



SAW デバイスの同期相関回路への応用

エラスティック型 SAW コンボルバとスペクトラム拡散〈前編〉

加藤 俊治

近年のめざましい通信技術の進歩は、アナログ通信方式からデジタル通信方式へと急速に移行してきました。とくに有線に拘束されない移動体通信分野では、モバイル・コンピューティングが普及しつつあります。このような背景においてデジタル無線伝送技術のなかでスペクトラム拡散(Spread Spectrum; SS)通信が一躍注目され、周波数帯域有効利用の一つである CDMA(Code Division Multiple Access)方式の基盤技術として、開発の動きが活発化しています。

一般に、SS 通信方式の受信部における電子回路の一部である PN(Pseudo Noise)符号の同期相関(逆拡散)を処理する回路設計が複雑で、小型省電力化は実用上の重要な課題となっています。

とりわけ、SS 受信部の逆拡散に使われる同期相関用デバイスとして SAW コンボルバ、SAW マッチド・フィルタ、CCD(Charge Coupled Device)、デジタル・マッチド・フィルタなどに大別できます。各種の同期相関用デバイスの特徴を図 1 に示します。

エラスティック型 SAW コンボルバとは

同期相関用デバイスとして、キャリア同期回路が不要で、IF 段においてアナログ的にかつリアルタイムに高速符号同期(相関検出)ができるエラスティック型 SAW コンボルバについて解説します。

エラスティック型 SAW コンボルバは読者の方々にとってなじみが薄いかもしれませんが、SAW(Surface Acoustic Wave)デバイスの区分上、信号処理デバイスとして分類されます。

■ SAW デバイス

SAW は固体の表面に沿って伝播する波を言い、和訳すると表面弾性波(表面波)とも言います。例えば、池に小石を投げると水面に同心円の波紋が時間とともにつぎつぎに広がっていく波が表面弾性波のイメージです。

少し難しくなりますが、一般に表面弾性波は別名レイリー波とも言い(英国の物理学者レイリー卿の名前をとって命名された)、縦波(P 波)と横波(S 波)の合

成波です。表面波は、表面波エネルギーの約 90% が圧電体の表面から 1 波長の深さ以内に集中していることが特徴です。また、圧電体内部を伝播する弾性波をバルク波(BAW)と呼んでいます。

表面波の代表的デバイスとして SAW フィルタ、バルク波では水晶振動子が挙げられます。ちなみに、エラスティックとは圧電体(弾性体)のことを言います。

■ 表面波

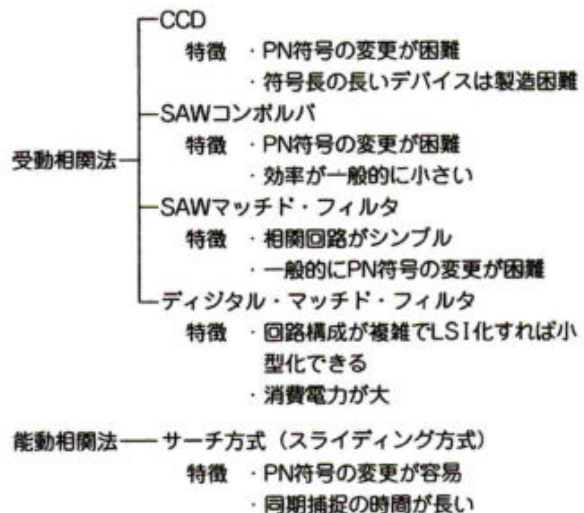
SAW デバイスの表面波も電磁波と同様に周波数 f 、波長 λ 、音速 v の間の関係は次式で表されます。ただし、電磁波の場合は v は光速になります。

$$\lambda = \frac{v}{f} \dots\dots\dots (1)$$

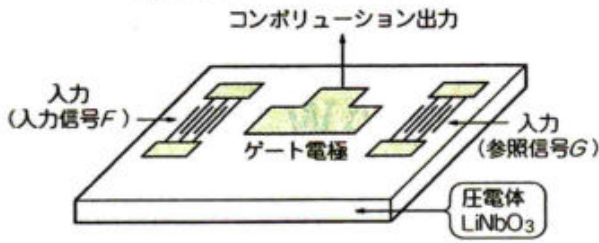
電磁波と表面波の大きな相違点は伝播速度が異なることです。具体的には、自由空間における電磁波の場合 $v=3 \times 10^8$ m/s であるのに対し、表面波の場合 $v=4 \times 10^3$ m/s です。すなわち、表面波の伝播速度は電磁波の約 10 万分の 1 であることです。厳密には圧電体の材料、方位によって v は多少異なります。

(1) 式により同一周波数では電磁波と表面波の伝播速度が異なるため、表面波では極端に波長が短くなり、

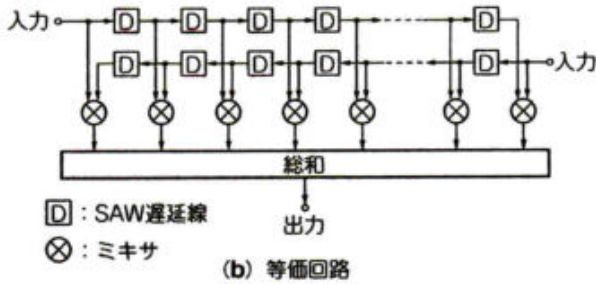
〈図 1〉 各種 SS 相関器の特徴



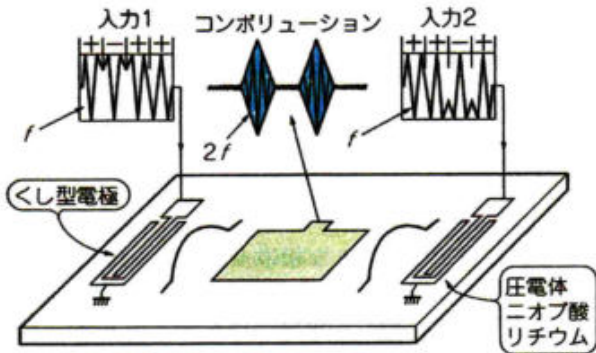
〈図2〉 SAW コンボルバ・デバイス



(a) 構造



(b) 等価回路



(c) 動作

その結果として SAW デバイスの小型化に貢献しているわけです。具体例として $f=200$ MHz のときの波長を計算すると、

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{200 \times 10^6} = 1.5 \text{ m} \quad (\text{電磁波の場合})$$

$$\lambda = \frac{4 \times 10^3}{200 \times 10^6} = 20 \mu\text{m} \quad (\text{表面波の場合})$$

となり、仮にアンテナを例に考えると波長によって反射器、放射器、導波器の大きさが極端に小さくなるのがわかります。SAW デバイスでは、波長が入出力部のくし型電極 (Interdigital Transducer ; IDT) の幅およびギャップ寸法に関係し、高周波になるにしたがって電極幅、ギャップが細く狭くなります。その結果、前述のように SAW デバイスの小型化に大きく貢献していることが理解できると思います。ちなみに、IDT は電気エネルギー-表面波エネルギーの変換器です。

■ SAW コンボルバの構造

図2にエラスティック型 SAW コンボルバの構造、等価回路、動作について示します。

一方、製作に対しては蒸着もしくはスパッタ法によ

り圧電体のウエハ上に Al 膜を堆積し、半導体技術の製造プロセスであるフォト・リソグラフィ技術 (微細加工技術) を用いて容易に多数のパターンが形成できます。さらに、IC と同様な低コストでベア・チップ作製が可能です。

エラスティック型 SAW コンボルバは、図2(a)に示されているように、圧電体である酸化物単結晶 (LiNbO₃) のウエハ上に二つの入力部と一つの出力部から構成されています。一方、構造上半導体ウエハ (Si) 上に圧電膜 (ZnO) を堆積した ZnO/Si 構造タイプを半導体型 SAW コンボルバと呼んでいます。SAW コンボルバの中央部のゲート電極、すなわち出力電極は SAW 遅延線であり、遅延時間は PN 符号の 1 周期の同期捕捉時間に相当します。例えば、PN 符号のクロック周波数 (チップ・レート) を 13 Mcps、チップ長を 127 チップとすると、PN 符号 1 周期が同期捕捉に要する時間 t は理論的に次のように表されます。

$$t = \frac{1}{13 \times 10^6} \times 127$$

$$\approx 9.77 \mu\text{s}$$

この結果から、実際には出力電極部の音速 v と t を乗算することにより、物理的な出力電極部の寸法 (長さ) が得られます。したがって、PN 符号 1 周期に要する同期捕捉時間が SAW 遅延線により正確に得られ、自動的に相関検出が行われます。また、上記で示した SAW コンボルバの大きさの約 70% は SAW 遅延線で占めており、チップ長が短くなれば SAW フィルタなみのサイズとなります。したがって、場合によっては実装面積上、IC より小さくなる可能性もあります。このように、SAW コンボルバは PN チップ長によって大きさが異なります。

