

UDC [621.394.4 : 621.376.2] : 621.391.883.2

ビタビ識別器を含む音声帯域データ伝送系に対する復調用搬送波位相誤差の影響

正員 小川 恭孝[†] 正員 仙石 正和^{††} 正員 松本 正[†]

The Effect of a Demodulation Phase Error on a Voiceband Data Transmission System with a Viterbi Detector

Yasutaka OGAWA[†], Masakazu SENGOKU^{††} and
Tadashi MATSUMOTO[†], Regular Members

あらまし 本論文では、ビタビ識別器を含む單一チャネルの音声帯域データ伝送系（SSB-AM, VSB-AM, DSB-AM）に対する、復調用搬送波の定常位相誤差の影響について考察を行っている。まず初めに、取扱いを容易にするため、実際の搬送波伝送系（帯域通過形伝送系）を等価的に基底帯域伝送系に変換している。そして、復調用搬送波位相誤差の影響を雜音成分に換算し、位相誤差と雜音成分の分散との関係式を導出している。次に、これを用いて系の評価関数である実効SN比を位相誤差の関数として表している。更に、12,000 bit/s の伝送速度を持ったSSB-AM伝送系について數値計算を行い、得られた數値結果について考察を行っている。本論文で得られた結果は、ビタビ識別器を含む音声帯域データ伝送系における復調用搬送波発生装置を設計する上で、考慮すべき重要な一規準を与えていた。

1. まえがき

ビタビ（Viterbi）識別器⁽¹⁾を用いることにより、伝送速度が10,000 bit/sを超える高速な音声帯域データ伝送系を実現する研究が行われている^{(2), (4)~(7)}。一方、音声帯域電話回線は帯域通過形の伝送路であるため、データ通信には搬送波伝送方式が用いられる。そして、高速な伝送系では、帯域を有効に利用するために振幅変調が行われ、受信側での同期検波によって基底帯域信号が復元される。このとき、受信側においては、搬送波と同一の周波数と位相を持った復調用搬送波を発生させなければならない。しかし、同期が確立した後においても、復調用搬送波の位相に誤差が生ずることがある。特に、受信信号の搬送波位相にジッタが存在している場合には、このような位相誤差が現れること

が十分考えられる。そのため、ビタビ識別器を用いたデータ通信系に対する復調用搬送波位相誤差（以後、単に位相誤差と略すことがある）の影響を考察することは重要である。この問題に関して Falconerと Magee は、通話路帯域フィルタを同期検波器に前置した受信器を持つ QAM 伝送系に対し、検討を行っている⁽⁵⁾。彼らは、この考察を行うために、ビタビ識別器入力における信号点間の最小距離 d_{min} ⁽¹⁾ と位相誤差の関係式を導いている。QAM 伝送系では、符号の識別結果を用いることにより、搬送波位相の推定が可能である。そのため、SSB-AM、あるいは、VSB-AM 方式に比べて、一般に復調装置が簡単になるという利点がある。しかしながら、ビタビ識別器は符号を判定する際に時間遅れを伴うため、速やかに変動する位相ジッタに追従できない欠点がある。そのため、ビタビ識別器を用いる場合には、復調用搬送波の発生について QAM 伝送系が持っている利点は消失すると思われる。このことから、QAM 以外の変調方式についても、詳細な検討を行う価値があると認められる。

本論文の目的は、ビタビ識別器を含む單一チャネルの音声帯域データ通信系（SSB-AM, VSB-AM,

† 北海道大学工学部電子工学科、札幌市

Faculty of Engineering, Hokkaido University, Sapporo-shi, 060 Japan

†† 新潟大学工学部情報工学科、長岡市

Faculty of Engineering, Niigata University, Nagaoka-shi, 940 Japan

論文番号：昭 54-238[B-80]

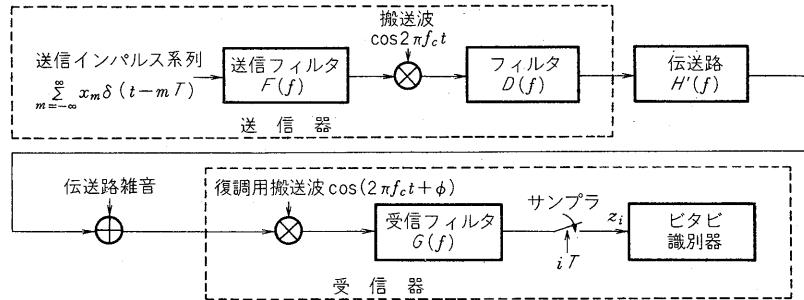


図1 搬送波伝送系（帯域通過形伝送系）モデル
Fig.1-Carrier transmission (bandpass transmission) model.

