

スペクトル拡散信号受信用整合フィルタの 周波数オフセット存在下における性能劣化と その補償法

正 員 長谷川孝明[†] 正 員 中川 正雄[†]

Performance Degradation of PN Matched Filter with Clock
Frequency Offset and its Compensation

Takaaki HASEGAWA[†] and Masao NAKAGAWA[†], Members

あらまし スペクトル拡散通信方式において、その受信部における受信信号の逆拡散は重要な問題である。この逆拡散を実現する装置のひとつとして、CCD遅延線整合フィルタがあるが、このサンプリング周波数は受信信号中に含まれる拡散符号のクロック周波数に正確に一致していなければならない。両者の周波数にオフセットが存在する場合、遅延線整合フィルタの逆拡散において性能の劣化がみられるが、これについて定量的な検討は今までなされていない。本論文ではCCD遅延線整合フィルタのクロック周波数オフセット存在下におけるピーク出力の低下をいくつかの仮定のもとに新しい解析法により理論解析し、コンピュータシミュレーションによる結果と比較する。また、この結果を用い、周波数オフセットに追従するCCD整合フィルタループの提案を行ない、その性能をシミュレーションにより示す。

1. ま え が き

スペクトル拡散(SS)通信方式はその対雑音特性、対干渉波特性、また本質的にマルチプルアクセスを備えている点などの観点から広く注目され、研究されている通信方式である。

SS通信方式においては、受信信号中の拡散信号として用いられている擬似雑音(PN)符号の同期が大きな問題である。この同期装置として遅延ロックループ(DLL)が広く用いられるが、DLLは主として追従用であり、同期引き込み時間がかかることが難点であった。

近年、表面弾性波タップ付遅延線(SAW-TDL)やCharge Coupled Device(CCD)などの技術の発達に伴い、これらをPN符号に整合した整合フィルタとして用いた同期系の構成が可能となり広く研究されるに至った^{(1),(3)~(9)}。

さらにPN整合フィルタをその使用法で分けた場合、PN符号同期タイミング信号を取り出す装置として用いるタイプ^{(3),(4),(7),(8)}と、同期と同時に情報復調に用い

ているタイプがある⁽⁶⁾。タイミング回路として用いているものはさらに二つに分けることができる。一つは高速同期のためのタイミング信号として、引き込み用に、追従にはDLL⁽²⁾を用いるタイプ^{(7),(8)}であり、もう一つはSettable Clock Oscillator(SCO)およびSettable Pseudo Noise Generator(SPNG)のセット信号として用いるタイプ^{(3),(4)}である。

実際の通信や計測に際しては、ドップラーシフト、クロック周波数のドリフト、その他の要因によるクロック周波数のオフセットにより、整合フィルタ内の遅延素子の遅延量と入力信号のクロック周波数に不整合が生じる場合がある⁽¹⁾。将来考えられる深宇宙通信また超音波計測等では、さらに大きな問題となることが予想される。MFの対雑音特性、対干渉波特性を示した論文は多いが、クロック周波数オフセットに関して考慮されているものは少ない。クロック周波数オフセットのある場合の対処法としては、遅延時間の少しずつ異なる整合フィルタをならべる⁽¹⁾、SCOとSPNGを用いたP.W.Baierらの同期回路を用いる⁽⁴⁾、などがあるが、前者は、多数の整合フィルタをならべなければならない。また十分に間隔を狭めていない場合どの整合フィルタからも十分な出力が得られない場合がある。また、後者の場合クロック周波数のオフセットと

[†]慶応義塾大学理工学部電気工学科, 横浜市
Faculty of Science and Technology, Keio University,
Yokohama-shi, 223 Japan

いうよりも搬送波の変化による SAW デバイスの狭帯域通過特性により特性が劣化することを述べているものであるし、またその対処法も本質的にフィードバックループを用いていない。そのため、クロック周波数を変化させないで、大きなオフセットに対して対処不可能となることが考えられる。追従に DLL を用いるタイプの同期装置に関しては、周波数オフセットが存在しても追従可能であるが、その前の整合フィルタの段階で十分なタイミング信号が得られないことが考えられる。

本研究ではまず、クロック周波数オフセットが存在する場合の整合フィルタ出力について、部分的自己相関関数を定義し、これを用いた解析法で、理論的に検討し、そのピーク出力をもとめ、デジタルコンピュータシミュレーションの結果と比較する。次に周波数オフセットがある場合の整合フィルタ出力の性質を利用し、フィードバックループを構成することにより本質的にクロック周波数オフセットに対応し、追従するループを示し、その動作を述べる。最後に、デジタルコンピュータシミュレーションを行なった結果を示し、本追従ループの有効性を示す。

