テレビジョン音声多重の占有周波数帯幅と新しいステレオ変調極性の測定法

正会員 長

凡[†],鈴木 建雄[†]

あらまし テレビ音声多重放送のスペクトル計算から、電波法で規定されている占有周波数帯幅の理論値を示し、機器設計に必要な、所要伝送帯幅にも言及した。また、FM-FM方式に特有のスペクトルの非対称性を利用して、簡単で、確実なステレオ変調極性の判定法を考案し、現行の複雑な測定法に代わる新たな方法として提起した。

1. ま え が き

テレビ音声多重の信号は、送信側でも受信側でも、帯域の制限をうける。その主な個所は、“STLの副搬送波用フィルター”、“放送機の帯域特性”、“CINダイプレクサー”“中継放送機の音声分離フィルター”、“受像機の音声トラップ”などである。

この伝送帯域の制限は、ひずみ、周波数振幅/位相特性、クロストーク、残留振幅変調雑音などの諸特性に影響するのは当然である。したがって帯域を充分確保することが望ましいのであるが、一方、テレビであるため、音声の下側には映像信号が存在し、あまり広すぎると映像によって音声妨害をうける現象と、逆に、CINダイプレクサーのように、音声帯域が広いと必然的に映像の帯域が狭められ音声映像を傷つける現象が付随するため、この伝送帯域を決めることは容易でない。ここでは、最小限どの位の帯域を確保すればよいかを検討するため、変調条件を変えてスペクトルを計算し、占有周波数帯域など、設計および保守のための検討資料を提供する。また、これらの計算結果から、正弦波で変調したときのスペクトルの非対称に着目した簡便なステレオ変調極性の判定法を考案したので、理論と実際の対比で提案する。

2. スペクトルの計算

2.1 変調の系統

テレビ音声多重の変調系統を図1に示す。計算に無関係なマトリックス、制限増幅器、低域濾波器は省略し、また副搬送波のFM変調器とBPFによる信号の遅延は零とし、受信側BPFのための主・副チャンネル信号間の遅延時間補償は1か所にまとめて考える。

2.2 計算の手法

変数および定数を次のように定義する。

主搬送波の角周波数	ω_a
主チャンネル信号の変調周波数	P_m
主チャンネル信号による主搬送波の最大周波数偏移	D_m
主チャンネル信号の副チャンネル信号に対する遅延時間	T
副チャンネル信号の副搬送波の角周波数	ω_s
副チャンネル信号の変調周波数	P_s
副チャンネル信号の最大周波数偏移	d_s
副チャンネル信号による主搬送波の最大周波数偏移

図1 音声多重の変調系統
Modulation flow of sound multiplexed TV.

[†] NHK 技術本部

“Occupied Bandwidth and New Method for Measuring Stereo Modulated Signal Polarity in TV Sound Multiplex” by Hiroshi Cho and Tateo Suzuki (NHK Engineering Headquarters, Tokyo)

移	D_s
制御チャンネル信号の副搬送波の角周波数	ω_q
制御チャンネル信号の変調周波数	P_q
制御チャンネル信号の振幅変調度	M
制御チャンネル信号による主搬送波の最大周波数	
偏移	D_q

主搬送波の瞬時角周波数 $\omega(t)$ は、

$$\begin{aligned}\omega(t) = & \omega_a + 2\pi D_m \cos\{2\pi P_m(t - T)\} \\ & + 2\pi D_s \cos\{\omega_s t + (d_s/P_s) \sin 2\pi P_s t\} \\ & + 2\pi \frac{D_q}{1+M} (1 + M \cos 2\pi P_q t) \cos \omega_q t\end{aligned}\quad (1)$$

と表せ、第1項は音声搬送波で、第2、第3、第4項はそれぞれ主・副・制御チャンネル信号による角周波数偏移である。第3項の副チャンネル信号はベッセル関数で次のように展開する。

$$\begin{aligned}\cos\{\omega_s t + (d_s/P_s) \sin 2\pi P_s t\} \\ = \sum_{n=-L}^{+L} J_n(d_s/P_s) \times \cos(\omega_s + 2\pi n P_s)t\end{aligned}\quad (2)$$

