す。

しかし、コンピュータで処理できるデータは、有限個であるため、例えば、図 3 に示すようにある時間内 $|t| \leq T/2$ に制限された信号を考えなければならない。

そこで、まず、時間制限信号のフーリエ変換について考える。

いま、関数 $u(t)$ が $|t| \leq T/2$ に制限され、これ以外の区間では零とすれば次式が成り立つ⁽⁴⁾。

図 3 入力サージ波形のサンプリング

Fig. 3. Sampling of the input surge voltage waveform.

ここで、 $T/2$ は十分大きいとする。

$$(1/T) \cdot \int_{-T/2}^{T/2} \exp((j2\pi \cdot k \cdot t)/T) * \\ * \exp((-j2\pi \cdot l \cdot t)/T) dt \\ = \delta_{kl} \quad \dots\dots\dots (7)$$

ここで、 δ_{kl} はクロネッカの δ で $k=l$ のときのみ 1 で、 $k \neq l$ のときは零である。

(7) 式を用いれば $u(t)$ は次式で表される。

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k \cdot \exp((j2\pi \cdot k \cdot t)/T) \\ \dots\dots\dots (8)$$

ただし、

$$d_k = (1/T) \cdot \int_{-T/2}^{T/2} u(t) \\ \times \exp(-(j2\pi \cdot k \cdot t)/T) dt \quad \dots\dots\dots (9)$$

一方、(1) 式において $u(t)$ は、 $|t| \leq T/2$ に制限されるという条件から次式が得られる。

$$F(\omega) = \int_{-T/2}^{T/2} u(t) \cdot \exp(-j2\pi \cdot f \cdot t) dt \\ \dots\dots\dots (10)$$

ここで、 ω は角周波数、 f は周波数で $\omega = 2\pi \cdot f$ である。

(8)式, (9)式, および(10)式から次式が得られる。

$$d_k = (1/T) \cdot F((2 \cdot \pi \cdot k)/T) \dots\dots\dots (11)$$

また, (8)式と(11)式を(10)式に代入すれば, 次式が得られる⁽⁴⁾。

$$\begin{aligned} F(\omega) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} (1/T) \cdot F((2 \cdot \pi \cdot k)/T) * \\ &\quad * \int_{-T/2}^{T/2} \exp(-j2 \cdot \pi \cdot (f - k/T) \cdot t) dt \\ &= \int_{k=-\infty}^{\infty} F((2 \cdot \pi \cdot k)/T) \cdot \{\sin(\pi \\ &\quad \times (f - k/T) \cdot T) / (\pi \cdot (f - k/T) \cdot T)\} \\ &\quad \dots\dots\dots (12) \end{aligned}$$

ここで, ω は角周波数, f は周波数で $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ である。

これは, フーリエスペクトルが周波数軸で, $1/T$ おきにとった標本点における標本値によって完全に規定されることを表している。

次に帯域制限信号の標本化について述べる。

いま, 関数 $u(t)$ が W 以上の周波数成分を含まないとき, すなわち, $|f| > W$ なる周波数において $F(\omega) = 0$ であれば, $F(\omega)$, $u(t)$ は次のように表される。

ここで, W は十分大きいとする。

$$\begin{aligned} F(\omega) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \{C_{-k} \cdot \exp(-j \\ &\quad \times (2 \cdot \pi \cdot k \cdot f)/(2 \cdot W))\} \dots\dots\dots (13) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \cdot \exp(j\omega \cdot t) df \\ &= \int_{-W}^W F(\omega) \cdot \exp(j\omega \cdot t) df \dots\dots\dots (14) \end{aligned}$$

ここで, ω は角周波数, f は周波数であり, $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ である。また,

$$\begin{aligned} C_{-k} &= (1/(2 \cdot W)) * \\ &\quad * \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \cdot \exp((j2 \cdot \pi \cdot k \cdot f)/(2 \cdot W)) df \right\} \\ &= (1/(2 \cdot W)) \cdot u(k/(2 \cdot W)) \dots\dots\dots (15) \end{aligned}$$

