VTRの再生回路におけるヘッド/テープ系 ノイズの理論的解析

正会員 黒江 章 郎[†],杉 田 龍 二^{††}

あらまし VTRでは、ヘッド/テープ系から発生するノイズ(ヘッド/テープ系ノイズ)がビデオ画像のSN比(ビデオS/N)を決定する大きな要因になっている。そこで筆者らは、ヘッド/テープ系ノイズのスペクトラムが、再生増幅器やリミッタを通過することによって受ける影響について、フーリエ変換の手法を用い理論的に解析した。

その結果、信号とノイズの干渉成分を考えることにより、リミッタ出力におけるノイズスペクトラムをよく説明できることがわかった。また、リミッタ入力段階でノイズ成分の周波数帯域を制限することにより、他の周波数帯域から混入するノイズ成分を除去し、最終的にビデオS/Nを決するリミッタ出力の搬送波信号とノイズレベルの比(リミッタC/N)を大幅に向上できることなどを、理論と実験の両面から示すことができた。

1. ま え が き

VTRの再生回路では、磁気テープ上に記録された輝度信号がビデオヘッドで再生され、再生増幅器で増幅される。その後リミッタで振幅変動成分が除かれFM復調される。したがって最終的に、ビデオS/Nに影響するノイズ成分は、リミッタ出力に残留した位相方向の変動成分がFM復調されるものと考えられる。

従来、VTRにおけるヘッド/テープ系のS/N的性能を評価する場合、再生増幅器出力における変調ノイズスペクトラムを測定し、搬送波信号レベルとノイズレベルとの比(C/N)で評価することが多い。

しかしテープの種類、ヘッド/テープの組合せや再生増幅器の周波数特性などによっては、再生増幅器出力におけるテープやヘッドのC/Nの優劣の序列とリミッタ出力におけるC/Nのそれとが大幅に異なり、甚だしい時には前者と後者とでは逆転することがあ

る。

これらの現象は、リミッタの動作とノイズの性質とに密接な関係があるものと考えられる。

一方、ヘッド/テープ系から発生するノイズ成分は、信号を記録したときに発生する変調ノイズ以外に、ヘッド/テープの摺動によって発生する摺動ノイズ、ヘッドインピーダンスノイズ等から構成され、再生増幅器出力では、さらに、アンプノイズなどが重畳された形で観察される。したがって、これらのノイズ成分が、リミッタを通過したときに、どのような振舞いをするかを解析する必要がある。

これまで、リミッタに関連するものとして、フーリエ級数展開を用いたスプリアスの解析¹⁾やVTRの信号伝送系に関する研究²⁾³⁾などが報告されている。

しかし、ノイズ解析の観点から研究された報告は見あたらないようである。そこで筆者らは、ヘッド/テープ系ノイズが再生増幅器およびリミッタを通過した時の影響について、理論と実験の両面から検討した。

2. 実 験 方 法

ヘッド/テープ系ノイズの測定には、1 m長の磁気テープをループ状にし5.8 m/sのスピードで走行させるエンドレスループテストを用い、図1に示す回路構成の再生増幅器およびリミッタ出力において、搬送

[†] 松下電器産業株式会社 開発研究所

^{††} 松下電器産業株式会社 中央研究所

"A Theoretical Analysis of Tape and Head Noise in Playback Amplifier and Limiter of Video Recorders" by Akio Kuroe (Development Research Laboratory, Matsushita Electric Industrial Co., Ltd., Osaka) and Ryuji Sugita (Central Research Laboratory, Matsushita Electric Industrial Co., Ltd., Osaka)

波信号(C)を V_{pp} 、ノイズレベル(N)を V_{rms} 値で測定し C/N で表した。この時ノイズ測定のカットオフ周波数は10 kHzとした。なお、搬送波信号を4 MHzの単一正弦波信号で代表させ、これを記録信号として用いた。

まず摺動ノイズの影響を見るために、ビデオヘッドには、高周波領域で摺動ノイズを発生し易いMn-Zn系多結晶⁴⁾フェライトヘッド(トラック幅:58 μm , ギャップ幅:0.3 μm)、ビデオテープには、Co系酸化鉄(H_c : 52×10^3 A/m (650 Oe), B_r : 0.12 T (1200 gauss))を用いた。この時、ヘッドホルダ(ヘッドを

図1 測定系の回路構成
Schematic circuit diagram of measuring system.

図2 再生増幅器の周波数特性
Frequency response of playback amplifier.