ただし $L = \text{int}(15.5 \times 10^3 / P_s)$

$$\left(\begin{array}{l} \text{BPFの帯域特性を}\pm 15.5\text{kHzと仮} \\ \text{定する。} \\ \text{int}(x)\text{は、}x\text{を超えない最大の整数} \end{array} \right)$$

したがって、瞬時位相 $\theta(t)$ は、

$$\begin{aligned}\theta(t) = & \int \omega(t) dt \\ = & \omega_a t + \frac{D_m}{P_m} (\cos 2\pi P_m T \cdot \sin 2\pi P_m t \\ & - \sin 2\pi P_m T \cdot \cos 2\pi P_m t) \\ & + 2\pi D_s \sum_{n=-L}^{+L} \left\{ J_n(d_s/P_s) \times \frac{\sin(\omega_s + 2\pi n P_s)t}{\omega_s + 2\pi n P_s} \right\} \\ & + \frac{2\pi D_q}{1+M} \left\{ \frac{\sin \omega_q t}{\omega_q} + \frac{M \sin(\omega_q + 2\pi P_q)t}{2(\omega_q + 2\pi P_q)} \right. \\ & \left. + \frac{M \sin(\omega_q - 2\pi P_q)t}{2(\omega_q - 2\pi P_q)} \right\}\end{aligned}\quad (3)$$

図2 複数波によるFM変調

Frequency modulation with composite signals.

(a) 計算によるスペクトラム Calculated spectrum.

(b) 実測によるスペクトラム Measure spectrum.

写真1 テレビ音声多重のスペクトラムの一例
An example of spectrum distribution.

となり、結局、変調された主搬送波 $e(t)$ は、

$$\begin{aligned}e(t) = & \cos \theta(t) = \cos(\omega_a t + \alpha \cos 2\pi P_m t \\ & + \sum_{n=1}^N \beta_n \sin 2\pi \gamma_n t)\end{aligned}\quad (4)$$

の形で表され、これは角周波数 ω_a のCW(連続波)を周波数 P_m で最大位相偏移 α の位相変調し、さらに周波数 $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n$, 最大位相偏移 $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n$ の位相変調を順次かけてゆくことであるから¹⁾、図2(b)によって順番に計算する。

変調波が $\sin$ の場合と $\cos$ の場合、それぞれ公式、

$$\begin{aligned}\cos(x + y \sin z) = & \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(y) \cos(x + nz) \\ \cos(x + y \cos z) = & J_0(y) \cos x \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(y) \{\cos(x + 2nz) \\ & + \cos(x - 2nz)\} \\ & - \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} J_{2n-1}(y) \{\sin(x + 2n-1z) \\ & + \sin(x - 2n-1z)\}\end{aligned}$$

……付録参照 (5)

により順次、正弦波の和の形に分解する。変調周波数の数が多いため、後段になるにしたがい計算量が増えてゆくが、次の制約をつけて計算した。

$T = 20 \mu s$, $\omega_s = 2\pi \times 31.5 \times 10^3$, $\omega_q = 2\pi \times 55 \times 10^3$, $P_q = 1 \times 10^3$, $M = 0.6$, $D_q = 2 \times 10^3$, P_m と P_s は1~15

表1 スペクトラムと占有周波数帯幅
Spectrum distribution and occupied bandwidth.

モ ー ド	モ ノ ホ ニ ッ ク		2 音 声		ス テ レ オ ホ ニ ッ ク			
	1kHz 100%	15kHz 100%	主) 1kHz 副)	主) 15kHz 副) 100%	L) 1kHz R) 100%同相	L) 1kHz R) 100% 逆相	L) 15kHz R) 100%同相	L) 15kHz R) 100%逆相
変調の条件	P_m (kHz)	1	15	15	1	—	15	—
	D_m (kHz)	25	25	25	25	0	25	0
	P_s (kHz)	—	1	15	—	1	—	15
	d_s (kHz)	—	10	10	0	10	0	10
	D_s (kHz)	—	15	15	20	20	20	20
計算結果	スペクトラム							
	占有周波数帯幅 (kHz)	+27) 54 -27)	+63.5) 110 -46.5)	+60.0) 121.5 -61.5)	+56.5) 113 -56.5)	+41.5) 83.5 -42.0)	+61.5) 123 -61.5)	+46.5) 93 -46.5)
実測結果	スペクトラム							
	占有周波数帯幅 (kHz)	+27.5) 54 -26.5)	+62.5) 107 -44.5)	+59.5) 118 -58.5)	+55.0) 109 -54.0)	+43.0) 83 -40.0)	+60.0) 118.5 -58.5)	+46.5) 91 -44.5)

