

対数スペクトルの自己相関関数を用いた搬送波抑圧SSBの離調周波数の推定

金子信一郎[†] 鈴木 誠史[†] 島村 徹也[†]

Estimation of Mistuned Frequency for Suppressed-Carrier SSB by use of Auto-Correlation Function of Log-Spectrum

Shin'ichiro KANEKO[†], Jouji SUZUKI[†], and Tetsuya SHIMAMURA[†]

あらまし 単側波帯通信方式 (SSB) においてひずみのない信号を受信するには、搬送周波数と受信周波数を一致させる必要がある。しかし、搬送波抑圧 SSB 通信の場合は、搬送波がないために同期検波や自動周波数制御 (AFC = Automatic Frequency Control) が適用できない。周期性をもつ有声音は、受信周波数が離調していてもスペクトル上の調波構造が平行移動して受信される。ここで、受信信号のスペクトルの自己相関関数 (ACLOS) を計算すると、離調しても ACLOS は原音声の調波構造に対応する構造を有している。この点に着目し、受信した音声のスペクトルと ACLOS の相互相関関数を求め、その最初のピークを求めることにより離調周波数を推定する方法を提案する。SSB の変復調はデジタルシミュレーションにより行い、任意の離調周波数および耐雑音特性について本方式の有効性を確認する。その結果、搬送波抑圧 SSB 通信で高い精度の AFC を行うことが可能であることが確認できた。

キーワード 自己相関関数, 相互相関関数, ACLOS, 離調周波数, 搬送波抑圧 SSB

1. まえがき

音声などのアナログ信号の変調方式で、最も周波数占有帯域幅が狭く、電力の利用効率が高いのが、単側波帯通信方式—SSB (Single Side Band modulation) である [1]。SSB は現在、漁業無線などの専用通信、アマチュア無線で広く使われている。また短波放送も SSB に移行することが、1987 年の WRC-HFBC (放送業務に分配された短波帯の計画作成に関する世界無線主管庁会議) で決定された [2],[3]。我が国でも、その技術基準等が 1993 年 3 月の電気通信技術審議会でも答申された。

SSB の通信方式の中では、ベースバンドの音声信号のスペクトルをそのまま無線帯域に移動する搬送波抑圧 SSB が最も効率が良い。しかし、この方式では同期検波や自動周波数制御 (AFC = Automatic Frequency Control), 自動利得制御 (AGC = Automatic Gain Control) の手掛りとなる搬送波が残されてい

ないので、通常は搬送波の周波数 F_c と、受信機の受信周波数 F_r が異なる (離調する)。SSB 通信の場合これが受信音声のひずみとなり、自然性を損なう。この差を離調周波数 $\Delta F (= F_r - F_c)$ とする。図 1 は上側波帯の受信例で、 $\Delta F > 0$ のときは、音声スペクトルが周波数の高い方にシフトしている。特に、 ΔF が大きくなると了解性も悪化する [4],[5]。従って、高品質の音声を得ることが困難である。

但し短波放送では搬送波を一部残した低減搬送波方式を使用するので、同期検波、AFC や AGC も利用できる。また、搬送波を抑圧した場合は、受信側でその周波数を測定することが困難で、電波管理上でも課題になっている [6]。

本論文では、SSB の変復調過程の精密なデジタルシミュレーションを行うと共に、離調して復調した SSB 音声から、対数パワースペクトルとその自己相関関数 (AutoCorrelation function of LOf Spectrum 以下 ACLOS) を求め、ACLOS と対数パワースペクトルの相互相関関数を計算することにより、離調周波数 ΔF と送信周波数 (搬送波の周波数) F_c を測定する方法を提案する。本論文では 2. に従来の SSB 通信

[†] 埼玉大学工学部情報システム工学科, 浦和市
Department of Information and Computer Sciences, Saitama University, Urawa-shi, 338-8570 Japan

の AFC について説明し, 3. において提案法の基本原理を述べる. 4. で SSB 変復調の過程を示し, その結果を用いて提案法の有効性を 5. で示す. この結果は, 搬送波抑圧 SSB の AFC に寄与するものである.

2. 先行研究

2.1 SSB の受信とひずみ

搬送波抑圧方式の受信では, 搬送波と同じ周波数の信号を生成し, これと送信信号との積をとり, ベースバンド成分を取り出し, 復調して原音声信号を得る. マニュアルで同調をとると, 信号が常に変動しているため, かなり熟練した人でも, 誤差は 30 Hz 程度である [7]. また, 通常の送受信機で用いられる水晶発信器は, 送信機側と受信機側の温度特性の違いなどにより, ゆっくりと ΔF が変動するので, 同調をとり直す必要がある. 離調周波数と復調信号の周波数スペクトルの関係を図 1 に示す. ここでは, SSB は上側帯波であるとする. なお, ΔF とひずみの関係については, 多くの研究がなされている. ΔF が 30 Hz を超えると品質の低下が認識され [5], 200 Hz になると音節明りょう度も低下する [6]. これらで共通するのは, ΔF が負のときは正のときより品質が低下することである. 図 1 の例でも明らかなように, ΔF が負のときは音声スペクトルが低い周波数の方に移動し, 折り返した周波数成分が混入するためである.

