

解 説

通信方式としての SSB の変遷

鈴木 誠史*1 吉谷 清澄*2

(昭和62年12月22日受理)

SINGLE SIDE-BAND COMMUNICATIONS AS OLD AND
NEW TRANSMISSION TECHNIQUES

By

Jouji SUZUKI and Kiyosumi YOSHIYA

The single-sideband communication system is not a new concept in communication field. In fact, transoceanic telephony has employed the SSB system for sixty years. SSB has contributed to long term service of maritime communication, amateur service and multi-channel transmission of telephone circuits.

The advantages of SSB are reduced size and weight of equipment, low power consumption and reduced spectrum occupancy. On the other hand, it is very difficult to employ AFC and AGC to achieve stable communication in the case of the suppressed carrier SSB. Many modified SSB systems have been developed to overcome these disadvantages and to achieve more stable and efficient communication.

Recently the role of SSB in communication systems has lost significance because of progress in satellite communication, optical fiber development, and the advances in modulation techniques. A new trend, however, is evident in the utilization of SSB systems. A transition schedule of HF broadcasts from AM to SSB after 1990 was authorized by WARC-HFBC in 1987. Modified SSB systems are tested in VHF, UHF and L band as mobile communication systems. Digital transmission by SSB has been proposed and is being tested. SSB technology is old but modified SSB systems are capable of exploiting new communication fields.

This article reviews and summarizes old and new SSB systems systematically from the communication system perspective, and comments on the future of SSB systems.

1. ま え が き

単側波帯通信方式 SSB は、周波数の占有帯域幅が狭く、電力も経済的な通信方式である。その歴史は古く、1895年の Marconi の無線電信の実験から20年たったころ、Carson の特許が出されている⁽¹⁾。AT & T (アメリカ電話電信会社) により 57 kHz 帯で SSB の大西洋横断実験が行われたのは、1923年のことである⁽²⁾。1920年代の末には、短波の実験が始まり、1930年代後半から

第2次世界大戦のころにかけて、SSB は大陸間の通信の手段として定着し、短波通信の中心的地位を占めるようになった。戦後の通信技術の発達は著しく、いろいろな分野への適用も検討された。1956年の IRE の Proceedings は、SSB の特集号に約30編の論文を掲載し、当時の関連技術と動向をとりまとめている⁽³⁾。

我が国では、短波による国際電話回線について、昭和33年末から海上移動通信(漁業無線)の SSB 化が始まったが、マイクロ波多重回線などとともに、SSB は電気通信の中で重要な地位を占めてきた。

近年は、衛星通信、光通信の発達や通信のデジタル

*1 総合研究官

*2 通信技術部 音声研究室

化のために SSB の比重は小さくなった。しかし、周波数の有効利用、電力の経済性などの点から見直されている。例えば、1987年の WARC-HFBC (放送業務に分配された短波帯の計画に関する世界無線主管庁会議) では、短波放送の AM から SSB への移行スケジュール (1991年から設置する送信機は SSB 送信も可能とし、2016年から DSB の発射を停止する。ただし、2000年以前に開催される WARC-HFBC でスケジュールを見直す。) を決定した^{(4), (5)}。また、VHF, UHF 帯の移動通信への適用が広く検討され⁽⁶⁾、さらに、SSB によるデジタル移動通信方式も提案されるなど、新しい時代を迎えようとしている。

通信総合研究所も SSB にはいろいろと関わりをもってきた。昭和30年代には、SSB を移動通信に使うための基礎資料を得るため、隣接チャネル妨害⁽⁷⁾や、離調と通話品質の関係⁽⁸⁾について研究を行った。また、高能率伝送方式としての Clipped SSB 実験⁽⁹⁾や音声基本周波数抽出実験⁽¹⁰⁾なども手掛けた。昭和40年代から50年代にかけては、VHF 帯の移動通信を対象とした LINCOMPEX の研究開発を精力的に行っている^{(11), (12)}。最近では、昭和62年8月に打ち上げられた技術試験衛星V型 (ETS-V) を使い、1.5 GHz 帯で ACSSB による陸上移動通信の実験を企画している⁽¹³⁾。

能率のよいアナログ伝送方式としての SSB は、それぞれの時代の技術とニーズを背景に研究開発が行われ、その一部は実用化されてきた。その基本的な発想は古いものであるが、いろいろな経緯をたどって放送、移動通信、デジタル通信の各分野でまた新しい展開をしようとしている。この間の数多くの関連する方式や技術の流れは非常に興味深いものであり、他の方式の研究や方向付けにも役立つものと思われる。本稿では、SSB とその関連技術、応用技術の系譜をとりまとめ、問題点を整理するとともに、近い将来に実用化が期待される RZ SSB について紹介する。

2. SSB 通信方式の種類と特徴

2.1 基本的 SSB 通信方式

2.1.1 抑圧搬送波方式

入力信号を AM 変調すると、搬送波とその上下に対

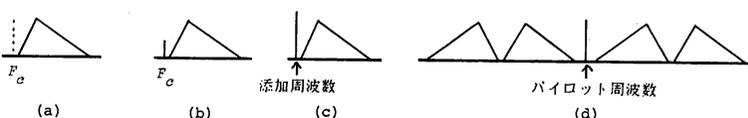
称な側帯波を生じる。情報の伝送は、この内の一方の側帯波のみで可能である。上側帯波のみを伝送する場合の周波数スペクトル (音声のスペクトルを想定) を第1図 (a)に示す。この場合は、音声のスペクトルを搬送周波数 F_c だけシフトしたことに相当する。また、抑圧搬送波 SSB の送信機と受信機の基本的構成を第2図に示す。なお、SSB 変調器は、通常、リング変調器と不要な側帯波を除去するフィルタで構成する。

一方、受信に際しては、乗積検波器で受信波と正弦波 (周波数 F_r) との積を得、LPF によって音声信号だけをとりだす。

300~3400 Hz の音声の伝送を行うとき、DSB では 6.8 kHz の帯域幅が必要である。しかし、抑圧搬送波 SSB では 3.1 kHz となり、所要帯域幅は 1/2 以下になる。その結果、選択性フェージングの影響が小さい、送信電力が少なくすむ (DSB に比べ、9 dB 程度小さい) などの利点を生じるが、一方、次のような問題点もある。

- (A) 受信搬送周波数 F_r を送信搬送周波数 F_c に一致させる (同調させる、同期をとる) 必要がある。離調すると通話品質が劣化する。
- (B) 搬送波がないため、AFC をかけることは困難である。
- (C) 同様に、AGC もかけられない。
- (D) 電力増幅に直線増幅器を必要とする。

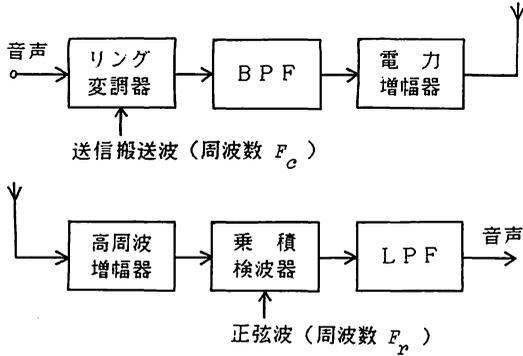
漁業無線の交信などでよく耳にするのは、(A)の離調によるひずみ (同期ひずみともいう) である^{(8), (14)~(16)}。離調の正負と復調後のスペクトル (有声音とする) の関係を、模式的に第3図に示す。離調周波数 $\Delta F (=F_c - F_r)$ 、ただし、上側帯波の SSB とする) と5段階のオピニオンテストによる主観評価値との関係を第4図に示す⁽⁸⁾。 ΔF が 20 Hz 程度までは、ひずみも検知できないが、200 Hz に達すると品質の劣化は大きい。ただし、第5図に示した ΔF と音節明りょう度の関係⁽¹⁶⁾によると、この場合でも、音節明りょう度は 90% 以上で、通話は確保される。なお、通話品質は ΔF の正負に関して対称ではなく、通常、負の方が品質が悪い。これは、第3図に示すように、低い周波数帯域に音声の低周波成分と F_r とのビートが生じることに起因する。第4図で f_c



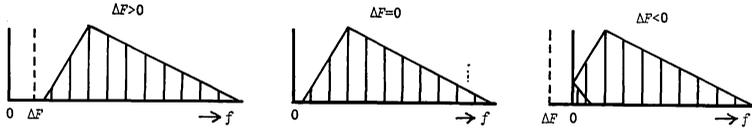
第1図 各種の SSB 方式のスペクトル ((a)~(c)は上側帯波の場合)

- (a) 抑圧搬送波 SSB
- (b) 低減搬送波 SSB
- (c) 添加搬送波 SSB
- (d) 独立搬送波 SSB

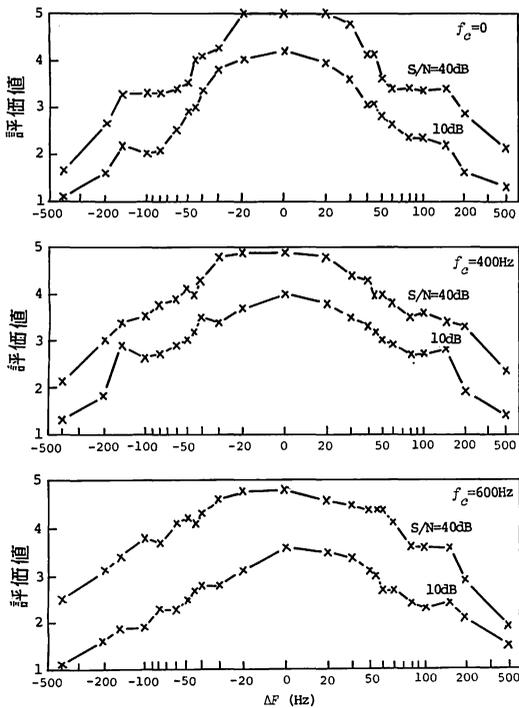
は復調後の音声処理する高域通過フィルタの遮断周波数を示す。 ΔF が負の場合に、高域通過フィルタの挿入



第2図 抑圧搬送波 SSB の送受信機の基本的構成



第3図 離調の周波数 $\Delta F (=F_c - F_r)$ と復調後のスペクトルの関係

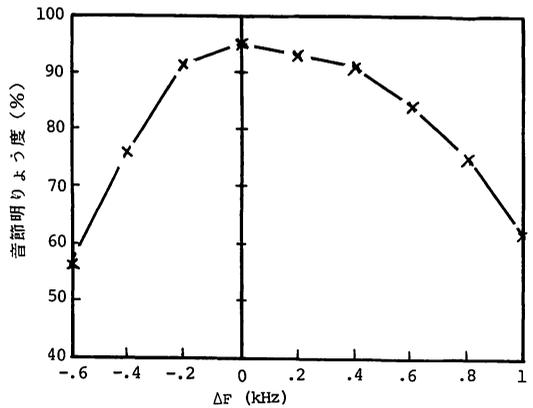


第4図 受信音声の品質と ΔF との関係 (航空管制用の英語を対象とし、8名の評価者について行った実験の結果。 f_c は復調器の後に挿入された高域フィルタの遮断周波数。重畳された雑音は白色雑音。)⁽⁸⁾