図3 ローパスフィルタの周波数特性
Frequency response of low-pass filter

固定し所定のスリットからヘッドチップを突き出せるように構成してある)の面からヘッド突出量を3段階変えて測定した。

また、使用した再生増幅器の周波数特性は、後述の図2に示す特性(a)を用い、再生増幅器とリミッタの間にローパスフィルタを挿入して帯域制限した場合と、そうでない場合についても検討した。このローパスフィルタの特性を図3に示す。

次に、搬送波周波数(4 MHz)を中心にして、再生増幅器の下側波帯と上側波帯領域の周波数特性がリミッタ出力における変調ノイズスペクトラムに及ぼす影響を見るため、図2に示すように4種類の再生増幅器の周波数特性をパラメータにしてノイズスペクトラムを測定した。同図中、特性(a)と(b)とは、下側波帯領域の利得が同じで上側波帯領域の利得が異なり、また、特性(c)と(d)とは、上側波帯領域の利得が同じで下側波帯領域の利得が異なっている。この時、上記ヘッドとテープの組合せでは、高周波領域で高レベルの摺動ノイズが発生し、変調ノイズスペクトラムの変化を安定に見るためには不適当なため、摺動ノイズの発生しにくいMn-Zn系単結晶フェライトヘッド(トラック幅:58 μm , ギャップ幅:0.3 μm)と CrO_2 (H_c : 40.8×10^3 A/m (510 Oe), B_r : 0.1 T (1000 gauss))テープの組合せに代え、摺動ノイズを低減した状態で実験した。また、ヘッドの突出量は50 μm とした。

3. 実験結果

図4は、Mn-Zn系多結晶フェライトヘッドを用いて、4 MHzの単一正弦波信号をCo系酸化鉄テープ

図4 摺動ノイズレベルがリミッタ C/N に及ぼす影響
Influence of rubbing noise level on limiter output C/N .

図5 ノイズ成分の帯域制限がリミッタ C/N へ及ぼす影響

Influence of limiting noise bandwidth of input signal on limiter output C/N.

図6 再生増幅器周波数特性がリミッタ C/N へ及ぼす影響

Influence of frequency response of playback amplifier on limiter C/N.

上に記録再生し、再生増幅器およびリミッタ出力におけるそれぞれのノイズスペクトラムを、突出量を変えて測定したものである。同図より、突出量を増加させるにつれて摺動ノイズが増大し、それとともにリミッタ出力のノイズレベルが平行移動する形で増大していることがわかる。

図5は、再生増幅器とリミッタの間にローパスフィルタを配して帯域制限することにより、再生増幅器出力における8 MHz以上のノイズ成分を減衰させたものである。この場合、図4に比較してリミッタ出力におけるノイズスペクトラムに差異が生じ、CN比(C/N)が大幅に向上している。

したがって、リミッタ C/N を向上させるためには、使用周波数帯域以外のノイズ成分をリミッタ入力

の段階で有効に除去することが重要であることがわかる。

また図6は、CrO₂テープ上にMn-Zn系単結晶フェライトヘッドを用いて4 MHzの信号を記録再生し、図2に示す再生増幅器の周波数特性がリミッタ出力の変調ノイズスペクトラムに及ぼす影響について測定したものである。この場合も、再生増幅器の周波数特性に応じて大幅にノイズスペクトラムが変化している。

4. リミッタスペクトラムの理論解析

一般にヘッド/テープ系ノイズのうち、磁気テープの変調ノイズは、オシロスコープによりAM変調された形に観察されるが、完全なAM変調波ではなく、AM変調ノイズ以外にランダムノイズなどの位相変動成分が含まれている⁵⁾ことが予想されている。一方、摺動ノイズ、ヘッドインピーダンスノイズ、アンブノイズはランダム的なノイズであることが経験的に知られている。

そこで、各種ノイズに対するリミッタの動作を理解するため、ヘッド/テープ系ノイズがリミッタを通過することによって、そのスペクトラムがどのように変化するかを数式的に解析した。