エラスティック型 SAW コンボルバの動作原理

SAW コンボルバは、各入力 IDT に SS 信号を入力したとき、SAW 伝播部の非線形効果と出力部のゲート電極による積分作用により、両者のコンボリューション (畳み込み積分) $C(\tau)$ を出力する演算素子と言えます。数式で表すと次のようになります。

$$C(\tau) = \int f(t)g(\tau-t) dt \dots\dots\dots(2)$$

SAW コンボルバの等価回路を図2(b)に示します。ミキサとして SAW 伝播部の非線形効果を利用し、また積分作用を出力部のゲート電極で行い、畳み込み積分を SAW 上で実行していることを表しています。

$f(t)$ は SS 入力信号、 $g(\tau-t)$ は参照信号を表しており、参照信号の PN 符号は一方の SS 入力信号における PN 符号の時間反転信号を使って参照信号を発生させています。そして $\tau=0$ のときに、自己相関出力

(同期点)として鋭いピークのコンプリユーション信号をバースト波形として出力します。また、出力部のコンプリユーション周波数はSS入力周波数の2倍となります。実動作の概要を図2(c)に示します。

■ SAW コンボルバの特性

ここで、SAW コンボルバの特性を評価するためのパラメータは次のように列挙されます。

- (1) TB 積(SAW コンボルバのプロセス・ゲイン, T : 積分時間, B : 帯域幅)

これはシステム上におけるプロセス・ゲイン G_p と等価です。

- (2) 帯域幅 B (入力信号に対応する -3 dB 周波数バンド幅)

受信システム上の拡散帯域幅に相当します。

- (3) 積分時間 T (出力ゲート電極の遅延時間)

PN 符号の 1 周期に要する同期捕捉時間です。

- (4) 出力効率 F_i (出力ゲート電極の出力レベル)

入力信号電力 P_1 , 参照信号電力 P_2 , 出力信号電力 P_3 としたとき、デシベル表示で表すと出力効率 F_i は、

$$F_i = 10 \log \frac{P_3}{P_1 \cdot P_2} \text{ [dBm]} \dots\dots\dots (3)$$

で示されます。一般には各入力レベルを 0 dBm としたときの出力レベルを表示しています。

- (5) 最大入力電力 P_{max} (各入力部の IDT に加わる最大入力電力レベル)

受信システム上、強入力に対するダイナミック・レンジに影響します。

- (6) 位相ひずみ ϕ (各入力部の一方を出力としたときの伝送特性に対する位相の直線性)

デジタル通信において位相ひずみが発生すると波形ひずみが生じ、ビット誤り率に影響します。

- (7) スプリアス (SAW 上における反射波、直達波を起因とする自己コンプリユーション)

不要輻射で、 S/N が悪くなり、信号の誤検出となってビット誤り率に影響を及ぼします。

そのほか中心周波数 f_c , 入出力インピーダンス Z_0 などが考えられますが、 f_0 については VHF~UHF 帯を使用し、インピーダンスは一般的に 50 Ω に整合できるように設計されています。

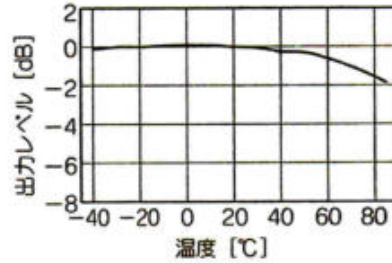
■ SS 受信システム上での効果

エラスティック型 SAW コンボルバを使用したシステム上の効果を述べると、次のようになります。

- (1) 拡散帯域幅が広く、また PN チップ長の長い用途に向いており (31~511 チップ長まで対応可能)、IC での設計が困難な場合に小型省電力化に貢献。

- (2) 一般に、SAW コンボルバは SAW マッチド・フィルタと異なり、外部から参照信号の PN 符号を制御できるため CDMA 方式に対応できる (概して SAW マッチド・フィルタは PN パターンが固定化されている

〈図3〉 エラスティック型 SAW コンボルバの温度特性



ため外部から符号変更ができない)。

- (3) 符号同期捕捉時間が短いのでデジタル回路系の信号処理が高速で行える。

- (4) PDI (Post Detection Integration) 受信機*1 を容易に設計でき、マルチパス環境下に対応できる。

- (5) 従来部品を使用してインピーダンス・マッチング、RF 増幅器を構成するだけで簡単に符号同期相関回路が構築できる。

さらに、エラスティック型 SAW コンボルバの長所、短所について述べると次のようになります。

【長所】

- (1) 圧電体基板 (ウエハ) を使用しているため作成プロセスがシンプルとなり、低コスト化が可能。

- (2) ダイナミック・レンジが広い (50~70 dB)。

- (3) TB 積が大きくとれる。

- (4) 広帯域幅にもかかわらず挿入損失、および速度分散が小さい。

- (5) インピーダンス・マッチングがとりやすい。

- (6) 温度特性は互いに各入力信号が逆向きに伝播するため基本的に問題にならない (図3参照)。実動作レベルでは -40~+85°C の動作で出力変化率は出力 0 dB@25°C とすると 2 dB 以内。

【短所】

- (1) 一般に出力効率 F_i が低い。

ただし、最近では F_i が改善され、従来は -65~-75 dBm でしたが -55~-60 dBm の高効率タイプも出現し、充分民生レベルで使用できるデバイスもあります。

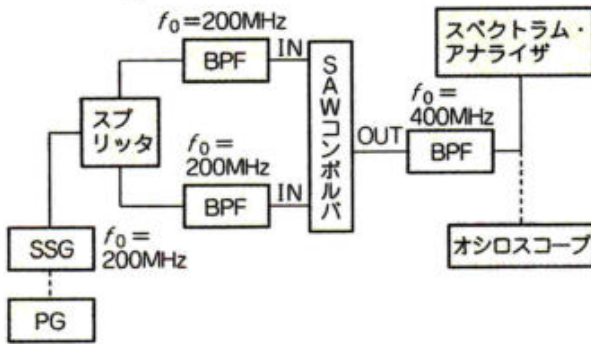
- (2) スプリアスが発生しやすい。

これも現在では各入力 IDT の改良設計により、かなり低減され SS 受信システム設計上、問題にならなくなってきました。

エラスティック型 SAW コンボルバ・デバイスは軍事用の SS 通信方式において高信頼性からキー・デバ

*1: PDI 受信機とは、差動位相シフト・キーイング (DPSK) 方式の受信機の復調回路に遅延線による遅延検波回路を使った受信機で、復調回路が簡単に設計できるメリットがある。

〈図4〉 SAW コンボルバの性能測定回路



〈表1〉 エラスティック型 SAW コンボルバの仕様
(SAW-26-127, 三井金属鉱業)

項目	仕様
中心周波数	200 MHz
-3 dB 帯域幅	40 MHz
相互作用長 (同期捕捉時間)	9.77 μ s (チップ長: 127)
TB 積	391
出力効率 ($f_0=400$ MHz)	-54 dBm
出力周波数	400 MHz
最大入力電力	+25 dBm

イスとしての使用実績が多く報告されています。一方、SS 通信の特徴を十分に引き出すためには、各種のアプリケーションに応じた適切な相関器を選択する必要があります。

エラスティック型 SAW コンボルバの性能測定

エラスティック型 SAW コンボルバの入力伝送特性、同期捕捉時間(遅延時間)、入出力インピーダンス特性、出力特性などに関する測定方法を図4に示します。

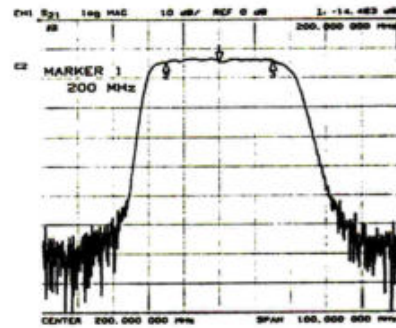
■ SAW コンボルバの測定

PN 符号 127 チップ長に対応した SAW コンボルバの測定結果を図5に示します。また、当デバイスの電気的仕様 ($T_a=25^\circ\text{C}$) を表1に、外観を写真1に示します。

図6は参照信号周波数 200 MHz を固定にし、SS 入力信号周波数 200 MHz を可変にしたときの実測データです。この結果から、各入力 SS 周波数差が積分時間 T (同期捕捉時間) の逆数に相当する周波数、つまり線スペクトル周波数 102 kHz (9.77 μ s) になるとコンボリューション信号が消滅することを示しています。このことから、変復調の工夫しただけでは種々の多元接続が可能であることがわかります。

ここで、実際に SAW コンボルバに SS 信号を入力したときの出力信号特性を写真2に示します。

〈図5〉 SAW コンボルバの入力伝送特性



〈写真1〉 エラスティック型 SAW コンボルバの外観

■ 符号同期相関回路(逆拡散回路)の設計

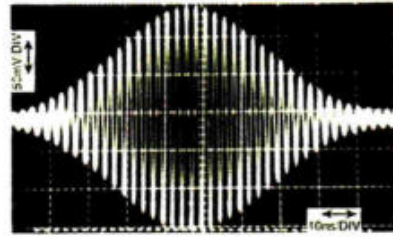
エラスティック型 SAW コンボルバを使用して実際に設計した符号同期相関回路について、図7に回路ブロック図を、図8に回路図を示します。基本的にはコンボリューション信号測定回路に基づいて、入出力インピーダンス・マッチング回路および出力 RF 可変増幅回路を MMIC、PIN ダイオードなどを使用して構成しています。ちなみに、消費電流は 5 V 単一電源にて約 30 mA 程度です。また、入出力に使用している帯域通過フィルタ(BPF)の帯域幅は SS 信号のメイン・ローブが通過する伝送特性をもっています。