である。

(15)式を(13)式に代入し, 更に(14)式に代入すると次式が得られる。

$$\begin{aligned} u(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} (1/(2 \cdot W)) \cdot u(k/(2 \cdot W)) * \\ &\quad * \left\{ \int_{-W}^W \exp(j2 \cdot \pi \cdot f \right. \\ &\quad \times \left. \{t - (k/(2 \cdot W))\}) df \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k/(2 \cdot W)) * \\ &\quad * \{ \sin(2 \cdot \pi \cdot W \cdot (t - (k/(2 \cdot W)))) / \\ &\quad / (2 \cdot \pi \cdot W \cdot (t - (k/(2 \cdot W)))) \} \dots\dots (16) \end{aligned}$$

(3)式において $F(\omega)$ は, $|f| \leq W$, すなわち $|\omega| \leq 2 \cdot \pi \cdot W$ に制限されているため, k を定数(整数)とすれば, $k/T \leq W$ が得られる。

ここで, f は周波数, ω は角周波数, T は十分長い時間である。

以上から(16)式の $u(t)$ が伝達関数 $H(\omega)$ で表される整合回路を通過したあとの出力 $G(\omega)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} G(\omega) &= H(\omega) \cdot \sum_{k=-T \cdot W}^{T \cdot W} (1/(2 \cdot W)) \\ &\quad \times u(k/(2 \cdot W)) \cdot \{\exp((-j2 \cdot \pi \cdot k \cdot f)/(2 \cdot W))\} \dots\dots\dots (17) \end{aligned}$$

ここで, $|k/(2 \cdot W)| \leq T/2$ とする。

移行電圧 $v(t)$ は(17)式を逆フーリエ変換して次式で求められる。

$$\begin{aligned} v(t) &= \sum_{i=-T \cdot W}^{T \cdot W} (1/T) \cdot G((2 \cdot \pi \cdot i)/T) * \\ &\quad * \{\exp((j2 \cdot \pi \cdot i \cdot t)/T)\} \dots\dots\dots (18) \end{aligned}$$

ここで, $t > T/2$ の範囲で $v(t)$ は零とする。

また, $|i/T| \leq W$ とする。

すなわち, 実際のサージ電圧は断続的であつ, その出現時間間隔は十分長いものと考えられ, サージ1回分の時間は $|t| \leq T/2$ の範囲に制限されるとして差し支えない。これを入力サージ波形としてサンプリングするときは帯域制限にてサンプリングするため, 実質的にモデルと適合する。

以上により十分大きい $T/2$ を仮定し, 十分広い帯域幅 (W) を設定すれば(18)式から整合回路を通過したあとの移行電圧を近似的に求めることができる。

図4に計算のフローチャートを示す。

3. 誤 差

雷サージ移行電圧(6)式は, (2)式の条件を満たしているので, 次式で書き表すことができる⁽⁶⁾。

$$\begin{aligned} v(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} (ai \cdot \cos(i \cdot \omega \cdot t) + bi \cdot \sin(i \cdot \omega \cdot t)) \\ &\quad \dots\dots\dots (19) \end{aligned}$$

パーシバルの定理を引用すれば次式が成り立つ⁽⁶⁾。

$$\begin{aligned} &(1/T) \cdot \int_{-T/2}^{T/2} |v(t)|^2 dt \\ &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} |G((2 \cdot \pi \cdot i)/T)|^2 \dots\dots\dots (20) \end{aligned}$$

図 4 計算のフローチャート
Fig. 4. Calculation flow chart.