2.2 ΔF の測定と AFC

電波管理上, 搬送波抑圧 SSB 信号の搬送波の周波数を測定する必要があり, 電波監理局で種々の実験を行った [6]. 本論文に關係する方式のシステム構成の例を図 2 に示す. この方式では, 受信機から中間周波出力を取り出して直線検波する. その結果, 有声音のときは基本周波数 F_0 とその高調波からなる信号が得られる. この信号と SSB として復調した信号とを, 狭帯域 BPF で分析し, 1:1 のリサージュ波形が得られるように同調をとる. リサージュ波形が得られるとき, 受信信号が調波構造をしているときで, 正しく受信されており, 送信周波数が容易に測定されるとしている. しかし, 振幅と F_0 が絶えず変動し, 雑音も存在する状態で同調をとることは相当困難であることが予想される. この方式では, 熟練すると標準偏差が 5 Hz 程度の精度で測定できると報告されている.

搬送波抑圧 SSB で AFC の必要性は論じられているが, AFC の研究は古く行われただけである [8], [9]. これらの研究では, 図 2 と同様に F_0 を求め, SSB 復

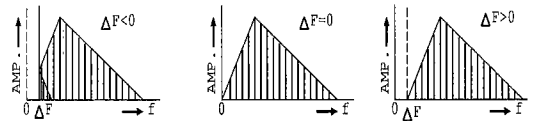


図 1 離調周波数と復調信号の周波数スペクトルの関係
Fig.1 The relation between received speech spectrum and ΔF . upper sideband is employed.

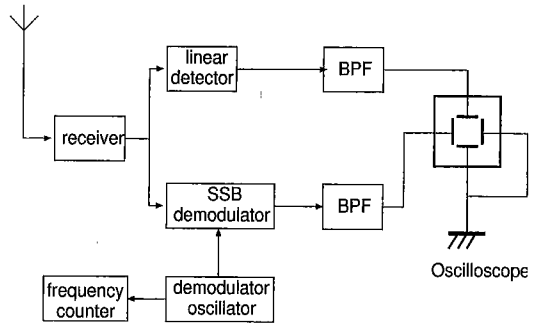


図 2 抑圧搬送波周波数測定装置 [6]
Fig.2 Carrier frequency measurement system [6].

調信号からの信号が F_0 と同様の調波構造をもつように制御して同調をとる. これらは, ハードウェアによる実験で, 高度な処理ではない. また 2 系統の検波回路を必要とする.

また, 有声音が調波構造をもつことと, デジタル信号処理を全面的に利用し, しかも新たな検波回路を設けずに ΔF を求める方法として, 受信信号のケプストラムを計算し基本周波数 F_0 を求め, この F_0 と受信信号のスペクトルの高調波から ΔF を求める方法 [12]~[15], [18] や, ケプストラムの位相が時間軸の左右で異なることを利用する方法 [19], を発表者の一部が提案している. 両者とも耐雑音性能に疑問があり性能の評価は行われていない.

3. 原理

原音声波形と $\Delta F = 50$ Hz のときの SSB 復調波形の例を図 3 に示す. 離調して受信した SSB の受信音声の波形は, 原波形が周期波であっても図 3(c) に示すように周期波にはならない. 従って自己相関関数や波形の特徴を使って F_0 を推定し, それをもとに ΔF の推定を行うことは困難である. 本論文では原音声の有声音の場合, スペクトル上で調波構造があることに着目し, ΔF の推定を行う. 離調して受信した音声信号のスペクトルは周波数軸上で離調周波数だけシフト

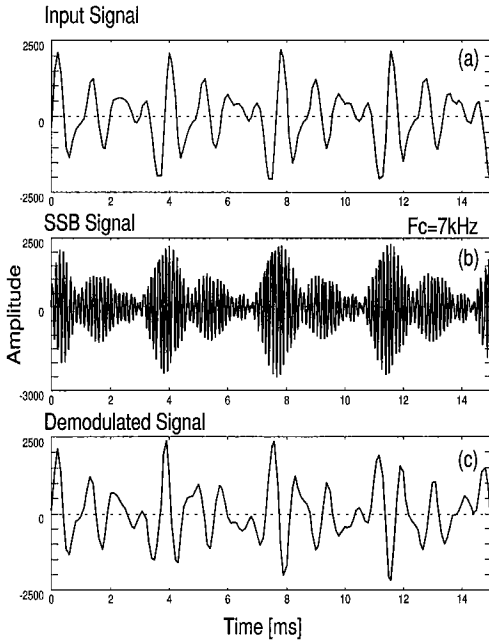


図3 変復調過程の波形 ($\Delta F = 50 \text{ Hz}$)

Fig.3 Waveform of modulated and demodulated signal of SSB. ($\Delta F = 50 \text{ Hz}$)

している。一方、そのスペクトルの自己相関関数は、シフトする前の原音声のスペクトルの調波構造に対応すると考えられる。そこで、この両者のスペクトル上での差、つまり ΔF を両者の相互相関関数を計算することにより求める。この方法は直接 F_0 を求める必要がなく、また自己相関関数と相互相関関数を用いることにより雑音などの影響を受けにくく、robustな抽出が期待できる。この方法では ΔF が $F_0/2$ 以上離れると、推定値がユニークではなくなるので実験では $|\Delta F| < \frac{F_0}{2}$ とする。しかし、通常のマニュアル受信では $|\Delta F|$ を 30 Hz 以内に設定できるので、 $|\Delta F|$ を $\frac{F_0}{2}$ 以下に保つことは容易である [7]。

4. 変復調過程のデジタルシミュレーション

本実験では、送受信の周波数を厳密に制御、測定するため、変復調の過程をデジタルシミュレーションにより行った。このときの実験の諸元を表 1 に示す。

4.1 変調系

SSB の変調方式には種々の方法があるが、本実験では移相法により変調を行った。図 4 にシミュレーションの過程を示す。実験では離散系だが、ここでは信号

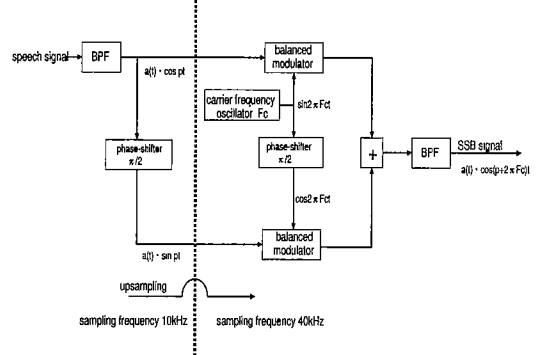


図4 抑圧搬送波 SSB の変調系

Fig.4 Modulation system of suppressed carrier SSB.