まず、リミッタ特性をClavierらと同様な手法⁶⁾⁷⁾を用いて数式的に表現する。入力 v に対して出力 $F(v)$ が奇関数であり、 $F(v)$ の微分 $F'(v)$ が $v=0$ で有限、 $v=\infty$ で $F'(v) \rightarrow 0$ になるような偶関数の場合、容易にフーリエ変換が可能であり、 $F(v)$ は(1)式で、また無限大の立ち上がりを持つ理想的なリミッタ特性は(2)式で表現することができる⁶⁾。

$$F(v) = (2/\pi) \int_0^\infty \sin(uv) du/u \cdot \int_0^\infty F'(v) \cos(uv) dv \quad (1)$$

$$F(v) = (2V_m/\pi) \int_0^\infty \sin(uv) du/u \quad (2)$$

(ただし、 V_m はリミッタで定まる電圧)

次に、リミッタ回路に加わる入力信号の種類を変え、(2)式を用いてリミッタ出力の信号を誘導すると以下ようになる。ここで、信号成分を $A \sin \omega t$ 、ノイズ成分を $B \sin pt$ で代表させ、また $A \gg B$ とした。なお、各式の詳細な誘導過程については付録にまとめて示す。

(1) $v = A \sin \omega t$ の場合 (信号のみ)

$$F(v) = (4V_m/\pi) \sum_{n=0}^{\infty} [1/(2n+1)] \cdot \sin(2n+1)\omega t \quad (3)$$

図 7 リミッタにおける各種入力信号と出力スペクトラムとの比較

Comparison of various input signals with limiter output spectra.

(a) Sine wave signal (limiter input), (b) Sine wave signal (limiter output), (c) Composite signal comprised of sine wave signal and noise (limiter input), (d) Composite signal comprised of sine wave signal and noise (limiter output), (e) Amplitude modulated wave (limiter input), (f) Amplitude modulated wave (limiter output).

(2) $v = A \sin \omega t + B \sin pt$ の場合 (信号とノイズの重畳)

$$F(v) = (4V_m/\pi) \sum_{n=0}^{\infty} [1/(2n+1)] \cdot \sin(2n+1)\omega t \\ + (2V_m/\pi) \cdot (B/A) [\sin pt \\ + \sum_{i=1}^{\infty} \{\sin(2i\omega + p)t \\ - \sin(2i\omega - p)t\}] \quad (4)$$

(3) $v = A(1 + K \cos pt) \sin \omega t$ の場合 (AM 変調波)

$$F(v) = (4V_m/\pi) \sum_{n=0}^{\infty} [1/(2n+1)] \cdot \sin(2n+1)\omega t \\ (\text{ただし, } K \text{ は AM 変調指数}) \quad (5)$$

図 7 は上記 (3), (4), (5) 式の結果をまとめて図示したものである。(e) の AM 変調波の場合には, リミッタを通過することによって, (f) のように振幅変動成分が完全に除去され, 単一正弦波信号の場合の

(b) と同じ結果になる。このことから, 変調ノイズ中に AM 変調成分が存在すれば, 大幅に減少することが推定される。

一方, (c) の信号とノイズの重畳の場合には, (d) に示すとおり信号とノイズとの干渉のため種々のノイズ成分が発生している。この場合, (4) 式から明らかのように, リミッタを通過することにより信号とノイズの振幅の比が B/A から $B/2A$ となって C/N が 6 dB 向上し, かつ, 信号とノイズ成分との干渉により発生したノイズ成分が, 搬送波信号の両側に発生することがわかる。また, 搬送波信号の場合, 奇数次の高調波の次数が増大するにつれて振幅が $1/(2n+1)$ となるが, ノイズ成分の振幅は一定であることが特徴的である。

次に, これらの誘導した式を用いて算出した計算結果と前述の実験結果とを対比させることにする。

5. 実験と計算結果との対比および考察

ヘッド/テープ系ノイズのうち、磁気テープの変調ノイズは、テープの表面性や磁性粉の分散性などによる磁気的不均一性等によって発生することが報告^{8)~13)}され、前述したように、再生増幅器出力には、AM変調ノイズ以外にランダムノイズなどの位相変動成分が含まれていることが予想されている。また摺動ノイズは、ランダムなノイズと考えられ、磁気テープの表面物性、磁気ヘッド材料や構成、突出量等の周囲条件等によって、大幅に左右されることが報告¹⁷⁾¹⁸⁾されている。

しかし、これらのノイズ成分がどのような割合で含まれているかは不明であり、ここでは再生増幅器出力で観察されるノイズ成分を、ランダムノイズと仮定して計算し実験と対比させることにする。

ビデオ信号は、 $0 \sim$ 搬送波周波数 $(\omega/2\pi)$ 領域に復調されるから、復調前のリミッタ出力では、搬送波周波数 $\omega/2\pi$ を中心に、 $0 \sim 2\omega/2\pi$ の周波数帯域のノイズ成分に注目して解析を進めればよい。