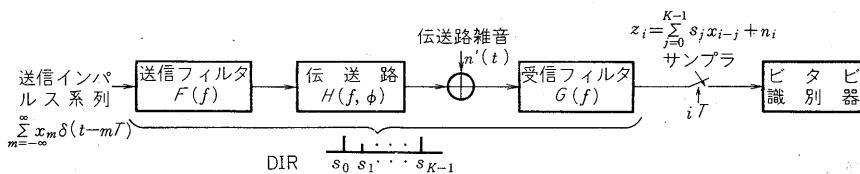


図2 等価基底域伝送系モデル
Fig.2-Equivalent baseband transmission model.

DSB-AM)に対する定常位相誤差の影響を検討することである。本論文で取扱っている伝送系においては、信号点間の最小距離 d_{\min} を位相誤差の関数として表すことは困難である。そこで、位相誤差の影響を雑音成分に換算し、位相誤差と雑音成分の分散との関係式を導出している。次に、これを用いて位相誤差と実効SN比⁽¹⁾の関係式を導いている。更に、12,000bit/sの伝送速度を持ったSSB-AM伝送系について数値計算を行い、得られた結果に関して考察を行っている。

2 伝送系のモデル化と記号の定義

本論文では、受信フィルタが同期検波器に後置された受信器を持つ单一チャネルの伝送系に関して考察を行う。まず、実際の伝送系を図1のようにモデル化する。図1に用いられている記号を以下のように定義し、必要となる仮定を行う。

- f_c ：搬送波周波数
- ϕ ：復調用搬送波位相
- T ：送信シンボルの時間間隔
- x_m ：時刻 mT に送信されたシンボル値
- 送信側では、 x_m を用いて作られたインパルス系列 $\sum_{m=-\infty}^{\infty} x_m \delta(t - mT)$ が送信フィルタを通して変調装置に送られていると考えることにする。ここで、 $\delta(\cdot)$ はデルタ関数を表す。各 x_m は $(1-M)/2, (3-M)$

$/2, \dots, (M-1)/2$ の異なる M 個の値を等確率で取り、 x_m からなる系列 $\{x_m\}$ は定常白色確率過程であると仮定する。そして、 x_m の分散を σ_x^2 と表す。すなわち、

$$\sigma_x^2 \triangleq E\{x_m^2\} = (M^2 - 1)/12 \quad (1)$$

但し、 $E\{\cdot\}$ はアンサンブル平均を表す。

$F(f)$ ：送信波形を定めるフィルタの周波数特性
ここで、 $F(f) = 0 \quad |f| > f_c$ (2)

が成立しているものとする。

$H'(f)$ ：伝送路の周波数特性

$G(f)$ ：受信フィルタの周波数特性

ここで、 $G(f) = 0 \quad |f| > f_c$ (3)
が成立しているものとする。

$D(f)$ ：変調の方式を決定するフィルタの周波数特性

例えば、SSB-AMの場合（下側帯波を伝送するものとする）には、

$$D(f) = \begin{cases} 1 & |f| \leq f_c \\ 0 & |f| > f_c \end{cases} \quad (4)$$

DSB-AMのときには、

$$D(f) = \begin{cases} 1 & |f| \leq 2f_c \\ 0 & |f| > 2f_c \end{cases} \quad (5)$$

が成立する。

図1に示した搬送波伝送系（帯域通過形伝送系）は、

次式で定義される $H(f, \phi)$ を用いることにより、等価的に図 2 の基底帯域伝送系に変換することが可能である⁽⁸⁾。後者のことを等価基底帯域伝送系と呼ぶことにする。

$$\begin{aligned} H(f, \phi) &\triangleq \frac{1}{4} \left\{ D(f-f_c) H'(f-f_c) e^{j\phi} \right. \\ &\quad \left. + D(f+f_c) H'(f+f_c) e^{-j\phi} \right\} \end{aligned} \quad (6)$$