を連続系で示し、音声信号を $a(t) \cdot \cos pt$ 、搬送 (送信) 周波数を $\cos(2\pi F_c)t$ とする。 $a(t)$ は振幅であるが緩やかに変化するものとし、 p は角周波数を表している。実際の音声 (有声音) は多くの周波数成分から成り立つが、変復調系は線形の処理により行うので、ここでは簡単のため 1 周波数成分の信号で扱う。移相法では、音声信号および搬送波の位相を $\pi/2$ シフトした信号が必要である。音声信号は 39 次のヒルベルトフィルタを用い移相した。もとの音声信号を移相したものを $a(t) \cdot \sin pt$ とすると、平衡変調器を通った後の SSB 変調波 V_{SSB} は式 (1) で表せる。

$$V_{SSB} = a(t) \cdot \cos pt \cdot \cos 2\pi F_c t - a(t) \cdot \sin pt \cdot \sin 2\pi F_c t \quad (1)$$

式 (1) を整理すると、式 (2) が得られる。

$$V_{SSB} = a(t) \cdot \cos(p + 2\pi F_c)t \quad (2)$$

なお、この実験では F_c は 7 kHz としている。また、無線系は標本化周波数を 40 kHz で処理を行うため、音声信号に対して 4 倍のアップサンプリングを行っている。

4.2 復調系

SSB の復調の過程を図 5 に示す。復調は乗積検波で行う。復調の周波数を $F_r = F_c$ としたとき、乗積の結果は式 (3) で示すように、 V_{SSB} と $\cos 2\pi F_c t$ の積で表せる。

$$V_{SSB} \times \cos 2\pi F_c t = \frac{a(t)}{2} \cos(p + 2 \cdot 2\pi F_c)t + \frac{a(t)}{2} \cos pt \quad (3)$$

ここで音声帯域の信号を LPF で取り出すと $a(t) \cdot \cos pt$

表 1 実験の諸元
Table 1 Conditions of analysis.

Sample data (音声データ)	male, female voice (男声, 女声) 11000 ms
Sampling frequency of speech (音声標本化周波数)	10 kHz, (16 bit)
Sampling frequency of carrier (搬送波標本化周波数)	40 kHz
Carrier frequency (搬送波周波数)	7 kHz
Mistuned frequency (離調周波数) ΔF	-150 Hz~150 Hz
Window length (分析窓長)	256,512 pts., Hanning window
Calculating period (分析フレーム周期)	10 ms
Number of FFT pts. (FFT ポイント数)	2048
Added noise (付加雑音) (SN比)	White noise (∞ dB~-5 dB)

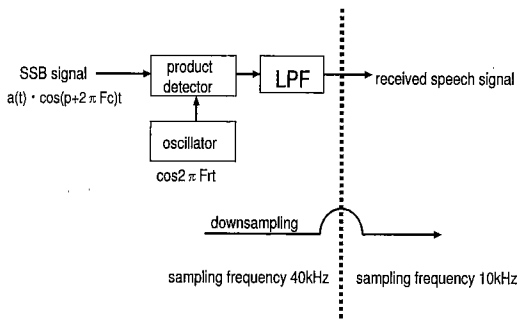


図 5 抑圧搬送波 SSB の復調系
Fig. 5 Demodulation system of suppressed carrier SSB.

が得られる。この過程で $\Delta F = F_r - F_c$ の離調があると、復調信号は $a(t) \cdot \cos(p + 2\pi\Delta F)t$ となる。

復調過程は、40 kHz の標本化周波数で一連の処理を行い、LPF で低域の周波数成分を取り出したあとで標本化周波数を 10 kHz にダウンサンプリングして、復調出力として用いる。

4.3 変復調の波形の例

$\Delta F = 50$ Hz のときの原音声波形、SSB 変復調波形の例を図 3 に示したが、各波形は本変復調系の各部の a. 原音声波形 (input signal), b. SSB の波形 (SSB signal), c. 復調後の波形 (demodulated signal) である。また、図 6 に対応する周波数スペクトルを示す。復調後の波形は周期波ではないが、周波数スペクトル上では周期性が保存されていることが確認できる。

5. 離調周波数の推定実験

5.1 離調周波数推定のアルゴリズム

SSB 信号の復調後の受信音声から ΔF を推定する過程を図 7 に示す。ここでの入力信号は、先に示した変復調のデジタルシミュレーションの出力波を用いる。Hanning 窓によって切り出された 512 点、あるいは 256 点の標本に、より細かい周波数分解能を