使用した電子部品については汎用品で、すべて面実装品を使っており、抵抗は 1.6 \times 0.8 mm サイズ、コイルは 2.0 \times 1.2 mm サイズのものを使用しています。SAW コンボルバは 127 チップ長で 49 \times 8 \times 3 mm サイズのもの(SAW-26-127; 三井金属鉱業)を使用しました。実装面積 60 \times 30 mm のスペースにすべての回路が収納できることを確認し、電気的特性については図6と同じ特性が得られたことを検証しました。

また、SAW コンボルバのパッケージをはずし、ベア・チップをプリント基板上にダイ・ボンディング、ワイヤ・ボンディングし、小型金属キャップで封止することにより小型化、低コスト化に効果大と思われます(当デバイスのベア・チップは 47 \times 3 \times 0.5 mm)。ただし、このような方法は信頼性について工夫する必要があります。

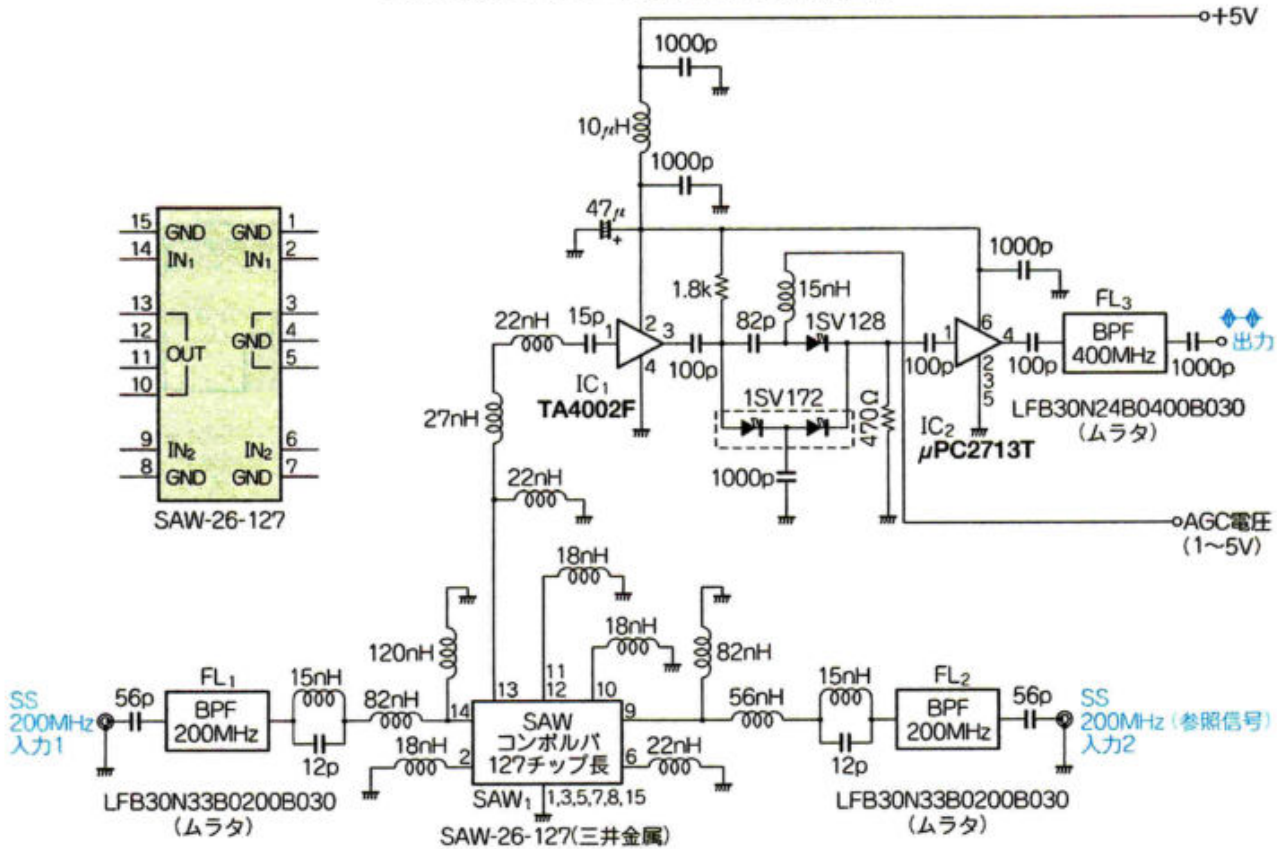
2.4 GHz 帯 SS トランシーバ・ユニットの設計

エラスティック型 SAW コンボルバを使用して、電

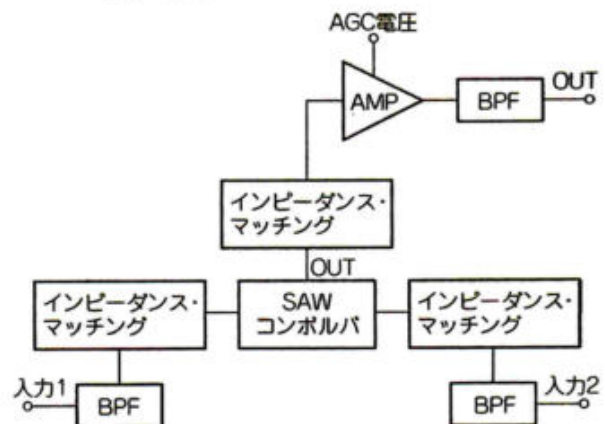


〈写真 2〉 コンボリューション出力波形

〈図 8〉 SAW コンボルバを使用した符号同期相関回路



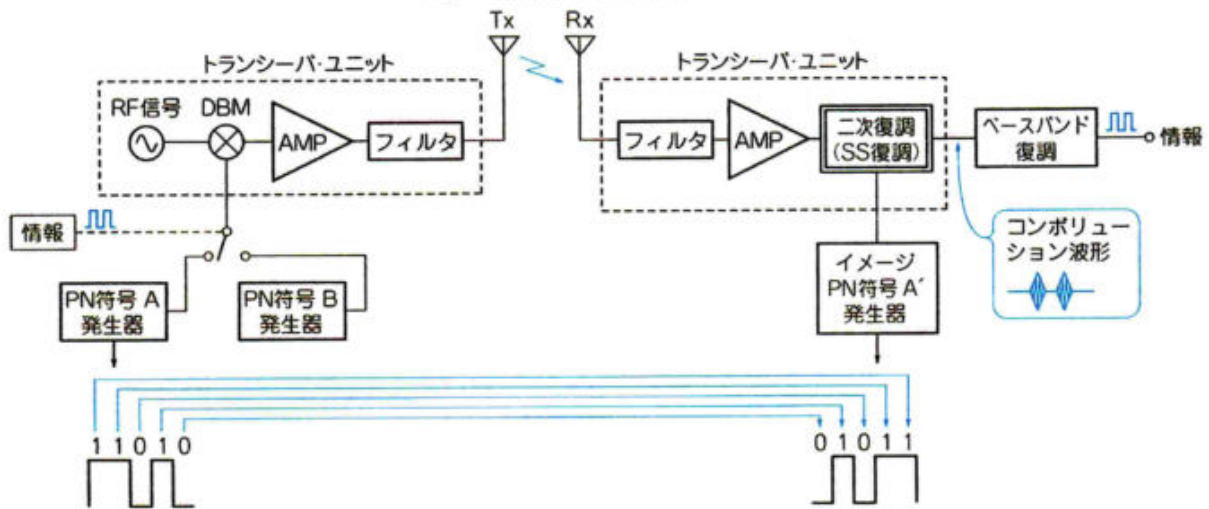
〈図 7〉 SAW コンボルバを使用した符号同期相関(逆拡散)回路の構成



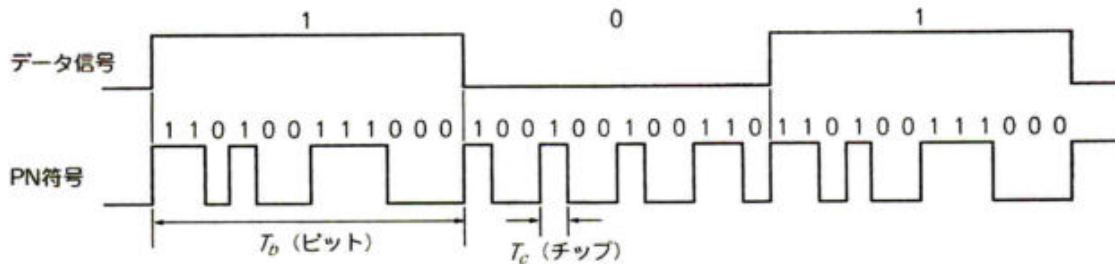
波法に準拠した 2.4 GHz 帯の高周波ユニットの設計、製作を行いました。また、高周波回路における送受信回路がシンプル、かつ小型低コストで設計できる半二重通信の変復調方式として DS(Direct Sequence)-CSK(Code Shift Keying)方式を採用しました。CSK 方式とは、デジタル・データ信号の極性に応じて 2 種類の相異なる PN 符号を選択し、SS 変調を行う方式です。復調については、SAW コンボルバを使って送信側のどちらかの PN 符号のレプリカを参照信号として発生させ相関検出を行っています(図 9)。