搬送波伝送系(帯域通過形伝送系)よりも等価基底帯域伝送系の方が取扱いが容易である。以下における理論展開は特に断りがない限り、後者に関するものである。等価基底帯域伝送系について、更に、以下の記号の定義と仮定を行う。

$$\{s_i\}_{i=0}^{K-1} : DIR^{(2)}$$

ビタビ識別器は、送信フィルタ ($F(f)$) 入力から、受信フィルタ ($G(f)$) 出力までのインパルス応答列(インパルス応答を時刻 iT でサンプルして得られる数値列)が $\{s_i\}$ であるとみなして符号の識別を行う。ここで、

$$s_i = 0 \quad i < 0, \text{ 又は, } i > K-1 \quad (7)$$

$$s_0 s_{K-1} \neq 0 \quad (8)$$

が成立するものとする。そして K を DIR の長さと呼ぶ。

$n(t)$: 伝送路雑音

$n'(t)$ は、アンサンブル平均が 0、両側パワースペクトルが $N_0/2$ の定常白色確率過程であると仮定する。更に、 $n'(t)$ は送信符号系列 $\{x_m\}$ と統計的に独立⁽¹⁰⁾ であるとする。

z_i : 時刻 iT におけるビタビ識別器入力

n_i : 時刻 iT におけるビタビ識別器入力雑音成分 n_i は、式(9)で定義されている。

$$n_i \triangleq z_i - \sum_{j=0}^{K-1} s_j x_{i-j} \quad (9)$$

雑音成分の系列 $\{n_i\}$ は、後で示すようにアンサンブル平均が 0 の定常確率過程である。ここで、 $\{n_i\}$ の分散を σ_n^2 と表すこととする。

$$\sigma_n^2 \triangleq E\{n_i^2\} \quad (10)$$

更に、実効 SN 比を ESN と書くこととする。すなわち、

$$ESN \triangleq \frac{\sigma_x^2 d_{\min}^2}{\sigma_n^2} \quad (11)$$

d_{\min} は、前章で述べたようにビタビ識別器入力における信号点間の最小距離であり、DIR と各シンボ

ルの取り得るレベル数 M のみによって計算される⁽³⁾。

σ_x^2 が等しい系では、実効 SN 比が大きい程で、誤り率は小さな値を取る傾向にある。そのため、ビタビ識別器を含む伝送系の特性評価には、実効 SN 比がしばしば用いられる^{(2), (4)}。本論文でも、特性の評価には、実効 SN 比を採用することにする。

3. 復調用搬送波の定常位相誤差と実効 SN 比の関係

本章では、復調用搬送波の定常位相誤差と実効 SN 比の関係を導くこととする。まず初めに、次の補題を明らかにする。

[補題] ビタビ識別器入力雑音成分の分散 σ_n^2 は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \sigma_n^2 &= \frac{\sigma_x^2}{T} \int_{-\sqrt{2}T}^{\sqrt{2}T} |[F(f)H(f, \phi)G(f)]_{eq}|^2 df \\ &= T \sum_{i=0}^{K-1} s_i e^{-j2\pi f_i T} \int_{-\sqrt{2}T}^{\sqrt{2}T} |G(f)|^2 df \\ &\quad + \frac{N_0}{2} \int_{-\sqrt{2}T}^{\sqrt{2}T} [|G(f)|^2]_{eq} df \end{aligned} \quad (12)$$

但し、 $[X(f)]_{eq}$ は $X(f)$ の等価ナイキスト周波数特性を表す。つまり、 $[X(f)]_{eq}$ のフーリエ逆変換の各サンプル時刻 (iT) における値が $X(f)$ のそれに等しく、且つ、その周波数帯域はナイキスト帯域 ($-1/2T \sim 1/2T$) に制限されている。 $[X(f)]_{eq}$ に関して次式が成立する⁽⁸⁾。

$$[X(f)]_{eq} = \begin{cases} \sum_{l=-\infty}^{\infty} X(f+l/T) & |f| \leq 1/2T \\ 0 & |f| > 1/2T \end{cases} \quad (13)$$