2. 周波数オフセット存在下の整合フィルタ出力

2.1 整合フィルタの原理

図1にCCDPN整合フィルタを示す。M系列PN符号に関しこれと同じビット周期の整合フィルタを用いる場合について述べる。PN符号の系列長をMビット、

クロック周波数を $f_c (=1/T_c)$ 、また整合フィルタは $f_s (=1/T_s)$ でサンプリングして読み込んでいくものとする。図1で T_s は T_c 秒の遅延を表わしている。入力するM系列のPN符号に整合した係数 $\alpha_k (=1$ または -1 で、1のときはそのまま、 -1 のときは逆相にして、加算器に加えることを示す)をとることにし、周波数オフセットのない場合、つまり $f_c = f_s$ の場合、 M/f_c ごとに1クロックだけ1を出力し、他の $M-1$ ビットでは、 $-1/M$ を出力する。

今もし整合フィルタのサンプリング周波数よりも入力のPN符号のクロック周波数が低いとき、つまり $T_s > T_c$ であるとき、図2(a)のようにPN符号の同一ビットを重複して読み込んでしまう場合があり、逆に $T_s < T_c$ であるとき、図2(b)のように1ビットを読みとばしてしまう場合がある(以後、共に読み誤りとする)。読み誤りが生じた場合、整合ろ波出力のピークは複数のクロックにわたって分散されて出力されることとなる。つまり、ある瞬間には全タップ中のいくつかのタップからピークに寄与する相関出力が得られ、次のクロックで別のタップからそれが得られるという訳である。このように、部分的にしか整合のとれた相関が得られないため、ピーク値は減少し、かつ、ピーク値の出る時間は数クロックに分散し、またピーク以外でも小さな出力の山がいくつか生じる。2.2で詳しい検討がなされる。

2.2 周波数オフセットの存在下の整合フィルタの部分的相関による解析法

まず、図1の整合フィルタに周波数オフセット Δf

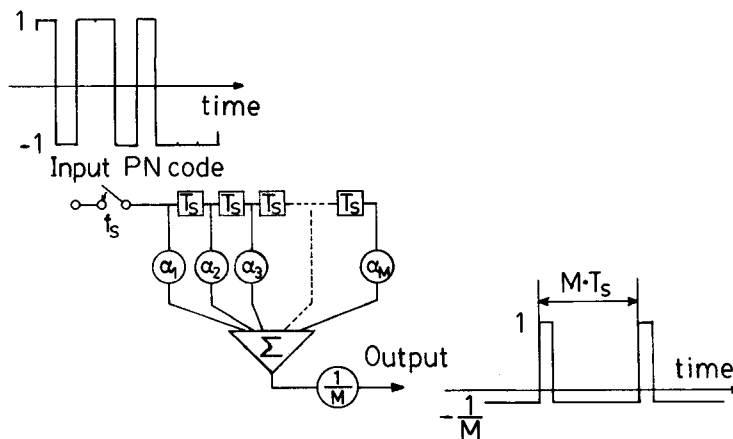


図1 CCD PN整合フィルタ
Fig.1 CCD PN matched filter.

($=f_c - f_s$) を持つクロックのPN符号が入力されたと考えよう。 Δf を f_s で正規化し、正規化された周波数オフセットを x とする。

$$x = \Delta f / f_s \quad (1)$$

読み誤りの起こる周期 n は式(2)で表わされる。

$$n = 1 / |x| \quad (2)$$

また、ここで考察する範囲は式(3)の範囲とする。

$$n > M / 2 \quad (3)$$

つまり、読み誤りの周期が整合フィルタ長 M (PN符号長) の半分より大きい範囲を対象とするということである。現実はこの程度の範囲で十分と考えられる。

以後の解析に先立ち、次の二つの式を定義しておく。周期 M の M 系列のPN符号を $PN(k)$ (k は整数) と表わすとすると、その自己相関関数を $R(\tau)$ とする。

$$R(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M PN(k-\tau) \cdot PN(k) \quad (4)$$

これを図3に示す。また、周期 M より小さい M' に対し、

$$R'(\tau) = \frac{1}{M'} \sum_{k=1}^{M'} PN(k-\tau) \cdot PN(k) \quad (5)$$

なる量が考えられるが、これを1周期に満たない部分的なビットの Σ により得られた自己の相関を表わす値という意味から部分的自己相関関数と定義する。

$\tau = 0$ では、自己相関関数 $R(\tau)$ も部分的自己相関関数 $R'(\tau)$ も共に、 $R(0) = R'(0) = 1$ となる。

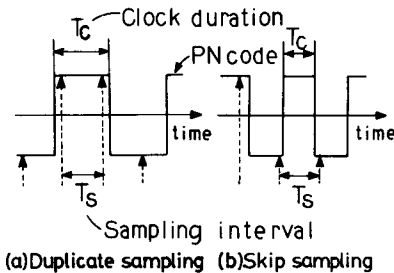


図2 周波数オフセットのあるときのサンプリング
Fig.2 Sampling with frequency offset.

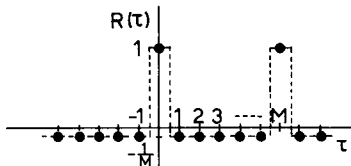


図3 M 系列の自己相関関数
Fig.3 Auto correlation of maximal sequence.