ここで,

$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} |G(2 \cdot \pi \cdot i / T)|^2 = \sum_{i=-\infty}^{\infty} ((a^2 + b^2) / 2) \quad (21)$$

(21)式から本近似方法としての帯域制限による誤差を評価するため次式で $\varepsilon^2 \min$ を定義する。

$$\varepsilon^2 \min = \sum_{i=-\infty}^{\infty} |G((2 \cdot \pi \cdot i) / T)|^2 - \sum_{i=-T \cdot W}^{T \cdot W} |G((2 \cdot \pi \cdot i) / T)|^2 \quad (22)$$

$\sum_{i=-\infty}^{\infty} |G((2 \cdot \pi \cdot i) / T)|^2$ に対する比率で表し、これを $d^2 \min$ とすれば、

$$d^2 \min = 1 - \left\{ \frac{\sum_{i=-T \cdot W}^{T \cdot W} |G((2 \cdot \pi \cdot i) / T)|^2}{\sum_{i=-\infty}^{\infty} |G((2 \cdot \pi \cdot i) / T)|^2} \right\} \quad (23)$$

図 5 有限打ち切り誤差
Fig. 5. Truncation error.

更に(23)式の平方をとり電圧値として $d \min(\%)$ を定義する。

$$d \min(\%) = \sqrt{d^2 \min} \times 100 \quad (24)$$

(24)式において、 $T/2$ およびサンプリング間隔 ts をパラメータとして本近似方法のより狭い帯域制限幅 W を変化させた場合の $d \min(\%)$ を図5に示す。

ここで、 $\sum_{i=-\infty}^{\infty} |G((2 \cdot \pi \cdot i) / T)|^2$ において実際のデータ取得は図5に示すようにサンプリング間隔 ts によるものとする。

これから $T/2$ を十分大きい ($T/2 \geq 100 \mu s$) として ts を 50 ns 以下とすれば、 $W \geq 5 \text{ MHz}$ において $d \min(\%)$ は 8×10^{-2} 以下となり、十分な精度が得られることがわかる。

図6は雷サージ自体の周波数スペクトラムであり、図7は雷サージが整合回路を通過したあとの周波数スペクトラムである。

整合回路を通過した後は 6 MHz 以上の周波数成分はほとんど存在しないことがわかる。

4. 実測値と計算値の比較

シミュレーションの有効性を実証するため、図8および図9の回路で送信機出力における実測値と計算値を比較した。

図 6 入力サージ波の周波数スペクトラム
Fig. 6. Frequency spectrum of the input surge voltage waveform.

図 7 整合回路通過後のサージスペクトラム
Fig. 7. Spectrum of the surge voltage at the output of the matching circuit.

図 8 シミュレーション試験回路
Fig. 3. Test circuit for simulation.

図 9 送信機内部回路
Fig. 9. Transmitter BPF.

図 10 に示すように移行電圧 (尖頭値) の実測値は 880 V で計算値は 868 V とほぼ一致している。

波形応答も実測値と計算値がよく一致している。

また、主振動周波数は両者とも約 1,350 kHz とほぼ等しい。

図 11 は抵抗付き並列共振回路の抵抗値 (R_p) を変化したときの移行電圧 (尖頭値) の比較を示す。

これらもほぼ一致していることがわかる。

なお、雷サージの (波頭長) $\times$ (波尾長) は $1 \times 40 \mu\text{s}$,

裁断波の時間幅は $0.78 \mu\text{s}$, 放電電圧は 11 kV である。また、コイルの Q は 150, 電力増幅器の内部インピーダンスは図 9 に示すように 10Ω とした。また、サンプリング間隔をパラメータにして $T/2$ を変化させて移行電圧の尖頭値を計算した結果、次のことが明らかとなった。

(1) サンプリング間隔を一定にして $T/2$ をだんだん大きくしていけば、移行量 (尖頭値) は一定値に収束してゆく。

図 10 実測波形と計算波形の比較

Fig. 10. Comparison of the measured voltage waveform with the calculated one.

図 11 実測値と計算値の比較

Fig. 11. Comparison of the measured voltage with the calculated one.