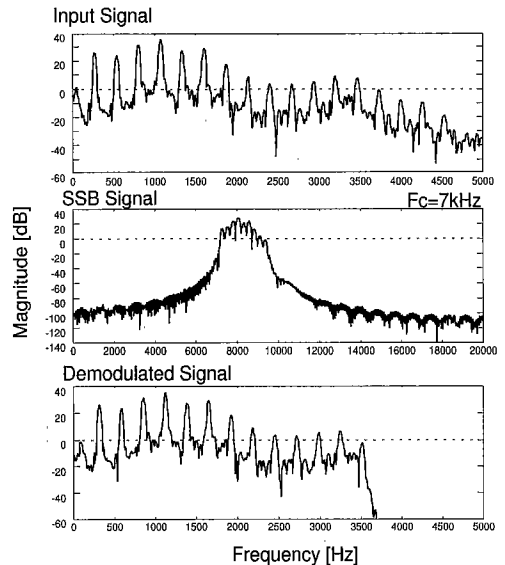


図 6 変復調過程のスペクトル ($\Delta F = 50$ Hz)
Fig. 6 Spectrum of modulated and demodulated signal. ($\Delta F = 50$ Hz)

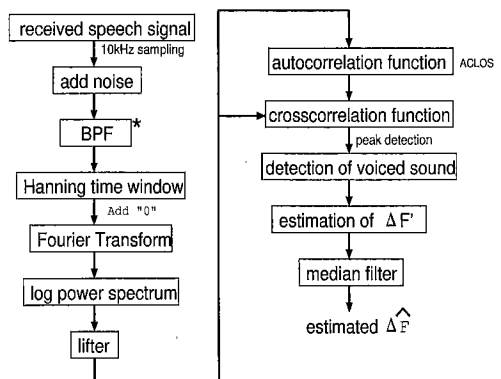


図 7 シミュレーションの流れ図
Fig. 7 Proposed procedures to speculate mistuned frequency.

得るために“0”を追加して 2048 点の FFT で周波数スペクトルを求める。従って周波数分解能は約 4.9 Hz ($\approx 10000/2048$) である。

次に、この周波数スペクトルの振幅を対数に変換する。すると受信音声がある音声のときは、対数スペクトル上で基本周波数を周期とする調波構造が観測される。受信が正しく行われず離調しているときは、スペクトルの調波構造が周波数軸上で離調した周波数分だけシフトしている。このときもとのオリジナル音声のスペクトルがあれば、そのスペクトルと、離調して受信した音声のスペクトルの相互相関関数のピークの周波数を求めることにより、離調周波数を推定することが可能である。しかし、実際の SSB 受信信号では離調して受信した場合、オリジナルの音声スペクトルは得られない。そこで、ACLOS が、たとえ離調して受信していても、もとの音声の調波構造に対応する周期波であることを利用する。まず対数スペクトル上のホルマントの影響を BPL (Band Pass Lifter) で取り除き ACLOS $A(k)$ と対数スペクトル $S(i)$ の相互相関関数 $C(j)$ を計算する。 $C(j)$ の $j = 0$ 軸に最も近いピークの周波数を推定離調周波数 $\Delta F'$ とする。式 (4) に $A(k)$ を示す。ここで、 i, j, k は 4.9 Hz ($\approx 10000/2048$) ごとに区切られた標本点を示し、式 (4) の M, K は有声音の調波構造が顕著に観測される周波数帯を考慮して 1500 Hz に相当する点を用いている。

$$A(k) = \frac{1}{M-k} \sum_{i=0}^{M-k-1} S(i) \cdot S(i+k)$$

$$k = 0, 1, \dots, K \tag{4}$$

また、 $A(k)$ と対数パワースペクトル $S(i)$ をもとにして式 (5) を求める。 $A(k)$ には nF_0 ($n = 0, 1, 2, \dots$) でピークが存在する。また、 $S(j)$ には、 $nF_0 + \Delta F$ ($n = 0, 1, 2, \dots$) でピークが存在する。この二つの関数の相互相関関数を式 (5) により求め ΔF の推定を行う。

$$C(j) = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} A(i) \cdot S(i+j)}{\sum_{i=0}^{N-1} \sqrt{A(i)^2 \cdot S(i)^2}}$$

$$j = \dots, -1, 0, 1, \dots \tag{5}$$

今回の実験では相互相関関数の j の範囲は、想定される音声の最大 F_0 の $\pm 1/2$ 程度の $-150 \sim 150$ Hz,

N は ACLOS の波形が比較的明確に現れる周波数帯域の 1000 Hz に相当する点を用いた。

5.2 定常有声音による評価

連続音声の実験に先立ち、母音についての実験を行った。図 8 に女声/a/についてその原音声と、80 Hz 離調して受信した復調音声信号の対数スペクトルを示す。図 8 で明らかのように SSB 離調音声信号のスペクトルは、離調した周波数だけ、周波数軸上で右にシフトしている。このシフトしたスペクトルの ACLOS を計算し、もとのスペクトルと並べてみる (図 9)。ACLOS は原音声の基本周波数を周期とする周期波になる。これは、周波数軸上で、原音声のスペクトルの調波構造に対応するものである。このとき、対数スペクトル $S(i)$ と ACLOS $A(k)$ の相互相関関数 $C(j)$ を求め、 $\Delta F'$ の推定を行うことができる (図 10)。 $C(j)$ の分母は $\Delta F'$ 判定の際、 $C(j)$ のピーク値 C_{max} を受信音声のパワーに関係なくほぼ一定に保つために正規化するものである (後述)。ここではおよそ $\Delta F' = 80$ Hz と推定できる。図 11 に ΔF が 80 Hz, 40 Hz, -40 Hz のときの女声/a/の ΔF の推定結果を示す。図 11 を見ると 10 Hz 程度の誤差は観測されるが、ほぼ ΔF の