周波数オフセットのない場合の整合フィルタの出力は自己相関関数と一致しているが、オフセットがあると自己相関関数の議論がそのままは使えない。しかし、ここでは部分的自己相関関数というものを定義することにより、周波数差が存在する場合にも、自己相関関数の考え方をを用いることができる。

いま、図4のように、入力してきたPN符号に対し、PN符号の第1ビットから、第 P ビット ($P < M$) まで誤りを生じずに、読み込んでいき、 $P+1$ ビット目を読み飛ばし、あるいは重複読みをし、それ以後、順次読み込んでいった時を考えよう。本来読み誤りがなければ第1ビットから、第 M ビットまでの合計 M ビットによる相関ピーク出力が得られるところが、第 $P+1$ ビットから第 P ビットまでしか整合してはず、第 $P+1$ ビット目から第 M ビット目までは1クロックずつずれた値が遅延線整合フィルタに入っていることになる。さて、この状態におけるピーク出力は整合フィルタの第1ビット目から第 P ビット目(整合している部分)と第 $P+1$ ビット目から第 M ビット目(1ビットずれている部分)に分けて考えれば、それぞれの部分内では読み誤りがないため、それぞれの部分ごとには、クロック周波数差がないときの議論が適用できる。つまり、ピーク出力 S_p は結局 $1 \sim M$ にわたって平均したものであるから、二つの部分的自己相関関数の荷重平均として、

$$S_p = \frac{P}{M} R'(0) + \frac{M-P}{M} R'(1) \quad (6)$$

(重複読みの場合)

または、

$$S_p = \frac{P}{M} R'(0) + \frac{M-P}{M} R'(-1) \quad (7)$$

(読みとばしの場合)

さて、図3の $R(\tau)$ から $|\tau|$ が1ビット以上の範囲では、 $R(\tau)$ は、

$$R(\tau) = -1 / M \div 0 \quad (8)$$

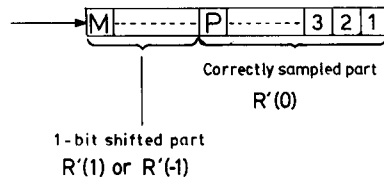


図4 クロック周波数オフセット下の整合フィルタ
Fig.4 Matched filter with clock frequency offset.

となり、 M が大きいきはほとんど0と考えられるが、式(5)のように1周期より短いビットの Σ により得られた部分的自己相関 $R'(\tau)$ は一般には、 $|\tau|$ が1ビット以上の範囲で式(8)のようには一定値とはならない。しかし、その絶対値は $R'(0)$ (=1)にくらべ、 P が小さいとき(長いビットの Σ による)は十分に小さいもの($R'(\tau) \approx 0$)と考えられるし、また、 P が大ききときはその係数である $(M-P)/M$ の値が小さくなるため式(6)、(7)の第2項はほとんど無視できると仮定する。この仮定により整合フィルタピーク出力 S は、式(6)、(7)の第1項のみとなり、

$$S = P/M \quad (9)$$

となる。

実際の整合フィルタ出力は図5のようになる。1が出力される瞬間は式(4)を適用できる場合、つまり1周期 M ビットに対してオフセットの影響が現われない場合であり、それよりも小さいピークが現われる場合は前述までの部分的自己相関関数を用いてそのピークの高さを知るわけである。

さて今、

$$m = [n/M] \quad ([\cdot] \text{はガウス記号}) \quad (10)$$

とおく、図6においては太線で示した n ビット間の左端で読み誤りが生じ、 n ビット間では読み誤りを生じず、右端で読み誤りが再び生じることを示したものであるが、このときの n ビット間のMFピーク出力の平均は読み誤りの生じた位置 β によって異なる。図6(a)では完全な相関ピーク、つまり1が得られる区間が m -

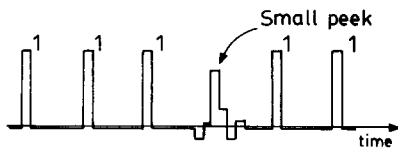


図5 整合フィルタ出力の例
Fig.5 Example of matched filter output.

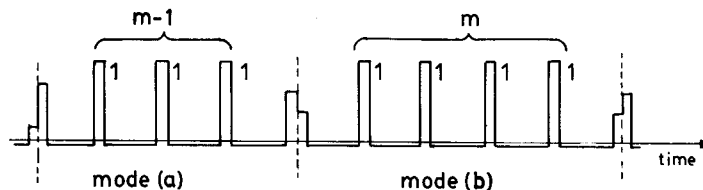


図7 整合フィルタ出力
Fig.7 Matched filter output.