による品質改善の効果 (ビートによるひずみ除去) が認められる。なお、 f_c は 400 Hz 前後が適当と考えられている。

抑圧搬送波方式では搬送波が存在しないため、通常の方法では AFC, AGC がかけられず、安定した受信は困難である。また、受信側で搬送波の周波数を正確に測定することも難しい。これに関していくつかの提案や実験^{(17)~(25)}があるのでこれらを付録1で紹介する。

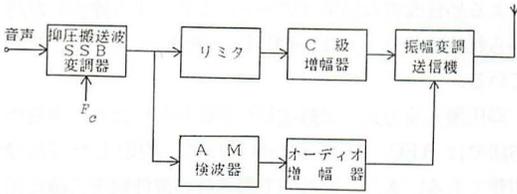
ところで、抑圧搬送波方式の問題点を避けるため、いくつかの方式が用いられてきた。(i)伝送帯域幅は広がるが、低レベルの搬送波を残して AFC, AGC をかけやすくした低減搬送波方式、(ii)AFC の不要な AM 検波で受信できるように、特殊な搬送波を加える添加搬送波方式、(iii)搬送波周波数とは無関係なパイロット周波数



第5図 ΔF と音節明りょう度との関係⁽¹⁶⁾

を加え、これを手掛かりに抑圧搬送波 SSB の復調を行う独立搬送波方式 (主に多重化するときを使う) などがある。これらについては、2.1.2~2.1.4で述べる。

また、(D)に関連して、AM の送信機を SSB と共用して能率よく使うための実験が Kahn によって行われた^{(26), (27)}。この方式を第6図に示す。抑圧搬送波の SSB の波形を振幅包絡線成分と位相 (周波数) 成分に分離し、位相成分を定振幅化した後、終段で分離した振幅包絡線成分で振幅変調を行い、SSB 波を得る。この方式は、その後開発された Compatible SSB⁽²⁸⁾ に大きな影響を与えた。

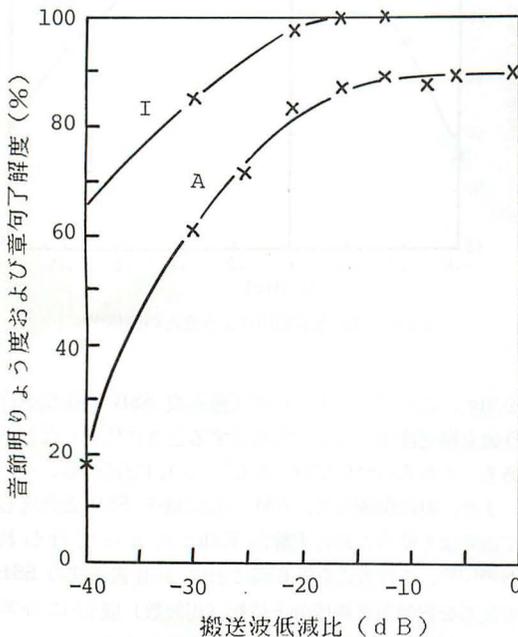


第6図 C級電力増幅器を使う抑圧搬送波 SSB の送信機⁽²⁶⁾

2.1.2 低減搬送波方式

側帯波のピーク電力を基準にして、通常は $-10 \sim -20$ dB 低いレベルの搬送波を送信する SSB である。抑圧搬送波の SSB に比べ、帯域幅は広がるが、送信電力はほとんど変わらない。そのスペクトルを第1図(b)に示す。この方式では、AFC や AGC をかけることができるので、通話品質を高めることができる。

HFBC の SSB 化に際しては、当初は -6 dB の低減搬送波の SSB で行い、AM の受信機でも受信可能とし、SSB の受信機がある程度普及してから搬送波のレベルを -12 dB にするとのことである⁽⁴⁾。なお、抑圧搬送波の SSB を直線検波したときの評価実験を当所でも行っているため、その結果を第7図に示す⁽²⁹⁾。搬送波低減比が -15 dB 程度以上なら、音節明りょう度は約 90% ある。しかし、5段階のオピニオンテストを行った結果によると、“良好(4以上)”となるためには、搬



第7図 SSB 信号を AM 検波したときの音節明りょう度及び章句了解度と搬送波低減比との関係 (雑音がないときの試験結果で、曲線Aは音節明りょう度、Iは章句了解度)⁽²⁹⁾

送波のレベルは -6 dB 以上必要であった。したがって、WARC-HFBC の方針は妥当と考えられる。ただし、“放送”，あるいは、音楽などを含んだ通信では、品質的に問題があると考えられる。

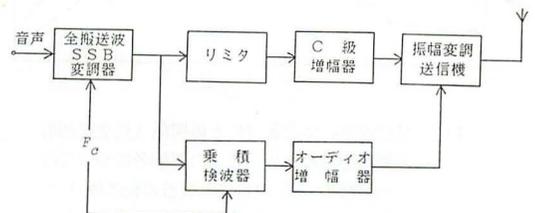
2.1.3 添加搬送波方式

本方式では、本来の搬送波のかわりに特殊な波形信号を用いる。その結果、通常の AM 受信機で受信してもひずみの少ない音声を得ることを目的とする。DSB との両立性のある SSB ということでも Compatible SSB (CSSB) とよばれる。そのスペクトルを第1図(c)に示す。

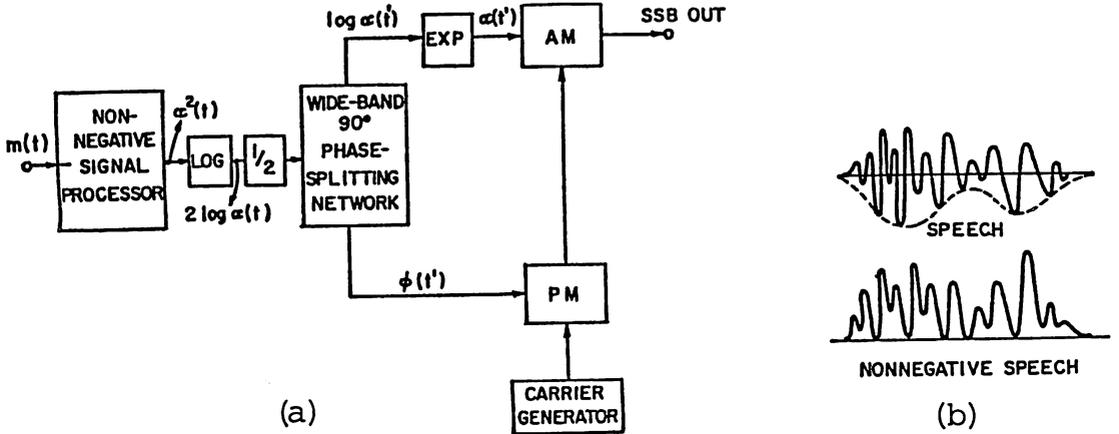
Kahn は、この分野での研究開発を精力的に行った。その基本的構成を第8図に示す(第6図の方式の構成に類似している)^{(28),(30)}。ここでは、まず、搬送波を残した SSB 変調を行う。これを SSB 復調して再び音声波形を得る。一方、SSB 波の振幅を一定にして PM 波とし、これを搬送波とみなして、復調した音声波形で振幅変調を行う。その結果、不要側帯波のレベルは -30 dB 以下であり、直線検波した場合のひずみも小さいとしている。Kahn はこの方式の原理については定性的な説明しか行っていない。Costas の解析⁽³¹⁾によると、90% 変調まで可能で、そのときのひずみ率は約 3% になる。Kahn は PM 波の変調度を高めた改良型を提案しているが、これによると 100% 変調が可能で、ひずみも 2.4% 程度に過ぎないとしている^{(30),(32)}。なお、この CSSB は、西独の VOA 放送をはじめとして、米国内の数多くの局で使われた。

音声波を正の信号だけの波形に変形し、解析信号の手法をとり入れた自乗則 SSB 方式が提案され⁽³³⁾、実験が行われた^{(34),(35)}。その構成等を第9図に示す。この方式は、受信に際して自乗則の検波特性を必要とし、直線検波器ではややひずみが多いので、両立性では Kahn の方式に一步譲る。不要側帯波は -25 dB、ひずみ率は 2.5% 程度とのことである⁽³⁴⁾。

CSSB についての総合的な解析が Logan らによって行われている⁽³⁶⁾。単側帯波と直線検波は矛盾する基本原理であり、どの程度のひずみを利用者が許容するかによって、CSSB の評価は定まると考えられる。



第8図 Kahn の CSSB 送信機の基本的構成⁽²⁸⁾



第9図 (a)：自乗則 SSB 方式の構成と(b)：正符号のみの音声波形の生成⁽³⁴⁾

CSSB には、抑圧搬送波方式のような同期はずみはない。そのため、周波数利用効率のよい方法として、移動通信でもこれを利用できると考えられるが、そのような実験の報告例は見出せなかった。

ところで、Kahn は第10図のようなステレオ AM 方式を提案した⁽³⁷⁾。L (左側)+R (右側) 信号を振幅成分に、L-R 信号を位相成分として振幅変調を行っている。両成分を $\pi/2$ ずらすこと、位相成分を2倍に増強するなどの操作が入るが、基本的には CSSB と同じ発想である。なお、この方式は、搬送波は特殊であるが、L成分が下側帯波、R成分が上側帯波の、独立側帯波の SSB (ISSB) とみることができる。米国の FCC (連邦通信委員会) は、1982年にステレオ AM 方式として五つの方式を認可したが、これはその中の一つである⁽³⁸⁾。各方式の普及は市場原理にまかされたが、この方式と米国 Motorola の方式とが生き残っている⁽³⁹⁾。

なお、Clipped SSB にも密接に関係するが、音声の振幅包絡線成分と位相 (周波数) 成分の関係については、他にも多くの人の解析や論争がある^{(40)~(43)}。

2.1.4 独立側帯方式

多重化方式のとき、各チャネルの信号についてそれぞれ抑圧搬送波の SSB を行い、一定の周波数間隔に配列する。これらに各チャネルの搬送波とは独立のパイロツ

ト周波数を加えて送信する。受信側では、このパイロツト周波数を基準に各チャネルの同期をとる。この方式が独立側帯波方式 (ISSB, Independent SSB) である。電話の多重化方式としては、3600回線の SSB-FM 方式まであったが、最近は PCM にかわっている。なお、短波の固定回線では、最大4チャネルの ISSB 方式の規格が CCIR (国際無線通信諮問委員会) で定められている⁽⁴⁴⁾。そのチャネル構成を第1図(d)に示す。なお、パイロツト周波数のレベルは、全体のピークに対して -20 dB である⁽⁴⁵⁾。