まず、(4)式では単一のノイズ成分 $B \sin pt$ のみを考えたが、ノイズを各成分が互いに独立であるランダムノイズと仮定し、入力信号 v を(6)式とすると(4)式の導出と同様な手法を用いて、リミッタ出力 $F(v)$ を(7)式の形で求めることができる。

$$v = A \sin \omega t + \sum_{i=1}^n B_i \sin p_i t \quad (6)$$

$$F(v) = (4V_m/\pi) \sum_{n=0}^{\infty} [1/(2n+1)] \cdot \sin(2n+1)\omega t \\ + (2V_m/\pi) \cdot \sum_{i=1}^n (B_i/A) \left[\sin p_i t \right. \\ \left. + \sum_{l=1}^{\infty} \{ \sin(2l\omega + p_i)t - \sin(2l\omega - p_i)t \} \right] \quad (7)$$

上式の計算により、リミッタ出力のスペクトラムが得られるが、ノイズの各周波数帯域から $0 \sim 2\omega/2\pi$ の領域に混入する成分を明らかにするため、ノイズの周波数帯域を分割して(7)式を計算する。まず図8に示すように、再生増幅器出力におけるノイズ成分 $B \sin pt$ を、 $0 \sim \omega/2\pi$ 、 $\omega/2\pi \sim 2\omega/2\pi$ 、 $2\omega/2\pi \sim 3\omega/2\pi$ 、 $3\omega/2\pi \sim 4\omega/2\pi$ の各周波数帯域に分割して、信号成分 $A \sin \omega t$ と加えリミッタ入力 v とする($4\omega/2\pi$ 以上の周波数帯域についてはノイズレベルが低いので省略する)。次に、この v を(7)式に適用して $F(v)$ のノイズ成分を求める。

この際、リミッタ出力におけるノイズ成分は搬送波信号に対して対称であり、対称に発生しているノイズ

図8 リミッタ C/N の計算法
Calculation method of limiter output C/N.

(a) Modulation noise spectrum of playback amplifier output, (b) Limiter input ($0 < p < \omega$), (c) Limiter output ($0 < p < \omega$), (d) Limiter input ($\omega < p < 2\omega$), (e) Limiter output ($\omega < p < 2\omega$), (f) Limiter input ($2\omega < p < 3\omega$), (g) Limiter output ($2\omega < p < 3\omega$), (h) Limiter input ($3\omega < p < 4\omega$), (i) Limiter output ($3\omega < p < 4\omega$).

成分の振幅は等しいため、計算では $0 \sim \omega/2\pi$ の周波数領域について計算すれば充分である。

このようにして得られたノイズ成分が図 8(c), (e), (g), (i) である。また、図 8 中のリミッタ入力におけるノイズ周波数が矢印の方向に増大すると、リミッタ出力における信号とノイズによる干渉成分は、図中のそれぞれの矢印の方向に移動する。このように、再生増幅器出力のノイズ周波数分布が、リミッタ出力のノイズスペクトラムに大きく影響していることがわかる。

次に、これらの(c), (e), (g), (i)を加算することによりリミッタ C/N が得られる。

計算に際して、データは log スケールの C/N で表現されているため、いったんリニア系に変換して各ノイズ成分を加えた後、再び log スケールに変換してリミッタ C/N を求める。したがって、図 8 に示すように $0 \sim \omega/2\pi$, $\omega/2\pi \sim 2\omega/2\pi$, $2\omega/2\pi \sim 3\omega/2\pi$, $3\omega/2\pi \sim 4\omega/2\pi$ の周波数帯域における C/N の読みを、それぞれ E_1, E_2, E_3, E_4 とすれば、リミッタ C/N は (8) 式で表せる。

$$C/N = 20 \log \left\{ \sqrt{[\exp(-E_1/20)]^2 + [\exp(-E_2/20)]^2 + [\exp(-E_3/20)]^2 + [\exp(-E_4/20)]^2} \right\} - 6 \quad (8)$$

上記の方法により、図 4、図 5、図 6 に関して計算した結果を、それぞれ図 9、図 10、図 11 に実験値と対応させて示す。これらの図において計算値と実験値とがよく一致していることがわかる。

図 9 リミッタ C/N の理論と実験の比較(摺動ノイズレベルによる影響)

Comparison of experimental results with theoretical results (Influence of rubbing noise level on limiter output C/N).