1個存在し、また図6(b)では m 個存在する。図6に対応する時間波形の例を図7に示す。ここで図6(a)の場合は図7で(a)の部分に対応し、 $m-1$ 個の完全なピーク(ピークが1)が存在し、それらの前後のピークが乱れ小さいものとなっていることがわかる。また、図6(b)にはその時間波形として図7の(b)の部分に対応している。ここでは m 個の完全なピークの前後に乱れた小さなピークがみられる。CCD整合フィルタでは、この乱れた小さなピークが平均のピーク値を減少させている。ここで注意すべきことは、図7の(a)のモードと(b)のモードが必ずしも時間的に交互に現われるということを示したのではないという点である。周波数オフセット ω により(a)のモードが続いたり、交互にモードが変わるなど多種多様な場合が存在する。例えば、入力PN信号の時間周期 MT_0 と、整合フィルタの長さ MT_0 の間に無理数倍の関係のあるときは、(a)のモードと(b)のモードの出現のしかたは概周期的となる。

さて通常雑音や情報変調による符号反転のために本来のピーク以外にも小さないくつかの山が生じるため、図8のようにスレッシュホールドを切ってピーク検出を行なうが、ここでもスレッシュホールド T_k 以上となった整合フィルタの出力をピーク出力と考え、これらの平均を

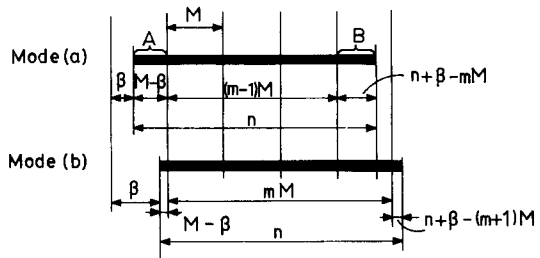


図6 整合フィルタのピーク出力を出す位相と読み誤りの位置 β
Fig.6 Phase of matched filter's peek output and mis-sampling point β .

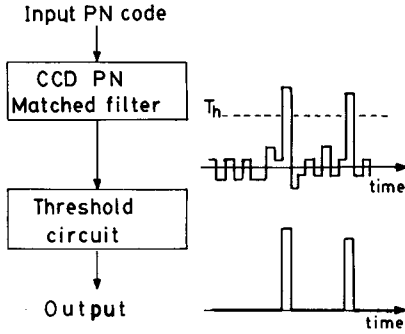


図8 整合フィルタとスレッシュホルド回路
Fig.8 Matched filter and threshold circuit.

求める。

いま、図6(a)を例にとって考える。読み誤りのない区間 \$n\$ の中で

- i) \$m-1\$ 個の正規のピーク1が出力される。
- ii) 図中の左の部分Aから生じるピークは、その大きさが \$T_h\$ 以上なら \$(M-\beta)/M\$ がそのまま出力される。
- iii) 図中の右の部分Bから生じるピークは、その大きさが \$T_h\$ 以上なら \$(n+\beta-mM)/M\$ がそのまま出力される。

の3点より、読み誤りの位置 \$\beta\$ の関数としての平均ピーク出力 \$F(\beta)\$ は、

$$F(\beta) = (f_1(\beta) + m - 1 + f_2(\beta)) / (n/M) \quad (11a)$$

ただし

$$f_1(\beta) = \begin{cases} (M-\beta)/M & \text{if } (M-\beta)/M > T_h \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (11b)$$

$$f_2(\beta) = \begin{cases} (n+\beta-mM)/M & \text{if } (n+\beta-mM)/M > T_h \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (11c)$$

となるが、この式の成立する \$\beta\$ の範囲は図6(a)より、

$$n+\beta-mM < M \quad (11d)$$

であることより、

次に、\$\beta\$ がこの範囲を超えると、図6(b)のモードとなり、このモードにおける読み誤りの位置 \$\beta\$ の関数としての平均ピーク出力 \$G(\beta)\$ は上記と同様の考え方により、

$$G(\beta) = (g_1(\beta) + m + g_2(\beta)) / (n/M) \quad (12a)$$

ただし

$$g_1(\beta) = \begin{cases} (M-\beta)/M & \text{if } (M-\beta)/M > T_h \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (12b)$$

$$g_2(\beta) = \begin{cases} (n+\beta-(m+1)M)/M & \text{if } (n+\beta-(m+1)M)/M > T_h \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (12c)$$

となる。

以上の考え方で、\$m \ge 1\$ (読み誤りの周期 \$n\$ が \$M\$ 以上の場合)、および \$m=0\$ (読み誤りの周期 \$n\$ が \$M\$ に満たない場合)にわけてまとめると、

i) \$m \ge 1\$ のとき

$$F(\beta) = (f_1(\beta) + m - 1 + f_2(\beta)) / (n/M) \quad (13)$$

ただし

$$f_1(\beta) = \begin{cases} (M-\beta)/M & \text{if } \beta < (1-T_h)M \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$f_2(\beta) = \begin{cases} (n+\beta-mM)/M & \text{if } \beta > (T_h+m)M-n \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

\$(0 \le \beta < (m+1)M-n)\$

$$G(\beta) = (g_1(\beta) + m + g_2(\beta)) / (n/M)$$

ただし

$$g_1(\beta) = \begin{cases} (M-\beta)/M & \text{if } \beta < (1-T_h)M \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (14)$$

$$g_2(\beta) = \begin{cases} (n+\beta-(m+1)M)/M & \text{if } \beta > (T_h+m+1)M-n \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

\$((m+1)M-n \le \beta < M)\$

ii) \$m=0\$ のとき

$$F(\beta) = f_3(\beta) / (n/M) \quad (15)$$

ただし

$$f_3(\beta) = \begin{cases} n/M & \text{if } n > T_h M \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

