

Title	通信線路における伝送品質の評価法に関する研究
Author(s)	東, 恒人
Citation	大阪大学, 1987, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/2133
rights	
Note	

Osaka University Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

Osaka University

通信線路における伝送品質の
評価法に関する研究

東 恒 人

あ ら ま し

我国の通信線路網は平衡線路、不平衡線路（同軸線路）及び光ファイバ線路で構成されている。現在、平衡線路は主に加入者線路等の比較的短距離の通信線路に、同軸線路及び光ファイバ線路は主に市外ケーブル等の長距離の通信線路に適用されている。これらの各種の通信線路については、将来の伝送方式に対する適用性を常に明確にしておく必要がある。

本研究では、将来の伝送方式に対する平衡線路、同軸線路、光ファイバ線路の適用指針を明確にするために、上記の通信線路の伝送品質の評価を行なう。

本論文は11章よりなり、その内容は、平衡線路について時分割方向制御伝送方式に対処して、デジタル信号に対するパルス性雑音の評価法とその評価、また同軸線路について大容量・長距離伝送方式に対処して、インピーダンス不均等の等価回路表示と低損失化に関する理論解析結果、さらに光ファイバ線路についてコヒーレント光伝送方式に対処して、振動性外力による伝搬光の偏光状態変動特性の解析結果、偏光状態変動の制御手順とその制御効果の評価、及びコヒーレント光伝送に対する単一モード光ファイバ線路と偏波保持光ファイバ線路の伝搬光の評価法に関するものである。

目 次

第1章 序 論	1
第2章 パルス性雑音の波形特性評価法	4
2.1 緒 言	4
2.2 デジタル伝送上考慮すべき雑音	4
2.3 インパルス性雑音波形の定式化	5
2.3.1 測定方法と雑音波形の分類	5
2.3.2 単位雑音の定式化と雑音波形列モデル	7
2.4 パルス性雑音の評価指標	8
2.4.1 雑音を重畳した信号の等化波形	9
2.4.2 平均符号誤り率	10
2.4.3 パルス性雑音の評価指標の定式化	10
2.5 雑音パラメータの性質	16
2.5.1 無条件許容振幅、限界振幅、及び条件付き許容振幅の相互関係	16
2.5.2 評価指標と同一の振幅を有する単位雑音の性質	18
2.5.3 許容符号誤り率の観点から要求される雑音パラメータの存在領域	18
2.5.4 評価指標を用いた雑音の評価法	20
2.5.5 インパルス性雑音の具体的評価例	20
2.6 結 言	21
第3章 パルス性雑音の時間幅特性評価法	22
3.1 緒 言	22
3.2 孤立正弦波パルス波形の性質	22
3.2.1 時間幅と生起間隔の定義	22
3.2.2 時間幅と生起間隔に関する特性	23
3.3 数値計算例	27
3.3.1 正弦波パルスの波形例	27
3.3.2 基準レベルと時間幅データ個数あるいは正規化時間幅との関係	27

3. 4	正弦波パルス列の波形列パラメータ	29
3. 4. 1	数列の定義と数列群への編成手順	29
3. 4. 2	正弦波パルス波形に対応する数列群への編成手順	32
3. 4. 3	先頭値、包絡線形状、振動数及び波形個数の決定手順	33
3. 4. 4	正弦波パルス波形の先頭値位置間隔の決定手順	34
3. 4. 5	極性判定手順	35
3. 5	雑音の評価手順	35
3. 5. 1	等化増幅器入力点の雑音の場合	35
3. 5. 2	等化増幅器出力点の雑音の場合	36
3. 6	結 言	37
第4章	平衡線路におけるインパルス性雑音の評価	38
4. 1	結 言	38
4. 2	インパルス性雑音の特性	38
4. 2. 1	調査概要	38
4. 2. 2	測定法	39
4. 2. 3	測定結果	41
4. 3	インパルス性雑音の評価	44
4. 4	結 言	47
付録4-1	ピンポン伝送方式の概要	48
付録4-2	%EFSの定義とアーラン	50
第5章	同軸線路のインピーダンス不均等性の評価	51
5. 1	結 言	51
5. 2	等価付加集中定数の導出式	51
5. 2. 1	自乗正弦波パルスによる方法	52
5. 2. 2	ステップパルスによる方法	53
5. 2. 3	正弦波による方法	53
5. 2. 4	三方法の比較	54
5. 3	9.5 mm同軸線路の曲げ部不均等の等価回路	55

5. 3. 1	曲げ形態及び集合心数と等価並列付加容量の関係	56
5. 3. 2	曲率半径及び曲げ回数と等価並列付加容量の関係	58
5. 4	9.5 mm同軸線路の接続部不均等の等価回路	59
5. 5	結 言	60
付録5-1	接続部内の曲げ部不均等の等価並列付加容量	62
付録5-2	くせとり点の等価並列付加容量	64
付録5-3	接続点の構造	66
第6章	同軸線路の低損失化	67
6. 1	緒 言	67
6. 2	理論解析	67
6. 2. 1	電磁界成分	67
6. 2. 2	特性方程式	69
6. 2. 3	減衰定数	70
6. 3	数値計算結果	71
6. 3. 1	減衰量周波数特性と位相量周波数特性	72
6. 3. 2	減衰定数の低減化条件	73
6. 3. 3	減衰定数の装荷層数依存性	78
6. 3. 4	減衰量周波数特性の平坦化	79
6. 4	結 言	82
第7章	単一モード光ファイバ線路における伝搬光の偏光状態に及ぼす 振動性外力の影響	84
7. 1	緒 言	84
7. 2	伝搬光の偏光状態	85
7. 3	伝搬光の周波数スペクトルと雑音量	87
7. 4	考 察	89
7. 4. 1	時間的変動特性	89
7. 4. 2	時間的変動量の分析結果	91
7. 4. 3	伝送系及び測定系の設計上配慮すべき点	95

7. 4. 4	外力に対する伝搬光の偏光状態の安定性	95
7. 4. 5	外力の影響の推定手順	97
7. 5	結 言	98
第 8 章	偏光状態の制御手順と制御効果の評価	100
8. 1	結 言	100
8. 2	制御系の出射光の偏光状態表示式	100
8. 3	位相誤差のない波長板の場合	103
8. 3. 1	偏光状態の検出手順	103
8. 3. 2	制御手順	104
8. 4	位相誤差のある波長板の場合	105
8. 4. 1	偏光状態の検出手順	105
8. 4. 2	制御効果に及ぼす位相誤差と角度誤差の影響	105
8. 4. 3	偏光係数	107
8. 4. 4	位相誤差と角度誤差の許容値	109
8. 5	位相誤差の推定手順	112
8. 6	結 言	113
付 録 8-1	A_{ij}	114
第 9 章	コヒーレント光伝送方式に対する単一モード光ファイバ線路 の伝搬光の評価法	115
9. 1	結 言	115
9. 2	コヒーレント光伝送系の評価用パラメータと符号誤り率特性	115
9. 2. 1	干渉光強度	116
9. 2. 2	ヘテロダイン検波における符号誤り率	119
9. 3	評価係数の許容値	121
9. 3. 1	コヒーレンス度の特性	123
9. 3. 2	許容偏光状態	125
9. 4	結 言	128
付 録 9-1	複素コヒーレンス度の定義	129

付録 9-2	コヒーレンス度	130
付録 9-3	偏光度	131
付録 9-4	最小受光電力	132
第10章	コヒーレント光伝送方式に対する偏波保持光ファイバ線路 の伝搬光の評価法	133
10.1	緒言	133
10.2	光ファイバ線路での伝搬モデル	135
10.3	消光比と続流係数	135
10.3.1	基本式	135
10.3.2	消光比	137
10.3.3	続流係数	138
10.4	最小受光電力	140
10.5	数値計算結果と考察	141
10.5.1	消光比特性と続流係数特性	141
10.5.2	続流係数と消光比の許容値	147
10.6	結言	148
第11章	結論	150
	謝辞	152
	文献	154

第 1 章 序 論

我が国の電話サービスは大地帰路の単線式架空裸線を用いることによって始められた。しかし、加入者の増加に伴って隣接回線間の漏話、外部電磁波からの誘導の問題が生じるに至り、通信線路のケーブル化が実施されるようになった。しかし、ケーブル伝送方式は裸線伝送方式に比べて伝送損失が大きいという欠点を有していた。やがてPupinが実用化した装荷方式が採用されるようになった。これにより、通信線路は一段と品質が向上することとなった。(1)このように通信線路に絶えず種々の開発あるいは改良が加えられ、現在の通信線路網が形成されてきた。

通信線路網は市内（加入者、中継）、市外、局内及び構内ケーブルが面的広がりをもって構築されおり、線路構造的には平衡線路、不平衡線路（同軸線路）及び光ファイバ線路で構成されている。これら構成要素の適用領域はその時代毎の伝送方式に対応して変化してきている。現在、平衡線路は主に加入者線路等の比較的短距離の通信線路に、同軸線路及び光ファイバ線路は主に市外ケーブル等の長距離の通信線路に適用されている。特に光ファイバ線路はマトリックス系通信線路に代わって適用領域を拡大しつつある。

これらの各種の通信線路については、その有効利用の観点から、将来の伝送方式に対する適用性を常に明確にしておく必要がある。将来の伝送方式に対する上記の通信線路の適用上の問題は以下の通りである。

①平衡線路については、ファミリー網、DDX網等を含むデジタル統合サービス網への発展に向けて、アナログ信号伝送用に設計された線路をデジタル信号伝送方式に適用しようとする考えが提案された。(2)、(3)この提案を実現するためには、デジタル信号の劣化要因と考えられるインパルス性雑音等の外来雑音の特性を明確にすること及びデジタル信号の伝送品質に及ぼす外来雑音の影響を定量的に評価することが必要である。

②同軸線路については、大容量化長距離化を指向した伝送方式に対処するために、(4)、(5)アナログ電話の損失変動、テレビジョン伝送方式における画像のゴースト、及びデジタル信号伝送方式における符号誤り等の要因となるE₁-雑音を定量化すること、E₁-雑音の伝送品質への影響を評価することが必要である。また、長距離伝送に対処するために減衰歪を遁減する必要がある。

③光ファイバ線路については、大容量長距離の伝送方式として期待されるコヒーレント光伝送方式の適用が考えられている。(6)-(13)この方式では、従来の強度変調の伝送方式と異なり、二光波の干渉光を利用するために、信号光の高感度な受信が期待される。しかし、光ファイバ線路に加わる外乱、光ファイバ線路の波長分散、モード結合分布等の要因により、伝搬光においてそれぞれ

偏光状態の変動、可干渉度（コヒーレンス度）の低下、続流モードの増加等が生じ、干渉光強度が変化する。このため、その伝送品質が変動する。従って、光ファイバ線路のコヒーレント光伝送方式への適用性を明確にするために、これらの要因と偏光状態の変動特性、可干渉度（コヒーレンス度）、続流モード等の関係を定量化すること及びこれらの要因による伝送品質への影響を評価することが必要である。

そこで、将来の伝送方式に対する平衡線路、同軸線路及び光ファイバ線路の適用指針を明確にするために、上述の問題点について、各伝送方式特有の伝搬波の特性、すなわち、波形歪、反射性、干渉性及び偏波性に着目し、伝送品質の劣化要因の定量化と劣化要因による伝送品質への影響を検討する。本論文はこれらの通信線路の伝送品質の評価に関する研究結果をまとめたものである。

第2章～第4章では、平衡線路のデジタル信号伝送方式への適用上の問題に関する研究について述べる。

第2章では、デジタル信号に対して電圧的に相加し符号誤りの主要な要因となるパルス性雑音について、その波形特性評価法について述べる。(14)-(16)

第3章では、第2章よりも汎用的な評価法としてパルス性雑音の時間幅特性評価法について述べる。(17)

第4章では、第3章の評価法を用い、実際のパルス性雑音の特性に関する測定結果を示し、また、200kb/s時分割方向制御伝送方式に対して、マルチ加入者線路における伝送品質に及ぼすパルス性雑音の影響を評価する。(18)-(21)

第5章と第6章では、同軸線路の大容量長距離伝送方式への適用上の問題に関する研究について述べる。

第5章では、大容量伝送方式に対処するために、コヒーレンス雑音の発生要因であるインピーダンス不均等に関し、伝搬波の反射特性に着目してその等価回路表示について述べる。(22)、(23)

第6章では、長距離伝送方式に対処するために、低損失化に関する理論解析結果について述べる。(24)-(27)

第7章～第10章では、光ファイバ線路のコヒーレント光伝送方式への適用上の問題に関する研究について述べる。

第7章では、単一モード光ファイバ線路における伝搬光について、偏光状態に及ぼす振動性外力の影響を理論的に解析した結果について述べる。(28)、(29)

第8章では、単一モード光ファイバ線路からの伝搬光に関して、偏光状態変動の制御手順とその

制御効果の評価について述べる。(30)

第9章では、コヒーレント光伝送に対する単一モード光ファイバ線路の伝搬光の評価法について考察し、単一モード光ファイバ線路における伝送品質を評価する。(31)

第10章では、コヒーレント光伝送に対する偏波保持光ファイバ線路の伝搬光の評価法について考察し、偏波保持光ファイバ線路における伝送品質を評価する。(32), (33)

最後に、第11章では、結論として本研究の成果を総括して述べる。

第2章 パルス性雑音の波形特性評価法

2. 1 緒言

我が国の電気通信サービス網は電話中心のアナログサービス網からファクシミリ網、DDX網等を含むデジタル総合サービス網へ向けて大きく発展しようとしている^{(1), (2)}。この発展段階において既存のアナログ網とデジタル網の両者が混在することになる。この場合、隣接回線からの外来雑音がデジタル信号に電圧的に相加すると、符号誤りが生じる可能性があるため、⁽³⁴⁾⁻⁽³⁷⁾ 伝送信号に及ぼす外来雑音の影響を定量的に評価する必要がある。従来の雑音の評価法は、特定の信号パルス繰返し周波数、等化増幅器利得を有する伝送方式を対象としたものであった。⁽³⁴⁾⁻⁽³⁷⁾ ここでは、符号誤り率の観点から、各種の信号パルス繰返し周波数、等化増幅器利得を有する伝送方式に対しても適用可能な評価法について論じる。先ず、雑音波形を波形パラメータ（振幅、振動数、包絡線形状）の関数として定式化し、次に、符号誤り率、信号パルス繰返し周波数、等化増幅器利得及び波形パラメータの関数とした雑音評価電圧を求め、これを用いた評価法を示す。⁽¹⁴⁾⁻⁽¹⁶⁾

2. 2 デジタル伝送上考慮すべき雑音⁽¹⁸⁾

平衡線路におけるデジタル信号伝送上の大きな問題は、同一ケーブル内にデジタル回線（デジタル信号が伝搬する線路）とアナログ回線（アナログ信号が伝搬する線路）とが混在収容される場合である。このような回線収容形態において、例えば、2線時分割方向制御伝送方式（ピンポン伝送方式）を対象とすると⁽³⁴⁾、デジタル信号波に及ぼす外来雑音としてパルス性雑音、時時断、漏話雑音及び誘導雑音が考えられる。図2-1にこれら雑音の伝搬経路を示す。

①パルス性雑音は主に加入者の電話使用時の発呼動作から切断動作に対応したアナログ電話回線の呼接続処理において、交換機、電話機から発生する雑音であり、伝搬信号波はパルス性雑音と重畳して波形歪を受ける。

②時時断は主としてケーブルの心線接続部で発生するものであり、心線接続部に力が加わった場合に心線接続部の接続抵抗（導体表面が酸化して生じた抵抗）が時間的に変化する現象である。このような接続部を通過した伝搬信号波は波形歪を受ける。

③漏話雑音は、同一ケーブル内に複数の回線が収容された場合、回線相互での信号の漏洩現象で生じる雑音である。これらは信号波に対して電力相加的あるいは電圧相加的な雑音として影

響を及ぼす。

④誘導雑音は、雷、放送波、電気鉄道、電力線等を発生源とし、多雷地域、強電界地域等で配慮すべきものである。この場合も信号波に対しては電力相加的あるいは電圧相加的な雑音として影響を及ぼす。

インパルス雑音は交換機を使用する限り発生し、その発生量は電話回線収容数が多い交換機程多い。しかもインパルス雑音はデジタル信号波に対して電圧的に相加するために、伝送品質に及ぼす影響は他の雑音に比べて大きい。そこで、インパルス雑音のようなパルス雑音に焦点を当てた評価法について考察する。