まず、図 9 の計算と実験値とを比較すると、搬送波から 1 MHz 以内の領域では実験値が計算値より小さくなっており、その他の周波数帯域ではよく一致している。特にリミッタ出力のスペクトラムが、ヘッド突出量の増加にともなって平行移動している実験の傾向をよく裏づけている。

一方、上記 1 MHz 以内の差異については、搬送波周波数近傍で磁気テープの変調ノイズが AM 変調ノイズを多く含んでいるため、実験値の方がリミッタを通過することによって、大幅に減少したためと考えられる。

また、図 9 と図 10 の実験値の比較および計算値と実験値とがよく一致することから、周波数帯域を制限

図 10 リミッタ C/N の理論と実験の比較(ノイズの帯域制限による影響)

Comparison of experimental results with theoretical results (Influence of limiting noise bandwidth of input signal on limiter output C/N).

図 11 リミッタ C/N の理論と実験の比較(再生増幅器周波数特性の影響)

Comparison of experimental results with theoretical results (Influence of frequency response of playback amplifier on limiter output C/N).

し、他の周波数帯域からのノイズの混入を避けることにより、大幅に C/N を改善できることが確認された。

さらに、再生増幅器の周波数特性を変えた図 11 の (a) と (b)、(c) と (d) を比較することによって明らかなように、搬送波に対して上側波帯あるいは下側波帯に相当するノイズレベルを下げることによって、リミッタ出力におけるノイズ帯域を狭くできることがわかった。

6. む す び

VTR ではさらに、ビデオ S/N を向上させるため、ヘッド/テープで生じるノイズを低減させることが求められている。今回、ヘッド/テープ系ノイズが再生回路、特にリミッタ回路を通過することによって受けるスペクトラムへの影響について、理論と実験の両面から検討した。ノイズ成分をランダムノイズと仮定し、フーリエ変換の手法を用いて信号とノイズの干渉成分を計算することにより、リミッタ出力におけるノイズスペクトラムをよく説明できることがわかった。

また、リミッタ入力におけるノイズ帯域制限や再生増幅器の周波数特性が、リミッタ出力のノイズスペクトラムに大きな影響を及ぼすことなどを明らかにすることができた。

最後に、本研究の機会を与えて下さいました松下電器・開発研究所 長沢所長、長岡部長、適切な助言をいただきました小林室長と関係各位に感謝致します。

(1989 年 1 月 20 日受付, 1989 年 5 月 1 日再受付)

【参 考 文 献】

- 1) 稲津：“線順次方式を利用したカラーテレビ信号の磁気録画”，NHK 技術研究，13，3，pp. 187-293 (May, 1961)
- 2) 吉田：“VTR における残留側波帯伝送特性”，信学誌，42，9，pp.797-802 (Sep., 1959)
- 3) 横山：“磁気録画装置の設計に関する基礎的研究”，NHK 技術研究，21，4，pp. 226-272 (1969)
- 4) 広田，釘宮：“磁気ヘッド用フェライト”，National Tech. Rep., 22，6，p. 753-773 (1976)
- 5) 黒江，溝尾，三小田：“磁気テープ変調ノイズに関する一考察”，第 12 回応用磁気学術講演 (1988)
- 6) A. G. Clavier, P. F. Panter, W. Dite：“Reduction by Limiters of Amplitude Modulation in an Amplitude and Frequency-Modulated Wave”，Electr. Commun., 25，3，pp. 291-299 (1948)
- 7) S. Goldman (細野，堀内訳)：“周波数解析・変調と雑音の理論”，pp. 63-79，光琳書院 (1964)
- 8) Paul. A. Wann：“Das Rauschen Eines Magnettonbandes”，A. E. U., 11，3，pp. 97-100 (Mar., 1957)
- 9) 村松，山鹿：“ビデオテープ変調ノイズとテープ表面性の関係”，信学磁研資料，MR 68-6 (1968)
- 10) J. C. Mallinson：“Maximum Signal-to-Noise Ratio of a Tape Recorder”，IEEE Trans., MAG-5，3，pp.182-186 (Sep., 1969)
- 11) 越本，佐藤：“塗布形磁気ディスクの媒体雑音”，信学論，

J62-C，10，pp. 703-710 (1979)