\$(0 \le \beta < M-n)\$

$$G(\beta) = (g_3(\beta) + g_4(\beta)) M/n$$

ただし

$$g_3(\beta) = \begin{cases} (n+\beta-M)/M & \text{if } \beta > (1+T_h)M-n \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (16)$$

$$g_4(\beta) = \begin{cases} (M-\beta)/M & \text{if } \beta < (1-T_h)M \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

\$(M-n \le \beta < M)\$

式(13)~(16)の \$F(\beta)\$, \$G(\beta)\$ を用いて、\$\beta\$ に関係しない、

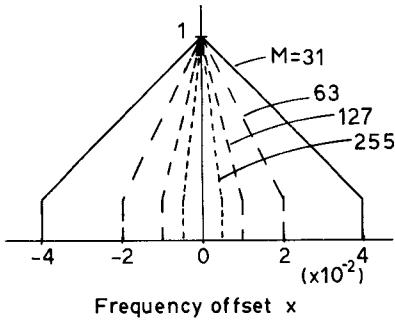


図9 整合フィルタの平均ピーク出力 ($T_h = 0.8$)

Fig.9 Mean peak value of matched filter output ($T_h = 0.8$).

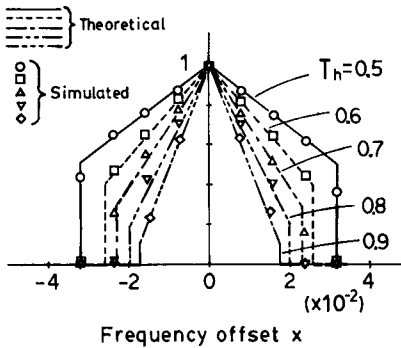


図10 整合フィルタの平均ピーク出力 ($M = 63$)

Fig.10 Mean peak value of matched filter output ($M = 63$).

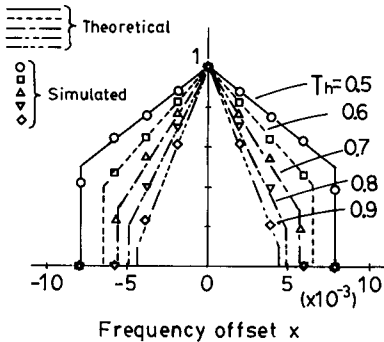


図11 整合フィルタの平均ピーク出力 ($M = 255$)

Fig.11 Mean peak value of matched filter output ($M = 255$).

最終的な平均ピーク出力 S_m は β のすべての領域について平均したものであり式(17)により計算される。

$$S_m = \left(\int_0^{(m+1)M-n} F(\beta) d\beta + \int_{(m+1)M-n}^M G(\beta) d\beta \right) / M \quad (17)$$

この結果 $m = 0$, $m \geq 1$ も含め全ての場合について

$$S_m = \begin{cases} 1 - |x| \cdot M \cdot T_h^2 & \text{if } |x| \leq 1 / (M T_h) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

が得られる (付録参照)。

この結果を図9に示す。また実際にデジタルコンピュータ上でPN符号を発生させ、デジタルコンピュータシミュレーションした結果を図10、図11に併せて示す。理論とシミュレーション結果がよく一致している。

以上の結果より、符号長 M を大きくとればとる程、またスレッシュホールド T_h を高くとればとる程、周波数オフセットの影響が大きくなるといえる。

次章では周波数オフセットの影響を受けないようなマッチドフィルタ同期装置を示す。

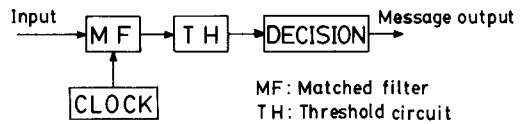


図12 従来の固定周波数型CCD整合フィルタ復調器
Fig.12 Conventional fixed frequency CCD matched filter demodulator.

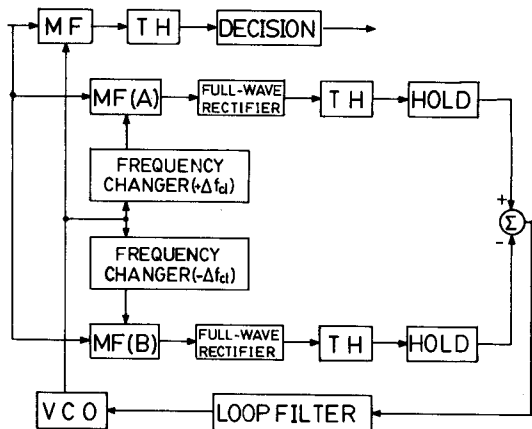


図13 周波数追従型CCD整合フィルタ復調器
Fig.13 Frequency tracking CCD matched filter demodulator.