2.2 Clipped SSB とその変形

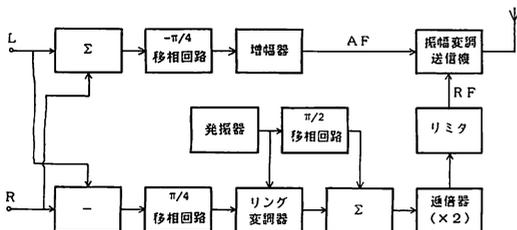
2.2.1 背景

1948年に Licklider らは、音声波形を増幅してからクリップし、振幅を2値化しても音声の明りょう度はほとんど変わらないことを示した^{(46),(47)}。この信号は clipped speech あるいは、零交差波とよばれる。このことは、音声波形の振幅包絡線を一定にしても音声情報が保存されていることを意味し、多くの人にインパクトを与えた。

零交差波についての解析が行われるとともに、FM 検波⁽⁴⁸⁾、パルスの計数^{(49),(50)}、自己相関関数などによる分析⁽⁵¹⁾が、音声分析の重要な手段となった。また伝送の立場からみると、零交差波は、簡単で明りょう度の高い低ビットレート伝送方式の一つの基準となった。しかし、クリップによるはずみが多く、音声のポーズ区間で雑音レベルが高くなることから、これらの軽減に力が注がれた^{(52)~(54)}。その後、分析・合成系、波形符号化方式による中・低ビットレート伝送方式の進歩は著しく、現在では零交差波をそのまま伝送に用いることはない。

2.2.2 Clipped SSB

SSB により音声を高周波数帯にシフトしてからその振幅を2値化すると、2値化に起因する高調波はずみ



第10図 Kahn のステレオ AM 方式の原型⁽³⁷⁾

は、さらに高い周波数帯に移る。ただし、同じ帯域内に発生する IM ひずみ (Intermodulation Product によるひずみ) は、音声を直接 2 値化する場合よりも大幅に減少する。

この考えに基づいて、1955年に最初の Clipped SSB の実験が Marcou らにより発表された⁽⁵⁵⁾。この方式によると、通常の SSB に比べてより高能率の伝送が行われ、リミタを利用してフェージングにも対処できる。当所でも Clipped SSB の実験的検討を行い、野外実験も実施した⁽⁹⁾。その結果、80% 以上の音節明りょう度が確保され、専用回線では実用に供せる品質が得られることを示した。なお、平松らも同程度の明りょう度を得ている⁽⁵⁶⁾。

Clipped SSB では、音声のポーズ区間に雑音を生じる。これには、低減搬送波の SSB 変調を行い、搬送波をスケルチがわりにする方法や、後述の振幅包絡線成分を別に伝送する方法で対処している。そのほか、Clipped SSB は、下記のように種々の伝送方式の原型となった。

2.2.3 分周一通倍による狭帯域伝送方式

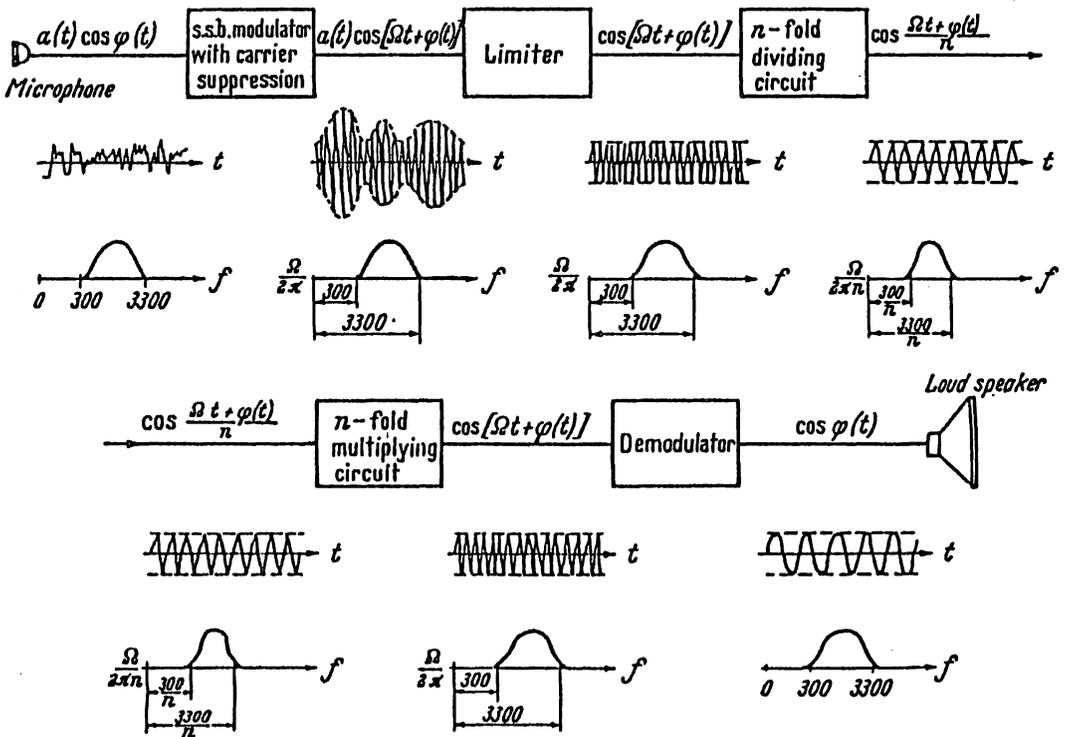
1950年代から1960年代の音声伝送は、アナログ伝送が主であった。いわゆる周波数の不足に対する対策として

は、伝送帯域幅を減らすことが狭帯域伝送方式の基本的考え方であった。

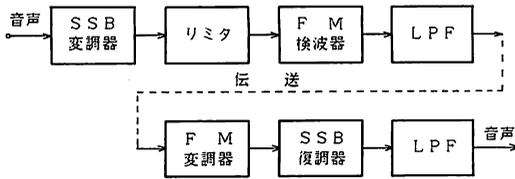
そこで、第11図に示すような Clipped SSB 波を $1/n$ に分周して伝送し、受信側でこれを n 倍に通倍してから復調する、 $1/n$ の狭帯域伝送方式が1955年 Marcou らによって提案された⁽⁵⁵⁾。 $n=4\sim 128$ について実験し、了解性のある品質のよい音声を得られたと報告している。しかし、当所で塩原らが $n=2$ について追試したところ、分周した時点で帯域幅を制限しない場合は、品質のよい音声を得られるが、 $1/2$ の帯域制限をすると品質の劣化が大きかった (非公開、文献(9)の実験に関連して実施した)。なお、文献(9)では、帯域制限については特にコメントしていない。その後、Cherry らは、分周後は cross talk により帯域幅が広がり、狭帯域伝送にはならないことを解析的に指摘している⁽⁴⁸⁾。

2.2.4 FORMAC

Clipped SSB 波は、振幅包絡線が一定であり、FM (PM) 波とみなすことができる。この考え方に基いた狭帯域伝送方式が1962年平松らによって提案され、FORMAC (FORMAnt Compression) と名付けた⁽⁵⁷⁾。この方式は、音声帯域を 3 チャネルに分割して処理するが、その 1 チャネルの構成を第12図に示す。クリップに



第11図 分周一通倍を利用した狭帯域伝送方式の原理⁽⁵⁵⁾

第12図 FORMAC の構成 (1チャンネル)⁽⁶⁷⁾

より振幅包絡線を一定にした信号は FM 検波され、LPF で 400 Hz 以下に帯域制限する。その結果、直流分に基本周期で繰り返す交流波形が加わった波形信号が得られる。この波形を伝送し、受信側では FM 変調した後、SSB 復調する。全体として 1/3 程度の帯域圧縮が達成できる。

FORMAC の音節明りょう度は 61% であるが、これに各チャンネルの振幅包絡線成分 (70 Hz に帯域制限) で振幅変調する操作を加えると、70% になる。

平松らは、同論文の中で、FM 検波した波形が入力波によく対応していることを指摘している。また、後述の RZ (Real Zero) SSB と同様の解析も行っている。RZ SSB の原型ともいえる処理を行いながら、RZ SSB に発展しなかった背景には、帯域幅の圧縮に関心があったこと、及び、移動無線などからの要求がまだ認識されていなかったことがあると考えられる。

2.2.5 RZ SSB

大黒らは、搬送波も含めた Clipped SSB の波形を伝送し、受信側ではこの信号を FM 検波し、リニアライザでひずみを低減して原情報を再現する方式を 1985 年に提案し、これを RZ SSB と名付けた^{(58)~(63)}。この方式はフェージングに強く、SSB 的な AFC も不要である。しかも、原信号の振幅包絡線成分も再現され高品質が期待できるなど、移動通信分野での将来性が高い。これについては、3. で紹介する。

2.3 制御チャンネル(あるいはパイロット信号)付 SSB

Clipped SSB は、送信電力の有効利用、C 級増幅器の利用、フェージングの補償など多くの利点をもたらす。しかし、自然性や明りょう度の点では SSB に劣る。また、Clipped SSB ほどではなくても、振幅のダイナミックレンジを圧縮して実効的に送信電力を増す場合も同様である。

そこで、振幅包絡線成分を別チャンネル(制御チャンネル)で伝送することが考えられる。また、このチャンネルの信号を利用して、AFC や AGC をかけることもできる。制御チャンネルが、ISSB と同様のパイロット信号だけのものもあるが、いくつかの変形が考えられ、実用化された。その原形は、鶴岡らによって 1958 年に提案されたものである⁽⁶⁴⁾。この提案では、音声波形の振幅包絡

線がほぼ一定になるような圧縮器を通して SSB 変調する。振幅包絡線成分(圧縮器の動作電圧)は 50 Hz 程度で帯域制限し、FM 変調波として伝送する。受信側では、復調した波形の振幅を振幅包絡線成分で制御し、音声波形を再現する。

2.3.1 Clipped SSB と振幅包絡線成分の伝送

Clipped SSB で、振幅包絡線成分を別に伝送する方式は、Greefkes らによって 1959 年に提案され、FRENA (FREquency aNd Amplitude) と名付けられた⁽⁶⁵⁾。その構成を第 13 図に、スペクトル構成を第 14 図(a)に示す。ここでは、上側帯波を送信し、搬送波より低い周波数に制御チャンネルを置いている。なお、より簡略化した方式として、振幅包絡線成分を 2 値化して伝送する FRENAC も提案された⁽⁶⁵⁾。