- 12) K. Tarumi, Y. Noro：“A Theoretical Analysis of Modulation Noise and dc Erased Noise in Magnetic Recording”，Appl. Phys., A28，pp. 235-240 (1982)
- 13) 飯島，細川：“四角錐表面粗さによる磁気テープ DC 雑音の解析”，信学技報，MR 78-33 (1978)
- 14) 森口，宇田川，一松：“数学公式集 III”，pp. 55-58，岩波書店 (1973)
- 15) 数学ハンドブック編集委員会編：“理工学のための数学ハンドブック”，pp. 202-205，丸善 (1969)
- 16) 野邑：“応用数学”，pp. 96-105，内田老鶴圃 (1969)
- 17) 渡辺：“フェライトヘッドのテープ摺動雑音と特性”，信学磁研資料，MR 73-31 (Feb., 1974)
- 18) 川又，溝尾，牛込，萩原：“摺動ノイズに及ぼす磁気テープの研磨効果”，信学論，J67-C，1 (1984)

〈付 録〉

(1) $v = A \sin \omega t$ の場合 (信号のみ)

$$\begin{aligned} F(v) &= (2V_m/\pi) \int_0^\infty \sin(uA \sin \omega t) du/u \\ &= (4V_m/\pi) \sum_{n=0}^\infty \int_0^\infty [J_{2n+1}(uA) du/u] \\ &\quad \cdot \sin(2n+1)\omega t \end{aligned}$$

ここで、ベッセル関数を含む定積分¹⁵⁾¹⁶⁾は、(9)式に展開できる。

$$\begin{aligned} \int_0^\infty J_h(at) t^k dt &= [2^k/\pi \cdot a^{k+1}] \cdot \Gamma\{(k+h+1)/2\} \\ &\quad \cdot \Gamma\{(k-h+1)/2\} \\ &\quad \cdot \cos \pi(k-h)/2 \end{aligned} \quad (9)$$

ただし、 $a > 0$ ，(9)式を用いて、

$$\int_0^\infty J_{2n+1}(uA) du/u = 1/(2n+1)$$

したがって、(3)式が得られる。

$$F(v) = (4V_m/\pi) \sum_{n=0}^\infty [1/(2n+1)] \cdot \sin(2n+1)\omega t \quad (3)$$

(2) $v = A \sin \omega t + B \sin pt$ の場合 (信号とノイズの重畳)

$$\begin{aligned} F(v) &= (2V_m/\pi) \int_0^\infty \sin[u(A \sin \omega t \\ &\quad + B \sin pt)] du/u \\ &= F_1(v) + F_2(v) + F_3(v) + F_4(v) \end{aligned}$$

とおけば、 $F_1(v)$ ， $F_2(v)$ ， $F_3(v)$ ， $F_4(v)$ は、それぞれ次のように表現される。

$$\begin{aligned} F_1(v) &= (4V_m/\pi) \sum_{n=0}^\infty \int_0^\infty [J_0(uB) J_{2n+1}(uA) du/u] \\ &\quad \cdot \sin(2n+1)\omega t \end{aligned}$$

ここで、ベッセル関数を含む定積分¹⁵⁾はガンマ関数と超幾何関数によって、(10)式で表される。

$$\begin{aligned} \int_0^\infty J_h(at) J_h(bt) dt/t^q \\ = b \cdot \Gamma\{(k+h-q+1)/2\} / 2^q a^{h-q+1} \\ \cdot \Gamma(h+1) \Gamma\{(k-h+q+1)/2\} \end{aligned}$$

$$\cdot {}_2F_1\{(k+h-q+1)/2, \\ (-k+h-q+1)/2; h+1: b^2/a^2\} \quad (10)$$

また、超幾何関数 ${}_2F_1$ は (11) 式で表現¹⁴⁾ される。

$${}_2F_1(\alpha, \beta; \gamma; z) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(\alpha)_n (\beta)_n}{(\gamma)_n} \cdot \frac{z^n}{n!} \quad (11)$$