小型化に対する最適化設計として、送信部は MMIC による電力増幅回路、発振回路は PLL 周波数シンセサイザ IC を使って対応しました。広ダイナミック・レンジを得るため、あえてパッシブ型ミキサを使用しています。一方、受信部では RF, IF 各高周波

〈図9〉 送受信機の基本構成とPN符号



(a) SS-DS-CSK方式による送受信機の基本構成



(b) データ信号とPN符号との関係

〈表2〉 SS トランシーバ・ユニットの仕様

電源電圧	DC : +5V
最大消費電流(無信号時)	285 mA以下(送受信とも)
最大消費電力	1.5 W 以下
RF 周波数	2.484 GHz ± 10 ppm 以内
送信出力	3 mW/MHz (20 dB 可変)
拡散帯域幅	26 MHz 以下
NF	6 dB 以下
ダイナミック・レンジ	70 dB 以上
処理時間	9.77 μs
チップ・レート	13 Mcps
PN 符号	127 チップ
受信感度 (BER = 10 ⁻²)	-90 dBm 以下
中間周波数	200 MHz
データ伝送速度	102 kbps
飛距離 (BER = 10 ⁻⁴)	50 m 以上(室内) 100 m 以上(室外)
RF 入力インピーダンス	50 Ω
サイズ	90 × 50 × 11 (mm)
重量	75 g

回路は MMIC を使って構成しました。各部の局部発振回路は温度補償型水晶発振器 (TCXO : 13 MHz) を使って、PLL 回路の温度に対する安定性および各ローカル・キャリアの同期に対応しました。

省電力対策としては、送受信部ともにバッテリー・セ

ーピングによる電子回路設計、すなわち個々の回路に必要なときだけ電流を流し、それ以外はスイッチにより OFF とする技術を採用しました(例：間欠受信)。設計仕様を表 2 に示します。

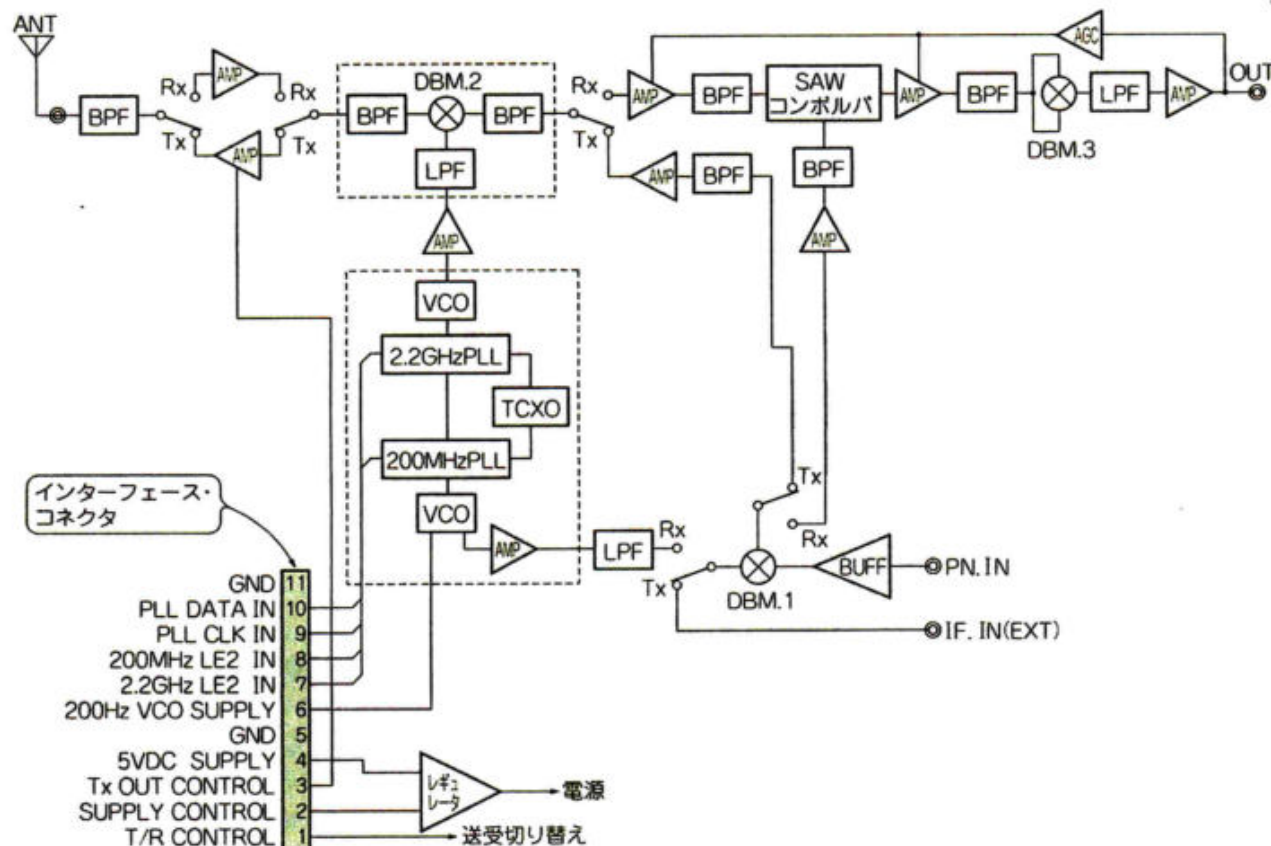
■ 送信部の動作

図 10 に示されている回路ブロックの PLL 回路は二つの VCO で構成され、各キャリアの中心周波数は IF 回路が 200 MHz、RF 回路が 2.284 GHz です。また、IF の 200 MHz は受信時において SAW コンボルバの参照信号のキャリアとして動作し、PLL 回路の周波数はシリアル・データにより変更できます。

送信回路動作はデジタル・データ信号の“0/1”に基づいた相異なる PN 符号が TTL レベルで入力され、当ユニット内のバッファ回路により 50 Ω にインピーダンス変換されます。次に、PLL 回路の 200 MHz によって発振したキャリアは DBM.1 の LO ポートに入力され、一方 IF ポートには上記の PN コードが入力されます。その結果、RF ポートから 200 MHz の SS 信号が出力し、電力増幅されます。

さらに SS の IF 信号 200 MHz は、PLL 回路のキャリア 2.284 GHz と DBM.2 でミキシングされ、2.484 GHz の周波数に変換されます。その後、電力増幅され、BPF を通して帯域制限され、アンテナから放射されます。ここで、RF 電力増幅器は外部からの DC 電圧

〈図 10〉 SS トランシーバ・ユニットの基本回路ブロック



(1~5 V) に比例して利得を制御することができます。

■ 受信部の動作

アンテナから入力した SS 信号はロー・ノイズ・アンプにより増幅され、DBM.2 の RF ポートに入力されます。一方、PLL 回路のキャリア 2.284 GHz は DBM.2 の LO ポートに入力し、それらがミキシングされ、IF ポートから IF 200 MHz の SS 信号が出力されます(フロントエンド)。

その後、電力増幅して BPF を通したあと、前述の SAW コンボルバに入力されます。なお、SAW コンボルバの参照信号として使われる PN 符号は、送信側の PN 符号とイメージ関係の符号を使用します。すなわち、送信側で仮に 11010 という PN 符号で SS 変調すると、受信側の参照信号用の PN 符号はイメージ関係にある 01011 の符号となります。

ここで、PLL 回路のキャリア 200 MHz は DBM.1 の LO ポートに、イメージ関係にある PN 符号は IF ポートに入力され、IF 200 MHz の参照信号として RF ポートから出力し、SAW コンボルバの他方の入力部に入力されます。その結果、SAW コンボルバの出力から相関検出された 400 MHz のコンボリューション信号が出力し、ロー・ノイズ・アンプで増幅され BPF を通してアクティブ DBM を使用した包絡線検波回路に入力されます。

さらに、検波されたコンボリューション信号はパルス・アンプにより増幅されたあと、トランシーバ・ユニットの出力となります。このコンボリューション信号の有無が CSK 方式による情報信号となるわけです。

包絡線検波されたコンボリューション信号強度は 2.4 GHz 帯の SS 信号の電界強度に依存しているため、IF および SAW コンボルバ出力の 400 MHz 用ロー・ノイズ・アンプ回路の利得を AGC 回路により制御し、SAW コンボルバの入出力信号電力レベルを一定に保っています。なお、送受信の切り替えはデジタル・データにより“1”のとき送信，“0”のとき受信に切り替えるようになっています。

エラスティック型 SAW コンボルバを使用した 2.4 GHz 帯 SS トランシーバの回路の詳細と特性、および同トランシーバ・ユニットで試作した無線モデムの実験については後編で解説します。