(2) サンプルング間隔は、おおよそ 50 ns 以下、 $T/2$ は 100 μ s 以上としなければ十分な精度は得られない。

例えば、サンプルング周期を 200 ns とすれば、 $T/2$ を 400 μ s と十分大きくしても誤差 (実測値との差) は

10% 近くとなる。また、サンプルング周期を 50 ns 以下としても $T/2$ が 50 μ s と小さければ、同じく約 10% の誤差を生じる。

一方、サンプルング周期を約 50 ns、 $T/2$ を 100 μ s として計算すれば誤差 (実測値との差) は約 2% となる。

以上から、サンプルング周期を 50 ns 以下、 $T/2$ を 100 μ s 以上とすれば、誤差は 2% 以内に収束し十分な精度が得られることが実証できた。

5. 耐雷形整合回路の構成

図 6 で明らかなように雷サージがアンテナ基部に侵入して、ボールギャップが放電したときの周波数スペクトラムは、高周波になるとともにその値は低下している。しかし、ボールギャップが放電すると整合回路の負荷が短絡された形となるため、整合回路の有効電力分に対する無効電力分は極めて大きくなる。

以上により、耐雷形整合回路の具備すべき条件は次のとおりとなる。

(1) 整合回路の帯域をできるだけ狭め、サージス

(注 1) L_3 、 C_3 は自励周波数で並列共振

(注 2) 定数値は、アンテナインピーダンス: $564 + j380 \Omega$ 周波数: 945 kHz の例

図 12 耐雷整合回路の構成

Fig. 12. Matching circuit for thunderbolt protection.

ベクトルそのものを減衰させる。

具体的には低域ろ波器と高域ろ波器を組み合わせ、整合回路を構成し、帯域通過特性をもたせる。

(2) 整合回路負荷短絡時における整合回路の(無効電力分)/(有効電力分)を下げ、共振による過電圧発生を阻止する。

具体的には回路にダンピング抵抗をそう入する。以上により、整合回路の基本的構成を図 12 に示す。

6. サージ移行特性の解析

図 12 の回路について各パラメータを変化させて移行特性の解析を行う。ただし、入力サージ波形、コイルの Q などの条件は 4 項と同じとする。

また、移行電圧はすべて送信機出力における値である。

(6.1) 抵抗付き並列共振回路

(1) 最適抵抗値 抵抗値 (R_p) を変化させ送信機出力におけるサージ移行量を計算した結果を図 13 に示す。抵抗値には最適値が存在し、25~50 Ω で最小となる。

この理由は R_p が大きくなるとこの回路自体の効果が少なくなり、逆に R_p が小さくなるとダンピング効果がなくなることによる。移行量は 10~50 Ω の間ではほとんど変化しないが、 R_p が小さ過ぎると振動電圧の収束時間が長くなるため 50 Ω を最適とする。100 k Ω のときの値は本回路がそう入されていない場合の移行量を示しており、本回路により約 1/2 に減衰している。

(2) 並列共振回路の最適値 図 14 は C_3 と L_3 の組合わせを変えて移行量を比較したものである。ここで、 C_3 と L_3 は送信機の搬送周波数に並列同調する

図 13 抵抗対並列共振回路の R_p 対移行量

Fig. 13. Transferred voltage in terms of R_p for the parallel resonance circuit with resistive Q dumper.

図 14 抵抗付き並列共振回路の C_3 の対移行量

Fig. 14. Transferred voltage in terms of C_3 for the parallel resonance circuit with resistive Q dumper.