ただし、 $(\alpha)_n = \alpha(\alpha+1)(\alpha+2)\cdots(\alpha+n-1)$, $(\alpha)_0 = 1$ (10), (11) を用いて

$$\begin{aligned} F_1(v) &= (4V_m/\pi) \sum_{n=0}^{\infty} [\Gamma(n+1/2)/2\Gamma(1) \\ &\quad \cdot \Gamma(n+3/2)] \\ &\quad \cdot {}_2F_1(n+1/2, -n-1/2; 1; B^2/A^2) \\ &\quad \cdot \sin(2n+1)\omega t \\ &= (4V_m/\pi) \sum_{n=0}^{\infty} (1/2(n+1/2)) \cdot \sum_{k=0}^{\infty} [(n+1/2)_k \\ &\quad \cdot (-n+1/2)_k / (1)_k] \cdot (1/k!) \cdot (B^2/A^2)^k \\ &\quad \cdot \sin(2n+1)\omega t \\ &= (4V_m/\pi) \sum_{n=0}^{\infty} \{1/(2n+1) - [(n+1/2)/2] \\ &\quad \cdot (B^2/A^2) + [(n+3/2)(-n-1/2) \\ &\quad \cdot (-n+1/2)/2] \cdot (B^2/A^2)^2/2 \\ &\quad + [(n+3/2)(n+5/2)(-n-1/2) \\ &\quad \cdot (-n+1/2)(-n+3/2)/1 \cdot 2 \cdot 3] \\ &\quad \cdot (B^2/A^2)^3\} \cdot \sin(2n+1)\omega t \end{aligned}$$

また、ここで $A \gg B$ であり、第2項以降は充分小さいため無視できる。したがって (12) 式が得られる。

$$F_1(v) = (4V_m/\pi) \sum_{n=0}^{\infty} (1/(2n+1)) \cdot \sin(2n+1)\omega t \quad (12)$$

次に、

$$\begin{aligned} F_2(v) &= (8V_m/\pi) \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \int_0^{\infty} [J_{2n+1}(uA) \\ &\quad \cdot J_{2m}(uB) du/u] \\ &\quad \cdot \sin(2n+1)\omega t \cdot \cos 2mpt \\ &= (8V_m/\pi) \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} B^{2m} \cdot [\Gamma(n+m+1/2)/2A^{2m} \\ &\quad \cdot \Gamma(2m+1) \cdot \Gamma(n-m+3/2)] \\ &\quad \cdot {}_2F_1(n+m+1/2, -n+m-1/2, 2m+1; \\ &\quad B^2/A^2) \cdot \sin(2n+1)\omega t \cdot \cos 2mpt \end{aligned}$$

ここで、 $A \gg B$ であり $J_{2m}(uB)$ は、 $J_2(uB) \gg J_4(uB)$ のため $m=1$ を考えれば充分である。したがって、

$$\begin{aligned} F_2(v) &= (8V_m/\pi) \sum_{n=0}^{\infty} (B^2/2A^2) \\ &\quad \cdot [\Gamma(n+3/2)/\Gamma(3) \cdot \Gamma(n+1/2)] \\ &\quad \cdot \sum_{k=0}^{\infty} [(n+3/2)_k \cdot (-n+1/2)_k / (3)_k] \\ &\quad \cdot (1/k!) \cdot (B^2/A^2)^k \cdot \sin(2n+1)\omega t \cdot \cos 2pt \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= (4V_m/\pi) \sum_{n=0}^{\infty} (B^2/2A^2) \\ &\quad \cdot (n+1/2) \{1 + (n+3/2)(-n+1/2) \\ &\quad \cdot (B^2/3A^2) + [(n+3/2)(n+5/2) \\ &\quad \cdot (-n+1/2)(-n+3/2)/3 \cdot 4] \\ &\quad \cdot (B^2/A^2)^2 + \cdots\} \sin(2n+1)\omega t \cdot \cos 2pt \end{aligned}$$

ここで、 $A \gg B$ 、したがって、

$$F_2(v) = 0 \quad (13)$$

また、 $F_3(v)$ および $F_4(v)$ も同様に、

$$\begin{aligned} F_3(v) &= (4V_m/\pi) \sum_{r=0}^{\infty} \int_0^{\infty} [J_0(uA) J_{2r+1}(uB) du/u] \\ &\quad \cdot \sin(2r+1)pt \\ &= (2V_m/\pi) \cdot (B/A) \sin pt \quad (14) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} F_4(v) &= (8V_m/\pi) \sum_{r=1}^{\infty} \sum_{s=0}^{\infty} \int_0^{\infty} [J_{2s}(uA) J_{2r+1}(uB) du/u] \\ &\quad \cdot \cos 2\omega t \cdot \sin(2r+1)pt \\ &= (2V_m/\pi) \cdot \sum_{r=1}^{\infty} (B/A) \{ \sin(2\omega + p)t \\ &\quad - \sin(2\omega - p)t \} \quad (15) \end{aligned}$$