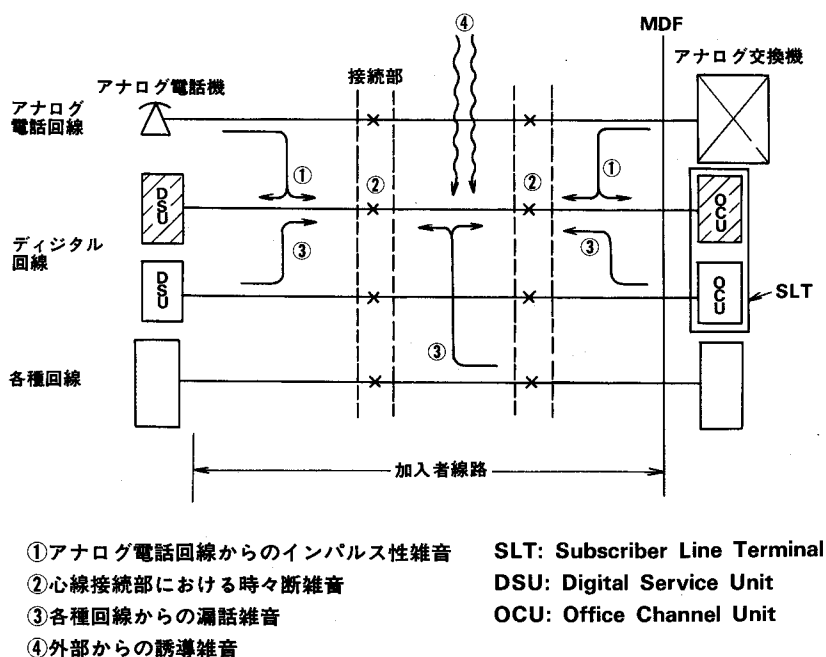


図2-1 各種雑音の伝搬経路

2. 3 インパルス性雑音波形の定式化

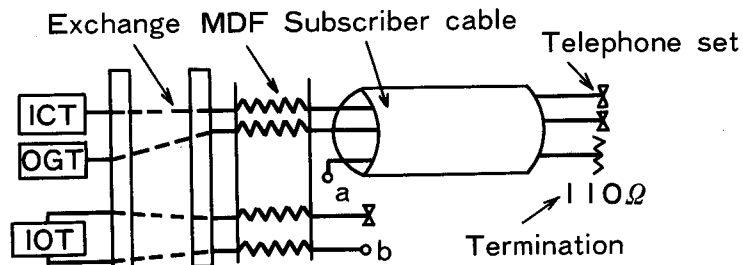
局内におけるインパルス性雑音の波形の測定結果及びその定式化について論じる。

2. 3. 1 測定方法と雑音波形の分類

雑音波形の測定方法は以下のとおりである。差動プローブを用いて平衡ケーブルの二線間に誘起

してくる時間的に変動する横電圧、すなわち、インパルス性雑音をA/D変換し、デジタルメモリに記録する。図2-2に測定系を示す。測定対象はa点及びb点における雑音波形である。a点における雑音波形は周辺の現用回線雑音からの誘導雑音波形である。b点における雑音波形は、自局内接続を保持した条件において、MDFに現れる雑音波形であり、これは交換動作に伴って発生した雑音波形がMDFに伝搬したものである。

図2-3にパルス幅時間間隔を $0.1\mu\text{s}$ としたときのインパルス性雑音波形の測定例を示す。a点、b点での測定波形は振動波形の集団で構成されている。この振動波形を単位雑音と名付ける。



MDF (Main distribution frame)
 IOT (Intra office sender)
 ICT (Incoming trunk)
 OGT (Outgoing trunk)

図2-2 測定系

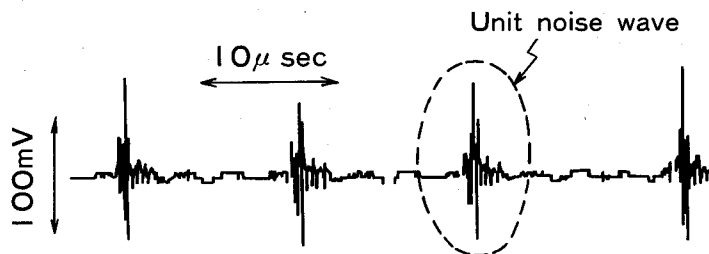


図2-3 測定例

測定結果から、単位雑音波形は図2-4に示すように三種類に分類できることがわかる。

すなわち

- ①タイプ A は振動数が数百kHzであり、包絡線が三角波状の単位雑音である。
- ②タイプ B は振動数が数MHzであり、包絡線が減衰曲線の単位雑音である。

③タイプCは振動数が数MHz以上の単位雑音である。

表2-1に各単位雑音の発生割合を示す。

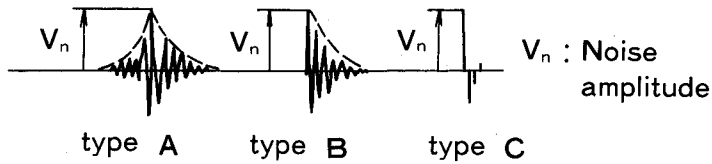


図2-4 単位雑音の種類

表2-1 単位雑音の発生割合

種類	振幅	発生率				
		20	40	60	80	100
A	75	□				
B	140	▬				
C	10	□				

2. 3. 2 単位雑音の定式化 と雑音波形列モデル

単位雑音波形列による符号誤りを定量的に議論する場合、単位雑音波形を定式化する必要がある。そこで、単位雑音波形の定式化を行なう。

タイプ A, B, C の単位雑音波形は次式で表せる。

$$n_q(t) = \begin{cases} U_n P(t), & t < 0 \\ V_u Q(t), & t \geq 0 \end{cases} \quad (2-1)$$

ここで、

$$P(t) = \alpha \begin{cases} \nu t + 0.25 \\ -\nu t + 0.25 \end{cases} \cdot \sin(2\pi \nu t) \quad (2-2)$$

U_n, V_n は $t=0$ に対して負側、正側の単位雑音の振幅であり、 ν は単位雑音の振動数である。 α, β は減衰率であり、単位雑音波形の形状を表す。減衰率 α, β は ρ を正の整数とすると、次式で表せる。

$$\alpha = [P\{-(4\rho+1)/4\nu\} / P\{-(4\rho+5)/4\nu\}] \quad (2-3)$$

$$\beta = [Q\{(4\rho+1)/4\nu\} / Q\{(4\rho+5)/4\nu\}]$$

タイプ A の単位雑音波形 $n_{0A}(t)$ では、 $U_n \doteq V_n, \alpha \doteq \beta$ であり、タイプ B の単位雑音波形 $n_{0B}(t)$ では $U_n \doteq 0$ であるので、次式が成立する。

$$n_{0A}(t) = \begin{cases} V_n P(t), & t < 0 \\ V_n Q(t), & t \geq 0 \end{cases} \quad (2-4)$$

$$n_{0B}(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ V_n Q(t), & t \geq 0 \end{cases} \quad (2-5)$$

タイプ C の単位雑音波形はサンプリング時間間隔が $0.1 \mu s$ では、原波形を完全な形で補足しきれない程度の高い振動数の波形であり、原波形としてタイプ A あるいは B の単位雑音に属すると考えられる。従って、三種類の単位雑音波形は式(2-4)あるいは式(2-5)で表せる。なお、単位雑音の継続時間は単位雑音が生起し、消滅するまでの時間であるが、継続時間の目安として、包絡線の振幅値が $1/2$ になる包絡線幅 $t_w^{(38)}$ を用いるのが実用的である。

$$t_w = (\rho n 2 / \nu) \cdot (1 / \rho n \alpha + 1 / \rho n \beta) \quad (2-6)$$

雑音波形列は図 2-4 に示すような単位雑音で構成されているので、雑音波形列 $n_{0J}(t)$ は次式となる。

$$n_{0J}(t) = \sum_{i=1}^M V_{ni} \cdot n_{0Ji}\{t - (i-1)T_{ni}\}, \quad J=A, B \quad (2-7)$$

$n_{0Ji}(t)$ は i 番目の単位雑音であり、そのタイプは J であることを意味する。 V_{ni} は i 番目の単位雑音の振幅であり、 T_{ni} は i 番目の単位雑音と $(i+1)$ 番目の単位雑音との時間間隔(以下、これを雑音発生間隔という)である。 M は単位雑音個数である。

2. 4 パルス性雑音の評価指標

デジタル信号の伝送品質に及ぼすパルス性雑音の影響を明確にするには、パルス性雑音による符号誤り率を議論する必要がある。しかし、式(2-4)、式(2-5)で表せる単位雑音を構成要素とした雑音波形列による符号誤り率の検討例はない。そこで、以下、パルス性雑音による符号誤り率の

算出式を示すと共に、符号誤り率の観点から、各種の信号送出レベル、信号パルス繰返し周波数、等化増幅器利得を有する伝送方式に対して適用可能でありかつ雑音パラメータに関連付けた評価指標について論じる。

2. 4. 1 雑音を重畳した信号の等化波形

雑音が信号に重畳する形態として、雑音が信号の送信端側で信号に重畳する場合と雑音が信号の受信端側で信号に重畳する場合とが考えられる。符号誤り率の観点から後者の場合が前者の場合よりも厳しいので、後者の場合について議論する。

図2-5は雑音評価モデルを表したものであり、雑音は等化増幅器直前の信号に重畳する。パルス識別点での雑音を重畳した信号の等化波形 $V_{EQ}(t, \Delta t_{SN})$ は次式となる。

$$V_{EQ}(t, \Delta t_{SN}) = \text{Re}\{n_1(t - \Delta t_{SN}) + s_1(t)\} \quad (2-8)$$

ここで、 Re は実数部を意味する。 Δt_{SN} ($0 \leq \Delta t_{SN} \leq T_B$, T_B は信号パルス繰返し周期である) は雑音波形 $n_0(t)$ と信号波形 $s_0(t)$ との重畳時の時間差であり、 $n_1(t)$, $s_1(t)$ はそれぞれ雑音波形 $n_0(t)$ 、信号波形 $s_0(t)$ の等化後の波形である。これらは線路の伝達関数 $W_L(f)$ 、等化増幅器の伝達関数 $W_E(f)$ 、信号スペクトル $W_S(f)$ 、雑音スペクトル $W_N(f)$ を用いて次式となる。

$$n_1(t) = \int_{-\infty}^{\infty} W_N(f) W_E(f) \exp(j2\pi ft) df \quad (2-9)$$

$$s_1(t) = \int_{-\infty}^{\infty} W_S(f) W_L(f) W_E(f) \exp(j2\pi ft) df$$

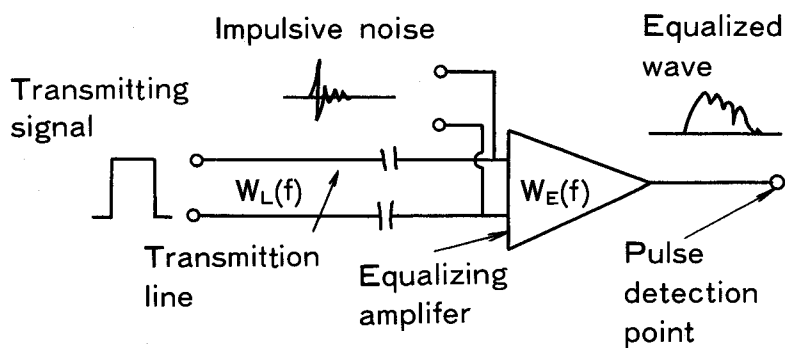


図2-5 雑音評価モデル

パルス識別時点 $t = kT_B$ ($k=1, 2, \dots, N_S, N_S$ は対象とする信号パルス個数である) において、雑音を重畳した信号の等化波形振幅 $\text{Re}\{s_1(kT_B)\}$ は、信号パルス振幅 V_S と等化関数によって決まる定数 c_{s0} を用いると、次式となる。

$$\text{Re}\{s_1(kT_B)\} = c_{s0} V_S \quad (2-10)$$

また、パルス識別レベル V_{th} は次式となる。

$$V_{th} = \pm c_{s0} V_S / 2 \quad (2-11)$$

2. 4. 2 平均符号誤り率

信号パルス $1, 0, -1$ の発生確率をそれぞれ P_1, P_0, P_{-1} とする。信号パルス $1, 0, -1$ の誤りビット数をそれぞれ N_1, N_0, N_{-1} とすると、 N_1, N_0, N_{-1} は Δt_{SN} に依存して変化するので、符号誤り率は次式で表せる。

$$P_e(\Delta t_{SN}) = \sum_{m=-1}^{m=1} P_m N_m / N_S \quad (2-12)$$

従って、平均符号誤り率 P'_e は次式となる。

$$P'_e = T_B^{-1} \int_0^{T_B} P_e(\Delta t_{SN}) d\Delta t_{SN} \quad (2-13)$$

以下、式(2-13)を符号誤り率という。式(2-4)～式(2-13)を用いて単位雑音列による符号誤り率を求めることができる。

2. 4. 3 パルス性雑音の評価指標の定式化

符号誤り率は雑音パラメータ、すなわち、単位雑音振動数 ν 、単位雑音振幅 V_n 、減衰率 β 、単位雑音個数 M 、単位雑音発生間隔 T_{ni} に依存して変化する。そこで、本節では、符号誤り率の観点から、雑音パラメータ間で成立する関係式を求め、評価のための指標を示す。

(1) 無条件許容振幅

単位雑音の等化波形振幅 $\text{Re}\{n_1(kT_B - \Delta t_{SN})\}$ とパルス識別レベル V_{th} との間に次の関係式が成立する場合、符号誤りは生じない。この場合、無限個の単位雑音が存在しても伝送品質の劣化は全く問題ない。

$$|\text{Re}\{n_1(kT_B - \Delta t_{SN})\}| < V_{th} \quad (2-14)$$

上式を満足するときの等化前の単位雑音の振幅の最大値 V 。(以下、これを無条件許容振幅と

いう)は単位雑音振動数、減衰率、信号 ν に繰返し周波数 f_B 、等化増幅器利得 G ($G=20\text{Log } g$ 、 g は $f=f_B/2$ での増幅率である。)に依存して変化する。

等化形式がfull cosine roll off等化特性を有する場合の無条件許容振幅について考察する。この場合、次式が成立する。

$$c_{s0} = 0.5 \quad (2-15)$$

以下、無条件許容振幅 V_c と ν に識別 ν に V_{th} との比を無条件許容振幅比 R_c とする。図2-6は無条件許容振幅比と単位雑音振動数との関係を示したものであり、次の関係が近似的に成立する。

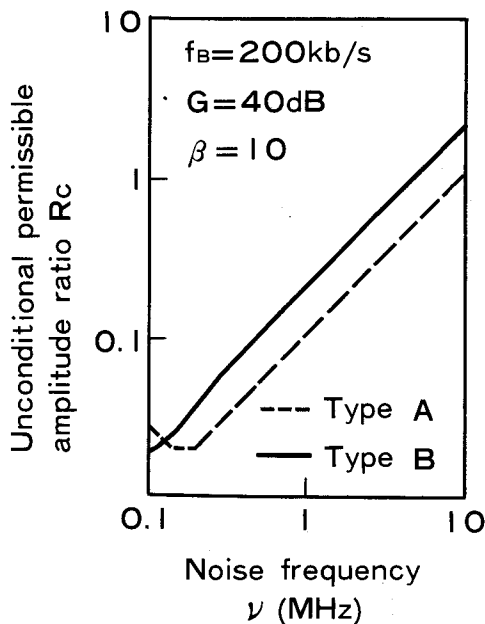


図2-6 無条件許容振幅比と単位雑音振動数との関係

$$R_c \propto \nu \quad (2-16)$$

図2-7に無条件許容振幅比と減衰率との関係を示す。

また、図2-8は無条件許容振幅比と等化増幅器利得との関係を表したものであり、次の関係が近似的に成立する。

$$R_c \propto g^x \quad (2-17)$$

ここで、 x は単位雑音の振動数、減衰率、信号 ν に繰返し周波数、等化増幅器利得で決まる定数である。図2-9に無条件許容振幅比と信号 ν に繰返し周波数との関係を示す。これらの関

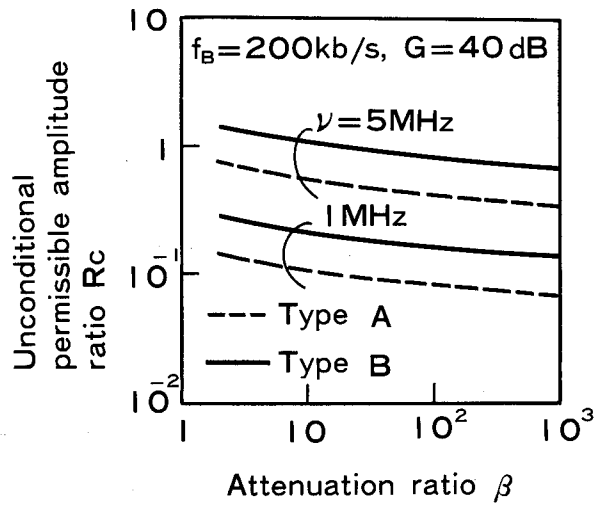


図2-7 無条件許容振幅比と減衰率との関係

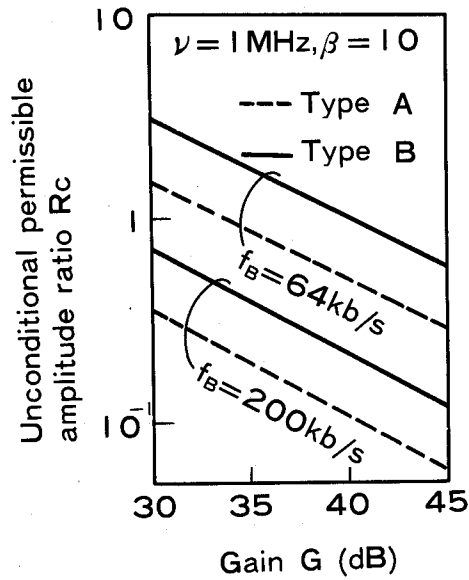


図2-8 無条件許容振幅比と等化増幅器利得との関係

係から、次式が近似的に成立する。

$$R_{cJ} = \epsilon_{cJ}(\beta, f_B) \cdot g^{-\mu_{cJ}(f_B) \nu}, \quad J = A, B \quad (2-18)$$