◆参考文献◆

- (1) 山内雪路：スペクトラム拡散通信，1994 年，東京電機大学出版局。
- (2) 横山光雄：スペクトル拡散通信システム，1988 年，科学技術出版社。
- (3) 前田隆正，加藤伊智朗：わかりやすい無線 LAN，1993 年，オーム社。
- (4) 清水康敬監修，坪内和夫：無線 LAN システムの構成技術と事例，1996 年，ミマツデータシステム。



SAW デバイスの同期相関回路への応用

エラスティック型 SAW コンボルバ とスペクトラム拡散〈後編〉

加藤 俊治

■ 回路

写真3に当ユニットの電子部品を実装したプリント基板を示します。外観寸法、重量は90×50×11mm(名刺サイズ以下)、75gです。

図11と図12に実際に設計製作した2.4GHz帯のトランシーバ・ユニットの回路を示します。ただし、高周波回路特有のプリント基板に対するアートワーク設計が個々の設計者により異なるため、同じ回路図でも性能が違ってくる可能性があります。なお、回路の送信部における1次変調はCSK方式では必要ありませんが、例えばDPSK、FSK、MSKなどを1次変調として使用することも考慮して搬送波周波数200MHz、電力レベル-5dBmの条件で、上記の種々の1次変調信号を外部から入力できるように設計しまし

た。

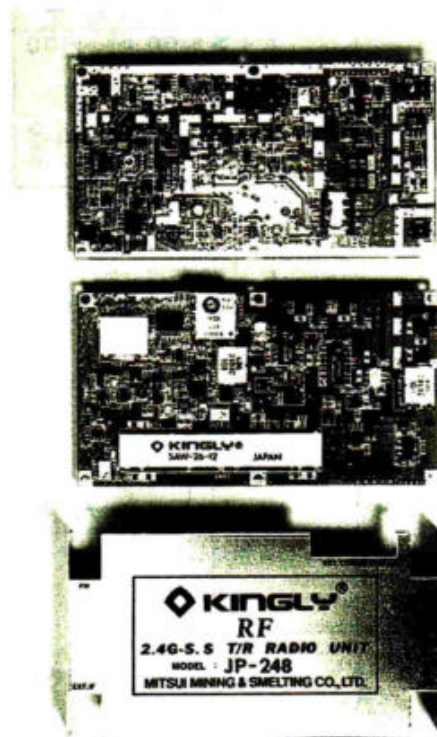
この回路は小型省電力、低コスト、高信頼性、すなわちSSらしさを基本理念とし、さらに電子部品の調達しやすさを考え、できるだけ日本製の電子部品をベースにして検討し、集中定数回路で設計しました。IF回路の各デバイスは日本電気製、東芝製、フロントエンド部は国内メーカーでは同等品がないためHP社製、モトローラ社製の外資系デバイスを採用しました。また、IFのBPFは村田製作所製のフィルタを、RFのBPFは宇部エレクトロニクス製のフィルタを使用し、そのほかの回路についてはキンセキ、マキシム、ナショナル・セミコンダクター各社のデバイスを採用しました。

2.4GHz帯 SSトランシーバ・ユニットの特性

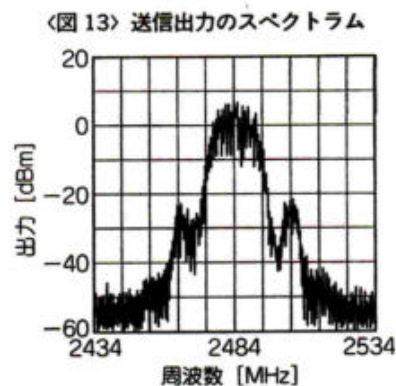
送信時における当ユニットの送信電力スペクトルを図13に示します。送信電力は約3mW/MHzで、前編の表2(1997年12月号、368ページ)の仕様を満足しています。また、送信電力は外部から制御電圧DC1~5Vにおいて最大20dB(制御電圧5V)までリニアに減衰し、コントロールできます。