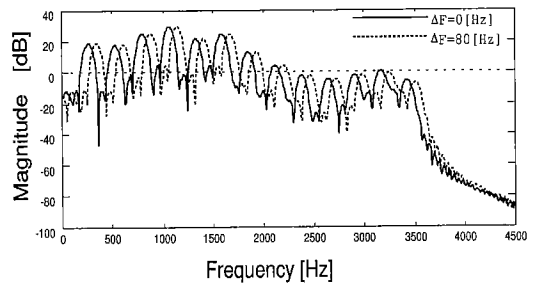


図 8 離調して受信した音声のスペクトル
Fig. 8 Voiced speech spectrum received with mistuning. (female voice /a/, $\Delta F = 0$ Hz and $\Delta F = 80$ Hz)

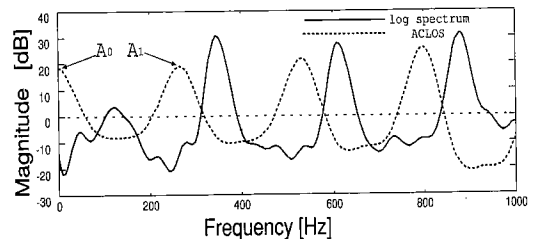


図 9 対数パワースペクトルと ACLOS
女声 (/a/) $\Delta F = 80$ Hz
Fig. 9 Log-power spectrum and its autocorrelation function. (female voice /a/, $\Delta F = 80$ Hz)

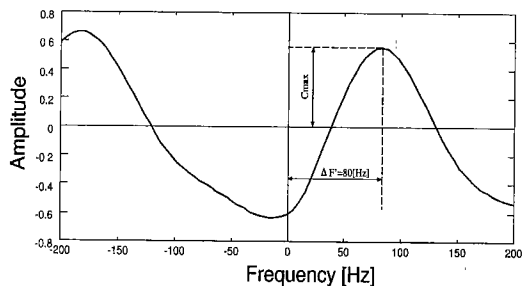


図10 ACLOSと対数パワースペクトルの相互相関関数
女声 (/a/) $\Delta F = 80$ Hz

Fig.10 Cross-correlation function of ACLOS and log-power spectrum. (female voice /a/, $\Delta F = 80$ Hz)

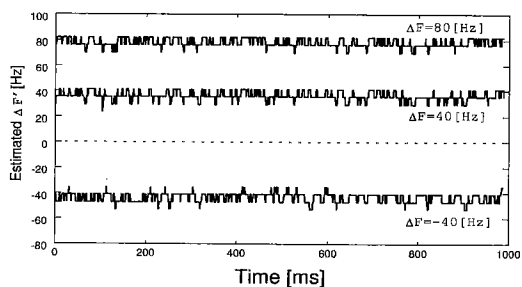


図11 提案法による ΔF の推定結果 女声 (/a/)

Fig.11 Results of proposed method. (female voice /a/)

推定に成功している。

5.3 有声音, 無声音の判別法

先に説明したように, 提案法では受信音声定常的な有声音であることを利用して ΔF の推定を行う。そのため通常の連続音声では, 受信音声有声音か無声音かを判別した上で ΔF の推定を行う必要がある。離調した有声音では, 自己相関関数法などの時間軸での処理では有声音か無声音かの判別はできない。そこで以下の二つの方法で判別した。

i. もし受信した音声信号が有声音の場合, そのスペクトルは調波構造 (若しくはそれがシフトしたもの) が観測されるはずである。調波構造が観測されれば, ACLOSの最初のピークの振幅 (A_1) と原点のときの振幅 (A_0) の比, A_1/A_0 が1に近づかずである。このとき受信音声信号が有声音である可能性が高いと判断する (図9参照)。

ii. 同様に受信した音声信号が有声音の場合, ACLOSと対数パワースペクトルの相互相関関数 $C(j)$ 式(5)のピークの値 C_{max} がある値以上の大きさをもっている。この値の大きさにより有声音, 無声音の

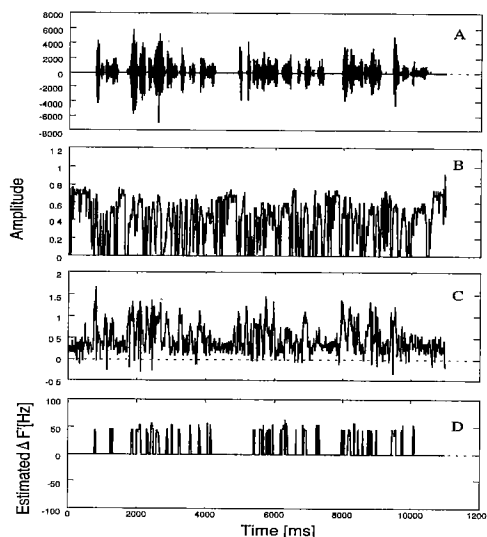


図12 提案法による ΔF の推定結果 女声 (連続音声)
 $\Delta F = 50$ Hz

- A. 離調して受信した音声
- B. A_1/A_0 の値
- C. C_{max} の値
- D. 推定された $\Delta F'$

Fig.12 Result with proposed method. (conversational speech) $\Delta F = 50$ Hz

- A. Received speech signal
- B. A_1/A_0 value
- C. $C(j)$'s peak value
- D. Estimated $\Delta F'$

判別を行う。

この二つの条件がともに満たされたとき, $\Delta F'$ の推定を行う。図12に女性話者の分析結果を示す。A: 受信音声波形, B: ACLOSでの A_1/A_0 の値, C: ACLOSと対数スペクトルの相互相関関数である $C(j)$ のピークの値, D: Bのしきい値を0.5, Cのしきい値を0.4としたとき, 推定された $\Delta F'$ の値である。