kHz の 0.5 kHz おきの周波数で、スペクトルの強度が -80 dB 以下になれば、零とみなす。

2.3 計算の結果

写真 1 (a) は計算結果の例で、ステレオモードの 1 kHz, 100 %, 同相入力の場合を示し、(b) は同じ条件での実測スペクトルアナライザ写真を示す (a, b とも横軸 20 kHz/div, 縦軸: 10 dB/div, 無変調時のキャリヤレベルは最上線であり、以下特記なき写真はすべてこれに同じ)。精度良く一致していることがわかる。

3. 占有周波数帯幅と所要伝送帯幅

スペクトルの拡がり、変調モード (モノホニック, 2 音声, ステレオホニック), 変調周波数, 変調度で変化するので、それらをパラメーターにして計算する必要がある。

3.1 占有周波数帯幅

占有周波数帯幅は、電波法によって “その上限の周波数をこえて輻射され、およびその下限の周波数未満において輻射される平均電力が、それぞれ与えられた発射によって輻射される全平均電力の 0.5 % に等しい上限および下限の周波数帯幅をいう” と定義されている。したがって計算では、まずスペクトルの 2 乗総和が 1 になることを確認したうえ、計算した下限と上限の周波数から、それぞれ搬送波に向かって 2 乗和を求めてゆき、その値が 0.005 (0.5 %) になる周波数を求めればよい。表 1 に各モードの典型例とスペクトルの広い例の計算と実測結果を示す。スペクトルの拡がり、常識どおり変調周波数 15 kHz の場合が最大で、

モノホニック	90 kHz
2 音声	122 kHz
ステレオホニック	123 kHz

が正弦波による変調の場合の占有周波数帯幅であることが計算により裏付けられた。

以上は正弦波の場合であるが、実際のプログラムで変調したときの占有周波数帯幅は、スペクトルが静止しないので測定困難である。しかしスペクトルアナライザで観測していると、上記の正弦波によるスペクトルを上回ることはない、占有周波数帯幅を正弦波で評価するのは妥当であろう。

さて、電波法による占有周波数帯幅の許容値は “映像と音声を含めて 6 MHz” であり、音声搬送波から上側に 250 kHz 以下であればよいから、十分に余裕をもった変調方式であることがわかる。

3.2 伝送帯域幅

占有周波数帯幅は変調方式で決まり、しかも他局に

混信するかどうかなど、送信エネルギーの側面からみた送信系単独のものである。しかし、この信号をどのくらいの帯域特性で伝送すべきかは別の問題である。これは “ひずみ” や “クロストーク” など、送信～受信の系全体にわたる特性について総合的に検討したうえで決定すべきものである。一例として、ベースバンドの端で、伝送帯域の影響を最も受け易いと思われる制御信号の減衰を 0.5 dB 以下にするための CIN ダイプレクサーの帯域を、前述のスペクトル分解法を応用して計算してみた。結果は、1 dB 減衰帯域で ± 90 kHz 以上を必要とすることがわかった。表 1 をみても明らかのように、占有周波数帯幅の約 1.5 倍の ± 100 kHz でも、スペクトルは -40 dB を前後しており、特性の観点からは無視できないレベルである。

送信系の伝送帯域は、経験も加味していえば、 ± 100 kHz を 1 dB 以内を目標とすれば充分であろう。

4. ステレオ変調極性の測定法

テレビ音声多重は、FM-FM 方式であるため、コンポジット信号の極性が反転すると $(L+R)/2$ の主チャンネル信号は反転するが、副チャンネル信号は FM であるため、変調内容の $(L-R)/2$ は反転しないため、ステレオの L と R が入れ変わることになる。これ

(a) 左側信号のみ Left channel input

(b) 右側信号のみ Right channel input

図 3 ステレオの変調極性
Polarity of modulation (stereophonic mode).