■ 平均ビット誤り率

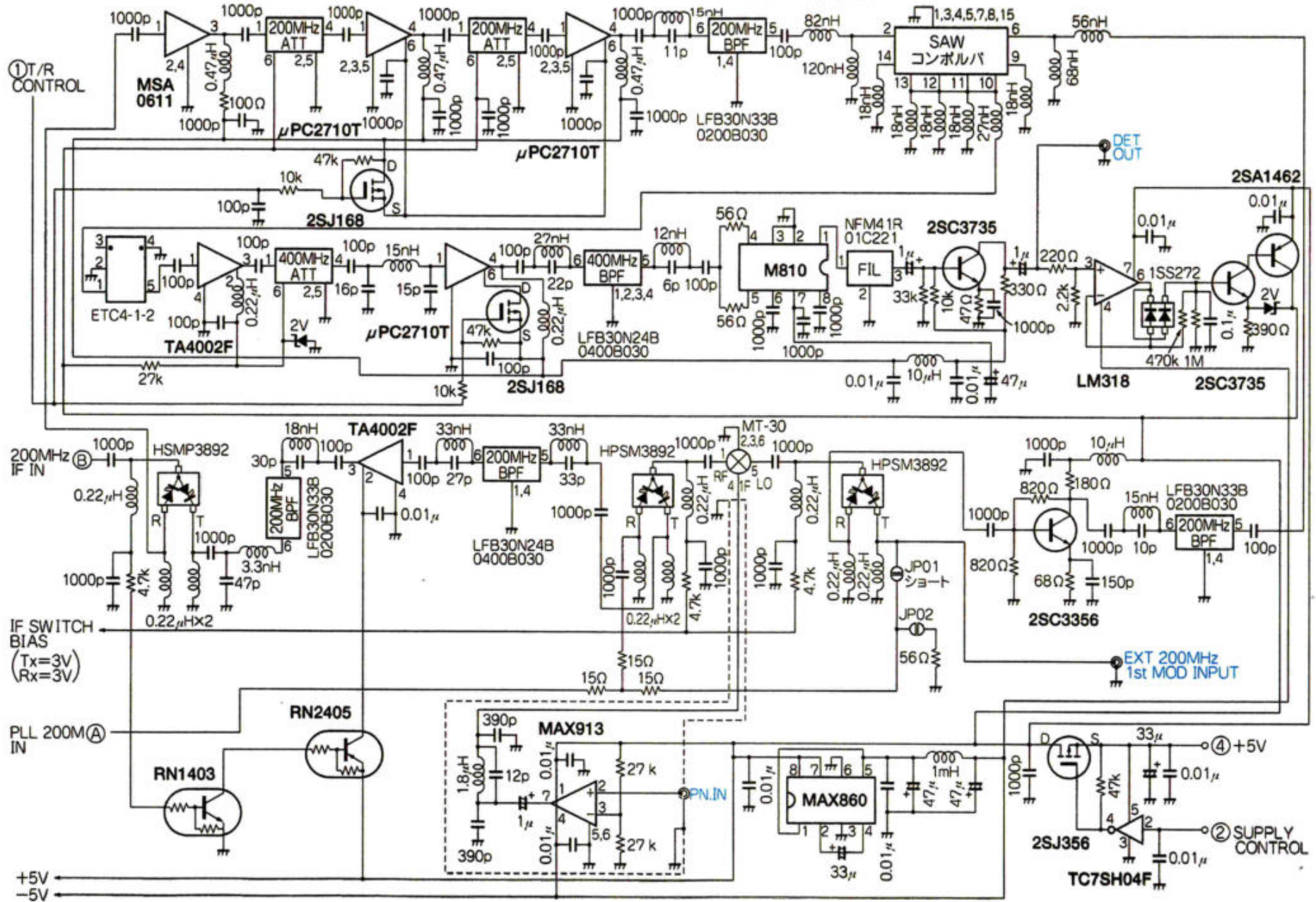
受信における平均ビット誤り率(BER)の測定を行



〈写真3〉SSトランシーバ・ユニットの内部

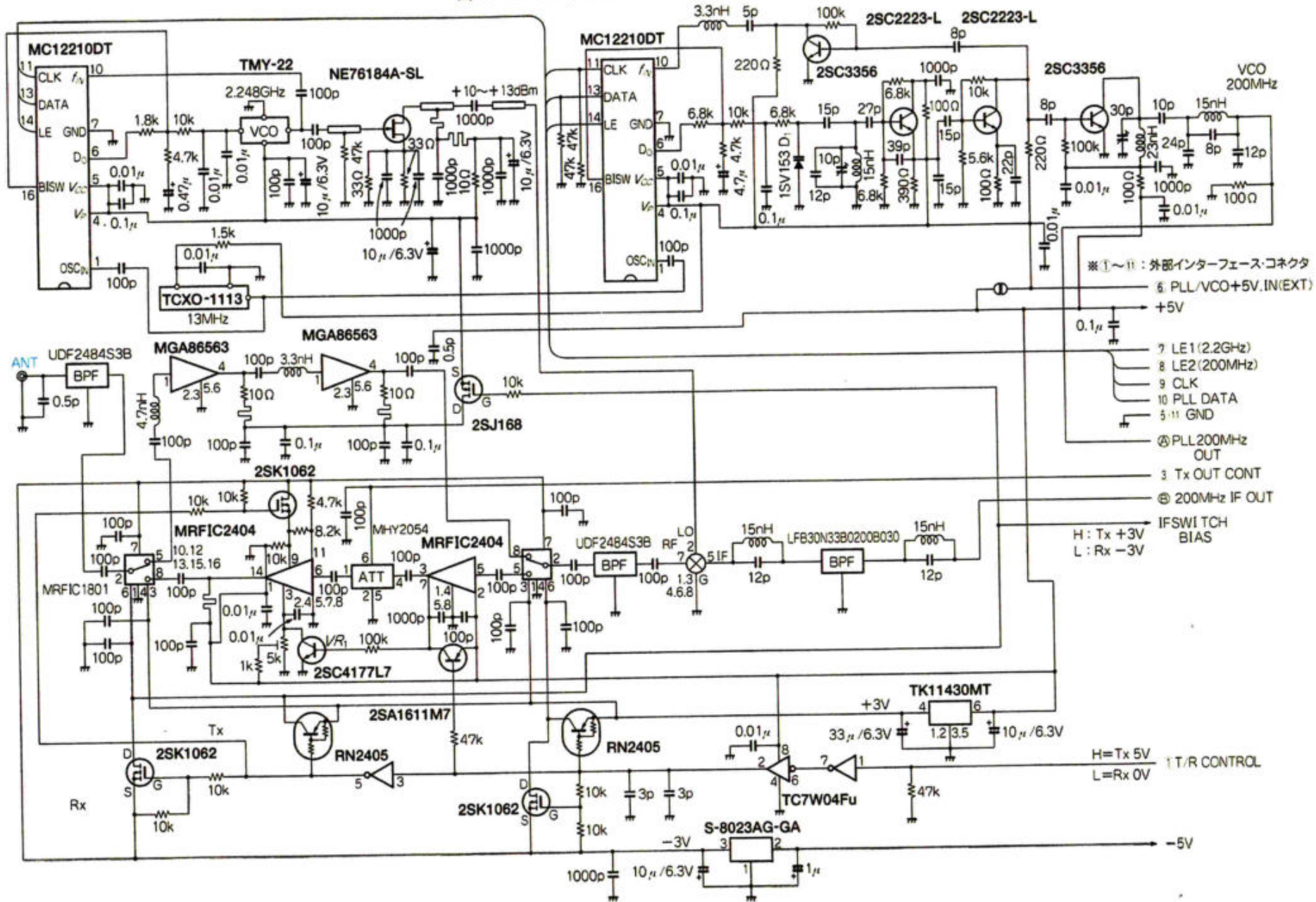


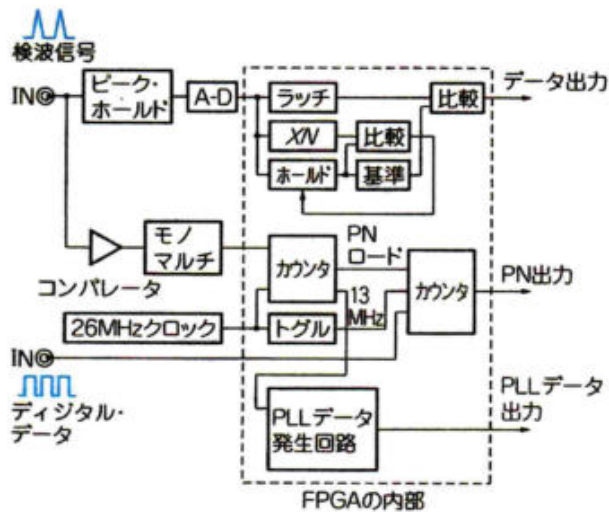
〈図 11〉 2.4GHz 帯 SS トランシーバ・ユニットの IF 部の回路



〈図 12〉 2.4GHz帯 SS トランシーバ・ユニットの RF 部の回路

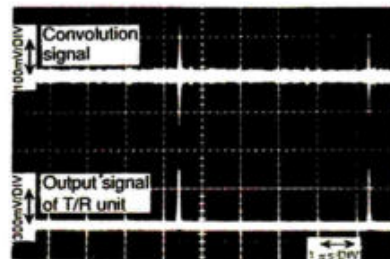
Feb. 1998





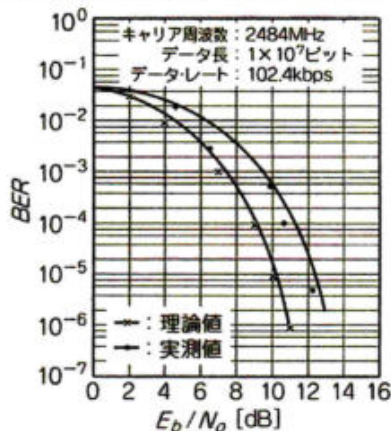
(a) A-D変換とベースバンド復調回路のブロック図

〈図 14〉
ベースバンド復調回路のブロックと
コンボリューション波形



(b) トランシーバ・ユニットのコンボリューション出力
と検波出力

〈図 15〉 雑音に対する平均ビット誤り率



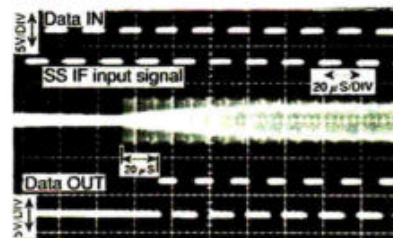
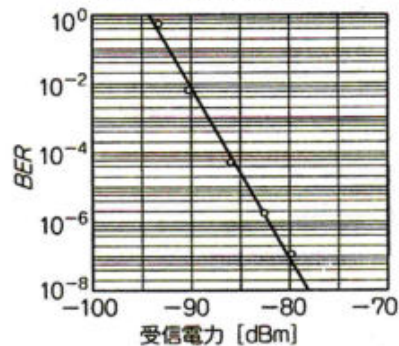
うに当たり、SS トランシーバ・ユニットの検波出力を A-D 変換し、ベースバンド復調と PN 符号発生器などを含む回路を FPGA (ゲート数 3000) を使って設計製作しました [図 14 (a)]。ただし、誤り訂正回路は含んでいません。

この回路の PN 符号発生器は送信時において、デジタル・データ “1/0” を入力することにより相異なる 2 種類の PN 符号を出力し、また受信時では参照信号の PN 符号として出力する構成になっています。図 14 (b) は、当ユニットの SAW コンボルバの出力であるコンボリューション信号と包絡線検波された出力信号を示しています。最終的に検波出力信号は図 14 (a) に示す A-D 変換復調ボードに入力されます。

当ユニットの E_b/N_0 (1 ビット当たりのエネルギー対雑音比) 対 BER の測定について、セットアップ例と理論値、実測値のデータを図 15 に示します。

一般に E_b/N_0 は、伝送帯域幅 B とデータ伝送速度 R が等しい場合、所要 C/N (キャリアとノイズとの比率) は E_b/N_0 と等しくなり、次式で示されます。

〈図 16〉 受信感度特性



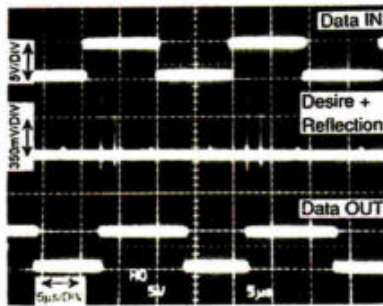
〈写真 4〉 初期同期時間の捕捉特性

$$C/N = (B/R) (E_b/N_0) \dots\dots\dots (4)$$

さて、ここでは誤り訂正符号は使っていませんが、仮に使うとすれば等価的に C/N を改善したことになり、符号化利得で 2~3 dB の向上につながり、BER が 1 桁以上改善されると思います。

次に、アンテナに入力される受信電力対 BER の関係について実測データを図 16 に示します。この結果から、受信感度はほぼ表 2 の仕様に満足する値であることがわかります。

ここで、符号同期相関回路に使われる SAW コンボルバの同期捕捉時間の実測データを写真 4 に示します。実測結果から、初期捕捉時間に関して約 20 μ s の時間を要し、その後は前述のように 9.77 μ s の時間ご



〈写真5〉 実験によるマルチパス・フェージング特性

とに同期がとれて、確実にデータが出力側で復調されていることがわかります。しかしながら、初期捕捉時間が約2倍の所要時間になる原因としては、送信から受信に切り替わるときに、AGC特性と各回路系の立ち上がり時間、セービング回路のスイッチング時間が影響していると考えられます。

■ マルチパス・フェージング

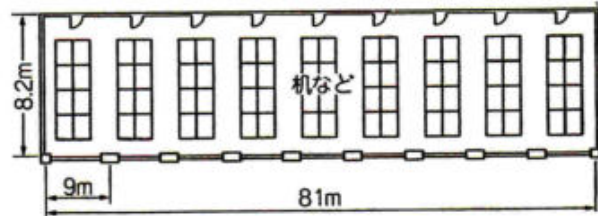
SS通信方式におけるマルチパス・フェージングについて、当ユニットおよび図14(a)に示すA-D変換復調ボードを使用して検証しました。写真5に結果を示します。具体的にはSS信号の希望波に対してSAW遅延線を使って強制的に2μsの遅延時間を生じた反射波を作り、有線にて2信号測定用パッドの出力から当ユニットのアンテナ入力に接続し、測定を行いました。