2.3.2 ハードクリップと振幅包絡線成分の伝送

音声波形を 30~40 dB 以上増幅してからその振幅包絡線をクリップし、それを SSB 変調する。同時に、振幅包絡線成分を FM 変調し制御チャンネルとして伝送する。この場合、第 14 図(b)のように電話帯域の高い成分をカットし、3 kHz 付近に制御信号を置く。

この方式に関しては、英国の郵電省が 1965 年に LINCOMPLEX (LINear COMPRESSION and EXpansion)⁽⁶⁶⁾ を、米国のベル電話研究所が 1967 年に CNL (Constant Net Loss)⁽⁶⁷⁾ をそれぞれ提案した。両者は、周波数帯域や細かい諸元に違いはあるが、ほとんど同じ方式である。CCIR では、これを短波の標準的通信方式として勧告し、広く実用化された^{(68),(69)}。

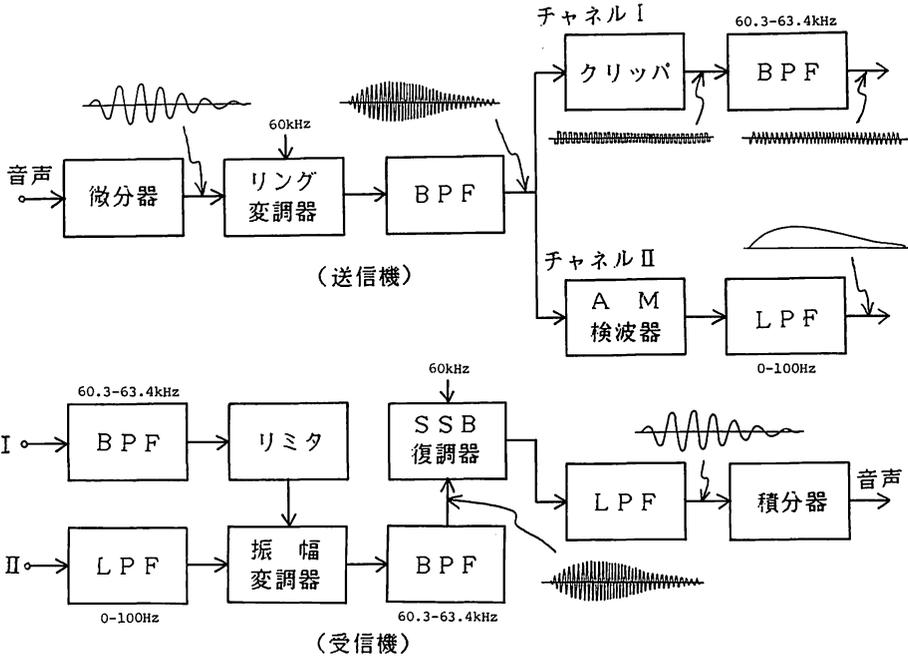
一方、LINCOMPLEX を 150 MHz 帯の陸上移動通信に適用するため、システムの改良と実験が当所の塚田、角川らによって行われ、この方式が VHF 帯でも使用できることを示した^{(11),(12)}。

2.3.3 圧縮—伸張器の利用

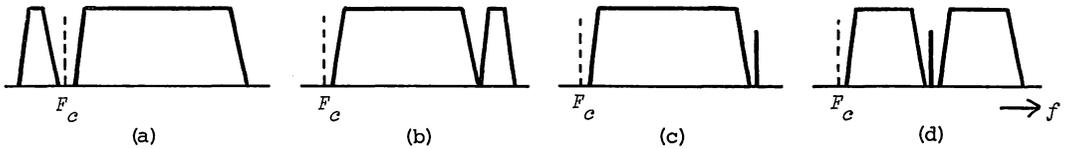
PCM や DM では、通常、振幅の圧縮—伸張を行うて振幅が低レベルのときの SNR の改善をはかる。KDD の方式⁽⁷⁰⁾では、10:1 の圧縮を行い、その情報を制御チャンネルで FM 信号で伝送し、受信側ではこれを利用して振幅の伸張を行った。スペクトルの構成は第 14 図(b)と同様である。この方式を用いて短波帯での通信実験を行ったところ、音声チャンネルの帯域は 0.25~2.75 kHz であるが、音節明りょう度は 80% 以上で、フェージングの影響も小さかった⁽⁷⁰⁾。

現在 FCC は、圧縮—伸張器を用いた ACSSB (Amplitude Companded SSB)* の普及を積極的に進めている^{(71)~(75)}。そのスペクトル構成を第 14 図(c)に示す。こ

* 本方式を提案した米国の Sideband Technology Inc. では、方式名を ACSB (登録商標)としている。

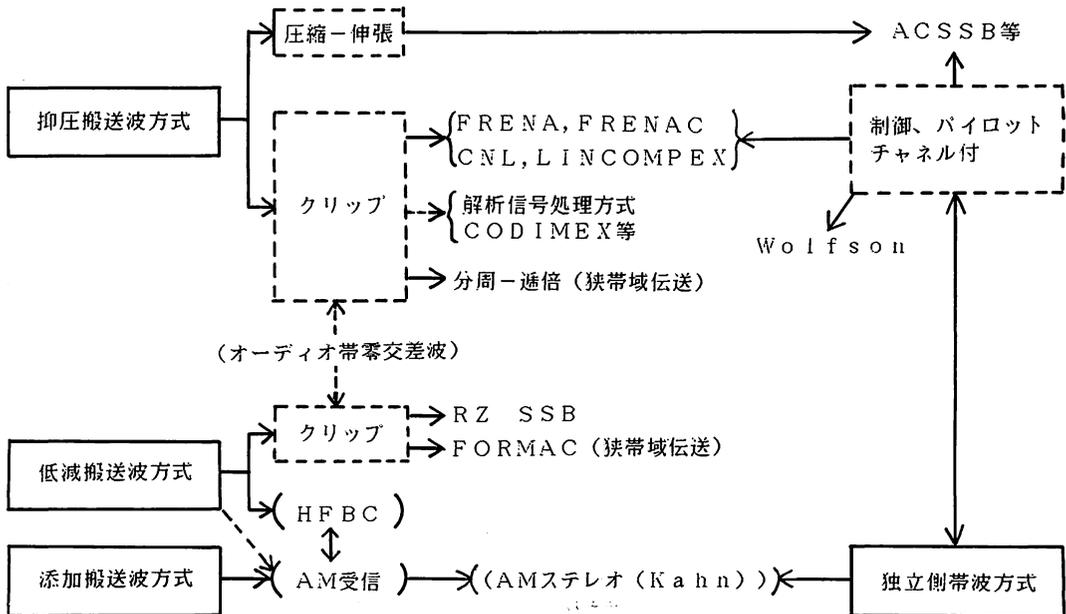


第13図 FRENA の構成原理図⁽⁶⁵⁾



(a) FRENA (b) LINCOMPLEX, CNL (c) ACSSB (d) Wolfson

第14図 制御チャンネル/パイロット信号付き SSB 方式の周波数帯域



第15図 各種 SSB 通信方式の系譜

の場合は 4:1 の圧縮-伸張を行うが、制御チャンネルにはパイロット信号を置き、振幅包絡線成分は伝送しない。その点では、ISSB の一種とみなせる。パイロット信号は音声のピークレベルに対し -10 dB に設定され、AFC、AGC、スケルチなどに使われる。

ACSSB は、VHF~UHF 帯での適用が検討されているが、当所では技術試験衛星 ETS-V を利用して、1.5 GHz 帯での移動体との通信実験を計画している⁽¹³⁾。

2.3.4 その他の方式

ACSSB と同様に UHF 帯での移動通信に使うため、1979年 Gosling らは、音声帯域の中央 (5/3 kHz) で帯域幅 350 Hz の音声をカットし、そこに音声のピークに対して -16 dB のトーン信号を挿入する Wolfson 方式を提案した⁽⁷⁶⁾。そのスペクトル構成を第14図(d)に示す。この方式では、パイロット信号が音声帯域の中央にあるため、隣接チャンネル妨害が小さいこと、占有帯域幅が抑圧搬送波 SSB と同じことが特長である。なお、パイロット信号用の 1.7~2 kHz の周波数帯は、音声の明りょう度に対する寄与が比較的小さい。ただし、このような分割を行うと圧縮-伸張器の利用は困難である。

以上、通信方式という立場から SSB に関連する種々の方式について述べた。これらの相互の関係をとりまとめて第15図に示す。

3. RZ SSB

3.1 RZ SSB の原理

Logan は帯域制限信号の零点に含まれる情報について数学的に検討し、次のような興味ある定理を導いた⁽⁷⁷⁾。(Logan は、解析信号法を用いて、示唆に富む多数の研究を行っている^{(78)~(83)}。)

[定理]

$(-\lambda, \lambda)$ に帯域制限された信号 $x(t)$ が与えられたとき、もし $|x(t)| < 1, 0 \leq \lambda < \beta$ 、ただし β は搬送波の角周波数、なる条件が満たされれば、全搬送波下側帯信号 (full-carrier lower sideband signals) $s(t)$:

$$s(t) = \text{Re} [1 + x(t) - j\hat{x}(t)] \exp(j\beta t) \quad \dots\dots(1)$$

ただし、 $\hat{x}(t) = x(t)$ のヒルベルト変換* の全情報は $s(t)$ の実零点 (Real Zero)** に含まれ、

$s(t)$ の振幅には含まれない。すなわち、二つの全搬送波下側帯信号 $s_1(t)$ 及び $s_2(t)$ の実零点のすべてが一致すれば、

$$s_1(t) = A s_2(t), A = \text{定数} \quad \dots\dots(2)$$

が成り立つ

この定理に基づいて、大黒らはフェージングに強い SSB 方式を提案し、これを Real Zero SSB (RZ SSB) と名付けた^{(58)~(63)}。以下、その概要を紹介する。

3.2 RZ SSB 信号の生成

帯域制限信号を $x(t)$ 、変調指数を $m(0 < m < 1)$ とすると、RZ SSB 信号は次式で与えられる。

$$s(t) = A_c \{ (1 + mx(t)) \cos \omega_c t + m\hat{x}(t) \sin \omega_c t \} \quad \dots\dots(3)$$