3. 周波数オフセット対応型整合フィルタ⁽⁵⁾

PN 符号の正負を 1 周期ごとにデータに応じて変化させる Sequence Inversion Keying (SIK) に対し復調に用いる従来型の CCD マッチドフィルタ復調器を図 12 に示す。この場合、クロック周波数は固定のため前章で示したように周波数オフセットによるピーク出力の低下をまねく。

それに対し、提案する周波数対応型マッチドフィルタを図 13 に示す。点線内が新たに追加された周波数追従用の回路である。電圧制御発振器 (VCO) から復調用 MF に加えられるクロックの周波数オフセットを土

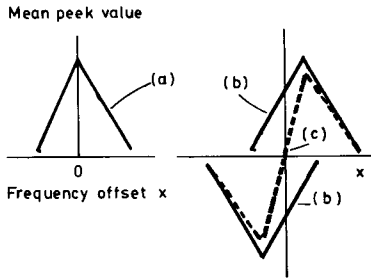


図 14 平均ピーク出力と周波数比較特性
Fig 14 Mean peak value and frequency comparator characteristic.

Δf_{c1} だけ加え、復調用 MF のクロック周波数よりやや高い周波数で駆動する MF (A)、およびやや低い周波数で駆動する MF (B) の二つの出力を全波整流し、スレッシュホールドを超えたものを保持し、逆相で加算し積分フィルタを通して VCO にフィードバックするものである。図 14 (a) のような MF の出力ピーク平均を (b) のように逆相に加えることにより (c) のような周波数比較出力を実現している。例えばやや高いクロック周波数の PN 符号の入力があった場合、整合フィルタ MF (A) からは大きなピークが、MF (B) からは小さなピークが出力され、その結果、正の信号が VCO に加えられ、VCO の周波数を高めることで対応するという訳である。しかし、図 14 (b) に示した整合フィルタの周波数オフセットに対応する出力は、あくまで平均値であり、毎回図に示した高さのピークが出現するとは限らないので、この雑音を吸収するためにループフィルタの時間定数を調整する必要がある。

次章では、本同期復調システムのデジタルコンピュータシミュレーション結果を示す。

4. シミュレーション

本システムの性能評価のためにデジタルコンピュータシミュレーションを行ない情報データの誤り率を求める。

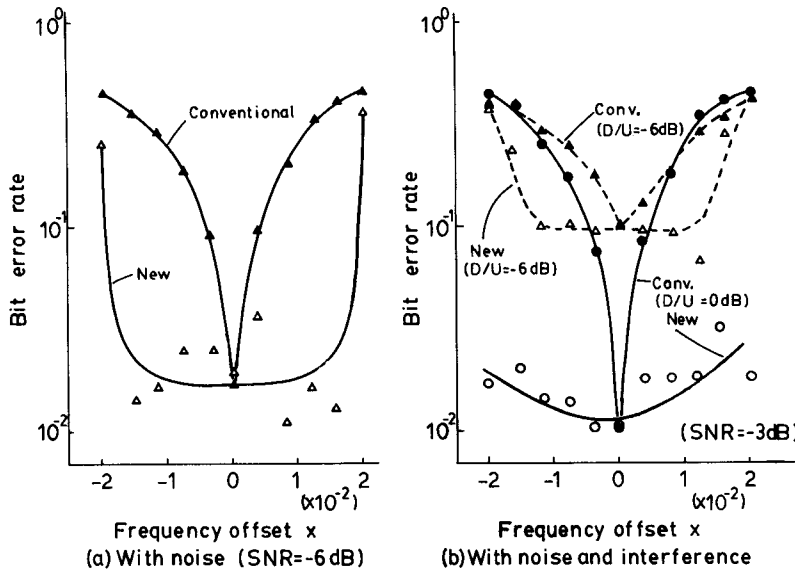


図 15 周波数オフセットに対するビット誤り率
Fig.15 Bit error rate versus frequency offset.

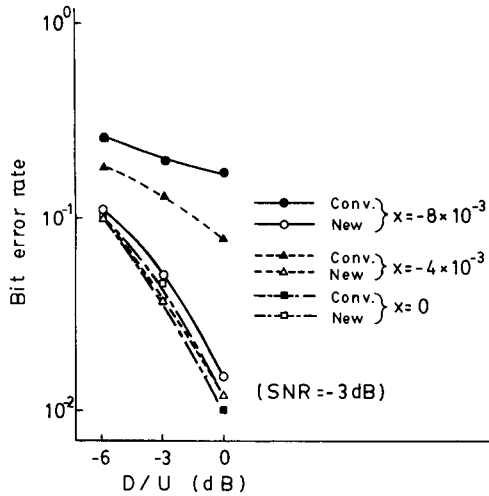


図 16 干渉波に対するビット誤り率
Fig.16 Bit error rate versus D/U .