(証明) ビタビ識別器入力雑音成分 n_i は、次の二つの要素からなっている。その一つは、伝送系全体 ($F(f)H(f, \phi)G(f)$) のインパルス応答列が完全には、DIR に等しくないために生ずる残留誤差成分である。これを $n_i^{(1)}$ と表す。もう一つは、伝送路雑音 $n'(t)$ が受信フィルタ $G(f)$ を通過してビタビ識別器に加わる成分である。これを $n_i^{(2)}$ と表す。このとき、

$$n_i = n_i^{(1)} + n_i^{(2)} \quad (14)$$

が成立する。 $\{x_m\}$ 、 $n'(t)$ がアンサンブル平均 0 の定常確率過程であること、及び、両者が統計的に独立であることから、 $\{n_i^{(1)}\}$ 、 $\{n_i^{(2)}\}$ はアンサンブル平均 0 の定常確率過程であり、互いに直交していることが分かる。その結果、 $\{n_i\}$ もアンサンブル平均が 0 の定常確率過程である。以上のことから、次式が得られる。

$$\sigma_n^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 \quad (15)$$

但し、 σ_1^2 、 σ_2^2 は、それぞれ、 $\{n_i^{(1)}\}$ 、 $\{n_i^{(2)}\}$ の分散を表す。すなわち、

$$\sigma_1^2 \triangleq E\{(n_0^{(1)})^2\} \quad (16)$$

$$\sigma_2^2 \triangleq E\{(n_0^{(2)})^2\} \quad (17)$$

式(15)が成立すること、すなわち、 $\{n_i\}$ の分散が $\{n_i^{(1)}\}$ と $\{n_i^{(2)}\}$ の分散の和として与えられることは、 $\{n_i^{(1)}\}$ と $\{n_i^{(2)}\}$ が直交していることから得られるが、詳しい証明が付録においてなされているので参照されたい。ここでは、初めに σ_1^2 の計算を行うこととする。送信フィルタ入力がインパルス系列であること、及び、先に述べた $n_i^{(1)}$ の定義より、式(18)が成立する。

$$\begin{aligned} n_0^{(1)} &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_m \int_{-\frac{1}{2}T}^{\frac{1}{2}T} \left\{ [F(f)H(f, \phi)G(f)]_{eq} \right. \\ &\quad \left. - T \sum_{i=0}^{K-1} s_i e^{-j2\pi f_i T} \right\} e^{-j2\pi fmT} df \end{aligned} \quad (18)$$

式(18)を式(16)に代入する。

$$\begin{aligned} \sigma_1^2 &= \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} \sum_{m_2=-\infty}^{\infty} E\{x_{m_1} x_{m_2}\} \\ &\times \int_{-\frac{1}{2}T}^{\frac{1}{2}T} \int_{-\frac{1}{2}T}^{\frac{1}{2}T} \left\{ [F(f_1)H(f_1, \phi)G(f_1)]_{eq} \right. \\ &\quad \left. - T \sum_{i_1=0}^{K-1} s_{i_1} e^{-j2\pi f_1 i_1 T} \right\} \\ &\times \left\{ [F(f_2)H(f_2, \phi)G(f_2)]_{eq} - T \sum_{i_2=0}^{K-1} s_{i_2} e^{-j2\pi f_2 i_2 T} \right\} \\ &\times e^{-j2\pi(f_1 m_1 + f_2 m_2)} df_1 df_2 \end{aligned} \quad (19)$$

$\{x_m\}$ が分散を σ_x^2 とする定常白色確率過程であることを用いると、式(20)が得られる。

$$\begin{aligned} \sigma_1^2 &= \sigma_x^2 \int_{-\frac{1}{2}T}^{\frac{1}{2}T} \int_{-\frac{1}{2}T}^{\frac{1}{2}T} \left\{ [F(f_1)H(f_1, \phi)G(f_1)]_{eq} \right. \\ &\quad \left. - T \sum_{i_1=0}^{K-1} s_{i_1} e^{-j2\pi f_1 i_1 T} \right\} \\ &\times \left\{ [F(f_2)H(f_2, \phi)G(f_2)]_{eq} - T \sum_{i_2=0}^{K-1} s_{i_2} e^{-j2\pi f_2 i_2 T} \right\} \\ &\times \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi(f_1 + f_2)mT} df_1 df_2 \end{aligned} \quad (20)$$

更に、

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi fmT} = \frac{1}{T} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{l}{T}\right) \quad (21)$$