図4 ステレオの変調極性の測定系統（現行）
Schematic diagram of measuring stereo-modulation polarity.

を防ぐため、郵政省告示によって主搬送波の瞬時周波数とコンポジット信号の極性は図3のように規定されている。この変調極性の測定は、直線検波器や復調器の復調極性に左右されないように、FM サイドバンドアナライザースペクトラムアナライザを用い、高周波のスペクトルで直接、判定する方法が採られている。

4.1 現行の測定法

測定系統は図4である。低周波発振器の出力をダイオードクリッパで正弦波を半波整流波形にひずませて、L 入力に入れる。まず副搬送波の変調を断にし、

(a) 分解能 1 kHz (正しい表示)
Band width 1 kHz. (Correct display)

(b) 分解能 3 kHz (誤った表示)
Band width 3 kHz. (Incorrect display)

写真2 “分解能”の調整により誤表示する例（副チャンネル 1 kHz, H: 10 kHz/div, V: L_{in}）
Incorrect display caused by adjustment of “band-width”.
(Sub channel 1 kHz, H: 10 kHz/div, V: L_{in})

主チャンネルのみで変調し、主搬送波周辺のスペクトルの形（右上り、また右下り）を観測し、次に、主チャンネルを断にし、副チャンネルのみで変調し、第1上側波周辺のスペクトルの形が、前の主搬送波周辺の形と同じであることを確認する方法である。しかしこの方法は、

- ・ダイオードのクリップ特性のあまき
- ・トランスやコンデンサによる直流分

クト

・プリエンファシス回路による波形ひずみなどにより、実際の変調器入力では、非対称が薄れ、測定上、

- ・変調周波数、変調度、分解能などの調整に熟練を要し、場合によっては、写真2のように、誤った極性を示すことがある。

- ・多重変調器内の信号入切を要し、操作や信頼度上の心配が伴う。

など、現場的に簡便な測定法の確立が望まれていた。

4.2 新しい測定法

図3で主搬送波の瞬時周波数とコンポジット信号の関係をみると、故意に変調入力をひずませなくても、上下非対称であることに着目し、L 入力のとときとR 入力のとときのスペクトルを計算し、実測結果と比較してみたのが写真3である（1 kHz, 50 %変調）。スペクトル分布は、L 入力のとときは上側が、R 入力のとときは下側が広いことがわかる。きわめて簡単な測定法である。定性的には図3で理解できる。つまり瞬時周波数の高いところに副搬送波の変化の早い密な部分があるL 入力では、周波数の高い（上側）方のスペクトルが広がっているのである。

しかし測定法としては、変調周波数、変調度を変えても、この関係が成立することを証明する必要がある。

まず左入力に周波数 P 、変調度 L の信号を入れた場合を考える。 $L/2$ の主チャンネル信号と、同振幅、同位相の $L/2$ で変調された副搬送波の副チャンネル信号とで主搬送波が変調されるのであるから、瞬時周波数は(1)式より、

$$\omega(t) = \omega_a + \pi D_m L \cos\{2\pi P(t - T)\} + 2\pi D_s \cos\left(\omega_s t + \frac{d_s L}{2P} \sin 2\pi P t\right) \quad (6)$$

ただし制御チャンネル信号は無視する。

$$\int \cos\left(\omega_s t + \frac{d_s L}{2P} \sin 2\pi P t\right) dt$$

(a) L入力(計算)
Left channel input (calculated).

(b) L入力(実測)
Left channel input (measured).

(c) R入力(計算)
Right channel input (calculated).

(d) R入力(実測)
Right channel input (measured).