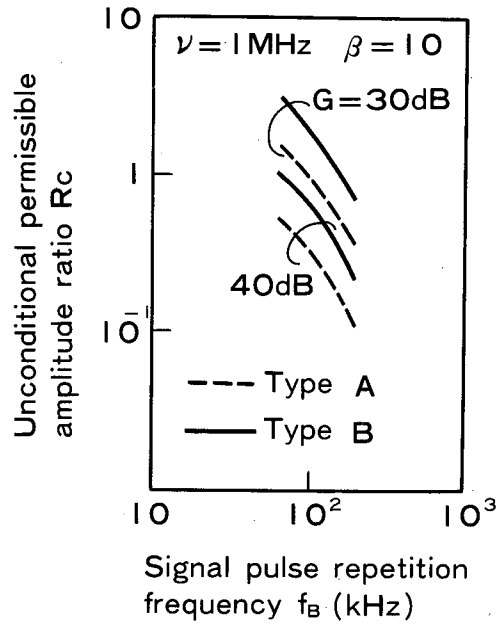


図2-9 無条件許容振幅比と信号パルス繰返し周波数との関係

ここで、 $\varepsilon_{oJ}(\beta, f_B)$ と β の関係を図2-10に、 $\mu_{oJ}(f_B)$ の値を表2-2に示す。タイプAとBの単位雑音において、次式が成立する。

$$\begin{aligned} \varepsilon_{oA}(\beta, f_B) &\doteq 0.5 \varepsilon_{oB}(\beta, f_B) \\ \mu_{oA}(f_B) &\doteq \mu_{oB}(f_B) \end{aligned} \quad (2-19)$$

(2) 限界振幅

伝送品質を保証するための許容符号誤り率を P'_{e0} とする。たとえ一個の単位雑音がデジタル回線に伝搬してきても、符号誤り率が許容符号誤り率を超過し、伝送品質が保証されない場合がある。そこで、 $P_e' \geq P'_{e0}$ を満足するときの等化前の単位雑音の振幅の最小値（以下、これを限界振幅という）を V_L とし、限界振幅とパルス識別レベルとの比 R_L （以下、限界振幅比という）について考察する。ここで、符号形式がパルス符号であると、次式が成立する。

$$P_0 = 0.5, P_1 = P_{-1} = 0.25 \quad (2-20)$$

許容符号誤り率 $P'_{e0} = 10^{-7}$ とし、信号パルス個数 $N_s = 10^7$ とした場合、限界振幅比は振動数、減衰率、信号パルス繰返し周波数、等化増幅器利得に依存して変化し、図2-6～図2-9と同様の傾向を示す。さらに、次式が成り立つ。

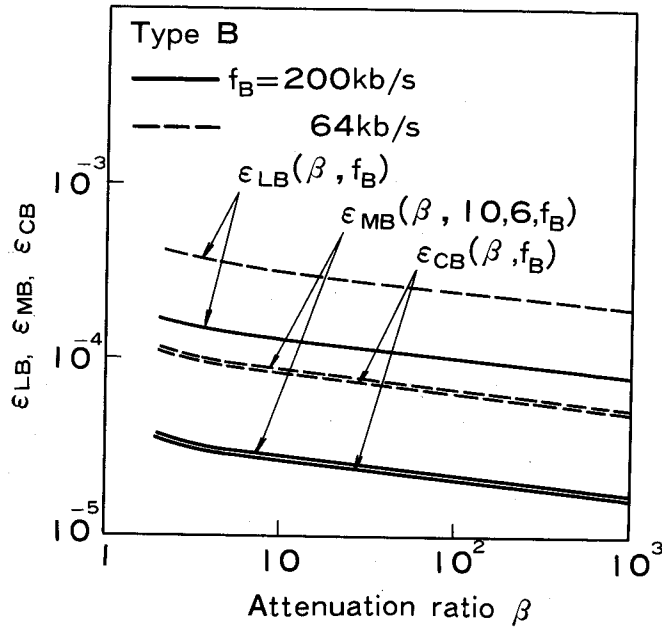


図2-10 ϵ_{LB} , ϵ_{MB} , ϵ_{CB} と β との関係

表2-2 μ_{CJ} , μ_{LJ} , μ_{MJ} の数値

i	A		B	
	200	64	200	64
f_B (kb/s)	200	64	200	64
$\mu_{CJ}(f_B)$	1.046	0.955	1.040	0.954
$\mu_{LJ}(f_B)$	1.128	1.058	1.139	1.047
$\mu_{MJ}(10,3,f_B)$	1.052		1.058	0.966
$\mu_{MJ}(10,6,f_B)$	1.050		1.044	0.958
$\mu_{MJ}(10,9,f_B)$	1.046		1.040	0.954

$$R_{LJ} = \epsilon_{LJ}(\beta, f_B) \cdot g^{-\mu_{LJ}(f_B) \nu}, \quad J=A, B \quad (2-21)$$

ここで、 $\epsilon_{LJ}(\beta, f_B)$ と β の関係を図2-10に、 $\mu_{LJ}(f_B)$ の値を表2-2に示す。

タイプ A と B の単位雑音において次式が成立する。

$$\epsilon_{LA}(\beta, f_B) \cong 0.5 \epsilon_{LB}(\beta, f_B) \quad (2-22)$$

$$\mu_{LA}(f_B) \cong \mu_{LB}(f_B)$$

従って、 $V_n \geq V_L$ を満たす単位雑音が時間 $T = N_s / f_B$ 内に一個でも存在すると、伝送品質は保

証されない。

(3) 条件付き許容振幅

$V_0 < V_n < V_L$ を満たすときの等化前の単位雑音について、時間 $T = N_s / f_B$ 内に M 個の単位雑音がディタル回線に伝搬してきても、符号誤り率が許容符号誤り率よりも小さく、伝送品質が保証される場合がある。

そこで、符号誤り率 $P'_{e0} < P'_{e0}$ を満たすときの等化前の単位雑音の振幅の最大値 V_M (以下、これを条件付き許容振幅という) とパルス識別レベルとの比 R_M (以下、これを条件付き許容振幅比という) について考察する。ここで、図 2-3 に示すような単位雑音列の平均的なモデルについて議論する。この場合、単位雑音発生間隔 T_{ni} の平均値に対して、そのばらつきは数 程度であるので、次式を仮定する。

$$T_{ni} = T_n, \quad i=1, 2, \dots, M \quad (2-23)$$

上記の条件のもとでは条件付き許容振幅比は振動数、減衰率、単位雑音個数 M 、単位雑音発生間隔 T_n 、信号パルス繰返し周波数、等化増幅器利得に依存して変化する。

単位雑音個数及び単位雑音発生間隔が一定の場合、条件付き許容振幅比は図 2-6 ~ 図 2-9 と同様の傾向を示すとともに次式が成り立つ。

$$R_{MJ} = \varepsilon_{MJ}(\beta, M, \gamma_T, f_B) \cdot g^{-\mu_{MJ}(M, \gamma_T, f_B) \nu} \quad (2-24)$$

$$\gamma_T = T_n / T_B, \quad J = A, B$$

ここで、 $\varepsilon_{MJ}(\beta, M, \gamma_T, f_B)$ と β の関係を図 2-10 に、 $\mu_{MJ}(M, \gamma_T, f_B)$ の値を表 2-2 に示す。

タイプ A と B の単位雑音において次式が成立する。

$$\varepsilon_{MA}(\beta, M, \gamma_T, f_B) \doteq 0.5 \varepsilon_{MB}(\beta, M, \gamma_T, f_B) \quad (2-25)$$

$$\mu_{MA}(M, \gamma_T, f_B) \doteq \mu_{LB}(M, \gamma_T, f_B)$$

以上のように、信号送出レベル V_s で信号パルス繰返し周波数 f_B の信号パルス列を等化増幅器利得 G で等化する方式に対して、振動数 ν 、減衰率 β 、単位雑音個数 M 、単位雑音発生間隔 T_n の単位雑音列を評価するための指標が得られた。すなわち、無条件許容振幅は、パルス性雑音が発ィタル回線上に無限個存在しても、これらが発ィタル信号の伝送品質の観点から全く無視して良いのかどうかの判定に、限界振幅は、パルス性雑音が一個でもディタル回線上に存在すれば、所要の伝送品質を保証したディタル伝送が不可能かどうかの判定に、また、条件付き許容振幅は、有限個のパルス性雑音が発ィタル回線上に存在しても、所要の伝送品質を保証したディタル伝送が可能かどうかの判定に用いることができる。なお、式(2-18)、式(2-21)、式(2-24)の物理的意

味は次の通りである。雑音の振動数が高い程、そのスペクトルは高い振動数まで広がり、また、減衰率が低い程、そのスペクトルは中心の振動数付近に集中する。このため、等化増幅器のフィルタ作用により、雑音の等化波形は小さくなる、さらに、等化増幅器利得が低い程、雑音の等化波形は小さくなる。これらのことから、評価指標は大きくなる。

2. 5 雑音パラメータの性質

本節ではデジタリ伝送品質を保証するために雑音パラメータに要求される条件について考察する。先ず、前節で論じた三種類の評価指標の間で成立する関係、評価指標と同一の振幅を有する単位雑音の性質、許容符号誤り率から要求される雑音パラメータの存在領域、評価指標を利用した雑音の評価法及び評価指標を用いたパルス性雑音の評価例を示す。

2. 5. 1 無条件許容振幅、限界振幅、及び条件付き許容振幅の相互関係

図2-11と図2-12は $P'_{\text{e}0} = 10^{-7}$ の場合について時間 $T = N_s / f_B$ 内に存在しうる許容単位雑音個数と単位雑音振幅比 $R_n = (V_n / V_{th})$ との関係を示したものである。図2-11に許容単位雑音個数の振動数依存性を、図2-12に許容単位雑音個数の減衰率依存性を示す。前節の結果と上記の関係から次式が成立する。

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \varepsilon_{MJ}(\beta, M, r_T, f_B) = \varepsilon_{oJ}(\beta, f_B)$$

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \mu_{MJ}(M, r_T, f_B) = \mu_{oJ}(f_B)$$
(2-26)

$$\lim_{M \rightarrow 1} \varepsilon_{MJ}(\beta, M, r_T, f_B) = \varepsilon_{LJ}(\beta, f_B)$$

$$\lim_{M \rightarrow 1} \mu_{MJ}(M, r_T, f_B) = \mu_{LJ}(f_B)$$

$M_1 > M_2$ のとき、

$$[dR_{MJ}/dM]_{M=M_1} < [dR_{MJ}/dM]_{M=M_2}$$
(2-27)

$$d\varepsilon_{oJ}(\beta, f_B)/d\beta < 0$$

$$d\varepsilon_{MJ}(\beta, M, r_T, f_B)/d\beta < 0$$
(2-28)

$$d\varepsilon_{LJ}(\beta, f_B)/d\beta < 0$$

さらに、 $T_{n1} > T_{n2}$ 、すなわち、 $r_{T1} > r_{T2}$ のとき、

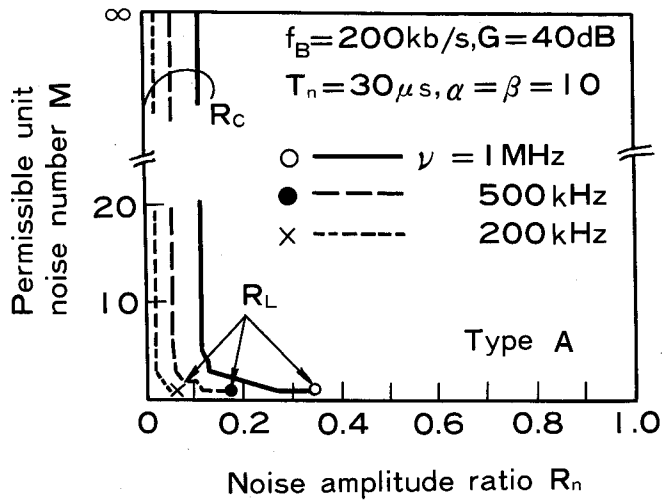


図2-11 許容単位雑音個数の振動数依存性

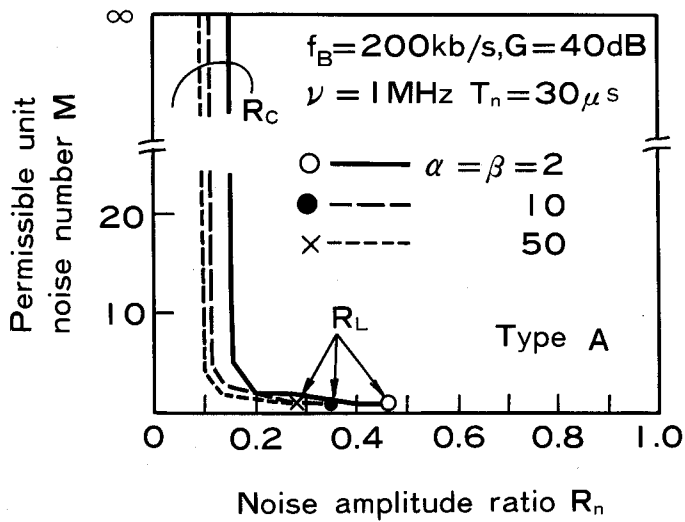


図2-12 許容単位雑音個数の減衰率依存性

$$\begin{aligned}
 \epsilon_{oJ}(\beta, f_B) < \epsilon_{MJ}(\beta, M, \tau_{T1}, f_B) < \epsilon_{MJ}(\beta, M, \tau_{T2}, f_B) < \epsilon_{LJ}(\beta, f_B) \\
 \mu_{oJ}(f_B) < \mu_{MJ}(M, \tau_{T1}, f_B) < \mu_{MJ}(M, \tau_{T2}, f_B) < \mu_{LJ}(f_B)
 \end{aligned}
 \tag{2-29}$$

2. 5. 2 評価指標と同一の振幅を有する 単位雑音の性質

雑音振幅が評価指標を満たす場合に雑音パラメータ間で成立する関係について考察する。

式(2-16)、式(2-18)、式(2-19)から、評価指標が一定のとき、次式が成立する。

$$\begin{aligned} \varepsilon_{oJ}(\beta_{o1}, f_B) / \varepsilon_{oJ}(\beta_{o2}, f_B) &= \nu_{o2} / \nu_{o1} \\ \varepsilon_{LJ}(\beta_{L1}, f_B) / \varepsilon_{LJ}(\beta_{L2}, f_B) &= \nu_{L2} / \nu_{L1} \\ \varepsilon_{MJ}(\beta_{M1}, M, r_T, f_B) / \varepsilon_{MJ}(\beta_{M2}, M, r_T, f_B) &= \nu_{M2} / \nu_{M1} \end{aligned} \quad (2-30)$$

従って、 $\beta_{o1} < \beta_{o2}$ 、 $\beta_{L1} < \beta_{L2}$ 、 $\beta_{M1} < \beta_{M2}$ のとき、式(2-30)の関係を用いると、次式が成立する。

$$\nu_{o2} > \nu_{o1}, \nu_{L2} > \nu_{L1}, \nu_{M2} > \nu_{M1} \quad (2-31)$$

すなわち、評価指標と同一の振幅を有する単位雑音には、振動数が高く、減衰率の大きいものと、これよりも振動数が低く、減衰率が小さいものがある。

2. 5. 3 許容符号誤り率の観点から 要求される雑音パラメータ の存在領域

信号 λ を繰返し周波数 f_B 、等化増幅器の増幅率 g を定数とし、単位雑音の振動数 ν 、減衰率 β 、単位雑音発生間隔 T_n を変数とし、次式を定義する。

$$\begin{aligned} \nu_1 &= \varepsilon_o(\beta, f_B) \cdot g^{-\mu_o(f_B)} \\ \nu_2 &= \varepsilon_M(\beta, M, r_T, f_B) \cdot g^{-\mu_M(M, r_T, f_B)} \\ \nu_3 &= \varepsilon_L(\beta, f_B) \cdot g^{-\mu_L(f_B)} \end{aligned} \quad (2-32)$$

なお、添字 J を省略する。図2-13に上式の関係を示す。この図から次のような雑音パラメータの領域が存在することがわかる。

① 雑音振幅比あるいは振動数が既知の場合

$\nu_0 = R_n / \nu$ と式(2-32)との交点を $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ とすると、次式が成り立つ。

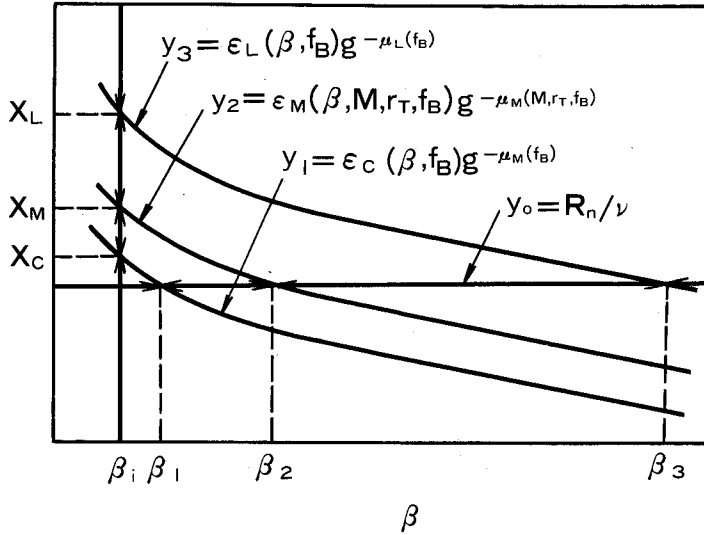


図2-13 雑音パラメータの存在領域

$$\begin{aligned}
 & \epsilon_C(\beta_1, f_B) \cdot g^{-\mu_C(f_B)} \\
 &= \epsilon_M(\beta_2, M_0, r_T, f_B) \cdot g^{-\mu_M(M_0, r_T, f_B)} \\
 &= \epsilon_L(\beta_3, f_B) \cdot g^{-\mu_L(f_B)}
 \end{aligned} \tag{2-33}$$