が成立することから、次式が導かれる。

$$\begin{aligned} \sigma_1^2 &= \frac{\sigma_x^2}{T} \int_{-\frac{1}{2}T}^{\frac{1}{2}T} \int_{-\frac{1}{2}T}^{\frac{1}{2}T} \left\{ [F(f_1)H(f_1, \phi)G(f_1)]_{eq} \right. \\ &\quad \left. - T \sum_{i_1=0}^{K-1} s_{i_1} e^{-j2\pi f_1 i_1 T} \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\times \left\{ [F(f_2)H(f_2, \phi)G(f_2)]_{eq} - T \sum_{i_2=0}^{K-1} s_{i_2} e^{-j2\pi f_2 i_2 T} \right\} \\ &\times \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta\left(f_1 + f_2 - \frac{l}{T}\right) df_1 df_2 \end{aligned} \quad (22)$$

式(22)を f_1 について積分する。

$$\begin{aligned} \sigma_1^2 &= \frac{\sigma_x^2}{T} \int_{-\frac{1}{2}T}^{\frac{1}{2}T} |[F(f)H(f, \phi)G(f)]_{eq} \\ &\quad - T \sum_{i=0}^{K-1} s_i e^{-j2\pi f_i T}|^2 df \end{aligned} \quad (23)$$

次に、 σ_2^2 の計算を行う。 $n'(t)$ の両側パワースペクトルは $N_0/2$ であるから、式(24)が成立する。

$$\begin{aligned} \sigma_2^2 &= \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |G(f')|^2 df' \\ &= \frac{N_0}{2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\frac{1}{2}T+\frac{l}{T}}^{\frac{1}{2}T+\frac{l}{T}} |G(f')|^2 df' \end{aligned} \quad (24)$$

式(24)において、 $f' = f + l/T$ なる変数変換を行い、式(13)を用いると次式が得られる。

$$\sigma_2^2 = \frac{N_0}{2} \int_{-\frac{1}{2}T}^{\frac{1}{2}T} |G(f)|^2 df \quad (25)$$

式(23)、(25)を式(15)に代入することにより、式(12)が導かれる。(証明終)

一方、与えられたDIRに対して実効SN比を最大にする最適受信フィルタは、整合フィルタと無限個のタップを持つトランスポーラルフィルタにより構成されており、その周波数特性は次式で与えられる⁽⁷⁾。

$$G(f) = \frac{TF(f)^* H(f, \phi)^* \sum_{i=0}^{K-1} s_i e^{-j2\pi f_i T}}{\sum_{l=-\infty}^{\infty} \left| F\left(f + \frac{l}{T}\right) H\left(f + \frac{l}{T}, \phi\right) \right|^2 + \frac{N_0 T}{2 \sigma_x^2}} \quad (26)$$

但し、*は共役複素数を表す。

次に、本題である復調用搬送波の位相誤差について検討する。ここでは、時間的に変動しない位相誤差、すなわち、定常位相誤差の影響について考察を行うことにする。搬送波伝送系（帯域通過形伝送系）の同期検波器入力（図1の受信器に置かれた乗算器入力）における搬送波位相の値を ϕ と表す。初め、復調用搬送波位相の値も ϕ であり、位相誤差は生じていないものとする。更に、受信フィルタ $G(f)$ は、与えられたDIRの下で実効SN比を最大にするように最適化されているとする。このとき、受信フィルタの周波数特性は、式(26)において、 $\phi = \psi$ と置くことにより与えられる。いま、復調用搬送波位相の値が ϕ から $(\phi + A)$ に変化したとする。このような位相変動が起きる以前の影響が伝送系からなくなった後の状態、すなわち、

位相の変位が生ずる前に受信フィルタ $G(f)$ に入力した信号の影響が完全に消滅した後の状態について考察を行ふ。ここでは、位相誤差の影響をすべてビタビ識別器入力雑音成分に換算することにする。つまり、 Δ の位相誤差がある場合にも、雑音成分 n_i は式(9)によって表されている。この場合の雑音成分の分散を、新たに $\sigma_n(\Delta)^2$ と表現する。上述のように復調用搬送波の位相が $(\phi + \Delta)$ である場合には、等価基底帯域伝送系の伝送路特性は $H(f, \phi + \Delta)$ となる。その結果、補題で示した式(12)より、 $\sigma_n(\Delta)^2$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \sigma_n(\Delta)^2 &= \frac{\sigma_x^2}{T} \int_{-\sqrt{2}T}^{\sqrt{2}T} [(F(f)H(f, \phi + \Delta)G(f))]_{eq} \\ &\quad - T \sum_{i=0}^{K-1} s_i e^{-j2\pi f_i T} |^2 df \\ &\quad + \frac{N_0}{2} \int_{-\sqrt{2}T}^{\sqrt{2}T} [|G(f)|^2]_{eq} df \end{aligned} \quad (27)$$