この測定結果から、振幅レベルの高い信号が希望波であり、そこから2μs離れた振幅値の小さい信号が反射波です。そこで、入力データに対してデジタル信号処理により最初のコンポリューション信号を出力データの立ち上がり時間もしくは立ち下がり時間とし、モノマルチパイブレイタにより出力データのパルス幅を次のコンポリューション信号の手前まで広げることで、ある一定の遅延時間および振幅値の大小にかかわらず反射波を無視することができます。

写真5はマルチパス対策を行った出力データです。実際に、当ユニットに使用したSAWコンボルバ(127チップ長)の同期捕捉時間は9.77μsですが、SAWコンボルバに対して二つのSS入力信号が中央部の出力ゲート電極に向かって互いに同時に入力されるので、見かけ上の表面波の音速が2倍となり、コンポリューション信号の間隔が半周期(約4.9μs)で出力します。したがって、パルス幅の広がりには注意を要します。

以上の結果から、データ伝送速度が速くなると一般的にPN符号のチップ長を短くするので、相関検出された信号間の時間軸の間隔が狭くなり、マルチパス対策にはデジタル信号処理上の困難を伴います。また、単純に送信電力を増加してもフロア効果により対策で

〈図17〉 室内伝送実験場所の上面図



条件：出力：+18dBm, PN符号127チップ長M系列, λ/4スリプ・アンテナ, CSK方式, データ伝送速度102kbps.
結果：80m地点でBER = 10⁻⁶以下。

きない場合もあります。総合的なマルチパス対策としては、適応自動等化による高周波アナログ部とし、デジタル部においては線形/非線形型のトランスバーサル・フィルタ¹⁾を使った信号処理を行うべきであると思います。ちなみに、SAWコンボルバは一種の高周波アナログ部におけるトランスバーサル・フィルタです。

■ 伝搬損失とBER

次に、屋内伝送実験を考えた場合、2484MHzにおける伝搬損失L_fは自由空間の伝搬路とみなしたとき、計算によると次のようになります。

$$\begin{aligned}
 L_f &= 20 \log \frac{4\pi d}{\lambda} \\
 &= 20 \log f \cdot d - 27.6 \\
 &= -27.6 + 20 \log f + 20 \log d \dots\dots\dots (5)
 \end{aligned}$$

一般に、自由空間伝搬では距離が2倍になると6dBの伝搬損失が発生します。

上述のことがらを踏まえて、海外のオフィスにて屋内伝送実験を行いました。図17に測定場所の上面図と条件を示します。ここでは、送受信用SSトランシーバユニット2台、図14(a)に示したA-D変換復調ボード2台を使って飛距離テストを行いました。

測定結果は80m地点までBER = 10⁻⁶以下、それ以上の距離は測定場所がなかったため実測しませんでした。また、(5)式から80m地点では計算結果により伝搬損失は78dBです。そこで、図16に示す受信感度特性からBER = 10⁻⁶以下のとき、受信電力は少なくとも-83dBm以上でなければなりません。このとき、使用したSSトランシーバ・ユニットの送信電力

*1：タップ遅延線路と重み付け回路の組み合わせを縦続接続させたフィルタで、デジタル型(非線形)はシフトレジスタによる遅延線、アナログ型(線形)はSAWによる遅延線で構成される。両者を組み合わせることによりマルチパス・フェージングに対して改善効果があることが報告されている。

は+18 dBmでした。したがって、78 dBの伝搬損失を送信電力から差し引くと、80 m地点における受信電力は-60 dBmであるとわかります。

しかし、現実にはシャドウイング効果を考えると、10 dBほどさらに減衰すると思われるため、実際には受信電力としては-70 dBmの値を示していると思います。そのことから逆に80 m地点では、BER=10⁻⁶以下はクリアしていると思われます。

また、ここでは誤り検出/訂正回路は採用していませんでした。さらに、同じ測定条件で屋外見通し距離において実測した結果、250 m地点でBER=10⁻⁶以下をクリアしました。それ以降は測定場所がないため実測しませんでした。

■ 受信感度

ここで、受信部における受信感度について図16の実測値を基に理論計算してみると次のようになります。

受信機のNFは受信機内で発生する熱雑音の割合を表しており、数式では次のようになります。

$$NF = 10 \log \frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}} \dots\dots\dots (6)$$

- S_{in} : 受信機の信号入力電力
- N_{in} : 受信機の雑音入力電力
- S_{out} : 受信機の信号出力電力
- N_{out} : 受信機の雑音出力電力

実際に製作したSSトランシーバ・ユニットのNFは、実測結果から5.7 dB (f₀=2484 MHz時)でした。また、受信機の入力端における雑音は信号源の熱雑音だけであるとすると次式のようにになります。

$$N_{in} = kTB \text{ [W]} \\ = 10 \log \frac{kTB}{10^{-3}} \text{ [dBm]} \dots\dots\dots (7)$$

- k : ボルツマン定数 (1.38 × 10⁻²³ J/K)
- T : 等価雑音温度 (290K, 17 °C)
- B : -3 dB 帯域幅 (34.5 MHz, IF)

上記の各定数を(7)式に代入すると、N_{in} = -98.6 dBmとなります。そこで、仮にSSトランシーバ・ユニットの受信感度がS/N=3 dBとしたとき、ベースバンド復調部のBER=10⁻²であった場合、

$$10 \log \frac{S_{out}}{N_{out}} = 3 \text{ dB}$$

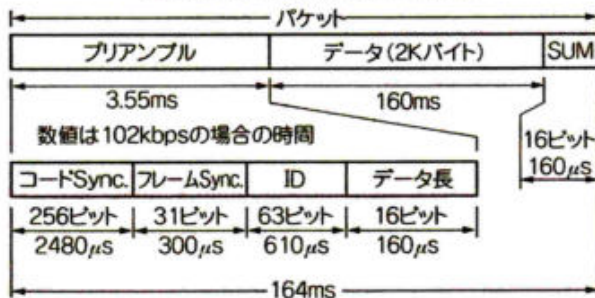
となります。

また、受信部に入力すべきS_{in}はNFの定義により次式で表されます。

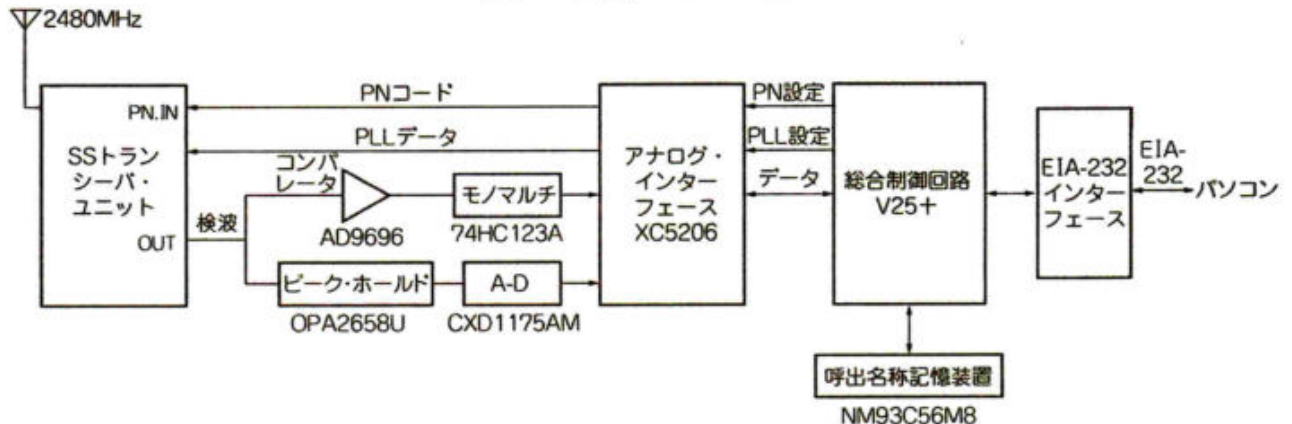
$$10 \log S_{in} = \\ 10 \log N_{in} + 10 \log \frac{S_{out}}{N_{out}} + NF \dots\dots\dots (8)$$

(8)式に上述のNF値、S_{out}/N_{out}値を代入することによりS_{in} = -89 dBmの値が得られます。つまり、SSトランシーバ・ユニットにおけるベースバンド復調部でS_{out}/N_{out} = 3 dB (BER = 10⁻²)のとき、受信感度は-89.9 dBmであることが計算により求められます。これは図16に示されている実測値とほぼ一致しています。

〈図18〉 SSモデムのパケット構成



〈図19〉 SS無線モデムのブロック





〈写真 6〉 SS 無線モデムの外観(150×150×50mm)