ただし、 A_c と $\omega_c (= 2\pi f_c)$ はそれぞれ搬送波の振幅と角周波数を表す。(3)式は次のように表すことも出来る。

$$s(t) = A(t) \cos \theta(t) \quad \dots\dots(4)$$

ただし、

$$A(t) = A_c \sqrt{(1 + mx(t))^2 + (m\hat{x}(t))^2} \quad \dots\dots(5)$$

$$\theta(t) = \omega_c t - \omega(t) \quad \dots\dots(6)$$

$$\omega(t) = \arctan \{ m\hat{x}(t) / (1 + mx(t)) \} \quad \dots\dots(7)$$

3.3 RZ SSB 信号の復調

搬送波の不要な周波数検波による RZ SSB 信号の復調回路を第16図に示す。同図のリニアライザは m に関する高次歪を除去するためのものである。このときの復調信号出力は次式で与えられる。

$$u(t) = m\hat{x}(t) + O(m^4) \quad \dots\dots(8)$$

ただし、 $O(m^4)$ は m^4 の order の微小量であることを意味する。

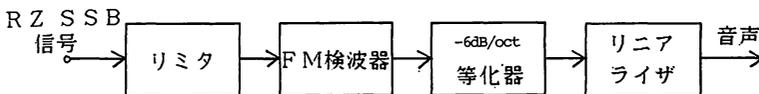
$x(t)$ が音声信号の場合、聴感上 $x(t)$ と $\hat{x}(t)$ を識別できないので、 $\hat{x}(t)$ をそのまま使える。一方、ベースバンドパルス系列を伝送する場合には、(8)式の $u(t)$ をヒルベルト変換する必要がある。

3.4 RZ SSB 信号の復調後の SNR 特性

RZ 信号を FM 検波したときの情報信号の平均 SNR は、受信機入力点での CNR (Carrier to Noise power Ratio) を $(\text{CNR})_i$ とすると、次式で与えられる。

$$(\text{SNR})_o = 2m^2 \hat{x}^2(t) (\text{CNR})_i$$

これは、AM 系における情報信号の平均 SNR と同じで



第16図 FM 検波による RZ SSB 信号の復調回路⁽⁶²⁾

* (1)式及びヒルベルト変換については付録2を参照されたい。
** いわゆる零交差点

ある。

3.5 RZ SSB の特長

大黒らは、RZ SSB に関する理論的検討、及び、試作機による実験的検討を行い、次のような結論を得ている。

- (1) 所要無線帯域幅は情報信号帯域幅に等しい。
- (2) フェージング等による振幅歪はリミタで除去でき、AGC が不要になる。
- (3) FM 検波器で復調できるので、搬送波を再生する必要がなく、AFC が要らない。
- (4) 復調信号の周波数特性が ACSSB より優れている。
- (5) 従来の SSB 送受信機より回路構成が簡単である。
- (6) 変調指数 1~1.5 rad 程度の狭帯域 PM 方式と同等の伝送特性を有する。
- (7) スペクトル利用効率* が ACSSB や狭帯域 SSB の場合に比べて 1.5~2 倍高い。
- (8) 通信速度 9600 bps までの modem 信号を伝送できる。

4. 今後の問題

4.1 抑圧搬送波方式

本方式の品質向上のためには、送受信機の発信周波数安定度の向上が望まれる。本質的解決には、簡単で効果のある AFC の開発が必要である(付録1参照)。

4.2 VHF, UHF 帯の移動通信

SSB 方式を用いれば、チャンネル間隔を現行の FM 方式のチャンネル間隔(12.5 kHz 又は 25 kHz)より狭い 5 kHz にすることができるため、周波数の有効利用がはかれる**。しかし、多くの移動通信が利用する 900 MHz 帯では、現行の $\pm 2 \times 10^{-6}$ の周波数許容偏差では 5 kHz の帯域では若干問題がある。そのため、送信搬送周波数の安定度をさらに高める必要がある。

また、この周波数帯ではフェージングのピッチが細かく、AGC などによる対策が重要である。パイロット信号あるいは制御チャンネルのある方式や、AGC の不要な RZ SSB がこの分野での主流になると思われる。スペクトル利用効率も含め、各方式の総合的な比較検討を要する。

4.3 HFBC の SSB 化

低減搬送波の SSB を AM 受信機で受信したときの品質は、必ずしも満足できるものではない。音声に対す

る品質評価のほかに、音楽についても十分な評価が必要である*。なお、安定した受信のできる廉価な受信機の開発が不可欠である。

4.4 RZ SSB

音声伝送のためには、音節明りょう度や MOS (平均オピニオン値)などの主観的評価値による評価も行う必要がある。

4.5 デジタル SSB 通信

無線通信もデジタル化される方向にある。SSB の中では RZ SSB がその最右翼と思われるが、デジタル SSB の研究はまだその緒についたばかりであり⁽⁶³⁾、⁽⁶⁴⁾、多くの研究開発が必要である。

5. むすび

短波放送の SSB 化への動きや、SSB はフェージングに弱いという従来の常識をくつがえした RZ SSB の出現など、通信方式として古い歴史をもつ SSB に新しい光があたりつつある。これらの動きに触発されて、本稿では SSB が通信方式としてどのような変遷をたどってきたかに焦点をあて、とりまとめてみた。他の通信方式に比べてその変形が極めて多く、実用化されたものも多いため SSB の特徴であろう。

他の通信方式の場合にも、過去の技術や発想を見直すことにより、新しい展開が得られることを期待したい。

謝 辞

今回の調査に関していろいろ御教示いただいた情報通信研究室横山室長、放送技術研究室石川室長、校正検定課塚田主任研究官、移動体通信研究室鈴木(龍)主任研究官の諸氏に深謝します。

付録 1. 抑圧搬送波 SSB 信号の周波数測定と自動同調

抑圧搬送波信号を受信し、その搬送波の周波数を測定することは、監視あるいは正確な同調をとるために必要である。通常、手動で同調をとったとき、かなり熟練していても推定周波数の精度は ± 20 Hz 以内と考えられる。この値は、監視の精度としては高いものではなく、信頼性に乏しい。一方、自動同調ができれば、安定した通信が可能となるし、送信搬送周波数の監視も容易である。この分野でいくつかの提案や実験が行われたので、以下に紹介する。

抑圧搬送波 SSB 信号の搬送周波数の測定については、1965年代の後半に電波監理局が新方式を開発し、調

* (スペクトル利用効率)

= (周波数利用効率) × (空間利用効率) × (時間利用効率)

** チャンネル間隔を 2~2.5kHz にできるとの考えもある⁽⁶⁾。

* 今回の調査報告をまとめるにあたり、シミュレーション実験を行った。その結果を付録3に示す。

査及び実験を精力的に行った^{(17),(18)}。この方式の構成を第A1図に示す。この方式では、有声音がその基本周波数に関して調波構造をもつことを利用する。

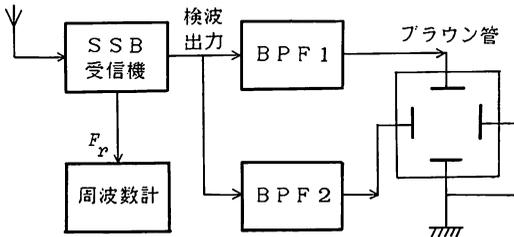
まず、SSBで復調した音声をも BPF1 と BPF2 に通す。このとき、両 BPF の中心周波数を 1:2 (たとえば、350 Hz と 700 Hz) とし、各フィルタの帯域幅は 100 Hz 程度にする。各フィルタの出力電圧をブラウン管の X 軸と Y 軸にそれぞれ加え、管上に 1:2 のリサージュ波形が得られるように、音声を受信しながら同調をとる。リサージュが得られたときは、復調した音声の周波数成分が調波関係にあること、つまり送信搬送周波数 F_c が受信搬送周波数 F_r に一致したことを意味する。種々の実験を行ったところ、この方式の推定周波数の精度は $\pm 3 \sim \pm 4$ Hz であった。これらの成果は、CCIR の Report として採択された⁽¹⁹⁾。

本方式は、受信機に手を加えずに付加装置だけで実施できること、及び、視覚を頼りにアナログ情報を利用することに利点がある。しかし、音声の基本周波数とレベルは絶えず変動しており、測定に熟練を要し、測定値の信頼性に欠ける点に問題がある。また、AFC には適用できない。しかし、本方式に関する資料は、後述の方式との比較も含めて、種々の条件下で実験を行っているため貴重なものといえる。

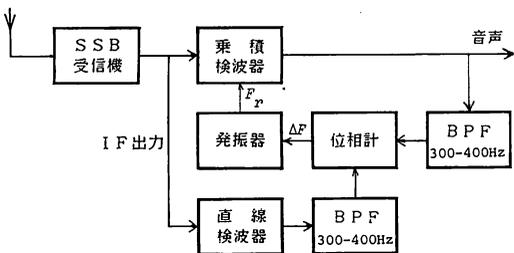
次に、AFC に関する提案をいくつか紹介する。

(方式 1⁽²⁰⁾)

本方式の構成を第A2図に示す。SSB 復調した波形



第A1図 受信音声の調波構造のモニターによる搬送周波数測定方式⁽²³⁾



第A2図 復調音声の周波数成分と基本周波数の比較によるSSBのAFC方式⁽²⁰⁾

と、IF 出力を直線検波した波形の間の位相差を 300~400 Hz の帯域で求め、この信号で受信搬送周波数を制御して AFC を行う。この方式は、離調周波数が ΔF であるとき、SSB の復調出力の音声の各周波数成分が ΔF だけシフトしているのに対し、直線検波した出力は、音声の各高調波の間隔の周波数成分(基本周波数成分 F_0)とその高調波から成っていることを利用している。例えば、 F_0 が 175 Hz とすると、位相計に加わる直線検波出力は 350 Hz であるが、SSB 検波出力は $300 \text{ Hz} < 175 \times n + \Delta F < 400 \text{ Hz}$ (ただし、 n は正の整数) となる。 ΔF が 0 になれば、位相(周波数)差はない。

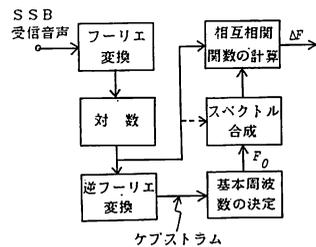
本方式の AFC としての性能は明らかではない。追試によると、位相計を見ながら手で同調をとることもかなり難しく、位相計のかわりにリサージュを使った場合は、前述の方式と同程度の精度が得られる⁽¹⁷⁾。

(方式 2⁽²¹⁾)

本方式の構成は第A2図に類似したものである。500 Hz 以下の受信音声について、15~30 Hz の帯域幅の BPF 群を用意し、これで SSB 復調波のスペクトル分析を行い、これと、基本周波数とその高調波からなる信号とを比較し、受信搬送周波数を制御して AFC を行う。第A2図の方式より広い帯域の情報を利用しているだけで、両者は原理的に同じである。

(方式 3^{(22),(23)})

本方式は、従来の受信機出力を信号処理技術を利用して処理するもので、その構成を第A3図に示す。本方式では、まず受信した音声に対数スペクトルに変換するとともに、ケプストラム分析を行い、基本周波数 F_0 を決定する。この基本周波数から合成したスペクトルと、受信音声のスペクトルの相互相関関数を計算して ΔF を求める。実験は中断しているが、信号処理技術の進歩は著しいので、このような技術を活用すれば、新しい手法が生れるものと考えられる。