次に、受信フィルタ $G(f)$ について論ずる。もし、受信フィルタが $H(f, \phi + \Delta)$ なる伝送路に対して最適化されているならば(つまり、式(26)において、 $\phi = \phi + \Delta$ と置くことにより得られる特性に $G(f)$ が調整されているならば)，復調用搬送波の定常位相誤差の影響を受信フィルタによって、ほぼ完全に吸収することが可能である。しかし、受信フィルタを最適化するには、一般にかなり長い時間を要する。ここでは、位相誤差 Δ を時間に無関係な定数と考えているが、実際の伝送系には、速やかに変動する位相誤差が存在し、特性を劣化させる要因となる。そして、このような速い変動を示す位相誤差に対して受信フィルタを忠実に追従させることは困難である。この理由から、受信フィルタは位相誤差に対して最適化されていないと考えることにする。その結果、式(27)中の $G(f)$ は、式(26)において、 $\phi = \phi$ と置いて得られる式(28)によって表される。

$$G(f) = \frac{TF(f)^* H(f, \phi)^* \sum_{i=0}^{K-1} s_i e^{-j2\pi f_i T}}{\sum_{i=-\infty}^{\infty} \left| F\left(f + \frac{i}{T}\right) H\left(f + \frac{i}{T}, \phi\right) \right|^2 + \frac{N_0 T}{2 \sigma_x^2}} \quad (28)$$

更に、復調用搬送波位相に Δ の誤差が存在しているときの実効 SN 比を新たに $ESN(\Delta)$ と書くことにする。式(11)における d_{min} は、先に述べたとおり、DIR と M のみによって定まる。そのため、本論文のように位相誤差の影響をすべて雑音成分に換算している場合は、 d_{min} は位相誤差 Δ に依存しない定数である。このことから、 $ESN(\Delta)$ は式(29)で与えられる。

$$ESN(\Delta) = \frac{\sigma_x^2 d_{min}^2}{\sigma_n(\Delta)^2} \quad (29)$$

先に述べたとおり、受信フィルタの特性が定常的な位相誤差に対して最適化されていないことから、式(27)～(29)を用いて得られる結果は、安全側に立った評価であると考えられる。

4. 数値計算

本章では、復調用搬送波位相誤差について行った数値計算の結果を明らかにする。初めに、計算に用いた伝送系の仕様、および、パラメータを明らかにする。

- ・変調方式 SSB振幅変調(下側帯波伝送)

- ・搬送波周波数(f_c) 3,300Hz

- ・ボーレート($1/T$) 6,000Baud

- ・1シンボルの取り得るレベル数(M) 4

- ・伝送速度 12,000bit/s

- ・送信波形 クラス4のパーシャルレスポンス方式⁽⁸⁾
のインパルス応答波形

$F(f)$ は式(30)により与えられる。

$$F(f) = \begin{cases} 2jT \sin 2\pi f T & |f| \leq 1/2T \\ 0 & |f| > 1/2T \end{cases} \quad (30)$$

受信フィルタは、前章で述べたと同様に整合フィルタと無限個のタップを持つトランスポーサルフィルタ

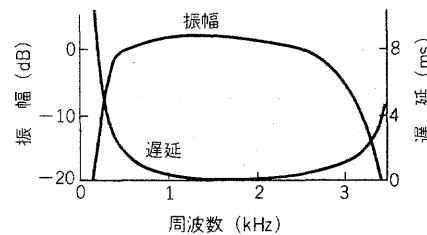


図3 伝送路1の周波数特性
Fig.3-Frequency characteristic of channel 1.

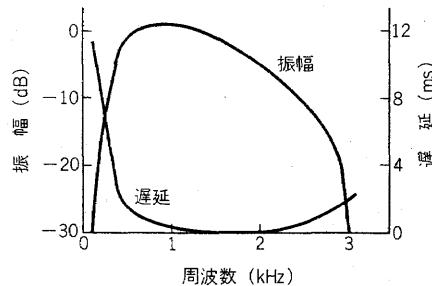


図4 伝送路2の周波数特性
Fig.4-Frequency characteristic of channel 2.