5.4 実用化に向けての ΔF の判別法

実際のSSB受信音声信号は200~3500 Hzの帯域制限が行われている。そこで図7の*に示すように, 受信音声にBPFを通す。推定された離調周波数 $\Delta F'$ は必ずしも定常的ではなく, F_c や F_r もゆっくりではあるが変動している。また雑音が付加されることもある。図13-DにSN比が0 dBのときの, 女性話者の会話音声から推定された $\Delta F'$ の値を示す。 ΔF の推定は10 msごとに行っている。図12, 図13を見るとわかるように, 音声信号の変動により, $\Delta F'$ の推定に失敗することがある。受信音声に雑音が付加されると, $\Delta F'$ の推定は更に困難なものになる。そこで有声音

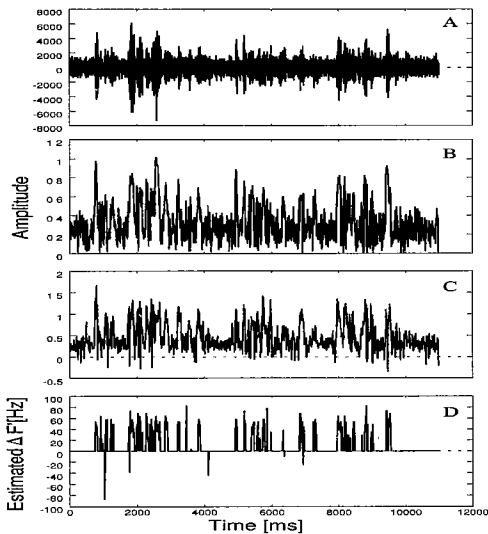


図 13 提案法による ΔF の推定結果 女声 (連続音声)
 $\Delta F = 50$ Hz, SNR = 0 dB
 A. 離調して受信した音声
 B. A_1/A_0 の値
 C. C^{max} の値
 D. 推定された $\Delta F'$

Fig. 13 Result with proposed method. (conversational speech) $\Delta F = 50$ Hz, SNR = 0 dB
 A. Received speech signal
 B. A_1/A_0 value
 C. $C^{(j)}$'s peak value
 D. Estimated $\Delta F'$

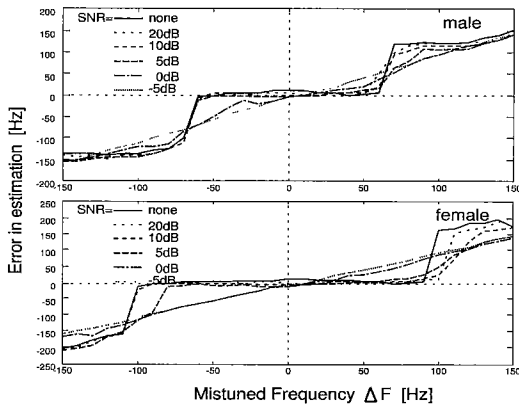


図 14 推定された $\Delta \hat{F}$ 上段男声, 下段女声 (窓長 512 点, 付加雑音 白色雑音)
 Fig. 14 Median value of $\Delta F'$ upper male, lower female. (window length 512 pts., white noise)

と判定された区間の $\Delta F'$ を適当な区間観測し, 得られた $\Delta F'$ の中央値 (メジアン) を新たな推定周波数 $\Delta \hat{F}$ とする. 図 14 の上段に男声, 下段に女声, 雑音

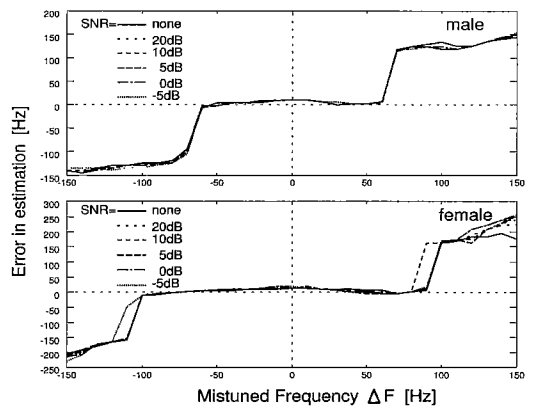


図 15 推定された $\Delta \hat{F}$ 上段男声, 下段女声 (窓長 512 点, 付加雑音 正弦波)
 Fig. 15 Median value of $\Delta F'$ upper male, lower female. (window length 512 pts., sine wave)

なしから SN 比 -5 dB まで, 提案法により推定した離調周波数 $\Delta \hat{F}$ の推定誤差 $\Delta F - \Delta \hat{F}$ を示す. ここでは $\Delta \hat{F}$ を求める標準区間長を 11s とした. 図 14 によると, 提案法は SN 比が 0 dB 付近まで ΔF の推定が可能であることがわかるが, 離調周波数 ΔF が男声で 50 Hz 女声で 90 Hz を超えるともはや正確な ΔF の推定はできなくなる. これらの周波数はおよそその音声の基本周波数 F_0 の半分の値に等しい. しかし, $|\Delta F| < F_0/2$ のときは, たとえ受信音声に雑音が付加されても, 10 Hz 程度の精度で ΔF の推定ができる.

一般の通信では, ビートの混信が生じることが多い. 従って受信音声に妨害波として正弦波が混入した場合も想定し, この場合について実験を行った. 実験では妨害正弦波の周波数を $F_c + 400$ Hz として, ΔF の推定を行った. このときの ΔF の推定結果を図 15 に示す. 図 15 によると白色雑音より耐雑音特性はよく, -5 dB 程度まで SN 比が低下しても ΔF の推定が可能である.