よう調整するため、搬送周波数に対しては無限大に近いインピーダンスをもつ。

明らかに C_3 を大きく (L_3 を小さく) した方が減衰が大きく、500 pF と 10,000 pF では約 2 倍の差がある。

これは並列共振回路の Q が高くなりフィルタ効果が上がるためである。

ただし、 L_3 を小さくし過ぎるとコイルの損失が増大することと、ある程度 L_3 が小さくなると値が飽和してくるため、 $C_3=3,500$ pF, $L_3=8.1$ μ H 程度を最適とする。

(6.2) 高域ろ波器(H.P.F.)の効果 R_p が 50 Ω の場合、高域ろ波器をそう入しないときの移行量は送

図 15 高域ろ波器の S 対移行量

Fig. 15. Transferred voltage in terms of S for the high-pass filter.

図 16 入力サージ時間幅対移行量

Fig. 16. Transferred voltage in terms of the duration of the input surge voltage.

信機出力で 1,053 V となった。高域ろ波器をそう入した場合には 891 V であるから、約 20% (2 dB) の減衰効果がある。

図 15 は高域ろ波器の S を変化させたときの移行量である。ここで、 S は $S=1/(\omega_0 \cdot C_4 \cdot R_L) (\equiv R_L/(\omega_0 \cdot L_4))$, $\omega_0=1/\sqrt{L_4 \cdot C_4}$ で定義される量であるとし、 R_L は図 12 における高域ろ波器の負荷インピーダンス、 $C_4 (\equiv C_5)$ は構成素子の静電容量、 L_4 はコイルインダクタンスとする。 S を大きくしても、あるいは小さくしても移行量は下がるが、コイル、コンデンサのリアクタンス値、あるいは kVA 値が極端に大きな値となり損失が増加する。

図 15 によれば $S=1$ 前後ではあまり移行量が変わらないため $S=1$ 程度が適当である。 $S=0.8$ 付近で共振点をもっている点に注意すべきであり、単純に S を小さくしても移行量は減少しない。

〈6・3〉 入力サージ時間幅の影響 図 16 に入力サージ時間幅の移行に与える影響を示す。

整合回路は局周波数のみ通過させる特性を持っており、時間幅が変化しても中波帯における周波

数成分に大きな差がないので時間幅が 2 倍あるいは 3 倍になっても移行量はあまり変化しない。

しかし、 $1\mu\text{s}$ 以下になると移行量が増加する傾向があり、立ち上がり時間の短い雷サージの場合、注意が必要である。

7. あとがき

以上、中波整合回路のサージ移行特性をフーリエ変換により解析し、実測値と比較した結果、両者間で良好な一致が得られた。従来は実際に工場でサージ試験を行わなければ移行特性が判明しなかったが、本論により回路構成と定数さえわかれば、計算機上のシミュレーションにより、移行特性も推定できるようになった。

この CAD 手法の導入により、いままでも多額の経費と時間を必要とした耐雷形整合回路の設計、調整作業が極めて容易となり、作業能率が大幅に向上する。

また、現場での改修、設計変更の必要性が生じた場合でも机上で耐雷性能が推定できるため放送所システムの信頼性維持にとっても大きな効果が期待できる。

謝辞：本文をまとめるに際して御指導をいただいた NHK 技術本部池田弘明博士、山内慎二氏、ならびに数値計算を担当した NHK 葛浦久喜ラジオ放送所村山好行氏に厚くお礼申し上げる。

(昭和 61 年 12 月 26 日受付、同 62 年 5 月 22 日再受付)

文 献

- (1) 杉田・生岩・大沢：「ラジオ放送所の雷害対策」NHK 月報 25, 3, 98 (昭 57-3)
- (2) 生岩：「10kW 中波固体化放送機の実用化」放送技術 36, 8, 129 (昭 58-8)
- (3) 原田・杉田、他：「ラジオ放送機の耐雷対策とロケット落雷実験によるその検証」テレビ学会技報 RE-83, 25, 7 (昭 58-5)
- (4) 瀧・宮川：「情報論 I」77 (昭 44-10) 岩波講座
- (5) 長森・木地：「アナログ計算機入門」(昭 36) オーム社
- (6) 森下・小畑：「信号処理」計測自動制御学会 7 (昭 57-3)