により構成されているものとする。

数値計算に用いた伝送路特性 $H'(f)$ を図 3, 4 に示す。両方とも音声帯域電話回線の周波数特性であり、それぞれを伝送路 1, 伝送路 2 と呼ぶことにする。伝送路 1 は、ほぼ平均的な特性と思われるが、伝送路 2 は高域の振幅特性がかなり悪い伝送路である。

又、位相誤差がない場合に、ナイキスト帯域内の雑音電力に対する、伝送路内の信号電力比が 30 dB となるように $N_0/2$ の値が定められている。すなわち、式(3)が成立している。

$$\frac{\frac{d^2}{T} \int_{-\infty}^{\infty} |F(f)H(f, \phi)|^2 df}{\frac{N_0}{2T}} = 10^3 \quad (3)$$

一方、DIR の長さは 3, 及び, 4 に定められており、DIR は、位相誤差がない場合に実効 SN 比を最大にする系列が選ばれている⁽⁷⁾。この DIR を表 1 に示した。

実効 SN 比 ESN(Δ) の値を式(2)を用いて計算し、その結果を図 5, 6 に示した。ここでは、 $ESN(-\Delta) = ESN(\Delta)$ が成立しているので、 $\Delta \geq 0$ の範囲のみを図示した。

表 1 数値計算に用いた DIR

DIR の長さ (K)	伝送路 1 の DIR	伝送路 2 の DIR
3	{1, 0, -1}	{1, 0, -1}
4	{1, -1, -1, 1}	{1.0148, -0.9850, -0.9850, 1.0148}

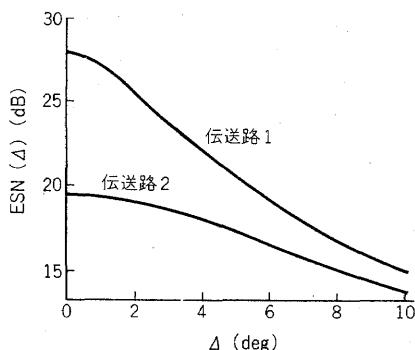
図 5 復調用搬送波位相誤差による特性の劣化(1)
($K=3$)

Fig.5 - Performance degradation due to demodulation phase error (1) ($K=3$).

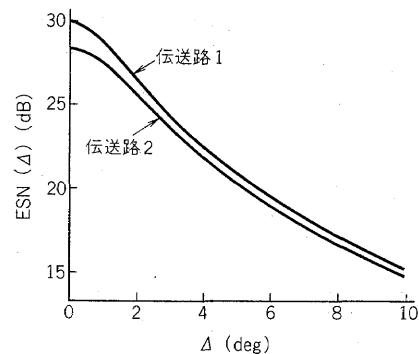
図 6 復調用搬送波位相誤差による特性の劣化(2)
($K=4$)

Fig.6 - Performance degradation due to demodulation phase error (2) ($K=4$).

図 5, 6 より、位相誤差の影響はかなり大きく、 Δ が増大するにつれて急速に特性が劣化することが分かる。特に、位相誤差がない場合に良好な特性が得られる伝送系ほど、その影響を敏感に受けている。そして、ここに示した系においては、定常位相誤差が 2 deg 以下であるならば、位相誤差に起因する実効 SN 比の劣化は、ほぼ 3 dB 以内に納まっていることが分かる。なお、伝送路 2, $K=3$ の系の特性が、位相誤差がない場合においても悪いのは、伝送路 2 の高域の振幅特性が著しく悪いためである。

5. む す び

本論文では、まず、復調用搬送波の定常位相誤差と実効 SN 比の関係式を導いた。このことにより、ビタビ識別器を含む單一チャネルのデータ通信系に関して位相誤差の影響を評価することが可能になった。そして、伝送速度が 12,000 bit/s の SSB-AM 伝送系について数値計算を行った結果、伝送特性に対する位相誤差の影響は、極めて大きいことが明らかになった。

本論文では、定常的な位相誤差の影響について論じたが、時間的変動を示す位相誤差の影響に関しても、計算機シミュレーションなどの手法を用いて検討する必要がある。又、復調用搬送波を発生する装置は、これまでにも幾つか知られているが、具体的にどのような装置が適切であるかという点についての検討が今後に残された重要な課題である。