なお、 M_0 は式(2-33)を満たすときの雑音個数である。この場合、減衰率 β は次の四領域に分類される。

$1 < \beta < \beta_1$ のとき、 $M = \infty$

$\beta_1 < \beta < \beta_2$ のとき、 $M > M_0$

$\beta_2 < \beta < \beta_3$ のとき、 $M < M_0$

$\beta_3 < \beta$ のとき、 $M = 0$

(2-34)

② 減衰率が既知の場合

振動数あるいは振幅比は次の四領域に分類される。

$0 < R_n / \nu < X_C$ のとき、 $M = \infty$

$X_C < R_n / \nu < X_M$ のとき、 $M > M'_0$

$X_M < R_n / \nu < X_L$ のとき、 $M < M'_0$

$X_L < R_n / \nu$ のとき、 $M = 0$

(2-35)

ここで、 β_j は定数とし、次式が成立する。

$$\begin{aligned}
X_c &= \varepsilon_c(\beta_J, f_B) \cdot g^{-\mu_c(f_B)} \\
X_M &= \varepsilon_M(\beta_J, M'_0, r_T, f_B) \cdot g^{-\mu_M(M'_0, r_T, f_B)} \\
X_L &= \varepsilon_L(\beta_J, f_B) \cdot g^{-\mu_L(f_B)}
\end{aligned}
\tag{2-36}$$

また、 M'_0 は式(2-36)を満たすときの雑音個数である。

以上のように、許容符号誤り率の観点から要求される雑音パラメータの存在領域を明確にできた。

2. 5. 4 評価指標を用いた雑音の評価法

前節のように評価指標 R_L, R_c を用いて、パルス性雑音を簡単に評価できる。その方法を以下に示す。

①振動数ならびに減衰率が一定で、種々の振幅の単位雑音列を評価する場合

$$\begin{aligned}
R_n < R_c \text{ のとき、 } M = \infty \\
R_n > R_L \text{ のとき、 } M = 0
\end{aligned}
\tag{2-37}$$

②振幅ならびに振動数が一定で、種々の減衰率の単位雑音列を評価する場合

$$\begin{aligned}
\varepsilon_c(\beta, f_B) > R_n / g^{-\mu_c(f_B)} / \nu \text{ のとき、 } M = \infty \\
\varepsilon_L(\beta, f_B) < R_n / g^{-\mu_L(f_B)} / \nu \text{ のとき、 } M = 0
\end{aligned}
\tag{2-38}$$

③減衰率ならびに振幅が一定で、種々の振動数の単位雑音列を評価する場合

$$\begin{aligned}
\nu > R_n / \varepsilon_c(\beta, f_B) / g^{-\mu_c(f_B)} \text{ のとき、 } M = \infty \\
\nu < R_n / \varepsilon_L(\beta, f_B) / g^{-\mu_L(f_B)} \text{ のとき、 } M = 0
\end{aligned}
\tag{2-39}$$

2. 5. 5 インパルス性雑音の具体的評価例

測定波形の単位雑音のタイプ A, B の平均的な振動数、減衰率、振幅を表 2-3 に示す。 $f_B = 200 \text{ kb/s}$ 、 $G = 40 \text{ dB}$ の場合について表 2-3 の振動数、減衰率から求まる評価指標 R_c, R_L を同表に併記する。信号送出レベル $V_s = 1 \text{ V}, 2 \text{ V}, 3 \text{ V}$ に対する振幅比 R_n と評価指標との関係は以下となる。

タイプ A の単位雑音では、 $V_s = 1 \text{ V}$ のとき $R_n > R_L$ 、 $V_s = 2 \text{ V}, 3 \text{ V}$ のとき $R_c < R_n < R_L$ である。タイプ B の単位雑音では、 $V_s = 1 \text{ V}, 2 \text{ V}$ のとき $R_c < R_n < R_L$ 、 $V_s = 3 \text{ V}$ のとき $R_n < R_c$ である。

従って、タイプ A の単位雑音が存在するようなデジタル回線において信号送出レベルが 1 V であると、符号誤り率 10^{-7} を保証したデジタル伝送は不可能である。タイプ B の単位雑音が存在するようなデジタル回線において、信号送出レベルが 3 V であると、インパルス性雑音を無視してデジタル伝送系を設計できる。なお、表 2-3 には $R_c < R_n < R_L$ の場合について符号誤り率 10^{-7} を保証するための許容雑音個数を 100 秒当りの換算値 N_T として示しておく。

表 2-3 インパルス性雑音の評価例

単位雑音の種類	振動数(MHz) 減衰率 振幅(mV)	評価指標 R_c, R_L	信号送出 レベル $V_s(\text{V})$	100秒当りの 許容単位 雑音個数 N_T
A	$\nu = 0.5$ $\beta = 2$ $V_n = 75$	$R_c = 0.0693$ $R_L = 0.2187$	3	4
			2	4
			1	0
B	$\nu = 1$ $\beta = 10$ $V_n = 140$	$R_c = 0.2173$ $R_L = 0.6840$	3	∞
			2	6
			1	2

2. 6 結言

本章では、符号誤り率の観点から、各種の信号パルス繰返し周波数、等化増幅器利得の伝送方式に対しても適用可能な評価法について論じた。先ず、雑音波形を波形パラメータ（振幅、振動数、包絡線形状）の関数として定式化した。次に符号誤り率、信号送出レベル、信号パルス繰返し周波数、等化増幅器利得及び波形パラメータの関数とした三つの雑音評価電圧を示した。すなわち無限個の単位雑音デジタル回線上に存在してもデジタル信号の伝送品質上全く影響を及ぼさないような雑音振幅の最大値、一個の単位雑音デジタル回線に伝搬してきても許容符号誤り率を保証し得ないような雑音振幅の最小値、及び有限個の単位雑音デジタル回線に伝搬してきても、許容符号誤り率を保証し得るような雑音振幅の最大値である。さらに、これらの評価電圧を用いることによって雑音を評価できることを示した。

第3章 パルス性雑音の時間幅特性評価法

3. 1 緒言

前章に述べたようにデータ列信号に及ぼすパルス性雑音を評価するためには、まず、その雑音特性すなわち個々の雑音波形のパラメータ（振幅、振動数、発生間隔、個数）の分布を明確にする必要がある。このために多数の波形データの蓄積が不可欠であり、その収集に時間と労力を要する。(15), (34), (39) そこで、データ収集が容易でかつ雑音の統計的な特性の把握が可能であり、しかもデータ列信号に及ぼす雑音の影響を評価し得る方法を検討する。(17)

3. 2 孤立正弦波パルス波形の性質

多数のパルス波形で構成された雑音を評価する場合、個々のパルス波形（以下、孤立正弦波パルスという）の性質、すなわち形状と振動数に関する情報を把握することが重要である。

本節では、孤立正弦波パルスについて、その波形形状及び振動数と基準レベルにおける時間幅（基準レベルを越える時間）及び生起間隔（基準レベル点での前のパルスの後縁から次のパルスの前縁までの時間）からなるデータ列との関係を議論する。

3. 2. 1 時間幅と生起間隔の定義

図3-1 にパルス性雑音あるいは高周波サージ(40)-(43)などで観測される孤立正弦波パルスの波

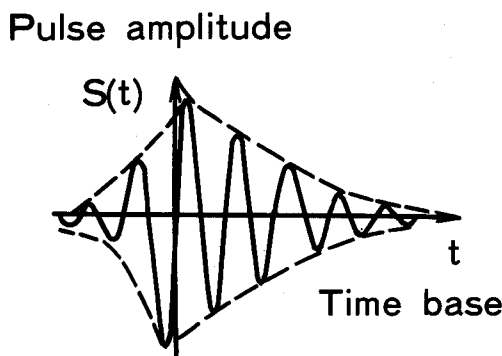


図3-1 孤立正弦波パルスの波形例

形例を示す。孤立正弦波パルス波形 $S(t)$ は次式で表せるものとする。

$$S(t) = \begin{cases} S_p(t), & t < 0 \\ S_q(t), & t \geq 0 \end{cases} \quad (3-1)$$

ここで、

$$S_p(t) = A_p X_p(\xi_p) \sin(2\pi \xi_p t) \quad (3-2)$$

$$S_q(t) = A_q X_q(\xi_q) \sin(2\pi \xi_q t)$$

$\xi_p = \nu_p t$ 、 $\xi_q = \nu_q t$ であり、 ν_p 、 ν_q は振動数である。 A_p 、 A_q は $S_p(t)$ 、 $S_q(t)$ の先頭値である。関数 $X_p(\xi_p)$ 、 $X_q(\xi_q)$ は正弦波パルスの包絡線形状を表し、次式を満足すると仮定する。

$$X_p(-1/4) = X_q(1/4) = 1 \quad (3-3)$$

$\xi_p < 0$ 、 $\xi_q > 0$ のとき、

$$X_p(\xi_p) \geq 0, \quad X_q(\xi_q) \geq 0 \quad (3-4)$$

$$\left[\frac{dX_p}{d\xi_p} \right]_{\xi_p < 0} = D_p(\xi_p) \geq 0, \quad (3-5)$$

$$\left[\frac{dX_q}{d\xi_q} \right]_{\xi_q > 0} = D_q(\xi_q) \leq 0$$

ここで、 $D_p(\xi_p)$ 、 $D_q(\xi_q)$ はそれぞれ ξ_p 、 ξ_q の関数あるいは定数である。

式(3-2)において、 $A_p = A_q = 1$ のとき、この波形を正規化パルスという。基準パルス r_L ($1 \geq r_1 > \dots > r_L > 0$ 、 L は基準パルスの個数である) に対して、正規化パルス波形が $|S(t)| \geq r_L$ を満足するように時間幅 τ_{L-1} ($L=1, 2, \dots, N_L$; N_L は 1 個の正規化パルスにおける時間幅パルス個数である) と $|S(t)| < r_L$ を満足する生起間隔 δ_{L-1} ($L=1, 2, \dots, N_L - 1$) を図 3-2 のように定義する。

3. 2. 2 時間幅と生起間隔に関する特性

(1) 時間幅数列と生起間隔数列の大小関係

式(3-3)~(3-5)が成立する場合、基準パルス r_L における時間幅 τ_{L-1} と生起間隔 δ_{L-1} を要素とする数列 $\{\tau_1\}_L$ と $\{\delta_1\}_L$ は図 3-2 のようにそれぞれ包絡線 $X_p(\xi_p)$ に対応するパルス波形部分における時間幅 e_{L-k} ($k=1, 2, \dots, m_L$; m_L は時間幅パルス個数である)、生起間隔 h_{L-k} ($k=1, 2, \dots, m_L - 1$) を要素とする数列 $\{e_k\}_L$ 、 $\{h_k\}_L$ と包絡線 $X_q(\xi_q)$ に対応するパルス波形部分における時間幅 ε_{L-k} ($k=1, 2, \dots, n_L$; n_L は時間幅パルス個数である)、生起間隔 μ_{L-k} ($k=1,$

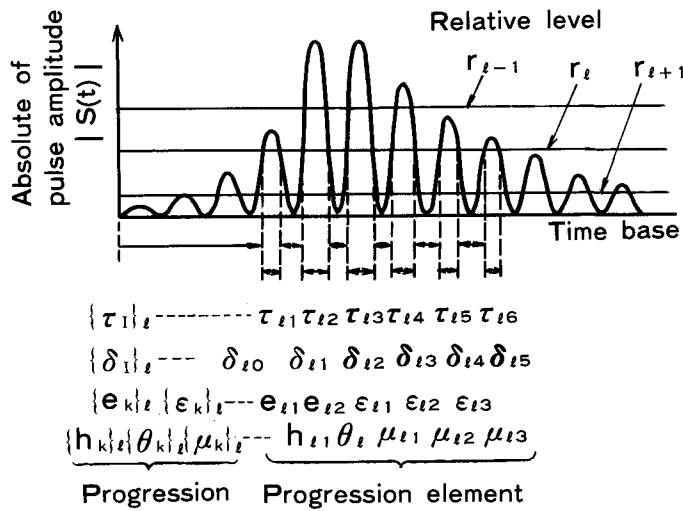


図3-2 正の基準レベルでの時間幅数列と生起間隔数列の定義

2, ---, $n_l - 1$) を要素とする数列 $\{\varepsilon_k\}_l$, $\{\mu_k\}_l$ に分割できる。

数列要素 $\tau_{i, 1}$, $\delta_{i, 1}$, $e_{k, k}$, $\varepsilon_{i, k}$, $h_{i, k}$, $\mu_{i, k}$ の間には次の関係が成立する。

$$\begin{aligned}
 \tau_{i, 1} &= e_{i, k}, \quad \delta_{i, 1} = h_{i, k}, & (I = k = 1, 2, \dots, m_l - 1) \\
 \tau_{i, I} &= \varepsilon_{i, k}, \quad \delta_{i, I} = \mu_{i, k}, & (K = I - m_l = 1, 2, \dots, n_l - 1) \\
 \tau_{i, m_l} &= e_{i, m_l}, \quad \delta_{i, m_l} = \theta_{i, l}, \\
 \tau_{i, m_l + n_l} &= \varepsilon_{i, n_l} \\
 e_{i, 1} &\leq \dots \leq e_{i, k} \leq \dots \leq e_{i, m_l} \\
 \varepsilon_{i, 1} &\geq \dots \geq \varepsilon_{i, k} \geq \dots \geq \varepsilon_{i, n_l} \\
 h_{i, 1} &\geq \dots \geq h_{i, k} \geq \dots \geq h_{i, m_l - 1} > \theta_{i, l} \\
 \mu_{i, 1} &\leq \dots \leq \mu_{i, k} \leq \dots \leq \mu_{i, n_l - 1}
 \end{aligned} \tag{3-6}$$

(2) 基準レベルと時間幅データ個数との関係

基準レベル r_l での時間幅データ個数 m_l , n_l は次式の根の個数から求めることができる。

$$\begin{aligned}
 r_l &= |X_p(\xi_p) \sin(2\pi \xi_p)|, \\
 r_l &= |X_q(\xi_q) \sin(2\pi \xi_q)|
 \end{aligned} \tag{3-8}$$

従って、 m_l , n_l は包絡線形状 $X_p(\xi_p)$, $X_q(\xi_q)$ のみに依存し、振動数 ν_p , ν_q に無関係に決まり、次式で表せる。

$$m_z = F_p(r_z), \quad n_z = F_q(r_z) \quad (3-9)$$

$F_p(r_z), F_q(r_z)$ は $X_p(\xi_p), X_q(\xi_q)$ の関数である。

基準レベルでの正規化パルス $S(t)$ の時間幅 z -個数 N_z は次式で表せる。

$$N_z = m_z + n_z \quad (3-10)$$

また、時間幅 z -個数 m_z, n_z, N_z は次の条件を満足する。

$$\begin{aligned} 0 \leq m_1 \leq \dots \leq m_z \leq \dots \leq m_L \\ 0 \leq n_1 \leq \dots \leq n_z \leq \dots \leq n_L \\ 0 \leq N_1 \leq \dots \leq N_z \leq \dots \leq N_L \end{aligned} \quad (3-11)$$

(3) 基準レベルと正規化時間幅との関係

基準レベル r_z での時間幅 $e_{z,k}, \varepsilon_{z,k}$ は次式を満足する領域の幅 $\Delta \xi_{p,z,k}, \Delta \xi_{q,z,k}$ より求めることができる。

$$\begin{aligned} r_z > |X_p(\xi_p) \sin(2\pi \xi_p)| \\ r_z > |X_q(\xi_q) \sin(2\pi \xi_q)| \end{aligned} \quad (3-12)$$

$e_{z,k}, \varepsilon_{z,k}$ は次式となる。

$$e_{z,k} = \Delta \xi_{p,z,k} / \nu_p, \quad \varepsilon_{z,k} = \Delta \xi_{q,z,k} / \nu_q \quad (3-13)$$

正規化時間幅 $w_{p,z} (= \nu_p \sum_{k=1}^{m_z} e_{z,k})$ 、 $w_{q,z} (= \nu_q \sum_{k=1}^{n_z} \varepsilon_{z,k})$ は、

式(3-13)を用いると、次式となる。

$$w_{p,z} = \sum_{k=1}^{m_z} \Delta \xi_{p,z,k}, \quad w_{q,z} = \sum_{k=1}^{n_z} \Delta \xi_{q,z,k} \quad (3-14)$$