$M=127$ (7 段シフトレジスタ PNG[7, 1]) の PN 符号を拡散符号として用い、受信側で復調、誤り率を求め図 15, 16 に示す。図 15 (a) では白色ガウス雑音の存在下での場合を、図 15 (b) では白色ガウス雑音にさらに干渉波として、同じ $M=127$ で異なる系列の M 系列が加わった場合を示す。 D/U は希望波対干渉波の電力比である。復調可能な範囲が従来の整合フィルタに比べてかなり広がっていることがわかる。また、図 16 には図 15 (b) と同じ条件で周波数オフセット $x=0, -4 \times 10^{-3}, -8 \times 10^{-3}$ のそれぞれの場合について、ビット誤り率の改善を示す。 $x=0$ のところでは改善がなくなっていることがわかる。これはシステムの限界を示すものである。

5. む す び

本研究ではまず、擬似雑音符号に対する整合フィルタについて、周波数オフセットが存在する場合に着目し、相関ピーク出力の劣化をいくつかの仮定のもとに理論的に求め、デジタルコンピュータシミュレーション値と比較し示した。理論値とシミュレーション値がよく一致していることを確かめた。

次に、この性能劣化を抑えるための新しい PN 符号復調用 CCDPN 整合フィルタを示し、その性能を誤り率の点から評価し、復調可能範囲が従来に比べかなり広がることを確かめた。

今後の課題とし、この新方式の整合フィルタの同期

引き込み特性の検討と、本論文ではサンプリングクロック周波数と PN クロック周波数が 1 : 1 の場合を扱っているが、前者を後者の N 倍とし、すなわち相関器段数も N 倍となる場合についての検討をすることが残っている。

謝辞 日頃から御指導頂く、慶応義塾大学理工学部角替利男教授に深謝致します。また、シミュレーションに際し多大な御助力を頂いた、本学角替・中川研究室柳下高弘氏に(現、株式会社リコー)に深謝します。

文 献

- (1) R. C. Dixon : "Spread Spectrum Systemes", John Wiley & Sons, New York (1976).
- (2) J. J. Spilker Jr. : "Delay-lock tracking of binary signals", IEEE Trans. Space Elec. Telemetry, SET-9 (March 1963).
- (3) P. W. Baier, K. Dostert and M. Pandit : "A Novel Spread-Spectrum Receiver Synchronization Scheme Using a SAW Tapped Delay Line", IEEE Trans. Commun., COM-30 (May 1982).
- (4) K. Dostert and M. Pandit : "Performance of a SAW Tapped Delay Line in an Improved Synchronizing Circuit", IEEE Trans. Commun., COM-30 (Jan. 1982).
- (5) 柳下, 長谷川, 中川 : "スペクトル拡散信号受信用マッチドフィルタのクロックオフセットによる性能劣化の改良法", 昭 59 信学総全大, 2400.
- (6) Jin-Fu Chang : "The Performance of Spread Spectrum Multiple Access Communication System Using Digital Matched Filters", in Proc. ICC' 80 (1980).
- (7) N. Sato, K. Kobayashi, H. Sasaoka, T. Nishigaki and N. Hamamoto : "Acquisition Performance of CCD Matched Filter for PN Spread Spectrum Signal", in Proc. GLOBECOM' 83 (1983).
- (8) 西垣, 浜本, 鈴木, 西山 : "CCD マッチドフィルタを用いたスペクトル拡散通信装置の初期接続特性", 昭 59 信学総全大, 2401.
- (9) 長谷川, 中川 : "スペクトル拡散信号受信用マッチドフィルタの周波数オフセット存在下における性能劣化とその補償法", 昭 59 情報理論とその応用研究会, 第 7 回シンポジウム資料, pp. 258-263.

付 録

1) $m \geq 1$ のとき

$$S_m = \left(\int_0^{(m+1)M-n} F(\beta) d\beta + \int_{(m+1)M-n}^M G(\beta) d\beta \right) / M$$

$$= \left(\int_0^{(m+1)M-n} (f_1(\beta) + m - 1 + f_2(\beta)) / (n/M) d\beta \right) / M$$

$$\begin{aligned}
 & + \int_{(m+1)M-n}^M (g_1(\beta) + m + g_2(\beta)) / (n/M) d\beta \Big/ M \\
 = & \left(\int_0^{(m+1)M-n} (f_1(\beta) + m - 1 + f_2(\beta)) d\beta \right. \\
 & + \int_{(m+1)M-n}^M (g_1(\beta) + m + g_2(\beta)) d\beta \Big/ n \\
 = & \left(\int_0^{(m+1)M-n} (m-1) d\beta + \int_{(m+1)M-n}^M m d\beta \right. \\
 & + \int_0^{(m+1)M-n} (f_1(\beta) + f_2(\beta)) d\beta \\
 & + \int_{(m+1)M-n}^M (g_1(\beta) + g_2(\beta)) d\beta \Big/ n \\
 = & \left(\int_0^M m d\beta - \int_0^{(m+1)M-n} d\beta + \int_0^M f_1(\beta) d\beta \right. \\
 & \left. + \int_0^{(m+1)M-n} f_2(\beta) d\beta + \int_{(m+1)M-n}^M g_2(\beta) d\beta \right) / n
 \end{aligned} \tag{A.1}$$

ここで、括弧内第1項+第2項は

$$M_m - (m+1)M + n = n - M \tag{A.2}$$

第3項は

$$\int_0^M f_1(\beta) d\beta = \int_0^{(1-T_h)M} \frac{M-\beta}{M} d\beta = \frac{1-T_h^2}{2} M \tag{A.3}$$

第4項については式(10)より

$$\begin{aligned}
 \int_0^{(m+1)M-n} f_2(\beta) d\beta &= \int_{\frac{n-mM}{M}}^1 f_2 \cdot M df_2 \\
 \left(\text{ただし } f_2 &= \begin{cases} f_2 & \text{if } f_2 > T_h \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \right) \tag{A.4}
 \end{aligned}$$