終りに、数値計算には、北海道大学大型計算機センターを利用したこと付記する。

文 献

- (1) Forney, G.D.Jr. : "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference", IEEE Trans. Inf. Theory, IT-18, 3, p.363 (May 1972).
- (2) Falconer, D.D. and Magee, F.R.Jr. : "Adaptive channel memory truncation for maximum likelihood sequence estimation", Bell Syst. Tech.J., 52, 9, p.1541 (Nov. 1973).
- (3) Fredricsson, S.A. : "Optimum transmitting filter in digital PAM systems with a Viterbi detector", IEEE Trans. Inf. Theory, IT-20, 4, p.479 (July 1974).
- (4) Magee, F.R.Jr. : "A comparison of compromise Viterbi algorithm and standard equalization techniques over band-limited channels", IEEE Trans. Commun., COM-23, 3, p.361 (March 1975).
- (5) Falconer, D.D. and Magee, F.R.Jr. : "Evaluation of decision feedback equalization and Viterbi algorithm detection for voiceband data transmission - Part I ", IEEE Trans. Commun., COM-24, 10, p.1130 (Oct. 1976).
- (6) Falconer, D.D. and Magee, F.R.Jr. : "Evaluation of decision feedback equalization and Viterbi algorithm detection for voiceband data transmission - Part II ", IEEE Trans. Commun., COM-24, 11, p.1238 (Nov. 1976).
- (7) 小川, 仙石, 松本 : "Viterbi 識別器を含むデータ通信系の最適化", 信学技報, GS77-122 (1977-10).
- (8) Lucky, R.W., Salz, J. and Weldon, E.J.Jr. : "Principles of data communication", McGraw-Hill (1968).
- (9) Bennet, W.R. and Davy, J.R. : "Data transmission", McGraw-Hill (1965).
- (10) Papoulis, A. : "Probability, random variables and stochastic processes", McGraw-Hill Series in Systems Science, McGraw-Hill (1965).

付 錄

式(A.1)の導出

式(A.8)より、式(A.1)が得られる。

$$n_0^{(1)} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_m x_m \quad (\text{A.1})$$

但し、 A_m は式(A.2)で定義されている。

$$A_m \triangleq \int_{-\sqrt{2}T}^{\sqrt{2}T} \left\{ [F(f)H(f, \phi)G(f)]_{eq} - T \sum_{i=0}^{K-1} s_i e^{-j2\pi f_i T} \right\} \times e^{-j2\pi fmT} d f \quad (\text{A.2})$$

又、 $n_i^{(2)}$ は、伝送路雑音 $n'(t)$ の受信フィルタ出力であるから、式(A.3)が得られる。

$$n_0^{(2)} = \int_{-\infty}^{\infty} g(-\tau) n'(\tau) d\tau \quad (\text{A.3})$$

但し、 $g(t)$ は受信フィルタのインパルス応答を表している。 $\{n_i\}$ がアンサンブル平均0の定常確率過程であることから、 σ_n^2 は以下のように計算される。

$$\begin{aligned} \sigma_n^2 &= E\{(n_0^{(1)} + n_0^{(2)})^2\} \\ &= E\{(n_0^{(1)})^2\} + E\{(n_0^{(2)})^2\} + 2E\{n_0^{(1)} n_0^{(2)}\} \quad (\text{A.4}) \end{aligned}$$

更に、式(A.1), (A.3)を用いて、 $E\{n_0^{(1)} n_0^{(2)}\}$ を計算する。

$$\begin{aligned} E\{n_0^{(1)} n_0^{(2)}\} &= E\left\{ \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_m x_m \int_{-\infty}^{\infty} g(-\tau) n'(\tau) d\tau \right\} \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_m \int_{-\infty}^{\infty} g(-\tau) E\{x_m n'(\tau)\} d\tau \quad (\text{A.5}) \end{aligned}$$

2.で述べたように、 $\{x_m\}$ と $n'(\tau)$ はアンサンブル平均が0であり、且つ、互いに独立¹⁰であることから、式(A.6)が導かれる。

$$E\{x_m n'(\tau)\} = E\{x_m\} E\{n'(\tau)\} = 0 \quad (\text{A.6})$$

式(A.6)を式(A.5)に代入することにより、 $\{n_i^{(1)}\}$ と $\{n_i^{(2)}\}$ が直交していること、すなわち、式(A.7)が成立することが分かる。

$$E\{n_0^{(1)} n_0^{(2)}\} = 0 \quad (\text{A.7})$$

式(A.7)を式(A.4)に代入し、式(16), (17)を用いると式(15)が導かれる。

(昭和53年7月31日受付、12月4日再受付)