従って、正規化時間幅 $w_{p,z}, w_{q,z}$ は包絡線形状 $X_p(\xi_p), X_q(\xi_q)$ のみに依存し、振動数 ν_p, ν_q に無関係に決まり、次式となる。

$$w_{p,z} = G_p(r_z), \quad w_{q,z} = G_q(r_z) \quad (3-15)$$

$G_p(r_z), G_q(r_z)$ は包絡線形状 $X_p(\xi_p), X_q(\xi_q)$ の関数である。

基準レベル r_z での正規化パルス $S(t)$ の正規化時間幅は次式で表せる。

$$W_z = w_{p,z} + w_{q,z} \quad (3-16)$$

また、正規化時間幅 $w_{p,z}, w_{q,z}, W_z$ はつぎの条件を満足する。

$$\begin{aligned} 0 \leq w_{p1} \leq \dots \leq w_{p,z} \leq \dots \leq w_{pL} \\ 0 \leq w_{q1} \leq \dots \leq w_{q,z} \leq \dots \leq w_{qL} \\ 0 \leq W_1 \leq \dots \leq W_z \leq \dots \leq W_L \end{aligned} \quad (3-17)$$

(4) 正弦波パルス先頭値と時間幅データ個数あるいは正規化時間幅との関係

基準レベル r_i に対する先頭値 Λ_p の正弦波パルス $S_p(t)$ あるいは先頭値 Λ_q の正弦波パルス $S_q(t)$ の時間幅データ個数 m'_i あるいは n'_i 、正規化時間幅 w'_{p_i} あるいは w'_{q_i} は次式の根から求めることができる。

$$\begin{aligned} R_{p_i} &> |X_p(\xi_p)\sin(2\pi\xi_p)| \\ R_{q_i} &> |X_q(\xi_q)\sin(2\pi\xi_q)| \end{aligned} \quad (3-18)$$

なお、 $R_{p_i} = r_i / \Lambda_p$ 、 $R_{q_i} = r_i / \Lambda_q$ であり、式(3-11)、(3-17)より次式が成立する。

$$\begin{aligned} r_i \geq R_{p_i} \text{ のとき、} & m'_i \geq m_i, w'_{p_i} \geq w_{p_i} \\ r_i < R_{p_i} \text{ のとき、} & m'_i < m_i, w'_{p_i} < w_{p_i} \\ r_i \geq R_{q_i} \text{ のとき、} & n'_i \geq n_i, w'_{q_i} \geq w_{q_i} \\ r_i < R_{q_i} \text{ のとき、} & n'_i < n_i, w'_{q_i} < w_{q_i} \end{aligned} \quad (3-19)$$

時間幅データ個数 m'_i, n'_i 及び正規化時間幅 w'_{p_i}, w'_{q_i} は式(3-9)、(3-15)より、次式となる。

$$m'_{p_i} = F_p(R_{p_i}), \quad n'_{q_i} = F_q(R_{q_i}) \quad (3-20)$$

$$w'_{p_i} = G_p(R_{p_i}), \quad w'_{q_i} = G_q(R_{q_i}) \quad (3-21)$$

正弦波パルス $S(t)$ の時間幅データ個数 N'_i 、正規化時間幅 W'_i は次式で表せる。

$$N'_i = m'_i + n'_i \quad (3-22)$$

$$W'_i = w'_{p_i} + w'_{q_i} \quad (3-23)$$

(5) 時間幅と生起間隔の和と基準レベルとの関係

図3-2に示すように、基準時間から正弦波パルスの振幅が基準レベル以下となるまでの経過時間 t_i は次式となる。

$$t_i = \delta_{i,q} + \sum_{k=1}^{m_i-1} (e_{i,k} + h_{i,k}) + e_{i,m_i} + \theta_{i,q} + \sum_{k=1}^{n_i-1} (\varepsilon_{i,k} + \mu_{i,k}) + \varepsilon_{i,n_i} \quad (3-24)$$

$\delta_{i,q}$ は基準時間から計測して正弦波パルス振幅が最初に基準レベル r_i での包絡線 $X_p(\xi_p)$ のパルス波形と包絡線 $X_q(\xi_q)$ のパルス波形との時間間隔である。

経過時間 t_i は以下の条件を満たす。

$$0 \leq t_1 \leq \dots \leq t_i \leq \dots \leq t_L \quad (3-25)$$

3. 3 数値計算例

本節では式(3-3)～式(3-5)を満たす正弦波パルスを具体的に取り上げ、前節で示したパルス形状、振動数と基準パルスにおける時間幅数列あるいは生起間隔数列との間で成立する関係を数値計算によって示す。

3. 3. 1 正弦波パルスの波形例

式(3-3)～(3-5)を満たす包絡線 $X_q(\xi_q)$ の具体例を式(3-26)～(3-29)に示す。

$$\textcircled{1} 0 \leq \xi_q \leq 1/4 - 1/c_1, \quad c_1 < 0,$$

$$X_q(\xi_q) = c_1(\xi_q - 1/4) + 1 \quad (3-26)$$

$$\textcircled{2} 0 \leq \xi_q \leq (1 - 4/c_2)^{1/2} / 2, \quad c_2 < 0,$$

$$X_q(\xi_q) = c_2(\xi_q^2 - 1/16) + 1 \quad (3-27)$$

$$\textcircled{3} 0 \leq \xi_q \leq c_3/4(c_3^2 - 1)^{1/2}, \quad c_3 > 1$$

$$X_q(\xi_q) = (c_3^2(1 - 16\xi_q^2) + 16\xi_q^2)^{1/2} \quad (3-28)$$

$$\textcircled{4} X_q(\xi_q) = \exp\{c_4(1/4 - \xi_q)\} \quad (3-29)$$

式(3-26)～(3-29)は包絡線がそれぞれ直線、放物線、円形、減衰曲線を示す。ここでは包絡線が減衰曲線の場合の数値計算例を示す。関数 $X_p(\xi_p)$ 、 $X_q(\xi_q)$ は式(3-29)より次式で表される。

$$X_p(\xi_p) = \exp\{a(1/4 + \xi_p)\}, \quad (3-30)$$

$$X_q(\xi_q) = \exp\{b(1/4 - \xi_q)\}$$

$$a = \varrho n \alpha, \quad b = \varrho n \beta \quad (3-31)$$

α 、 β は減衰率であり、次式で表せる。

$$\alpha = X_p(-1/4) / X_p(-5/4), \quad (3-32)$$

$$\beta = X_q(1/4) / X_q(5/4)$$

式(3-30)はいずれも式(3-3)～(3-5)を満たす。

3. 3. 2 基準レベルと時間幅データ個数 あるいは正規化時間幅との関係

図3-3は、正規化パルス $S_p(t)$ について、減衰率 α をパラメータとして、基準レベル r_c と時間幅データ個数 m_c との関係を表したものである。正規化パルス $S_q(t)$ における基準レベル r_c と時間幅デー

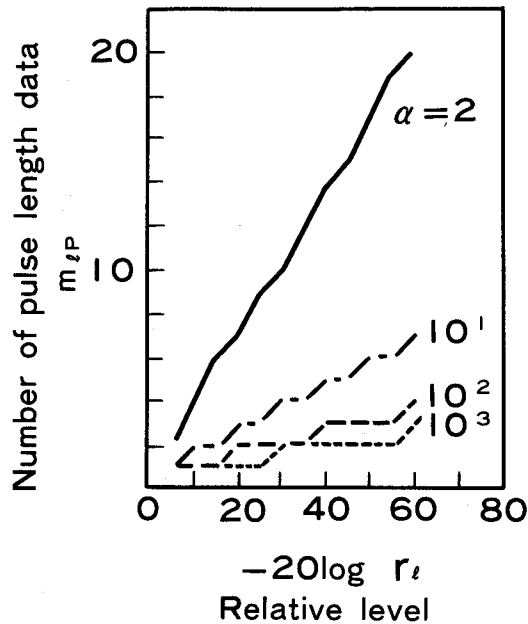


図3-3 基準レベルと時間幅データ個数との関係

データ個数 n_l との関係は図3-3において減衰率 α を β に置換した場合の関係に相当する。従って、時間幅データ個数 m_l 、 n_l は減衰率 α 、 β のみに依存し、それぞれ次式となる。

$$m_l = F(\alpha), n_l = F(\beta) \quad (3-33)$$

また、式(3-10),式(3-11)及び次式が成立する。

$$dm_l / d\alpha \leq 0, dn_l / d\beta \leq 0 \quad (3-34)$$

図3-4に正規化パルス $S_p(t)$ について、減衰率 α をパラメータとして、基準レベル r_l と正規化時間幅 w_{lp} との関係を示す。正規化パルス $S_q(t)$ における基準レベル r_l と正規化時間幅 w_{lq} との関係は図3-4において、減衰率 α を β に置換した場合の関係に相当する。従って、正規化時間幅 w_{lp} 、 w_{lq} は減衰率 α 、 β のみに依存し、それぞれ次式で表せる。

$$w_{lp} = G(\alpha), w_{lq} = G(\beta) \quad (3-35)$$

また、式(3-16), (3-17)が成り立つ。さらに、式(3-19)~(3-23)が成立することは、図3-3と図3-4より明かである。

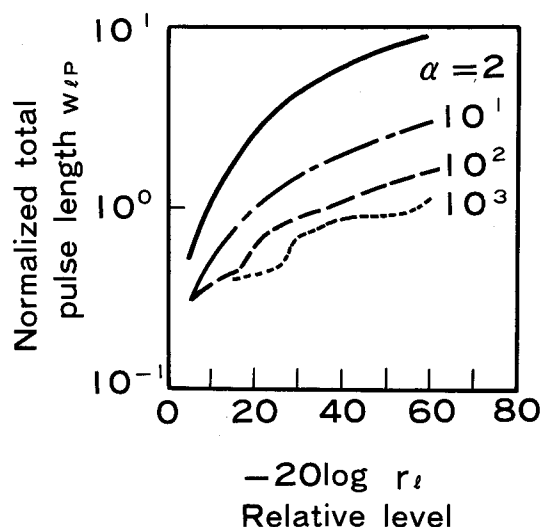


図3-4 基準レベルと正規化時間幅との関係

3. 4 正弦波パルス列の波形列パラメータ

多数の正弦波パルス列を含む波形列からなる雑音を評価するためには、波形列パラメータを把握し、雑音特性を明確にする必要がある。本節では、波形列パラメータの把握を可能とする基準レベル設定法ならびにこの基準レベルで収集し得る時間幅数列、生起間隔数列に対して、3.2節で述べた孤立正弦波パルスに関する関係式を適用することにより波形列パラメータを決定する手順を論じる。

3. 4. 1 数列の定義と数列群への編成手順

図3-5に、基準レベルにおける波形列の時間幅数列と生起間隔数列の定義を示す。以下の検討を簡単にするために次の条件を満たすように基準レベル $r_{l, \cdot}^+, \cdot, r_{l, \cdot}^-$ を設定する。

$$0 < r_{l, \cdot}^+ = |r_{l, \cdot}^-| \leq 1 \quad (l, \cdot = 1, 2, \dots, L) \quad (3-36)$$

L は正あるいは負レベルのレベル数である

基準レベル $r_{l, \cdot}^+, \cdot, r_{l, \cdot}^-$ において、パルス列が $S(t) \geq r_{l, \cdot}^+, \cdot, S(t) \leq r_{l, \cdot}^-$ を満たすような i 番目の時間幅がそれぞれ $y_{l, \cdot}^+, \cdot, i$ ($i=1, 2, \dots, I_{l, \cdot}^+, \cdot; I_{l, \cdot}^+, \cdot$ は時間幅データ総個数である)、 $y_{l, \cdot}^-, \cdot, i$ ($i=1, 2, \dots, I_{l, \cdot}^-, \cdot; I_{l, \cdot}^-, \cdot$ は時間幅データ総個数である) であり、パルス列が $0 < S(t) < r_{l, \cdot}^+, \cdot, 0 > S(t) > r_{l, \cdot}^-$ を満たすような i 番目の生起間隔がそれぞれ $x_{l, \cdot}^+, \cdot, i$ ($i=1, 2, \dots,$

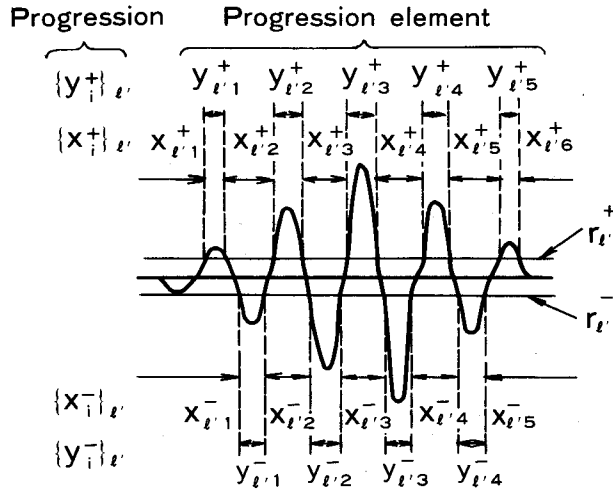


図3-5 正負基準レベルでの時間幅数列
と生起間隔数列の定義

$\{y_{l,i}^+, x_{l,i}^+\}$ 、 $\{x_{l,i}^-, y_{l,i}^-\}$ ($i=1, 2, \dots, l^-, +1$) である。

なお、 $\{x_{l,i}^+, y_{l,i}^+\}$ 、 $\{x_{l,i}^-, y_{l,i}^-\}$ はそれぞれ $x_{l,i}^+$ 、 $x_{l,i}^-$ 、 $y_{l,i}^+$ 、 $y_{l,i}^-$ を要素とする数列である。

未知の波形列を上記の基準レベル $r_{l,i}^+$ 、 $r_{l,i}^-$ における時間幅数列 $\{y_{l,i}^+\}$ 、 $\{y_{l,i}^-\}$ 及び生起間隔数列 $\{x_{l,i}^+\}$ 、 $\{x_{l,i}^-\}$ として記録する。

図3-6に波形列が $|S(t)| \geq r_{l,i}$ を満たすような i 番目の時間幅 $y_{l,i}$ ($i=1, 2, \dots, l_i$: l_i は時間幅データ総個数) 及び $|S(t)| < r_{l,i}$ を満たすような i 番目の生起間隔 $x_{l,i}$ ($i=1, 2, \dots, l_i + 1$) とこれらを要素とする時間幅数列 $\{y_{l,i}\}$ 、生起間隔数列 $\{x_{l,i}\}$ を表す。

図3-5と図3-6の基準レベル相互間で式(3-37)が成立する場合、図3-7の数列変換手順を用いて数列 $\{x_{l,i}^+, x_{l,i}^-, y_{l,i}^+, y_{l,i}^-\}$ はそれぞれ数列 $\{x_{l,i}\}$ 、 $\{y_{l,i}\}$ に変換できる。

$$r_{l,i} = r_{l,i}^+ = |r_{l,i}^-|, \quad \varrho = \varrho' \quad (3-37)$$

また、図3-6は J 番目の正弦波パルスについて、図3-2と同様に時間幅 $\tau_{l,J1}$ ($l=1, 2, \dots, N_{l,J}$, $J=1, 2, \dots, M_l$; $N_{l,J}$ は J 番目の正弦波パルス波形での時間幅データ個数であり、 M_l は正弦波パルスの個数である)、 $e_{l,Jk}$ ($k=1, 2, \dots, m_{l,J}$; $m_{l,J}$ は時間幅データ個数である)、 $\varepsilon_{l,Jk}$ ($k=1, 2, \dots, n_{l,J}$; $n_{l,J}$ は時間幅データ個数である)、生起間隔 $\delta_{l,J1}$ ($l=1, 2, \dots, N_{l,J}-1$)、 $h_{l,Jk}$ ($k=1, 2, \dots, m_{l,J}-1$)、 $\mu_{l,Jk}$ ($k=1, 2, \dots, n_{l,J}-1$)、 $\theta_{l,J}$ を要素とする時間幅数列 $\{\tau_{l,J1}\}$ 、 $\{e_{l,Jk}\}$ 、 $\{\varepsilon_{l,Jk}\}$ 、生起間隔数列 $\{\delta_{l,J1}\}$ 、 $\{h_{l,Jk}\}$ 、 $\{\mu_{l,Jk}\}$ 、 $\{\theta_{l,J}\}$ を表したも

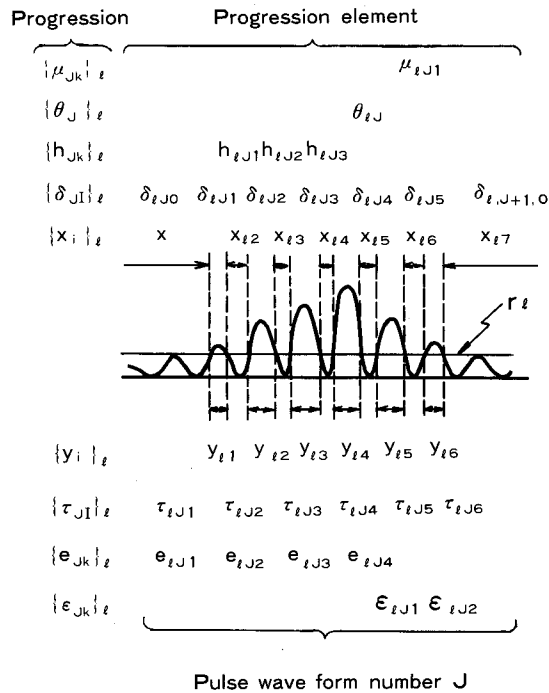
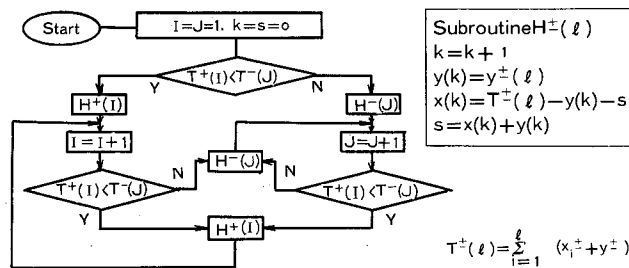