第A3図 受信音声のケプストラムから抽出した基本周波数を利用する離調周波数 ΔF の推定^{(22),(23)}

(方式 4⁽²⁴⁾,⁽²⁵⁾)

本方式の原理を簡単に言うと、PN 系列で発生したランダムなスペクトルパターンを音声信号に付加して送信し、受信側でスペクトル領域での相関をとることにより、離調周波数を自動的に推定するものである。以下、詳しく説明する。

本方式では、送信側において (A-1) 式で表される微弱な基準信号 (あらかじめメモリーに記録しておく) を音声信号に常時付加して送信する。この際、付加信号のエネルギーは音声にマスクされて聴感上問題にならない程度のもとする。本方式においては、この基準信号が一種のパイロット信号の役割を果たすが、そのエネルギーが微弱である点、及び、余分な帯域を必要としない点が通常のパイロット信号方式と異なる。

$$a(t) = C \times \sum_{k=1}^M p_k \cos[2\pi(f_b + k\delta)t + \theta_k] \quad \dots\dots(A-1)$$

ここで、この式の各パラメータは次のように定義される。

C = 基準信号の係数で、実験的に決める。

(p_1, p_2, \dots, p_M) = 鋭い自己相関性をもつ PN 系列。後述する実験では、最大周期系列 (M 系列)⁽⁶⁵⁾ を用いている。 $p_1 \sim p_M$ は 1 又は 0 である。

f_b = 基本周波数。 δ = 周波数間隔。

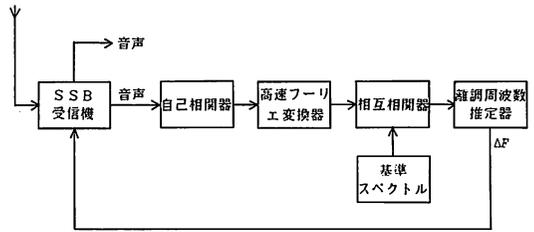
θ_k = ランダム位相。これは、(A-1) 式の各正弦波が同相で加わることによるエネルギーの集中を避けるためのものである。

さて、基準信号の短時間電力スペクトル (A_1, A_2, \dots, A_N) は (A-1) 式から分かるように、スペクトル領域における一種の擬似雑音波形とみなせる。ここで、 A_k は離散的フーリエ係数、 N は FFT 分析長の 1/2 であり、このスペクトルを、便宜上、基準スペクトルと呼ぶ。したがって、もし、このスペクトルが離調のため受信側で周波数的にシフトして再生された場合、これと基準スペクトルとの相互相関をとれば、PN 系列の鋭い自己相関性により、離調周波数を推定することができる。

次に、離調周波数の推定法の具体的手順について説明する (第 A 4 図参照)。

(1) SSB 受信機で再生された音声信号のポーズ区間における短時間自己相関関数を求める。基準信号は複数の正弦波を合成したものであるから、この処理により基準信号に付加している伝送路雑音のみを軽減でき⁽⁶⁶⁾、離調周波数の推定精度を高めることができる。

(2) 短時間自己相関関数の短時間振幅スペクトル (B_1, B_2, \dots, B_N) を FFT により求める。これを、便宜上、再生スペクトルと呼ぶ。



第 A 4 図 自動同調可能な抑圧搬送波 SSB 方式の構成図 (受信側)⁽²⁴⁾,⁽²⁵⁾

(3) 基準スペクトルと再生スペクトルとの相互相関関数 ρ_n を次式で計算する。

$$\rho_n = \sum_{i=1}^N A_{i+n} B_i, \quad -h \leq n \leq h \quad \dots\dots(A-2)$$

ただし、 n の変化範囲 ($-h, h$) は、予想される離調周波数の最大値に対応させる。

(4) (ρ_{-h}, \dots, ρ_h) の中から最大値 ρ_m を探索し、次式により離調周波数 Δf を求める。

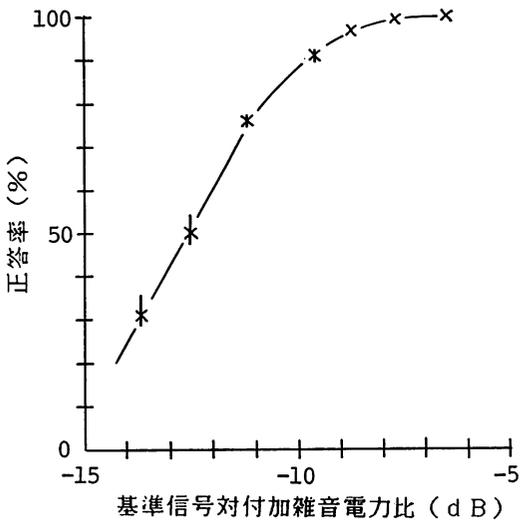
$$\Delta f = m \times (\text{標準化周波数} / \text{FFT 分析長}) \quad \dots\dots(A-3)$$

この値を受信機にフィードバックすれば、原理的には自動同調が可能となる。

本方式による離調周波数の推定精度を調べるために、簡単な計算機シミュレーション実験を行った。そのときの条件を第 A 1 表に示す。なお、付加雑音の大きさは、基準信号対付加雑音電力比が $-6.5 \sim -13.7$ dB の範囲で変化させた。また、基準スペクトルと再生スペクトルとの離調周波数は、FFT の周波数分解能 (約 $15.6 \text{ Hz} = 8000/512$) の $0, \pm 1, \pm 2, \pm 5, \pm 10$ 倍とした。これらの値に応じて、FFT によりスペクトルをシフトさせ、提案方式の離調周波数推定精度 (正答率) を調べた。ここで言う正答率とは、一定のエネルギーの付加雑音 (4096 サンプル) を 100 種類用意し、その各々に対して推定値が正しかった割合を意味するものである。第 A 5 図に実験結果を示す。同図から基準信号対付加雑音

第 A 1 表 実験の条件

帯域制限	(300, 3400) Hz
標準化周波数	8000 Hz
FFT 分析長	512
係数 C	1
基本周波数 f_b	300 Hz
周波数間隔 δ	100 Hz
(p_1, p_2, \dots, p_M)	周期 31 の M 系列
付加雑音	白色 Gauss 雑音



第A5図 離調周波数推定値の正答率⁽²⁵⁾

電力比が -9 dB 程度以上であれば、離調周波数をほぼ確実に推定できることが分かる。このときの周波数分解能は約 15.6 Hz であり、これは SSB の周波数許容偏差⁽⁶⁾とされる約 20 Hz を満たすものである。

付録 2. ヒルベルト変換及び解析信号について

ここでは、ヒルベルト変換及び解析信号の簡単な解説を文献(7)(8)に基づいて行う。

2.1 ヒルベルト変換

実数値をとる信号 (以下、実信号とよぶ) $x(t)$ のヒルベルト変換 $\hat{x}(t)$ は次式で定義される。

$$\hat{x}(t) \equiv H[x(t)]$$

$$\triangleq \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\tau)}{t-\tau} d\tau = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(t-\tau)}{\tau} d\tau \quad \dots\dots(A-4)$$

これから分かるように、 $\hat{x}(t)$ は $x(t)$ と $1/\pi t$ との畳み積分で表すこともできる：

$$\hat{x}(t) = x(t) * (1/\pi t), \text{ ただし, } * : \text{畳み積分} \quad \dots\dots(A-5)$$

(A-5) 式の両辺をフーリエ変換すると、時間領域での畳み積分は周波数領域での積になるから、

$$F[\hat{x}(t)] \equiv \hat{X}(f) = X(f) F[1/\pi t] \quad \dots\dots(A-6)$$

ここで、

$$F[1/\pi t] = -j(\text{sgn } f), \text{ ただし, } \text{sgn} : \text{符号関数} \quad \dots\dots(A-7)$$

なる関係を用いると、 $x(t)$ のヒルベルト変換 $\hat{x}(t)$ のフーリエ変換は次式で与えられる。

$$\hat{X}(f) = -jX(f)(\text{sgn } f) = \begin{cases} -jX(f), & f > 0 \\ 0, & f = 0 \\ jX(f), & f < 0 \end{cases} \quad \dots\dots(A-8)$$

ところで、 $-j = \exp(-j\pi/2)$ であるから、(A-8) 式は、ヒルベルト変換が $x(t)$ の位相を全周波数にわたって一様に $-\pi/2$ だけシフトすることを意味している。

次に、ヒルベルト変換の主な性質を挙げる。

(H 1) $H[\text{定数}] = 0 \quad \dots\dots(A-9)$

(H 2) $H[\hat{x}(t)] = -x(t) \quad \dots\dots(A-10)$

(H 3) (直交性)

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(t)\hat{x}(t)dt = 0 \quad \dots\dots(A-11)$$

(H 4) $H[x(t)*h(t)] = \hat{x}(t)*\hat{h}(t) = x(t)*\hat{h}(t) \quad \dots\dots(A-12)$

(H 5) $x(t) = x(-t) \Rightarrow \hat{x}(t) = -\hat{x}(-t) \quad \dots\dots(A-13)$

(H 6) $x(t) = -x(-t) \Rightarrow \hat{x}(t) = \hat{x}(-t) \quad \dots\dots(A-14)$

(H 7) $\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t)dt = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{x}^2(t)dt \quad \dots\dots(A-15)$

次に、ヒルベルト変換の例を挙げる。

(a) $H[\exp\{j(\omega_c t + \theta)\}] = -j(\text{sgn } f_c) \times \exp\{j(\omega_c t + \theta)\} \quad \dots\dots(A-16)$

ただし、 $\theta = \text{定数}$, $f_c = \omega_c/2\pi$

特に、 $f > 0$ のとき、

$$H[\cos \omega_c t] = \sin \omega_c t \quad \dots\dots(A-17)$$

$$H[\sin \omega_c t] = -\cos \omega_c t \quad \dots\dots(A-18)$$

これらの関係は、ヒルベルト変換が $-\pi/2$ 位相シフトに対応していることを明快に示している。

(b) $(-f_c, f_c)$ に帯域制限された $b(t)$ に対して次式が成り立つ。

$$H[b(t)\exp\{j\omega_c t + \theta\}] = -jb(t) \times \exp\{j(\omega_c t + \theta)\} \quad \dots\dots(A-19)$$