無線モデムの試作

SS トランシーバ・ユニットを使用して実際にパケット交換によるデモンストレーション用の無線モデムを試作しました。図 18 にパケット構成を示します。基本的にプリアンプルとデータ、16 ビットによる CRC (Cyclic Redundancy Check) 符号から構成されています。(財)無線設備検査検定協会(MKK)の電波法に基づく技術基準適合証明を取得した同類の試作機を写真 6 に、内部を写真 7 に示します。仕様については表 3 に、基本回路構成は図 19 に示します。

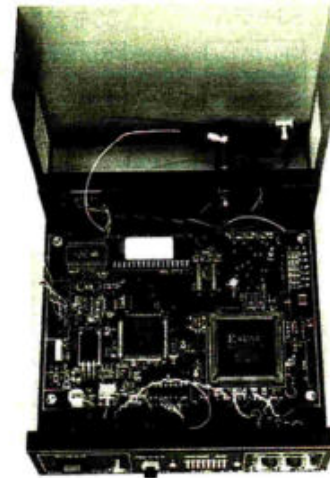
■ 通信プロトコル

通信プロトコルは、次のようにエラーを制御しています。はじめに、送信されるデータは誤り検出符号化されるとともにパケット化されます。このパケット化の際、相手のアドレスと自分のアドレス、自分の呼び出し符号(法令により 63 ビット長から構成)を付加します。

次に、基本動作として図 20 に示されているパソコン A に接続されたモデムは、このデータ・パケットをパソコン B 側のモデムに送ります。パソコン B 側のモデムは、データ・パケットのエラー検出処理を行い、エラーを検出しなかった場合、パソコン A 側のモデムに ACK(Acknowledgment)パケットを返し、もしエラーが検出されたら NAK(Negative Acknowledgment)パケットを返します。パソコン A 側のモデムは ACK パケットを受信したときは、次のデータ・パケットを送信し、ACK パケットを受信できなかったら、同じデータ・パケットを再び送信する仕組みになっています。

■ 伝送実験

そこで、当モデムを SS トランシーバと同様に屋内外で伝送実験を行った結果、屋内では 100 m 地点においてエラーの発生はなく、また屋外では 250 m 地点でエラーの発生は検出されませんでした。当モデムの電氣的仕様は前述の SS トランシーバ・ユニットの仕様(表 2)と同じです。なお、試作したモデムの消費電流は単一電源 DC5V で最大 0.5 A 程度です。



〈写真 7〉 SS 無線モデムの内部

〈表 3〉 2.4GHz 帯 SS 無線モデムの仕様

●無線部

技術基準	RCR-STD-33A 標準規格適合(小電力データ通信システムの無線局の無線設備)
電波形式	スペクトル拡散 直接拡散方式
無線周波数帯	2471MHz~2497MHz
拡散帯域幅	26MHz
空中線電力	3mW/MHz
通信方式	半二重通信方式
データ伝送速度	最大 102kbps
発振方式	PLL 周波数シンセサイザ方式
通信距離	屋内 50m 以上(設備環境により異なる) 屋外 100m 以上(設備環境により異なる)

●通信制御

無線回線制御	送信データ検出による自動接続機能 コマンド認識による接続、切断機能
誤り検出符号	CRC-CCITT(16 ビット)
誤り検出機能	ARQ(自動再送要求)

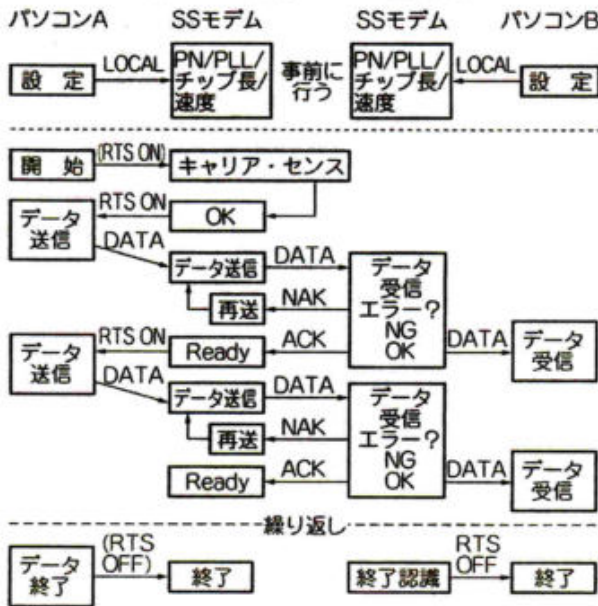
●外部インターフェース

物理インターフェース仕様	D サブ 25 ピン(レセプタクル) EIA-232
同期方式	調歩同期(非同期)方式
通信バッファ	2k バイト
パラメータ設定	ボーレート: 300bps~115200bps フロー制御: ハードウェア/ソフトウェア対応 データ長: 8 ビット ストップ・ビット: 1 ビット パリティ: なし

おわりに

エラストリック型 SAW コンボルバの動作原理と応用例について解説し、その測定法と電氣的特性について評価しました。また、当デバイスを使って 2.4 GHz 帯の SS トランシーバ・ユニットを設計製作し、SAW コンボルバと同様に電氣的特性を評価し、フィール

〈図 20〉 SS 無線モデムの通信手順



RTS ON/OFF: 制御線のスイッチ(データのやりとりなし)
 DATA: データ本体(PC側)またはデータ・パケット(無線側)
 ACK: 肯定応答パケット('AK')
 NAK: 否定応答パケット('NK')
 LOCAL: PCとインターフェース間の制御コマンド
 データとの区別をするため、頭に特徴的フラグを
 付加
 ('#LOCAL\$\$#')

ド・テストを行いました。最終的に、設計製作した SS トランシーバ・ユニットを使って無線モデムを試作し、前述と同様のフィールド・テストを行った結果、送受信ともにスリーブ・アンテナを使用し、送信出力 3 mW/MHz, PN 符号 127 チップ長, データ伝送速度 102 kbps のとき、屋内 100 m 地点においてエラーの発生はなく、屋外見通し距離では 250 m 地点でエラーの発生は検出されませんでした。ちなみに、当モデムにおいてはエラー訂正回路は含んでいませんでした。

これらの総合結果から、エラスティック型 SAW コンボルバを使用して十分に低コストで小型省電力、高信頼性の民生用 SS 通信機器に対応できることを立証

しました。

今後の課題として誤り訂正回路、タップ付き遅延線による非線形トランスバーサル・フィルタなどを加味したうえで、さらに信頼性を向上し、耐マルチパス・フェージング、CW 干渉、遠近問題などの対策にチャレンジするつもりです。

ついでに、一般 LSI によるデジタル相関器について述べておくと、高周波 IF 回路においてキャリアの位相を 0°, 90° に位相合わせしたあと(一般にコスタス・ループ回路を採用)、A-D 変換し、デジタル・マッチド・フィルタにおいて相関検出します。ここでの問題点は、キャリアの位相同期において CW 妨害などで C/N が悪くなる点です。さらに AGC 回路の応答特性や高周波増幅回路を含む周辺回路のダイナミック・レンジが小さいときは、コスタス・ループ回路*2 が正常に動作しないことがあります。その結果、デジタル・マッチド・フィルタによる逆拡散ができなくなり、そのため何らかの対策が必要となります。

今後の SS 通信方式に対するエラスティック型 SAW コンボルバの活用について少し述べると、次のようになります。例えば、SAW コンボルバを並列に複数使用してレイク受信機*3の構成もしくは高速データ伝送を行う場合、SAW コンボルバの出力側高周波増幅器(400 MHz)を 1 回路にしてロータリ・スイッチ・タイプの RF スイッチで各 SAW コンボルバ-高周波増幅器間を切り替え接続し、外部から RF スイッチをコントロールすることで複数の高周波増幅器を必要とせず、小型省電力に対応できる方法も考えられます。一方、エラスティック型 SAW コンボルバの圧電材料を見直し、圧電定数 K(電気機械結合係数)の大きい材料が現在検討されており、その結果によっては出力効率 F_d の向上が期待されると思います。

最後に一言付け加えると、当然のことですが、最終的に SS 通信方式の特徴の鍵を握っているのは PN 符号であり、PN 符号長の長短および系列が、性能、信頼性を大きく左右します。

参考文献

- (1) 山内雪路; スペクトラム拡散通信, 1994 年, 東京電機大学出版局.
- (2) 横山光雄; スペクトル拡散通信システム, 1988 年, 科学技術出版社.
- (3) 前田隆正, 加藤伊智朗; わかりやすい無線 LAN, 1993 年, オーム社.
- (4) 清水康敬監修, 坪内和夫; 無線 LAN システムの構成技術と事例, 1996 年, ミマツデータシステム.

*2: 受信機の位相検波回路の一つである搬送波再生回路で、PLL を使用したベースバンド処理型の搬送波抽出/再生回路。比較的簡単な回路構成で精度よく搬送波の再生が可能であるため、IC 化しやすいことからもっとも多く使用されている。

*3: 空間ダイバーシティ技術においては一般に独立した複数の受信機が必要になるが、CDMA 方式では複数の相関器を使用した一つの受信機で可能となる。ちなみに rake とは「熊手」という意味で、複数の受信信号をかき集めることからきている。