図3-6 正弦波パルス波形列 $|S(t)|$ の時間幅数列と生起間隔数列の定義



This program is carried out until I and J amount to limited value, respectively.
 Dimension elements $x(i)$ and $y(i)$ are equivalent to progression elements x_i and y_i respectively

図3-7 数列変換手順

のであり、これらは図3-2における各要素及び数列を表す記号に波形番号を表す添字Jを付したものである。なお、 $\delta_{e, j0}$ は基準パルスでの(J-1)番目の波形とJ番目の波形との時間間隔である。

次に、上記の数列を数列群に編成する手順を示す。

数列 $\{x_i\}_e$ と $\{y_i\}_e$ の各要素について、時間幅データ相互及び生起間隔相互間で成立する大小関係すなわち式(3-7)を満たす要素に対して式(3-6)を適用することによって、数列群 $\{(\tau_{11})_e, \dots, (\tau_{J1})_e, \dots, (\tau_{m_e, 1})_e\}$ 、 $\{(\delta_{11})_e, \dots, (\delta_{J1})_e, \dots, (\delta_{m_e, 1})_e\}$ 及び数列群 $\{(e_{1k})_e, \dots, (e_{jk})_e, \dots, (e_{m_e, k})_e\}$ 、 $\{(\varepsilon_{1k})_e, \dots, (\varepsilon_{jk})_e, \dots, (\varepsilon_{m_e, k})_e\}$ 、 $\{(h_{1k})_e, \dots, (h_{jk})_e, \dots, (h_{m_e, k})_e\}$ 、 $\{(\mu_{1k})_e, \dots, (\mu_{jk})_e, \dots, (\mu_{m_e, k})_e\}$ 、 $\{\theta_{e, 1}, \dots, \theta_{e, J}, \dots, \theta_{e, m_e}\}$ を作る。

以下、上記の数列群を順に $\{(\tau_{J1})_e\}$ 、 $\{(\delta_{J1})_e\}$ 、 $\{(e_{Jk})_e\}$ 、 $\{(\varepsilon_{Jk})_e\}$ 、 $\{(h_{Jk})_e\}$ 、 $\{(\mu_{Jk})_e\}$ 、 $\{(\theta_J)_e\}$ で表す。

3. 4. 2 正弦波パルス波形に対応する数列群への編成手順

本節では、上記の数列群から個々のパルス波形に対応する数列群を求める。J番目の数列群が基準パルス r_e において消滅するまでの経過時間 $t_{e, J}$ は、式(3-24)を用いて、

$$t_{e, J} = \sum_{j=1}^J \delta_{e, j0} + \sum_{j=1}^J \sum_{k=1}^{m_{e, j}-1} (e_{e, jk} + h_{e, jk}) + \sum_{j=1}^J e_{e, j m_{e, j}}$$

$$+ \sum_{j=1}^J \theta_{e, j} + \sum_{j=1}^J \sum_{k=1}^{n_{e, j}-1} (\varepsilon_{e, jk} + \mu_{e, jk}) + \sum_{j=1}^J \varepsilon_{e, j n_{e, j}} \quad (3-38)$$

となる。

先ず、最低基準パルス r_L について、式(3-38)より t_{LJ} を求め、順次 $t_{e, J}$ を計算し、式(3-39)を満たす各基準パルスの数列群を新しい数列群 $\{(\tau_{J1})_1, \dots, (\tau_{J1})_e, \dots, (\tau_{J1})_L\}$ 、 $\{(\delta_{J1})_1, \dots, (\delta_{J1})_e, \dots, (\delta_{J1})_L\}$ 、 $\{(e_{Jk})_1, \dots, (e_{Jk})_e, \dots, (e_{Jk})_L\}$ 、 $\{(\varepsilon_{Jk})_1, \dots, (\varepsilon_{Jk})_e, \dots, (\varepsilon_{Jk})_L\}$ 、 $\{(h_{Jk})_1, \dots, (h_{Jk})_e, \dots, (h_{Jk})_L\}$ 、 $\{(\mu_{Jk})_1, \dots, (\mu_{Jk})_e, \dots, (\mu_{Jk})_L\}$ 、 $\{\theta_{1J}, \dots, \theta_{e, J}, \dots, \theta_{LJ}\}$ に編成する。これらの数列群は個々の正弦波パルス波形に対応する。以下、これらをそれぞれ $\{\tau_J\}$ 、 $\{\delta_J\}$ 、 $\{e_J\}$ 、 $\{\varepsilon_J\}$ 、 $\{h_J\}$ 、 $\{\mu_J\}$ 、 $\{\theta_J\}$ で表す。

$$0 < t_{1J} < \dots < t_{rJ} < \dots < t_{LJ} \quad (3-39)$$

3. 4. 3 先頭値、包絡線形状、振動数 及び波形個数の決定手順

(1) 先頭値と包絡線形状

J番目の正弦波パルス波形に対応する数列群 $\{e_J\}$ 、 $\{\varepsilon_J\}$ 、 $\{h_J\}$ 、 $\{\mu_J\}$ 、 $\{\theta_J\}$ について、基準 $\text{V}^{\circ}\text{L}r_J$ における時間幅 τ - τ 個数 m_{rJ} 及び n_{rJ} を求め、基準 $\text{V}^{\circ}\text{L}r_J$ と時間幅 τ - τ 個数 m_{rJ} 及び n_{rJ} の関係と式(3-9)との関係を比較する。

①両者が一致する場合、包絡線形状が決定し、このとき、先頭値 $|A_{PJ}|=1$ 及び $|A_{QJ}|=1$ である。

②両者が一致しない場合、 $R_{LP}=r_J/\Delta A_{PJ}$ 、 $R_{QJ}=r_J/\Delta A_{QJ}$ とし、基準 $\text{V}^{\circ}\text{L}R_{PJ}$ と時間幅 τ - τ 個数 m_{rJ} 及び基準 $\text{V}^{\circ}\text{L}R_{QJ}$ と時間幅 τ - τ 個数 n_{rJ} との関係と式(3-20)を比較し、両者が一致するまで ΔA_{PJ} 及び ΔA_{QJ} を増減する。両者が一致したとき、包絡線形状が決まると共に先頭値 $|A_{PJ}|=\Delta A_{PJ}$ 及び $|A_{QJ}|=\Delta A_{QJ}$ が決まる。

式(3-30)を満たす正弦波パルスの場合について上記の手順を具体的に示す。基準 $\text{V}^{\circ}\text{L}r_J$ での時間幅 τ - τ 個数 m_{rJ} 及び n_{rJ} を求めた後、基準 $\text{V}^{\circ}\text{L}r_J$ と時間幅 τ - τ 個数 m_{rJ} との関係及び基準 $\text{V}^{\circ}\text{L}r_J$ と時間幅 τ - τ 個数 n_{rJ} との関係と図3-3の関係とを比較する。

(I)両者が一致する場合、減衰率 α_J 及び β_J が決まり、 $|A_{PJ}|=1$ 及び $|A_{QJ}|=1$ となる。

(II)両者が一致しない場合、両者が一致するまで ΔA_{PJ} 及び ΔA_{QJ} を増減し、減衰率 α_J 及び β_J を決定し、このとき $|A_{PJ}|=\Delta A_{PJ}$ 及び $|A_{QJ}|=\Delta A_{QJ}$ となる。

(2) 振動数

前項①の場合には、式(3-15)を用いて、基準 $\text{V}^{\circ}\text{L}r_L$ における正規化時間幅 w_{PLJ} 及び w_{QLJ} を求める。

前項②の場合には、式(3-21)を用いて、基準 $\text{V}^{\circ}\text{L}R_{PL}$ 及び R_{QL} におけるそれぞれの正規化時間幅 w'_{PLJ} 及び w'_{QLJ} を求める。次に、J番目の数列群 $\{e_J\}$ 、 $\{\varepsilon_J\}$ から基準 $\text{V}^{\circ}\text{L}r_L$ において次式を求める。

$$X_{PLJ} = \sum_{k=1}^{m_{LJ}} e_{LJk}, \quad X_{QLJ} = \sum_{k=1}^{n_{LJ}} \varepsilon_{LJk} \quad (3-40)$$

式(3-40)と正規化時間幅 w_{PLJ} 、 w_{QLJ} あるいは w'_{PLJ} 、 w'_{QLJ} を用いて、振動数 ν_{PJ} 、 ν_{QJ} は次式となる。

$$\nu_{PJ} = w_{PLJ} / X_{PLJ}, \quad \nu_{QJ} = w_{QLJ} / X_{QLJ} \quad (3-41)$$

あるいは

$$\nu_{PJ} = w'_{PLJ} / X_{PLJ}, \quad \nu_{QJ} = w'_{QLJ} / X_{QLJ} \quad (3-42)$$

式(3-30)を満たす正弦波パルスの場合について、上記の手順を具体的に説明する。

前項(I)の場合には、図3-4において減衰率 α_J 及び β_J のときの基準パルス R_L に対する正規化時間幅 w_{PL} 、及び w_{QL} を求める。前項(II)の場合には、減衰率が α_J 及び β_J のときの基準パルス R_{PL} 、 R_{QL} に対するそれぞれの正規化時間幅 w'_{PLJ} 、 w'_{QLJ} を求める。

以下、式(3-40)、(3-41)あるいは式(3-42)より振動数 ν_{PJ} 及び ν_{QJ} を求める。

(3) 波形個数

3.4.2節で求めた正弦波パルス波形に対応する数列群 $\{\tau_J\}$ 、 $\{\delta_J\}$ について、最低基準パルスでの数列群 $\{\tau_{J1}\}_L$ の個数を求めることによって正弦波パルス波形の個数を求めることができる。

3.4.4 正弦波パルス波形の先頭値位置 間隔の決定手順

最低基準パルス R_L において、次式を計算することによって、J番目の正弦波パルス波形の先頭値位置とJ+1番目の正弦波パルス波形の先頭値位置との間隔 $T_{J,J+1}$ を求めることができる。

① $|A_{PJ}| > |A_{QJ}|$ 、 $|A_{PJ+1}| \geq |A_{QJ+1}|$ のとき、

$$T_{J,J+1} = t_p(J+1) - t_p(J) \quad (3-43)$$

② $|A_{PJ}| > |A_{QJ}|$ 、 $|A_{PJ+1}| < |A_{QJ+1}|$ のとき、

$$T_{J,J+1} = t_q(J+1) - t_p(J) \quad (3-44)$$

③ $|A_{PJ}| \leq |A_{QJ}|$ 、 $|A_{PJ+1}| < |A_{QJ+1}|$ のとき、

$$T_{J,J+1} = t_q(J+1) - t_q(J) \quad (3-45)$$

④ $|A_{PJ}| \leq |A_{QJ}|$ 、 $|A_{PJ+1}| \geq |A_{QJ+1}|$ のとき、

$$T_{J,J+1} = t_p(J+1) - t_q(J) \quad (3-46)$$

ここで、

$$t_p(J) = \sum_{j=1}^{J-1} [\delta_{Lj\theta} + \sum_{k=1}^{m_{Lj}-1} s_{Ljk} + e_{Ljm_{Lj}} + \theta_{Lj} + \sum_{k=1}^{n_{Lj}-1} u_{Ljk} + \varepsilon_{Ljn_{Lj}}] + \delta_{LJ\theta} + \sum_{k=1}^{m_{LJ}-1} s_{Ljk} + e_{Ljm_{Lj}}/2$$

$$t_q(J) = t_p(J) + e_{Ljm_{Lj}}/2 + \theta_{Lj} + \varepsilon_{Lj1}/2$$

$$s_{Ljk} = e_{Ljk} + h_{Ljk}, \quad u_{Ljk} = \varepsilon_{Ljk} + \mu_{Ljk}$$

(3-47)

3. 4. 5 極性判定手順

本節では、個々の正弦波パルス波形の極性判定の手順について論じる。

最低基準レベル r_L において、J番目の正弦波パルス波形に相当する数列群 $\{e_j\}$ 及び $\{\varepsilon_j\}$ について、

$$\begin{aligned} e_{LJ1} &\leq \dots \leq e_{LJk} \leq \dots \leq e_{LJmL} \\ \varepsilon_{LJ1} &\geq \dots \geq \varepsilon_{LJk} \geq \dots \geq \varepsilon_{LJnL} \end{aligned} \quad (3-48)$$

が成立するから、J番目の正弦波パルス波形列の先頭値位置 $t_p(J)$ 、 $t_q(J)$ を式(3-47)を用いて求める。

次に、最低基準レベル r^+_L 及び r^-_L におけるそれぞれの数列 $\{x^+_Li\}$ 、 $\{y^+_Li\}$ 及び $\{x^-_Li\}$ 、 $\{y^-_Li\}$ について、次式を用いて、 $t^+(s)$ 及び $t^-(s)$ を求める。

$$t^+(s) = \sum_{i=1}^s (x^+_i + y^+_i) - y^+_s / 2, \quad t^-(s) = \sum_{i=1}^s (x^-_i + y^-_i) - y^-_s / 2 \quad (3-49)$$

さらに、以下の条件を $t_p(J)$ 、 $t_q(J)$ 、 $t^+(s)$ 及び $t^-(s)$ に対して、適用し、正弦波パルス波形の極性判定を行なう。

$$\begin{aligned} t_p(J) &= t^+(s) \text{ のとき、 } \Delta_{pJ} > 0 \\ t_p(J) &= t^-(s) \text{ のとき、 } \Delta_{pJ} < 0 \\ t_q(J) &= t^+(s) \text{ のとき、 } \Delta_{qJ} > 0 \\ t_q(J) &= t^-(s) \text{ のとき、 } \Delta_{qJ} < 0 \end{aligned} \quad (3-50)$$

3. 5. 雑音の評価手順

雑音の評価手順は、収集データが等化増幅器入力点の雑音かあるいは等化増幅器出力点の雑音かによって以下のようになる。

3. 5. 1 等化増幅器入力点の雑音の場合

①正負の基準レベル $|r^+|$ 、 $|r^-|$ において、時間的に変動する波形列を時間幅 $y^+_{e,i}$ 、 $y^-_{e,i}$ と生起間隔 $x^+_{e,i}$ 、 $x^-_{e,i}$ を要素とする数列 $\{y^+_{e,i}\}$ 、 $\{y^-_{e,i}\}$ 、 $\{x^+_{e,i}\}$ 、 $\{x^-_{e,i}\}$ として記録する。

②図3-7の数列変換手順により数列 $\{y^+_{e,i}\}$ 、 $\{y^-_{e,i}\}$ 、 $\{x^+_{e,i}\}$ 、 $\{x^-_{e,i}\}$ を数列

$\{y_i\}_z$ 、 $\{x_i\}_z$ に変換する。

③数列 $\{y_i\}_z$ 、 $\{x_i\}_z$ に対して、式(3-6)、式(3-7)を適用して基準レベルにおける個々の波形に対応した時間幅数列群 $\{\{\tau_{j1}\}_z\}$ 、 $\{\{e_{jk}\}_z\}$ 、 $\{\{\varepsilon_{jk}\}_z\}$ 、生起間隔数列群 $\{\{\delta_{j1}\}_z\}$ 、 $\{\{h_{jk}\}_z\}$ 、 $\{\{\mu_{jk}\}_z\}$ 、 $\{\{\theta_j\}_z\}$ を求める。

④上記の数列群について、式(3-38)を用いて、 $t_{LJ} > \dots > t_{rJ} > \dots > t_{1J}$ なる関係を利用して、個々の正弦波パルス波形に対応した時間幅数列群 $\{\tau_j\}$ 、 $\{e_j\}$ 、 $\{\varepsilon_j\}$ 及び生起間隔数列群 $\{\delta_j\}$ 、 $\{h_j\}$ 、 $\{\mu_j\}$ 、 $\{\theta_j\}$ を求める。

⑤以下、3.4.4~3.4.8の内容を実行し、測定時間長Tにおける個々の波形の形状、例えば減衰率 α_j 、 β_j 、振動数 ν_{pj} 、 ν_{qj} 、先頭値（極性も含む） A_{pj} 、 A_{qj} 、先頭値位置間隔 $T_{j,j+1}$ 、波形個数Mすなわち波形列パラメータを決定する。

⑥測定時間長Tの測定をN回実行し、これらのデータから各波形列パラメータの度数分布を求め、個々の雑音波形の振幅分布、振動数分布、雑音波形相互の発生間隔分布及び雑音波形個数分布すなわち雑音特性を求める。以上により時間的に変動する正弦波パルス列の時間幅と生起間隔をN回測定することにより雑音特性を明確にできる。さらに、

⑦これらのデータを基に第2章の手順により等化増幅器出力での雑音を推定することにより雑音を評価できる。

3. 5. 2 等化増幅器出力点の雑音の場合

等化増幅器の出力点における等化波形について、基準レベル r_z での時間率 T_{RATIO_z} を次式で定義する。

$$T_{RATIO_z} = \frac{\sum_{i=1}^{M_z} t'_{z,i}}{T_{ME}} \quad (3-51)$$

$t'_{z,i}$ は基準レベル r_z でのi番目の時間幅データであり、 T_{ME} は測定時間長であり、 M_z はその時間内での時間幅データの個数である。