5.5 連続音声についての評価

今回の実験では音声サンプルとして男声話者 8 サンプル女声話者 8 サンプルを用いた. どのサンプルとも日本語 4 話者, 外国語として英語, 中国語, フランス語, ドイツ語を含んでいる. このとき, 言語による差は特に見出せなかった. また付加した雑音は白色雑音である.

$\Delta \hat{F}$ 抽出の際メジアンフィルタを通すが, この大きさを変えたときの抽出結果を表 2~表 4 に示す. 表 2

表2 $\Delta\hat{F}$ の抽出誤差 [Hz] と SN 比の関係 標本区間長 11 s
Table 2 Relation between error in estimation $\Delta\hat{F}$ [Hz] and SNR, sampling length (11 s).

SNR	8 male speaker samples (mean/standard deviation)		8 female speaker samples (mean/standard deviation)	
	256 pts.	512 pts.	256 pts.	512 pts.
noise free	8.39/7.98	4.11/2.94	7.35/4.84	6.80/4.68
20 dB	6.37/2.55	2.44/2.41	7.13/2.96	3.18/3.03
10 dB	5.24/2.59	2.57/8.89	6.33/8.07	2.89/4.21
5 dB	5.85/7.20	3.25/8.96	5.68/5.60	5.99/10.34
0 dB	9.79/11.71	5.90/8.91	13.63/18.53	21.34/25.44
-5 dB	21.00/16.63	15.45/15.14	31.89/26.46	40.54/30.07

表3 $\Delta\hat{F}$ の抽出誤差 [Hz] と SN 比の関係 標本数 20
Table 3 Relation between error in estimation $\Delta\hat{F}$ [Hz] and SNR, 20 sampling points.

SNR	8 male speaker samples (mean/standard deviation)		8 female speaker samples (mean/standard deviation)	
	256 pts.	512 pts.	256 pts.	512 pts.
noise free	8.61/15.17	5.91/11.43	13.61/29.99	18.80/40.04
20 dB	7.96/15.97	4.93/13.97	14.57/33.55	14.53/38.45
10 dB	7.50/11.71	4.93/14.07	13.02/31.91	14.19/36.48
5 dB	8.69/15.36	5.04/12.98	13.29/30.98	16.60/36.62
0 dB	15.02/17.57	8.78/14.63	21.60/32.76	27.41/36.69
-5 dB	23.68/18.36	18.72/18.42	40.31/33.56	46.01/33.37

表4 中央値をとらない $\Delta F'$ の抽出誤差 [Hz] と SN 比の関係
Table 4 Relation between error in estimation $\Delta F'$ [Hz] and SNR.

SNR	8 male speaker samples (mean/standard deviation)		8 female speaker samples (mean/standard deviation)	
	256 pts.	512 pts.	256 pts.	512 pts.
noise free	15.62/33.38	7.44/14.93	16.60/34.99	21.44/43.15
20 dB	15.83/33.90	8.817/20.73	18.31/38.19	19.31/42.55
10 dB	16.73/29.46	10.01/19.91	20.15/39.43	21.42/42.93
5 dB	19.57/28.50	11.53/20.04	24.42/41.68	25.45/43.90
0 dB	24.63/28.34	15.28/20.98	32.77/43.40	34.11/44.00
-5 dB	30.25/26.35	22.41/21.77	45.93/41.84	47.62/38.24

は標本区間長を 11 s としたときの $\Delta F'$ の中央値, 表 3 は $\Delta F'$ が 20 得られたときの中央値, 比較のため表 4 に得られた $\Delta F'$ の中央値をとらずに, 観測された値のみで計算したものを示す. また, 実際の連続音声では 51.2 ms (512 点) もの間定常であるとは考えにくいので, 25.6 ms (256 点) の時間窓で切り出したものの推定も行った. 窓長が長いほど誤差が少ないが, 特に SN 比の低い女声話者のときは必ずしも同じ傾向ではない. また, 分散は 256 点の方が小さい場合が多い. $\Delta\hat{F}$ の期待値を 10 Hz 以下とすれば, どちらの時間窓でも差し支えない. この表 2~表 4 からメジアンフィルタの区間長 (抽出される $\Delta F'$ の量) が大きいほど ΔF の抽出が安定してできることがわかる. そこで, 抽出精度を上げるためには, メジアンフィルタの標本数を多くとればよい. メジアンフィルタの標本数が大きくなると ΔF の抽出に時間がかかり逐次的な ΔF の抽出には向いていないが, 実際の SSB 通信では ΔF の変動は緩やかであるので, SN 比にもよるが, 区間

長 (標本数) を 10 s ほどにとっても問題はない.

6. むすび

SSB でひずみのない受信信号を得るには, 同期検波を行う必要がある. しかし, 搬送波抑圧 SSB 通信においては搬送波が存在しないので同期検波や AFC が利用できず, 離調周波数そのまま受信音声のひずみになる. この論文では, 原音声がある場合, 調波構造があることに注目し, 受信音声の対数パワースペクトルの自己相関関数 (ACLOS) と対数パワースペクトルの相互相関関数を求めることにより, 離調周波数を求める方法を提案した. 精密なデジタルシミュレーションによる検討の結果, 本方式は, 0 dB 程度までは誤差の範囲が 10 Hz 程度で離調周波数の推定ができることを確認した. 今後は実用の場を想定した, 厳密な実験, 評価が必要である. 例えば, フェージングのある場合についての $\Delta F'$ の求め方, $|\Delta F| > F_0/2$ のときについての判定方法の確立などが必要である.