したがって、(12), (13), (14), (15) 式を加えて (4) 式が得られる。

$$\begin{aligned} F(v) &= (4V_m/\pi) \sum_{n=0}^{\infty} [1/(2n+1)] \cdot \sin(2n+1)\omega t \\ &\quad + (2V_m/\pi) \cdot (B/A) [\sin pt \\ &\quad + \sum_{r=1}^{\infty} \{ \sin(2\omega + p)t - \sin(2\omega - p)t \}] \quad (4) \end{aligned}$$

(3) $v = A(1 + K \cos pt) \sin \omega t$ の場合 (AM 変調波)

$$\begin{aligned} F(v) &= (2V_m/\pi) \int_0^{\infty} \sin[uA(1 + K \cos pt)] \\ &\quad \cdot \sin \omega t du/u \\ &= (4V_m/\pi) \sum_{n=0}^{\infty} \int_0^{\infty} [J_{2n+1}(uA(1 \\ &\quad + K \cos pt))] du/u \cdot \sin(2n+1)\omega t \end{aligned}$$

ここで、(9) 式を用いて (5) 式が得られる。

$$F(v) = (4V_m/\pi) \sum_{n=0}^{\infty} [1/(2n+1)] \cdot \sin(2n+1)\omega t \quad (5)$$

くろえ あきお
黒江 章郎 昭和39年、東北大学工学部通信工学科卒業。同年、松下電器産業(株)に入社以来、磁気記録分野におけるビデオヘッドやビデオテープの研究開発およびトライボロジーなどに関連する現象解析や研究開発に従事。正会員。

すぎた りゅうじ
杉田 龍二 昭和49年、茨城大学工学部電子工学科卒業。51年、東北大学大学院修士課程修了。同年、松下電器産業(株)に入社以来、磁気記録、特に垂直記録用 Co-Cr 蒸着媒体の研究に従事。

A Fast Technique for Registration Processing between Meteorological Satellite NOAA Image and Coastline Image

by Mitsuo Sone, Masao Sakauchi and Mikio Takagi

The image of the meteorological satellite NOAA contains geometric distortions. They are corrected by registration processing. This paper presents an improved method of registration processing between the meteorological satellite NOAA image and the coastline image. The coastline image contains a ground control point (GCP). An improvement of this method is the reduction of processing time. This paper shows the validity of this method through many experiments. It also shows how registration processing can be speeded up depending on the selection of GCP.

J. Inst. TV. Engrs. of Japan, Vol. 43, No. 9 (1989) 957~966

A Theoretical Analysis of Tape and Head Noise in Playback Amplifier and Limiter of Video Recorders

by Akio Kuroe and Ryuji Sugita

This paper presents a method for detecting skewed symmetry axes of objects. The adaptive Hough transform an iterative approach that requires small memory size, is used to determine three parameters of the axis feature. Location of the memory address in three dimensional space is determined from the position of each paired-pixel in the edge of the image. Parameters are determined by finding the local peak location in space. Parameter range is confined by the gradient of each pixel, which result in a clear calculation of the local peak and computing cost saving. Experimental results for both computer generated and natural objects show that this method is applicable to both curved and linear objects and is suitable for a small computer system.

J. Inst. TV. Engrs. of Japan, Vol. 43, No. 9 (1989) 967~974

Development of 10kW Single unit type Medium-Wave Radio Transmitter

Yoshiyuki Murayama, Makoto Ishii, Hisashi Naka, Isao Ono, Syuji Tateno, Masayuki Kadowaki, Hiroki Shimada and Kazushisa Hayeiwa

Described is a ew 10kW MOS-FET transmitter composed of the new single unit type modulator and the 10kW power amplifier. The new modulator was designed on the bases of the high voltage/low current mode of operation which consists of: high load impedance; optimum design to maximize drain efficiency; and suitable thermal design to protect MOS-FET's and low-pass filters against local temperature increase. The MOS-FET's and other components meet the specifications defined by the above design bases. The modulator unit is $230 \times 530 \times 700 \text{mm}^3$ in size and 21kg. Forced air cooling at a flow rate of 10m/s was employed to keep the temperature increase on the MOS-FET case surfaces at 9°C, and on the low-pass filter coil surfaces at 31°C. Performance of the 10kW transmitter was: 82% or better power efficiency; 2% distortion factor, and 52dB or better signal to noise ratio.

J. Inst. TV. Engrs. of Japan, Vol. 43, No. 9 (1989) 975~981