さらに、基準レベル r_z での平均符号誤り率 P'_{e0_z} は次のように推定できる。すなわち、マーク率0.5としたAMI符号に対して次式が近似的に成立する。

$$P'_{e0_z} = (3/4) T_{RATIO_z} \quad (3-52)$$

以上により、等化増幅器出力点での雑音が評価できる。

3. 6 結 言

雑音波形列を複数の基準レベルにおいて時間幅データ列及び発生間隔データ列として計測し、このデータ列から演算処理により雑音の波形列パラメータ（個々の波形の形状、振動数、先頭値、極性、波形相互の発生間隔及び波形個数）が得られることを示した。この波形列パラメータから雑音特性（振幅分布、振動数分布、発生間隔分布、個数分布）を把握できると共に、データが等化増幅器の入力点で収集された場合、波形列パラメータを前章の手順により等化増幅器出力波形に変換して、また、データが等化増幅器の出力点で収集された場合、そのデータを用いて、符号誤り率を推定し、雑音の評価が可能となる。

第4章 平衡線路におけるインパルス性雑音の評価

4. 1 緒言

本章では、交換機及び電話機の各動作に伴って生じるインパルス性雑音の特性の調査結果を示すと共に、その結果を用いて、インパルス性雑音の観点から、クリック加入者線路へのデジタル回線(200kb/s時分割方向制御伝送方式⁽³⁴⁾、以下、これをピソソソ伝送方式という。概要については付録を参照のこと。) 収容上の制約条件について考察する。(18)-(21)

4. 2 インパルス性雑音の特性

本節では、統計的なデータ処理が簡単であり、また、対象とする方式が明確であるので、前章の時間幅評価法を用いて、インパルス性雑音の時間率について、アナログ電話機の発呼から着呼までの接続ソース依存性ならびにアナログ回線の収容位置依存性を明確にする。

4. 2. 1 調査概要

従来の調査では、交換機動作及び電話機動作に伴って発生する雑音が一括されて測定されたため、⁽³⁶⁾デジタル回線とアナログ電話回線との混在収容条件の検討に必要な雑音特性、すなわちアナログ電話の発呼から終話に至る過程で交換機の動作及び電話機の動作に伴って生じる雑音特性は明確でなかった。そこで、本節では電話機及び交換機の各種動作時に生じるインパルス性雑音の特性の調査結果を示す。調査は、昭和56年より東京電気通信局管内及び関東電気通信局管内における電話局の既設加入者線路ならびに三鷹地区に建設した加入者系実験線路(図4-1)を用いて、実施した。表4-1に調査の実施局数と対象ケーブルを示す。

調査対象ケーブルはき線系に用いる市内紙ケーブルと配線系に用いる市内CCPケーブルである。また、加入者系へのデジタル回線の導入過程において、ピソソソ伝送系と共存する交換機はXBであるから、雑音源の調査対象としてXB(C-400)のインパルス性雑音を選定した。また、加入者側の調査対象とする電話機は600形である。

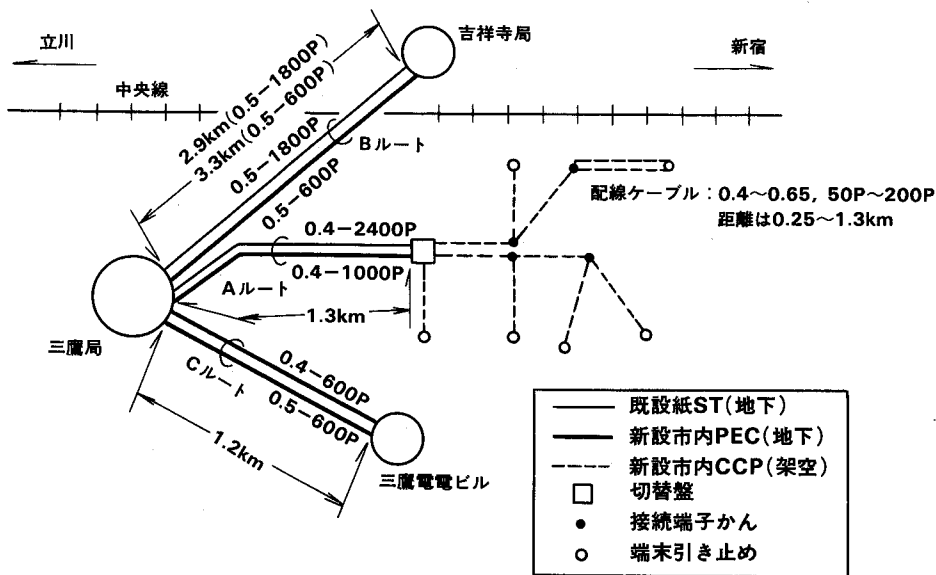


図4-1 実験線路のルート

表4-1 調査対象の線路

調査項目	ケーブル種別	ルート数
インパルス性 雑音	0.4mm紙	9
	0.5mm紙	1
	0.65mm紙	1
	0.4mm紙+0.4mmCCP	1

4. 2. 2 測定法

測定は図3-2に示すように雑音電圧が特定の電圧レベルを越える時間幅について行った。符号誤り率は、式(3-52)に示すように、受信等化波形のパルス識別レベルに相当した電圧レベルにおける時間幅から推定することができる。測定系を図4-2に示す。測定点A及びBにおいて、200kb/sのポンプ伝送方式用の等化増幅器の出力点での時間幅特性を測定した。

等化増幅器は、線路長に対応して、異なった利得周波数特性を示すように設計されているた。

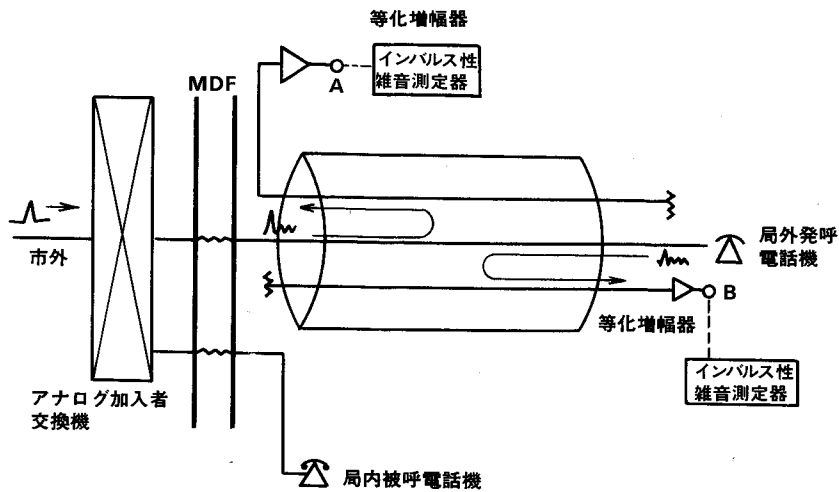


図4-2 測定系

めに、特定の測定電圧レベルにおける時間幅特性は線路長によって変化する。図4-3に、線径0.4mmで線路長4km用に設計された等化増幅器で測定された時間幅と、他の線路長用に設計された等化増幅器で測定された時間幅とが等しくなる測定電圧レベルを示す。異なる線路長の等化増幅器間の測定電圧レベル差は等化波形のピーク利得差にほぼ一致している。このことから、特定の等化増幅器で測定した時間幅を他の導体径、線路長用に設計された等化増幅器で測定された値に換算できる。ここでは、線径0.4mm、線路長4km用に設計された等化増幅器を用いて、インパルス性雑音の測定を行った。なお、インパルス性雑音がトラフィックに依存するため⁽²⁰⁾、測定時間帯としてトラフィックの多い9:00~12:00、13:00~17:00を選定した。測定に用いたアナログ電話回線の接続シーケンスの形態を以下に示す。

① 自局内接続

アナログ電話回線の接続シーケンスにおける電話機及び呼の各動作に対して発生するインパルス性雑音を表4-2に示すような発呼から終話までの動作パターンに従って測定した。測定パターンは(A)被呼者応答特性、(B)被呼者切断特性、(C)呼者切断特性、(D)着呼特性、(E)呼者発呼特性、(F)呼者切断特性、(G)ダイヤル特性である。

② 発信接続(市外呼)

自局から他局(市外)への発信呼の場合の課金動作に伴うインパルス性雑音を測定した。

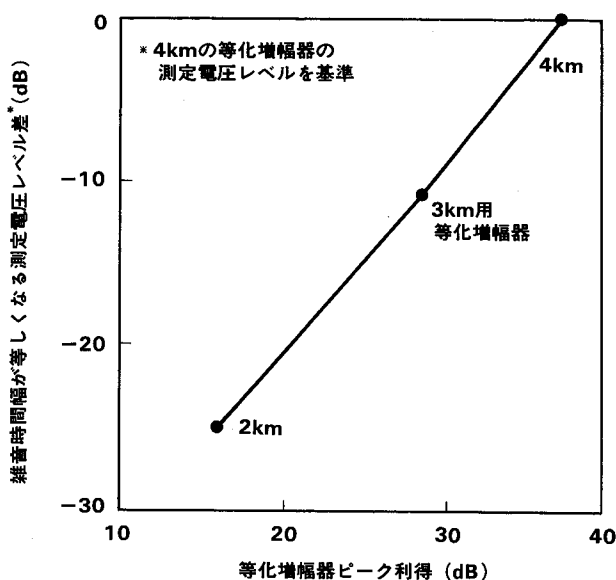


図4-3 雑音時間幅が等しくなる等化増幅器ピーク利得と測定雑音電圧レベルとの関係

4. 2. 3 測定結果

(1) マルチ電話回線の接続シケンスにおけるハル性雑音

① 自局内接続

自局加入者相互間の呼を扱う場合の接続シケンスで発生するハル性雑音の時間幅特性を表4-2の各動作に対応させて図4-4に示す。ハル識別レベル-2.5dBにおいて(A)~(G)の動作の中で、被呼者切断(B)及び呼者切断(C),(F)が他の動作に比べて大きな時間幅特性を示している。

② 発信接続(市外呼)

自局から他局(市外)に発信する場合、具体的には、三鷹局から札幌への昼間帯における117番接続時(750km以上)の場合の課金動作に対する時間幅の測定例及び時間率を図4-5及び図4-6に示す。

図4-5に示すように、3秒間隔の周期で高レベルの雑音が観測されている。雑音が周期性を有することから、雑音特性を時間幅の代わりに時間率を用いて表した。

表4-2 アナログ電話回線の発着呼動作のパターン

パターン		アナログ電話回線の発着呼動作シーケンス	
A	被呼者応答	局外発呼電話機 局内被呼電話機 測定時間	
B	被呼者切断	局外発呼電話機 局内被呼電話機 測定時間	
C	呼者切断	局外発呼電話機 局内被呼電話機 測定時間	
D	着呼(ベル鳴動)	局外発呼電話機 局内被呼電話機 測定時間	
E	発呼	局外発呼電話機 測定時間	
F	呼者切断	局外発呼電話機 測定時間	
G	ダイヤル	局外発呼電話機 測定時間	

(注) 測定時間は測定器動作のタイミングを考慮して設定した。

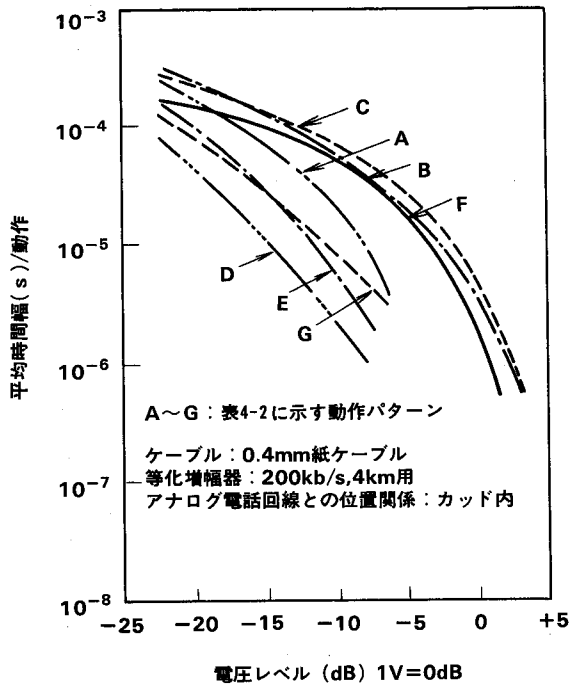


図4-4 接続シーケンスで発生するインパルス性雑音の時間幅特性

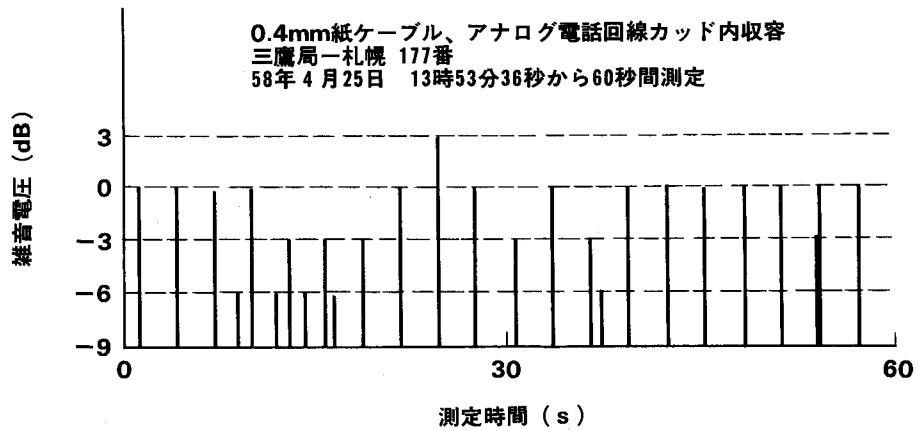


図4-5 課金動作の時間幅の測定例

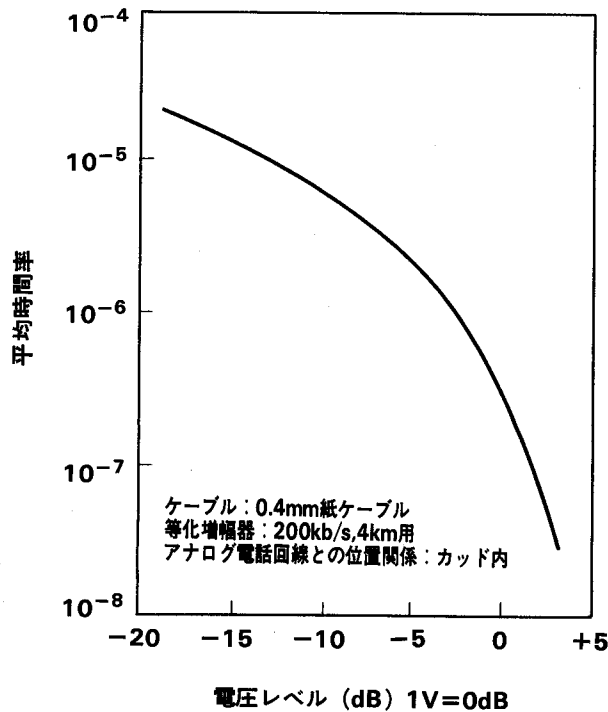


図4-6 課金動作の時間率特性

(2) アナログ電話回線の収容位置に対するインパルス性雑音依存性⁽²⁰⁾

アナログ電話回線と測定回線との収容位置に対する雑音特性として、課金動作に関する時間率特性を図4-7に示す。パルス識別レベル(-2.5dB)において、カッド内収容位置は隣接カッド間等の収容位置に比べて時間率が1桁以上大きい。

4. 3 インパルス性雑音の評価

インパルス性雑音の調査結果をもとに、加入者線路への200kb/sビツボン伝送方式⁽³⁴⁾の適用条件の観点から、インパルス性雑音を評価する。

端末相互間がデジタル1リンクにより接続された場合の伝送品質については、符号誤りのサービスに与える影響がサービスごとに異なるが、例えば、64kb/sパスを対象に加入者線伝送方式への伝送品質配分値は、暫定的に平均符号誤り率 5×10^{-7} 以下、%EFS(%エラーフレーム)98%以上としてい