また第5項についても同様に

$$\begin{aligned}
 \int_{(m+1)M-n}^M g_2(\beta) d\beta &= \int_0^{\frac{n-mM}{M}} g_2 \cdot M dg_2 \\
 \left(\text{ただし } g_2 &= \begin{cases} g_2 & \text{if } g_2 > T_h \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \right) \tag{A.5}
 \end{aligned}$$

第4項+第5項は式(A.4)、(A.5)が同一の被積分関数を持つことより

$$\begin{aligned}
 \int_{\frac{n-mM}{M}}^1 f_2 \cdot M df_2 + \int_0^{\frac{n-mM}{M}} g_2 \cdot M dg_2 &= \int_0^1 f_2 \cdot M df_2 \\
 \left(\text{ただし } f_2 &= \begin{cases} f_2 & \text{if } f_2 > T_h \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \right) \\
 = \int_{T_h}^1 f_2 \cdot M df_2 &= \frac{1-T_h^2}{2} M \tag{A.6}
 \end{aligned}$$

したがって、式(A.1)、(A.2)、(A.3)、(A.6)より、

$$S_m = (n - M + (1 - T_h^2)M) / n$$

$$= 1 - M \cdot T_h^2 / n \tag{A.7}$$

ここで、式(2)より

$$S_m = 1 - |x| \cdot M \cdot T_h^2 \tag{A.8}$$

またこの式の成立する範囲は式(2)、(7)を用いて

$$m = [n/M] = [1 / (|x| \cdot M)] \geq 1 \tag{A.9}$$

より

$$|x| \leq 1/M \tag{A.10}$$

ii) $m = 0$ のとき

$$\begin{aligned}
 S_m &= \left(\int_0^{M-n} F(\beta) d\beta + \int_{M-n}^M G(\beta) d\beta \right) / M \\
 &= \left(\int_0^{M-n} f_3(\beta) d\beta + \int_{M-n}^M g_3(\beta) d\beta \right. \\
 & \quad \left. + \int_{M-n}^M g_4(\beta) d\beta \right) / n \tag{A.11}
 \end{aligned}$$

ここで括弧内第1項 $f_3(\beta)$ は、式(12)により、 β に無関係であり、 n により決まる定数であるから

$$\int_0^{M-n} f_3(\beta) d\beta = \begin{cases} n(M-n)/M & \text{if } n > M \cdot T_h \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \tag{A.12}$$

第2項、第3項は積分変数の変換を行なう。

$$\begin{aligned}
 \int_{M-n}^M g_3(\beta) d\beta &= \int_0^{\frac{n}{M}} g_3 \cdot M dg_3 \\
 \left(\text{ただし } g_3 &= \begin{cases} g_3 & \text{if } g_3 > T_h \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \right) \tag{A.13}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \int_{M-n}^M g_4(\beta) d\beta &= \int_{\frac{n}{M}}^0 g_4 \cdot (-M) dg_4 = \int_0^{\frac{n}{M}} g_4 \cdot M dg_4 \\
 \left(\text{ただし } g_4 &= \begin{cases} g_4 & \text{if } g_4 > T_h \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \right) \tag{A.14}
 \end{aligned}$$

式(A.13)、(A.14)より第2項+第3項は

$$\begin{aligned}
 \int_{M-n}^M g_3(\beta) d\beta + \int_{M-n}^M g_4(\beta) d\beta &= 2 \int_0^{\frac{n}{M}} g_3 \cdot M dg_3 \\
 \left(\text{ただし } g_3 &= \begin{cases} g_3 & \text{if } g_3 > T_h \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \right)
 \end{aligned}$$

$$= \begin{cases} M \{ (n/M)^2 - T_h^2 \} & \text{if } n > M \cdot T_h \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \tag{A.15}$$

式(A.11)、(A.12)、(A.15)、(2)より

$$S_m = \begin{cases} 1 - |x| \cdot M \cdot T_h^2 & \text{if } |x| \leq 1 / (M \cdot M_h) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \tag{A.16}$$

ただし、 $|x| > 1/M$ (A.17)

以上 $m \geq 1$ 、 $m = 0$ をまとめて、式(A.9)、(A.10)、(A.16)、(A.17)より

$$S_m = \begin{cases} 1 - |x| \cdot M \cdot T_h^2 & \text{if } |x| \leq 1 / (M \cdot T_h) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (\text{A}\cdot 18)$$

(昭和60年6月15日受付, 8月19日再受付)



長谷川孝明

昭56慶大・工・電気卒。昭58同大学院修士課程了。現在、同博士課程在学中。位相同期系、スペクトル拡散通信方式、画像伝送の研究に従事。



中川 正雄

昭44慶大・工・電気卒。昭49同大学院博士課程了。工博。昭48同大助手。以来、非線形振動論、位相同期ループ、通信方式、音声認識、非線形音響の研究に従事。現在、同大・理工・助教授。著書に「信号理論の基礎」(共著、実教出版)などがある。