写真3 ステレオモードのスペクトル
Spectrum distribution in stereo mode.

$$\doteq \frac{1}{\omega_s} \sin\left(\omega_s t + \frac{d_s L}{2P} \sin 2\pi P t\right) \quad (\because \omega_s \gg \pi d_s L)$$

であるから瞬時位相 $\theta(t)$ は、

$$\begin{aligned} \theta(t) = & \int \omega(t) dt \doteq \omega_a t \\ & + \frac{D_m L}{2P} \sin\{2\pi P(t - T)\} \\ & + \frac{2\pi D_s}{\omega_s} \sin\left\{\omega_s t + \frac{d_s L}{2P} \sin 2\pi P t\right\} \quad (7) \end{aligned}$$

変調された主搬送波は(5)式を使って、

$$\begin{aligned} \cos \theta(t) = & \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n\left(\frac{2\pi D_s}{\omega_s}\right) \cos\left\{\omega_a t \right. \\ & + \frac{D_m L}{2P} \sin 2\pi P(t - T) + n\left(\omega_s t \right. \\ & \left. \left. + \frac{d_s L}{2P} \sin 2\pi P t\right)\right\} \quad (8) \end{aligned}$$

ここで、搬送波と ω_s 上下第1側波帯群のみを取り出すと、

$$\begin{aligned} \text{搬送波: } & J_0\left(\frac{2\pi D_s}{\omega_s}\right) \cos\left\{\omega_a t + \frac{D_m L}{2P} \right. \\ & \left. \cdot \sin 2\pi P(t - T)\right\} \\ \text{第1側波帯群: } & \pm J_1\left(\frac{2\pi D_s}{\omega_s}\right) \cos\left\{(\omega_a \pm \omega_s)t \right. \\ & + \frac{D_m L}{2P} \sqrt{1 \pm 2 \frac{d_s}{D_m} \cos 2\pi P T + \left(\frac{d_s}{D_m}\right)^2} \\ & \left. \cdot \sin\left(2\pi P t - \tan^{-1} \frac{D_m \sin 2\pi P T}{D_m \cos 2\pi P T \pm d_s}\right)\right\} \quad (9) \end{aligned}$$

ただし $\pm$ は、上側、下側を示す。

(9)式から、搬送波の最大周波数偏移を D^0 、第1上下側波帯群の最大周波数偏移をそれぞれ D^+ 、 D^- とすると、

図5 上下第1側波帯の非対称性
Asymmetry of 1st side band.

$$\left. \begin{aligned} D^0 &= \frac{D_m L}{2} \\ D^+ &= \frac{D_m L}{2} \sqrt{1 + 2 \frac{d_s}{D_m} \cos 2\pi P T + \left(\frac{d_s}{D_m}\right)^2} \\ D^- &= \frac{D_m L}{2} \sqrt{1 - 2 \frac{d_s}{D_m} \cos 2\pi P T + \left(\frac{d_s}{D_m}\right)^2} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

$D_m = 25 \text{ kHz}$, $d_s = 10 \text{ kHz}$ として, 変調周波数 P と D^+/D^- の関係をグラフにすると変調度 L に関係なく図5のようになる. $T = 20 \mu\text{s}$ が 90° に相当する約 13 kHz で D^+ と D^- が等しくなる. 低周波から 7 kHz までは 1.5 倍以上の非対称性をもつことが証明された.

右入力の場合に大小関係が逆になるのも容易に理解できよう.

測定上の注意事項は,

- ・主搬送波と第1上下側波帯のスペクトルが重り合わないよう, 変調度を下げた方がよい.
- ・変調周波数は, スペクトルの本数を確保するためと $20 \mu\text{s}$ の影響をさけるため, 7 kHz 以下であればよいが, 低いほど見易くなる.

本測定法の長所は,

- ・スペクトルの幅の大小で判定でき, きわめて単純明快で, 測定エラーがない.
- ・変調器の中のスイッチ操作や, 半田ごてを必要としないので, 測定が簡単でしかも安全である.
- ・ダイオードクリッパーなど特別なネットワークを必要としない.
- ・変調周波数, 変調度, 分解能などの許容幅が広い.

などがあげられ, 現場的である. 新しい測定法として将来性を備えているものと考えてる.