特に、 $(-f_c, f_c)$ に帯域制限された $x_c(t)$ 及び $x_s(t)$ に対して、

$$H[x_c(t)\cos \omega_c t] = x_c(t)\sin \omega_c t \quad \dots\dots(A-20)$$

$$H[x_s(t)\sin \omega_c t] = -x_s(t)\cos \omega_c t \quad \dots\dots(A-21)$$

したがって、帯域通過信号

$$x(t) = x_c(t)\cos \omega_c t - x_s(t)\sin \omega_c t \quad \dots\dots(A-22)$$

のヒルベルト変換は次式で与えられる。

$$\hat{x}(t) = H[x(t)] = x_c(t)\sin \omega_c t + x_s(t)\cos \omega_c t \quad \dots\dots(A-23)$$

2.2 解析信号

実信号 $x(t)$ を実部に、そのヒルベルト変換 $\hat{x}(t)$ を

虚部にもつ信号

$$x(t) = x(t) + j\hat{x}(t) \quad \dots\dots(A-24)$$

を解析信号* (analytic signal) 又は前包絡線 (pre-envelope) という。解析信号 $x(t)$ のフーリエ変換 $X(f)$ には次のような面白い性質がある。

$$F[x(t)] = X(f) = X(f) + \hat{X}(f) \\ = X(f) + (\text{sgn } f)X(f) \\ = \begin{cases} 2X(f), & f > 0 \\ X(f), & f = 0 \\ 0, & f < 0 \end{cases} \quad \dots\dots(A-25)$$

これらは (A-8) 式から直ちに導かれる。

(A-22) 式は、解析信号 $x(t)$ のスペクトルが+側のみ存在することを示している。一方、

$$x(t) = x(t) - j\hat{x}(t) \quad \dots\dots(A-26)$$

で定義された解析信号 $x(t)$ のスペクトルは-側のみ存在する。これらの性質を用いると、2.3 に示すように、SSB 信号を解析信号で表現することもできる。

解析信号は、変調理論や信号の零交差問題を統一的に取り扱うことを可能にする^{(89)~(92)}ほか、音声の帯域圧縮 (CODIMEX)^{(93),(94)}をはじめとして、時間軸伸縮方式⁽⁹⁵⁾、ヘリウム音声復元方式⁽⁹⁶⁾などの音声処理式としても利用されている。

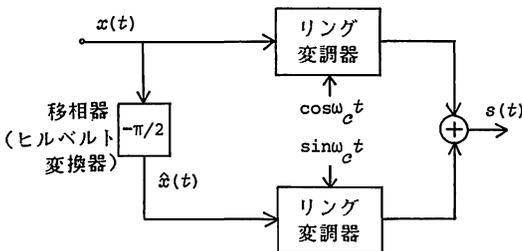
2.3 ヒルベルト変換及び解析信号を用いた SSB 信号の表現

情報信号 $x(t)$ の SSB 信号 $s(t)$ は、ヒルベルト変換 $\hat{x}(t)$ を用いると次のように表現できる。

$$s(t) = x(t)\cos \omega_c t \pm \hat{x}(t)\sin \omega_c t \quad \dots\dots(A-27)$$

ここで、‘+’の場合は下側帯波 SSB 信号に、‘-’の場合は上側帯波 SSB 信号にそれぞれ対応している。 $s(t)$ のスペクトルが搬送周波数 f_c に関して片側のみ存在することは、(A-8) 式及びフーリエ変換の周波数移動定理によって証明できる。

(A-26) 式の $\hat{x}(t)$ は、前述したように、 $x(t)$ の位相を全周波数帯にわたって $-\pi/2$ だけシフトしたもの



第A6図 ヒルベルト変換を用いた SSB 信号発生法

* $x(t)$ が帯域制限されているとき、 $x(t)$ は解析関数 (微分可能な関数) になる。

であるから、SSB 信号は第A6図の方法で発生できる。

付録 3. 音楽に対する離調の影響

SSB で音楽を放送する場合、離調による影響がどの程度のものであるかについては、報告例が見当たらなかった。そこで、今回の調査報告をまとめるにあたり、簡単なシミュレーション実験を行った。その結果、同じ離調周波数のもとでは、音声より音楽の方が影響を受けにくいことが分かった。

ハーモニクスの大切な音楽でこのようなことが起こる理由は不明であるが、一つの考え方として、ここでは次のような解釈を試みる。

二つの正弦波が含まれる音 (あるいは、等周波数間隔の三つの正弦波から成る音) を聞いたとき、その差周波数をピッチ (音の高さ) として知覚する “residue” の概念⁽⁹⁷⁾がある。高調波の非常に豊富な楽音の場合、音声以上にこの効果が大きく、離調により調波構造が崩れていても、各成分の周波数間隔をピッチとして知覚しているのかも知れない。人間の知覚にはまだ未知の問題が多い。

音声あるいは音楽に対する離調の影響は、聴覚の基本に関わる問題として、機会があれば実験でさらに詳しく調べてみたい。

参考文献

- (1) Oswald, A. S. ; “Early History of Single-Sideband Transmission”, Proc. IRE, 44, 12, pp.12-15, Dec. 1956.
- (2) Heising, R. A. ; “Production of Single-Sideband for Trans-Atlantic Radio Telephony”, Proc. IRE, 13, 3, pp.291-312, June 1925.
- (3) Kaar, I. J. et al. ; “Single Sideband Issue”, Proc. IRE, 44, 12, Dec. 1956.
- (4) 箱石, 佐藤 ; “WARC-HFBC 第2会期の概要”, 国際電気通信連合と日本, 17, 5, pp.12-18, May 1987.
- (5) Report of the Second Session of the Conference, pp.65-72, WARC-HFBC, Geneva, 1984.
- (6) Lusignan, B. ; “Single-Sideband Transmission for Land Mobile Radios”, IEEE Spectrum, 15, 7, pp.33-37, July 1978.
- (7) 川上, 秋間 ; “SSB 電話回線に対する隣接回線の混信妨害”, 電波季, 4, 16, pp.185-194, July 1958.
- (8) 秋間, 岡本, 塩原 ; “SSB の周波数許容偏差について”, 電波季, 5, 19, pp.80-88, April 1959.
- (9) 秋間, 岡本, 塩原, 加藤 ; “IF Clipped SSB 方式”,

- 電波季, 5, 20, pp.161-170, July 1959.
- (10) 鈴木誠史; “ピッチ抽出装置の試作”, 音響学誌, 16, 4, pp.281-283, Dec. 1960.
- (11) 角川, 岩崎, 塚田, 北沢, 加藤; “リンコンベックス方式の VHF 帯陸上移動無線への応用”, 電波季, 22, 120, pp.219-240, March 1976.
- (12) 塚田, 角川; “150 MHz 帯陸上移動通信用リンコンベックス装置—その特性と評価—”, 信学論(B), J65-B, 12, pp.1483-1490, Dec. 1982.
- (13) 鈴木 (龍太郎), 井家上, 小坂, 鈴木 (章一), 井上, 斉藤; “EMSS 用陸上移動地球局—ACSSB 方式車載地球局—”, 第366回電波研談話会, March 1987.
- (14) 鶴岡, 石上, 中井; “短波 SSB 電話の同期はずみと AFC の必要性の検討”, 信学誌, 45, 9, pp.1216-1221, Sept. 1962.
- (15) Kneen, E. K. and Hanson, J. V.; “Some Comments on Learning Associated with the Articulation Testing of Mistuned Single-Sideband Links”, J. Acoust. Soc. Amer., 46, 4 (part 2), pp.1047-1049, Oct. 1969.
- (16) 鶴岡, 石上, 中井; “無線電話における周波数ドリフトと通話明りょう度との関係”, 昭36音響学研発, 2-1-5, pp.91-92, 昭36-10.
- (17) 電波監理局技術調査課; “単一通信路における抑圧搬送波無線電話の周波数測定確度に関する調査 (昭和47年度実施), SSB 電波の周波数測定確度に関する調査 (昭和48年度実施), 無線技術調査報告, 第277号
- (18) 電波監理局技術調査課; “SSB 電波の周波数測定確度に関する調査”, 無線技術調査報告, 第284号, 昭52-03.
- (19) CCIR Rept. 369; “Measurement of Single-Sideband Emissions”, 1973.
- (20) Villard, O. G., Jr.; “Sideband-Operated Automatic Frequency Control for Reception of Suppressed-Carrier SSB Voice Signals”, IEEE Trans. Commun. Tech., COM-19, 5, pp.729-733, Oct. 1971.
- (21) Hanson, J. V. and Wilson, R. W.; “Automatic Frequency Control for SSB Speech Perception”, Speech Commun. Conf., (Cambridge), J7, pp.376-379, 1967.
- (22) 鈴木誠史; “SSB 自動同調方式”, 特許公開昭61-292411, 昭61-12.
- (23) 鈴木誠史; “SSB 送信周波数測定方式”, 特許公開昭61-186037, 昭61-08.
- (24) 吉谷清澄; “自動同調抑圧搬送波 SSB 方式”, 特許出願昭62-271636, 昭62-11.
- (25) 吉谷清澄; “自動同調可能な抑圧搬送波 SSB 方式について”, 第377回電波研談話会, Nov. 1987.
- (26) Kahn, L. R.; “Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration”, Proc. IRE, 40, 7, pp.803-805, July 1952.
- (27) Kahn, L. R.; “Comparison of Linear Single-Sideband Transmitters with Envelope Elimination and Restoration Single-Sideband Transmitters”, Proc. IEEE, 44, 12, pp.42-48, Dec. 1956.
- (28) Kahn, L. R.; “A Compatible Single-Sideband System Designed for Use in the Broadcasting Service”, IRE Nat. Conv. Rec., 5, part 7, pp.11-15, March 1957.
- (29) 秋間, 塩原; “SSB 信号を AM 検波したときの通話品質”, 電波季, 6, 23, pp.102-106, March 1960.
- (30) Kahn, L. R.; “Compatible Single-Sideband”, Proc. IRE, 49, pp.1503-1527, Oct. 1961.
- (31) Costas, J. P.; “A Mathematical Analysis of the Kahn Compatible Single-Sideband System”, Proc. IRE, 46, 7, pp.1396-1401, July 1958.
- (32) Kahn, L. R.; “Comment on A Mathematical Analysis of the Kahn Compatible Single-Sideband System”, Proc. IRE, 46, 7, pp.1429-1430, July 1958.
- (33) Powers, K. H.; “The Compatibility Problem in Single-Sideband Transmission”, Proc. IRE, 48, 8, pp.1431-1435, Aug. 1960.
- (34) Von Urff, C. A. and Zonis, F. I.; “The Square-Law Single-Sideband System”, IEEE Trans. Commun. Syst., CS-10, 5, pp.257-267, Sept. 1962.
- (35) Stoffer, C. D. W. and Hanson, J. V.; “The Realization of Compatible Single-Sideband Transmission”, IEEE Trans. Commun. Tech., COM-17, 6, pp.746-748, Dec. 1969.
- (36) Logan, B. F., Jr. and Schroeder, M. R.; “A Solution to Problem of Compatible Single-Sideband Transmission”, IRE Trans. Inform. Theory, IT-8, 5, pp.252-259, Sept. 1962.
- (37) Kahn, L. R.; “A Stereophonic System for Amplitude-Modulated Broadcast Stations”, IEEE Trans. Broadcast, BC-17, 2, pp.50-55, June 1971.
- (38) 田崎耕八; “AM ステレオ放送5方式の特徴”, 放送技術, 37, 9, pp.778-785, Sept. 1984.