また、実際のハードウェアによる実験を行い、本方式の有効性を確認したい。

謝辞 実験を進めるにあたって、適切な助言を頂いた同研究室の八嶋弘幸助教授、ならびに理工学研究科博士前期課程志村弦氏に深く感謝致します。

文 献

- [1] 鈴木誠史, 吉谷清澄, “通信方式としての SSB の変遷,” 通信総合研究所季報, vol.34, no.171, pp.83-99, Nov. 1988.
- [2] 郵政省, 放送業務に分配された短波帯の計画作成に関する世界無線主管庁会議 (WARC-HFBC) の最終文書 (1987年ジュネーブ), 1988.
- [3] 郵政省, 放送業務に分配された短波帯の計画作成に関する世界無線主管庁会議 (1987年ジュネーブ) 報告書, 1988.
- [4] 秋間 浩, 岡本裕允, 塩原 和, “SSB の周波数許容偏差について,” 電波研季報, vol.5, no.19, 1959.
- [5] 鶴岡 泰, 石上彦三, 中井泰一郎, “短波 SSB 電話の同期ひずみと AFC 必要性の検討,” 信学誌, vol.45, no.9, pp.1216-1221, 1962.
- [6] 電波管理局技術調査課, “単一通信路における抑圧搬送波無線電話の周波数測定精度に関する調査, SSB 電波の周波数測定精度に関する調査,” 調査報告 277 号, 1973.
- [7] O.G. Villard, “Sideband-operated automatic frequency control of suppressed-carrier SSB voiced signal,” IEEE Trans., vol.COM19, no.6, pp.729-733, 1971.
- [8] J.V. Hanson and R.V. Wilson, “Automatic Frequency Control for SSB Speech Reception,” Speech Com. Conf., Cambridge, J7, pp.376-379, 1967.
- [9] 鈴木誠史, “SSB 自動同調方式,” 特開昭 61-292411, 1986.
- [10] 鈴木誠史, “SSB 送信周波数測定方式,” 特開昭 61-186037, 1986.
- [11] A.M. Noll, “Cepstrum pitch determination,” Jour. Acoust. Soc. Amer., vol.41, no.2, pp.293-309, 1967.
- [12] 小川 剛, 鈴木誠史, 八嶋弘幸, “ケプストラムを用いた搬送波抑圧 SSB 信号の自動同調のための予備実験,” 信学 '92 春大, B-394.
- [13] 小川 剛, 鈴木誠史, 八嶋弘幸, “SSB 通信で離調して受信した音声からの基本周波数と離調周波数の推定,” 音響学会講演論文集, 3-2-10, March 1992.
- [14] 鈴木誠史, 小川 剛, 八嶋弘幸, “搬送波抑圧 SSB 受信音声信号から離調周波数を推定する,” 信学技報, CS92-28, 1992.
- [15] 鈴木誠史, 山形雄二, 島村徹也, 八嶋弘幸, “搬送波抑圧 SSB の受信音声を利用した送信周波数の推定,” 信学技報, CS93-60, RCS93-38, SST93-17, June 1993.
- [16] 金子信一郎, 鈴木誠史, 島村徹也, “対数パワースペクトルの自己相関関数 (ACLOS) を利用した搬送波抑圧 SSB 信号の離調周波数の推定,” 音響学会講演論文集, 3-4-4, Sept. 1996.
- [17] 金子信一郎, 鈴木誠史, 島村徹也, “ACLOS を利用した搬送波抑圧 SSB 信号の離調周波数の推定—耐雑音特性についての評価,” 音響学会講演論文集, 1-Q-9, March 1997.
- [18] J. Suzuki, T. Shimamura, and H. Yashima, “Estimation of mistuned frequency from received voice signal in suppressed carrier SSB,” IEEE GLOBECOM 30.5, pp.1045-

1049, Dec. 1994.

- [19] J. Suzuki, Y. Hara, and T. Shimamura, “Improvement in the quality of speech received at suppressed carrier SSB,” IEEE GLOBECOM 46.7, pp.1615-1618, Nov. 1995.
- [20] 國枝伸行, 島村徹也, 鈴木誠史, “対数スペクトルの自己相関関数を利用したピッチ抽出法,” 信学論 (A), vol.J80-A, no.3, pp.435-443, March 1997.

(平成 9 年 9 月 5 日受付, 10 年 1 月 12 日再受付)



金子信一郎 (学生員)

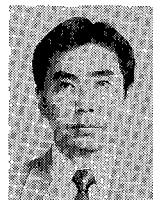
平 7 埼玉大・工・情報卒。現在, 同大学院理工学研究科情報工学専攻在学中。学部生時に対数パワースペクトルの自己相関関数による pitch 抽出の抽出精度について研究を行う。主に音声の研究に従事。日本音響学会会員。



鈴木 誠史 (正員)

昭 30 東工大・工・電気卒。同年郵政省電波研究所 (現, 通信総合研究所) 入所。昭 42 同通信機器部音声研究室長, 昭 57 同情報処理部長, 昭 60 同総合通信部長, 昭 63 通信総合研究所長。平 1 埼玉大・工・教授, 現在に至る。昭 41~42 MIT 客員研究員。

この間, 音声合成, 音声認識, 通信品質の改善, 音声伝送方式などの音声情報処理, 通信システムの研究に従事。工博。アメリカ音響学会, 日本音響学会, 映像情報メディア学会, 情報処理学会, IEEE 各会員。



島村 徹也 (正員)

昭 61 慶大・理工・電気卒。平 3 同大学院博士課程了。工博。同年埼玉大・工・情報助手, 現在に至る。この間, 平 7 ラフバラ大学, 平 8 ペルファーストクイーンズ大学 (ともに連合王国) 客員研究員。スペクトル解析および適応信号処理に関する研究に従事。計測自動制御学会, システム制御情報学会, 日本音響学会, IEEE, EURASIP 各会員。