5. む す び

テレビ音声多重のスペクトル解析から, 計算による占有周波数帯幅を導き, 電波法に充分余裕のあることを示し, さらに伝送設計に必要な所要帯幅についても検討し 200 kHz が1つの目安であることを導いた. また, スペクトルの拡がりて判定できる新しいステレオの変調極性判定法*を提案した. NHK では, この方法を現場用として採用しており好評をえている. 今後, 有用な測定法になりうるものと確信している.

なお, 実験や測定に全面的な御協力をいただいた横

溝優さんに感謝します.

(昭和57年3月6日受付, 昭和57年7月26日最終受付)

〔参 考 文 献〕

- 1) 副島: "FM 変調波のスペクトル計算", NHK 技研月報, 7, 12, pp. 21-26 (1964)

〈付 録〉

Jacobi の展開公式,

$$\cos(y \sin z) = J_0(y) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(y) \cos 2nz$$

$$\sin(y \sin z) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(y) \sin(2n-1)z$$

$$\cos(y \cos z) = J_0(y) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(y) \cos 2nz$$

$$\sin(x \cos z) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} J_{2n-1}(y) \cos(2n-1)z$$

を用いて

$$\cos(x + y \sin z) = \cos x \cos(y \sin z)$$

$$- \sin x \sin(y \sin z)$$

$$= \left\{ J_0(y) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(y) \cos 2nz \right\} \cos x$$

$$- \left\{ 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(y) \sin(2n-1)z \right\} \sin x$$

$$= J_0(y) \cos x + \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(y) \{ \cos(x + 2nz) + \cos(x - 2nz) \}$$

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(y) \{ \cos(x + 2n-1)z + (-1)^n \cos(x - 2n-1)z \}$$

$$\{ (-1)^n J_n(y) = J_{-n}(y) \text{ であるから} \}$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(y) \cos(x + nz)$$

$$\cos(x + y \cos z) = \cos x \cos(y \cos z)$$

$$- \sin x \sin(y \cos z)$$

$$= \left\{ J_0(y) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(y) \cos 2nz \right\} \cos x$$

$$- \left\{ 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} J_{2n-1}(y) \cos(2n-1)z \right\} \sin x$$

$$= J_0(y) \cos x$$

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(y) \{ \cos(x + 2nz) + \cos(x - 2nz) \}$$

$$- \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} J_{2n-1}(y) \{ \sin(x + 2n-1)z + \sin(x - 2n-1)z \}$$

* このステレオ変調極性の判定法については, 本論文と同趣旨の報告書が, 本論文投稿以前に, 北海道放送(株)から郵政大臣宛に提出されています.

**Occupied Bandwidth and New Method for Measuring
Stereo Modulated Signal Polarity
in TV Sound Multiplex**

by Hiroshi Cho, Tateo Suzuki

This paper deals with the occupied bandwidth for the transmission of TV sound multiplex and some technical consideration on the relationship between necessary bandwidth and Calculated result.

As a result, a new method has been found for detecting stereo-signal polarity.

The method is so simple and exact that only observing asymmetry in the spectrum distribution between upper and lower sidebands is required.

J. Inst. TV Engrs, Vol. 36, No. 11 (1982) 996~1002

**Signal Processing Circuit for Single-Chip
MOS Color Camera**

by Masaru Noda, Michio Masuda, Hiroaki Nabeyama

A new signal-processing system has been established, which gives high performance to the all solid-state color video camera with an MOS imager. Also, related large scale integrated circuits have been successfully developed.

The integrated integrating circuit suppresses fixed pattern noise down to one tenth. The skillfully-designed AGC system and γ -correction system, both integrated on a color-process chip, also reduce the noise. Complementary color filters used on the imager, double the signal picked up. All the above factors contribute to the excellent signal-to-noise ratio for the camera. The color reproduction error caused by γ -correction and color-temperature correction was reviewed. It has been found that a GRB- γ correcting system is able to remove color reproduction error.

By using these techniques and ICs, an all solid-state color camera has been successfully developed and put on the consumer market.

J. Inst. TV Engrs. of Japan, Vol. 36, No. 11 (1982) 1003~1009