- (39) 柿沼稔治; "AM ステレオ放送, 世界の動き", 放送技術, 38, 8, pp.714-715, Aug. 1985.
- (40) Dugundji, J.; "Envelopes and Pre-Envelopes of Real Waveforms", IRE Trans., Inform. Theory, IT-4, 1, pp.53-57, March 1958.
- (41) Chakrabarti, N.B.; "Combined AM and PM for a One-Sided Spectrum", Proc. IRE, 47, 9, p.1663, Sept. 1959.
- (42) Taylor, A.H.; "Combined AM and PM for a One-Sided Spectrum", Proc. IRE, 48, 6, p.953, June 1960.
- (43) Golden, R.M. and Schroeder, M.R.; "Discussions of "Combined AM and PM for a One-Sided Spectrum"", Proc. IRE, 49, 6, pp.1094-1095, June 1961.
- (44) CCIR Rec 348-2; "Arrangement of Channels in Multi-Channel Single-Sideband and Independent-Sideband Transmitters for Long-Range Circuits Operating at Frequencies Below 30 MHz", 1953.
- (45) CCIR Rec 454; "Pilot Carrier Level for HF Single-Sideband and Independent-Sideband Reduced Carrier Systems", 1970.
- (46) Licklider, J.C.R. and Pollack, I.; "Effects of Differentiation, Integration, and Infinite Peak Clipping upon the Intelligibility of Speech", J. Acoust. Soc. Amer., 20, 1, pp.42-51, Jan. 1948.
- (47) Licklider, J.C.R.; "The Intelligibility of Amplitude-Dichotomized, Time Quantized Speech Waves", J. Acoust. Soc. Amer., 22, 6, pp.820-823, Nov. 1950.
- (48) Cherry, E.C. and Phillips, V.J.; "Some Possible Uses of Signals in Formant-Tracking Systems", J. Acoust. Soc. Amer., 33, 8, pp.1066-1076, Aug. 1961.
- (49) 坂井, 重永; "零交叉周期による音声の分析", 信学, インフォメーション理論委, Jan. 1956.
- (50) 重永 実; "日本語音声の零交叉波時系列", 音響学誌, 17, 2, pp.77-92, June 1961.
- (51) 重永 実; "零交叉波の短時間自己相関関数", 信学インフォメーション理論委, July 1961.
- (52) 田宮, 平松; "定レベル交叉波の特質とその応用", 音響学誌, 14, 2, pp.143-150, June 1958.
- (53) 前園研一; "音声高能率通信方式", 昭36電気四学連大, 1526, 昭36.
- (54) 田中, 鈴木; "自己相関関数を利用した零交叉波の処理", 昭50音響学研発, 3-4-10, pp.485-486, 昭50.
- (55) Marcou, P. and Daguët, J.; "New Methods of Speech Transmission", Inform. Theory, Third London Symp., pp.231-241, 1955.
- (56) 平松啓二; "音声の S. S. B.-Clipping 波に含まれる情報", 音響学誌, 18, 6, pp.301-309, Nov. 1962.
- (57) 平松, 熊川; "S. S. B.-Clipping を利用した音声帯域の圧縮方式—Formac—", 音響学誌, 18, 6, pp.310-319, Nov. 1962.
- (58) Daikoku, K., Ogose, S. and Ohdate, H.; "Experiments on Real Zero SSB Transceiver-Modulation of SSB Signals without Envelope", Proc. 35th IEEE Veh. Tech. Conf., pp.183-190, May 1985.
- (59) Daikoku, K., Ogose, S. and Ohdate, H.; "A Real Zero SSB Transceiver for Land Mobile Radio", IEEE Trans. Veh. Tech., VT-35, 1, pp.22-29, Feb. 1986.
- (60) Ogose, S. and Daikoku, K.; "SINAD Performance and Spectrum Efficiency for RZ SSB", Proc. 36th IEEE Veh. Tech. Conf., pp.342-349, May 1986.
- (61) 越生, 大黒; "RZ SSB 方式の伝送特性—SINAD 特性—", 信学技報, CS-85, 111, Nov. 1985.
- (62) 大黒, 越生; "フェージングに強い RZ SSB", 信学技報, CS-85, 140, Jan. 1986.
- (63) 諏訪, 大黒; "低歪リニアライザを用いた RZ SSB 受信機の信号伝送特性", 信学技報, CS-86, 126, Jan. 1987.
- (64) 鶴岡, 安達; "電話伝送方式", 特許249357号, 昭33.
- (65) Greefkes, J.A. and De Jager, F.; "Voice Radio Systems for High Noise Paths", Electronics, 32, 50, pp.53-57, Dec. 11, 1959.
- (66) Carter, R.O. and Wheeler, L.K.; "LINCOM-PEX-A System for Improving High-Frequency Radio-Telephone Circuits", British, Commun. and Electr., 12, 5, pp.494-497, Aug. 1965.
- (67) Fraser, J.M., Haass, H.H. and Schachtman, M.G.; "An Improved High-Frequency Radiotelephone System Featuring Constant Net Loss Operation", Bell Syst. Tech. J., 56, 4, pp.677-721, April 1967.
- (68) CCIR Recom. 455-1; "Improved Transmission System for HF Radiotelephone Circuits", 1970.
- (69) CCIR Recom. 475-1; "Improvement in the Performance of Radiotelephone Circuits in the MF and HF Maritime Mobile Bands", 1970.

- (70) 中井, 佐藤; “短波回線における新電話方式”, 国際通研, no. 57, pp.41-46, July 1986.
- (71) Nocedal, F. and Lusignan, B. B.; “Intermodulation Analysis of Multi-Channel Amplitude Companded Sideband Systems”, IEEE Nat. Telecom. Conf., G3.1.1-G3.1.6, 1981.
- (72) Lapin, S. P.; “ACSB System Design”, Proc. 34th IEEE Veh. Tech. Conf., pp.91-96, 1984.
- (73) Jones, L. T. and Kissick, W. A.; “ACSB: What is adequate performance”, Proc. 37th IEEE Veh. Tech. Conf. pp.492-497, June 1987.
- (74) Batman, A., McGeehan, J. P., Kanso, A. and Marvill, J. D.; “Cochannel Measurements for Amplitude Companded SSB Voice Communication”, *ibid.*, pp.505-511.
- (75) Haller, R. and VanDensen, H.; “Amplitude Companded Sideband Compared to Conventional Frequency Modulation for VHF Mobile Radio”, FCC/OST TM83-7, Oct. 1983.
- (76) Gosling, W., McGeehan, J. P. and Holland, P. G.; “Receivers for the Wolfson Single-Sideband v. h. f. Land Mobile System”, Radio & Electr. Eng., 49, 5, pp.231-235, 1979.
- (77) Logan, B. F., Jr.; “Information in the Zero Crossings of Bandpass Signals”, Bell Syst. Tech J., 56, 4, pp.487-510, April 1981.
- (78) Logan, B. F., Jr.; “Theory of Analytic Modulation Systems”, *ibid.*, 57, 3, pp.491-576, March 1978.
- (79) Logan, B. F., Jr.; “Bandwidth-Conserving Independent Amplitude and Phase Modulation”, *ibid.*, 62, 10, pp.3053-3062, Dec. 1983.
- (80) Logan, B. F., Jr.; “Signals Designed for Recovery after Clipping-I. Localization of Infinite Products”, *ibid.*, 63, 2, pp.261-285, Feb. 1984.
- (81) Logan, B. F., Jr.; “Signals Designed for Recovery after Clipping-II. Fourier Transform Theory of Recovery”, *ibid.*, 63, 2, pp.287-306, Feb. 1984.
- (82) Logan, B. F., Jr.; “Signals Designed for Recovery after Clipping-III. Generalizations”, *ibid.*, 63, 3, pp.379-399, March 1984.
- (83) Logan, B. F., Jr.; “Click Modulation”, *ibid.*, 63, 3, pp.401-423, March 1984.
- (84) 梅田, 村田; “デジタル SSB 通信方式に関する研究”, 信学技報, CS86-125, Jan. 1987.
- (85) 吉谷清澄; “解説: PN 系列—特に M 系列について”, 電波季, 17, 90, pp.249-263, May 1971.
- (86) 吉谷, 鈴木; “自己相関関数を利用した音声処理方式 (SPAC) の SN 比改善特性”, 信学論(A), J61-A, 3, pp.217-223, March 1978.
- (87) Schwartz, M. Bennet, W. R. and Stein, S.; “Communication Systems and Techniques”, pp. 29-35, McGraw-Hill, New York, 1966.
- (88) Urkowitz, H.; “Signal Theory and Random Process”, pp.65-76, Artech House, Washington, 1983.
- (89) Bedrosian, E.; “The Analytic Signal Representation of Modulated Waveforms”. Proc. IRE, 50, pp.2071-2076, Oct. 1962.
- (90) Voelcker, H. B.; “Toward a Unified Theory of Modulation Part I: Phase-Envelope Relationships”, Proc. IEEE, 54, 3, pp.340-353, March 1966.
- (91) Voelcker, H. B.; “Toward a Unified Theory of Modulation Part II: Zero Manipulation”, Proc. IEEE, 54, 5, pp.735-755, May 1966.
- (92) Logan, B. F., Jr.; “Theory of Analytic Modulation Systems”, Bell Syst. Tech. J., 57, 3, pp. 491-576, March 1978.
- (93) Schroeder, M. R.; Flanagan, J. L. and Lundry, E. A.; “Bandwidth Compression of Speech by Analytic-Signal Rooting”, Proc. IEEE, 55, 3, pp.396-401, March 1967.
- (94) Daguët, J. L.; “Speech Compression CODIMEX System”, IEEE Trans. Audio, AU-11, 2, pp.63-71, March-April 1963.
- (95) 戸塚良則; “解析信号法を用いた音声の継続時間の圧縮伸張”, NHK 技研, 23, 6, pp.461-471, Nov. 1971.
- (96) Takasugi, T. and Suzuki, J.; “Translation of Helium Speech by the use of Analytic Signal”, J. Radio Res. Lab., 21, 103, pp.61-69.
- (97) Schouten, J. F., Ritsma, R. J. and Cardozo, B. L.; “Pitch of the Residue”, J. Acoust. Soc. Amer., 34, 8, pp.1418-1424, Sept. 1962.