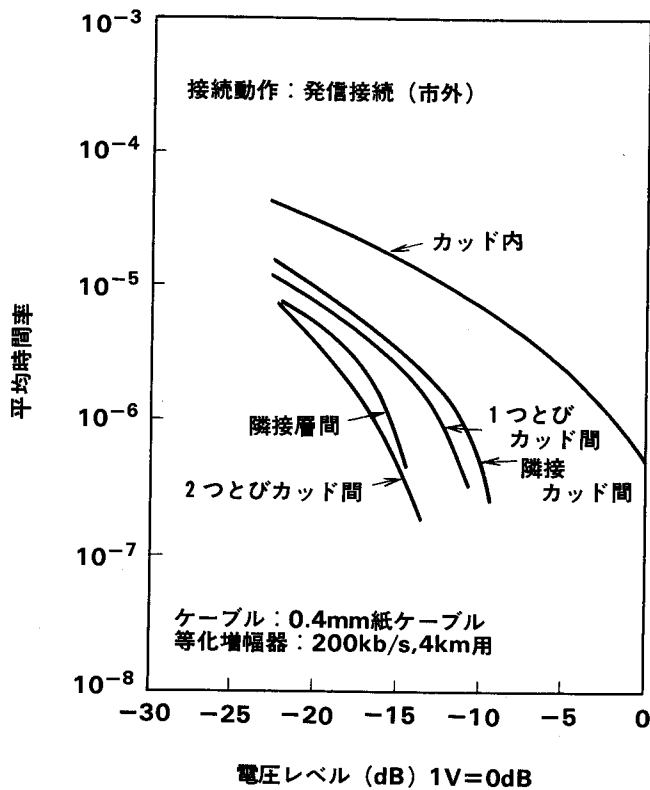


図4-7 インパルス性雑音の回線位置依存性

る。(44) ビンポン伝送方式では余裕をみて平均符号誤り率の目標値を 1×10^{-7} としているので、この値を評価基準とする。

インパルス性雑音測定器は雑音波形を全波整流して測定するように設計されているから、平均符号誤り率は、等化増幅器の出力点での時間率から算出できる。

時間幅はインパルス性雑音の発生要因により異なる。すなわち、回線保留時間に依存せず発呼、切断時の呼接続処理に伴うものと、回線保留時間に依存する課金パルスによるものに分けられる。表4-3に両者の雑音に対して200kb/sビンポン伝送方式の64kb/sチャネルのビット誤り個数を加入者線路損失をパラメータとして測定した結果を示す。

インパルス性雑音による符号誤りは、回線収容位置、妨害電話回線の数、その呼率、及び平均保留時間により決まる。図4-8に呼率を0.17-ラン（付録参照）、平均保留時間を1分、妨害回線数を5回線（同一カッド内1回線、隣接カッド間4回線）として算出した64kb/sチャネルの平均誤り率を

表4-3 インパルス性雑音によるビット誤り個数

100kHz での 線路損失 (dB)	平均符号誤り個数	
	呼接続シーケンス	1分間の課金パルス*
36	0.02	0.16
38	0.10	0.24
40	0.29	2.64
42	0.62	6.6

* 課金パルス周期4.5秒/回

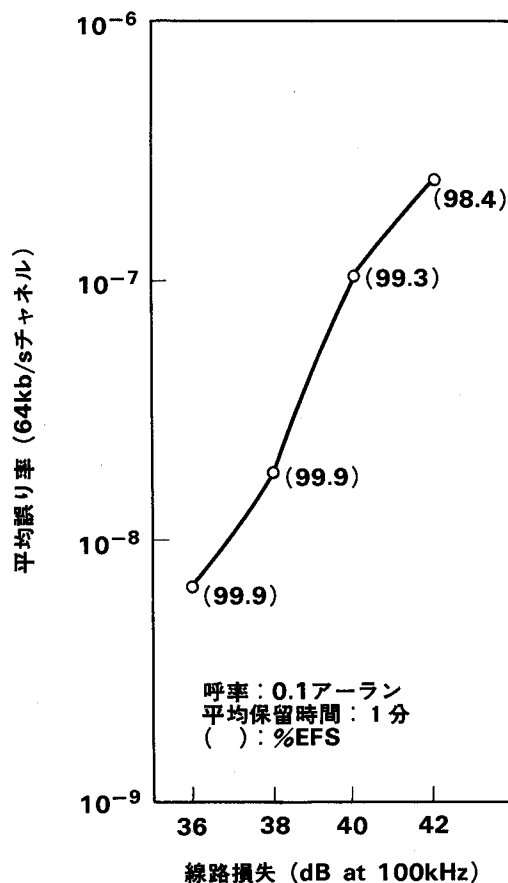


図4-8 インパルス性雑音による線路損失と平均符号誤り率との関係

示す。ただし、課金パルスによる符号誤りは同一カット内の回線により生じ、課金パルスは4.5秒周期(58年7月より実施される最小周期)に発生するものとする。

同図より、100kHzでの線路損失が約40dBまでは平均誤り率 1×10^{-7} 以下、%EFS98%以上を実現できるといえる。線路損失が40dB以上になると、同一カット内の電話回線における課金パルスにより、伝送特性が劣化する可能性があるため、同一カット内への電話回線の収容を制限する必要がある。

4. 4 結 言

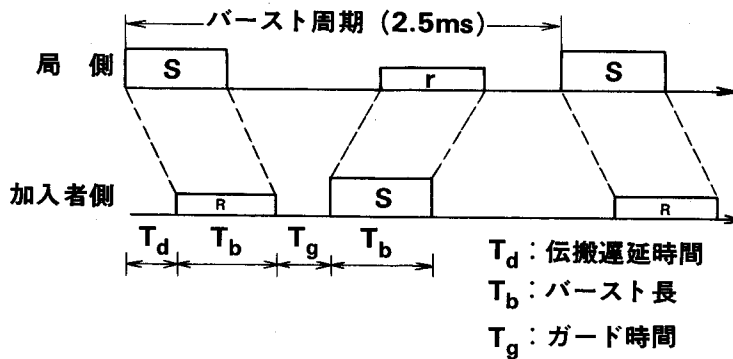
マルチ加入者線路の雑音特性について、時間幅評価法を用いて200kb/sビツンボン伝送方式の適用性について考察した。アナログ電話回線の接続シケンスにおけるインパルス性雑音特性を調査し、回線の切断、課金動作に対する雑音レベルが大きいことを把握した。さらに、100kHzの線路損失が40dBを越える場合には、回線収容に対する配慮が必要であることを示した。

付録 4 - 1 ピンポン伝送方式の概要⁽³⁴⁾

2線式時分割方向制御伝送方式の概要は以下の通りである。

送信側では、連続的な送信パルス列をバッファメモリに書き込み、予め決められた周期（バースト周期）ごとに書き込み速度の2倍以上の速度でメモリから読みだし、バースト状のパルス列に変換して加入者線に送出する。従って、ラインビットレートは伝送容量の2倍強となる。受信側では、バースト状の受信信号をバッファメモリに書き込んだ後、連続的なパルス列として読み出す。次に、逆方向に送信する場合は、バースト間の空き時間を使って同様な動作でバースト信号として送出する。このように、DSU、OCU間で1対の平衡線路上にバーストを交互に送りあうため、「ピンポン伝送方式」とも称される。

信号の流れと方式の諸元を図A4-1と表A4-1に示す。



図A4-1 信号の流れ

表A4-1 方式の諸元

項目	内 容
伝送容量	64kb/s+16kb/s+8kb/s (情報) (情報) (信号)
バースト周期	2.5ms
ラインビットレート	200kb/s
適用ケーブル	0.32mm ϕ 市内PEF 0.4, 0.5, 0.65, 0.9mm ϕ 紙 0.4, 0.5, 0.65, 0.9mm ϕ CCP 0.32, 0.4, 0.5, 0.65, 0.9mm ϕ PEC
最大伝送距離	7km
DSU給電	28mA定電流の局給電
線路直流抵抗	0~1000 Ω
平均符号誤り率	1×10^{-7} 以下
DSU-OCU 間の リンク確立時間	250ms以下

付録 4 - 2 % E F S の定義とアーラン

(1) % E F S (Percent of error-free seconds)

① 規定方法

「一定期間（C C I T Tでは1箇月が提案されている）の内誤りのない1秒間の占める百分率は $n\%$ （% E F Sのしきい値レベル）である」として規定する。

② 特徴

1ディジットの誤りも許容されないようなサービスに有効である。

③ 符号誤り率との関係

着目する任意の1分間の平均符号誤り率 P' 。内の符号誤りの生起がポアソン分布であると仮定すると、 $f_B b/s$ の1分間中の% E F Sは次式に示すごとく、ポアソン分布における欠損なしの確率で与えられる。

$$\% E F S = \exp(-f_B P') \times 100$$

以上については、文献[山本, 沢栗: デジタル網における符号誤りの品質規定, 信学論(B), Vol. J64-B, No. 11, pp. 1250-1257, 1981] に詳しい。

(2) アーラン (Erlang)

呼量の単位をいう。1 アーランとは、1回線の運び得る最大呼量、すなわち考える時間中1回線が間断なく占有されるときの呼量である。

呼量 (Traffic, Traffic Density) とは、呼が一定の条件のもとに生起するとき、一定時間区間内において、回線が呼によって保留されている延べ保留時間をこの時間区間のトラフィック量といい、これをその区間長で割った値をその時間区間の呼量またトラフィック密度という。

呼 (Call) とは、加入電話、加入電信等の利用者が通信を目的として通信設備を一時占有する現象をいう。

以上については、文献「電気通信技術標準用語事典、オーム社」を参照した。

第5章 同軸線路のインピーダンス不均等性の評価

5. 1 緒言

C-60M方式⁽⁴⁵⁾、DC-400M方式⁽⁵⁾のような広帯域同軸伝送方式において、同軸線路内のインピーダンス不均等（以下、不均等という）相互間での信号の2重反射によって生じるEJ-雑音は伝送品質の劣化要因となる。すなわちEJ-雑音は電話伝送では損失変動に、テレビジョン伝送では画像のゴーストに、さらにデータ伝送では符号誤りの一因となる。従って、大容量長距離伝送方式において、EJ-雑音による伝送品質の劣化量を評価しておく必要がある。そのためには、不均等とEJ-雑音の関係を定量的に把握する必要がある。

ランダム不均等あるいは周期的不均等とEJ-雑音の関係はすでに明確にされている⁽⁴⁶⁾。しかし、同軸線路に存在する局部的不均等の分布の状態は後述するように構造が複雑であるために、局部的不均等とEJ-雑音の関係を定量的に把握することが困難であった。

本章では、局部的不均等とEJ-雑音の定量的評価を可能とするために、伝搬波が不均等部で示す反射特性に着目し、局部的不均等すなわち同軸線路の曲げ部及び接続部における不均等について、等価回路で表示することを考える。⁽²²⁾、⁽²³⁾

5. 2 等価付加集中定数の導出式

図5-1に9.5mm同軸線路の接続部の構造を示す。接続部には曲げ部、くせとり点及び接続点の各部分で生じる不均等がある。また、とう道内あるいはマンホール内の同軸線路には、曲げ部が単独で存在する場合がある。この場合にも曲げ部に不均等が生じる。これらの不均等を測定する方法として、入力信号として自乗正弦波パルス、ステップパルス及び正弦波を用いて測定する方法がある。これらの各測定法を用いて測定された反射波形はそれぞれパルス反射減衰量、反射係数及び逆流減衰量で評価される。

ところで、上記の測定法で得られる測定値を用いて、以下に示す式から局部的不均等の等価付加集中定数の値を求めることができる。

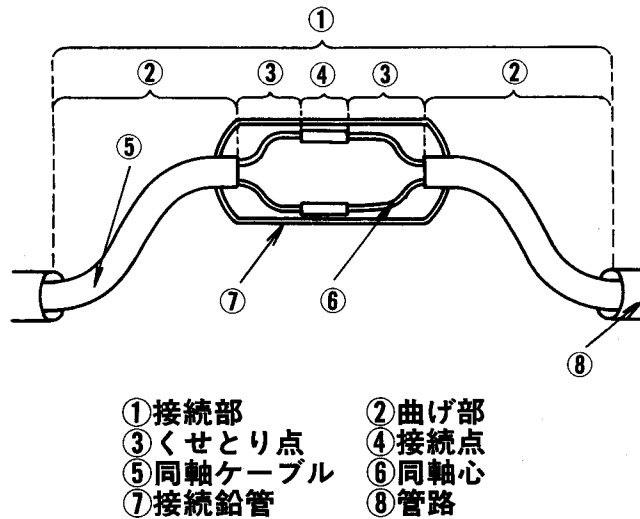


図5-1 9.5mm同軸線路の接続部の構造

5. 2. 1 自乗正弦波パルスによる方法

不均等部で生じるパルス反射波形のパルス反射減衰量 α_p (dB) と等価付加集中定数との間には次の関係が成立する。

$$\alpha_p = \begin{cases} -20 \log(\pi Z_0 \Delta C_p / 4 \tau_p) \\ -20 \log(\pi \Delta L_p / 4 \tau_p Z_0) \end{cases} \quad (5-1)$$

ここで、 ΔC_p 、 ΔL_p はそれぞれ等価並列付加容量、等価直列付加インダクタンスであり、 Z_0 、 τ_p はそれぞれ同軸線路の特性インダクタンス⁽⁴⁸⁾、パルス半値幅である。従って、等価付加集中定数は次式で表すことができる。

$$\begin{aligned} \Delta C_p &= x_p / Z_0 \\ \Delta L_p &= x_p Z_0 \end{aligned} \quad (5-2)$$

ここで、

$$x_p = (4 \tau_p / \pi) 10^{-\alpha_p / 20} \quad (5-3)$$

である。反射波形のパルス反射減衰量とパルス半値幅が既知であれば、式(5-2)と式(5-3)を用いて不均等部の等価付加集中定数を求めることができる。

5. 2. 2 ステップパルスによる方法

同軸線路の不均等部のインピーダンスを Z_x とすると、反射係数 ρ_z は次式で表せる。

$$\rho_z = (Z_x - Z_0) / (Z_x + Z_0) \quad (5-4)$$

ここで、

$$Z_0 = (L_0 / C_0)^{1/2} \quad (5-5)$$

であり、 C_0 と L_0 は、それぞれ不均等部の区間の長さに相当した同軸線路の静電容量とインダクタンスである。 Z_x は等価付加集中定数すなわち等価並列付加容量 ΔC_T あるいは等価直列付加インダクタンス ΔL_T を用いて次式で表せる。

$$Z_x = \frac{(L_0 / (C_0 + \Delta C_T))^{1/2}}{((L_0 + \Delta L_T) / C_0)^{1/2}} \quad (5-6)$$

式(5-6)を用いると、等価付加集中定数は

$$\Delta C_T = L_0 x_T, \quad (\rho_z < 0) \quad (5-7)$$

$$\Delta L_T = C_0 x_T, \quad (\rho_z > 0)$$

となる。ここで、

$$x_T = 4 |\rho_z| / (1 - |\rho_z|^2) \quad (5-8)$$

従って、反射波形の反射係数 ρ_z と不均等部の区間の長さに相当した同軸線路の静電容量あるいはインダクタンスが既知ならば、式(5-7)と式(5-8)を用いて等価付加集中定数を求めることができる。

5. 2. 3 正弦波による方法

測定系には2種類の不均等がある。1つは同軸線路の始端から l の距離に曲げ部などで生じる不均等であり、もう1つは始端において同軸線路と測定器(例えば、インピーダンスブリッジ)との接続箇所が生じる不均等である。これら2つの不均等の反射係数の絶対値をそれぞれ $|\Gamma_1|$ と $|\Gamma_0|$ とし、さらにこれらの不均等の大きさを表示する等価付加集中定数をそれぞれ ΔC_f あるいは ΔL_f 、及び ΔC_0 あるいは ΔL_0 とすると、始端における逆流減衰量 α_w (dB) は次式となる。

$$\alpha_w = -10 \log \{ |\Gamma_0|^2 + |\Gamma_1|^2 \exp(-4\alpha_z) + 2 |\Gamma_0| |\Gamma_1| \exp(-2\alpha_z) \cos(2\beta_z) \} \quad (5-9)$$

ここで、 α_z と β_z はそれぞれ同軸線路の長さ l 当りの減衰定数と位相定数であり、いずれも周波数 f の関数である。

また、 $|\Gamma_0|$ と $|\Gamma_1|$ は次式で表せる。

$$|\Gamma_0| = \frac{\pi f \Delta C_0 Z_0}{\pi f \Delta L_0 / Z_0} \quad (5-10)$$

$$|\Gamma_1| = \frac{\pi f \Delta C_f Z_0}{\pi f \Delta L_f / Z_0} \quad (5-11)$$

式(5-9)において、 $\cos(2\beta_z) = \pm 1$ のとき、逆流減衰量は次式となる。

$$\alpha_{w1} = -10 \log \{ |\Gamma_1| + |\Gamma_2| \exp(-2\alpha_z) \} \quad (5-12)$$

$$\alpha_{w2} = -10 \log \{ |\Gamma_1| - |\Gamma_2| \exp(-2\alpha_z) \}$$

ここで、 α_{w1} と α_{w2} はそれぞれ逆流減衰量の極小値と極大値である。

逆流減衰量が α_{w1} あるいは α_{w2} となるときの周波数をそれぞれ f_1 あるいは f_2 とすると、式(5-11)と式(5-12)を用いることによって等価付加集中定数は次式となる。

$$\Delta C_f = x_f / Z_0 \quad (5-13)$$

$$\Delta L_f = x_f Z_0$$

ここで、

$$x_f = \left(f_2 10^{-\alpha_{w1}/20} \pm f_1 10^{-\alpha_{w2}/20} \right) / \pi f_1 f_2 \{ \exp\{-2\alpha_z(f_1)\} + \exp\{-2\alpha_z(f_2)\} \} > 0 \quad (5-14)$$

従って、逆流減衰量の極小値と極大値及びそれぞれに対応する周波数が既知であれば不均等の等価付加集中定数を求めることができる。

5. 2. 4 三方法の比較

5.2.1~5.2.3で述べた各測定法と諸式を用いて、9.5mm同軸線路の曲げ部の不均等の等価付加集中定数を求め、三方法の相互比較をする。図5-2に三方法で求めた等価並列付加容量の値を示す。曲げ形態及び曲げ回数の定義については次節で述べる。

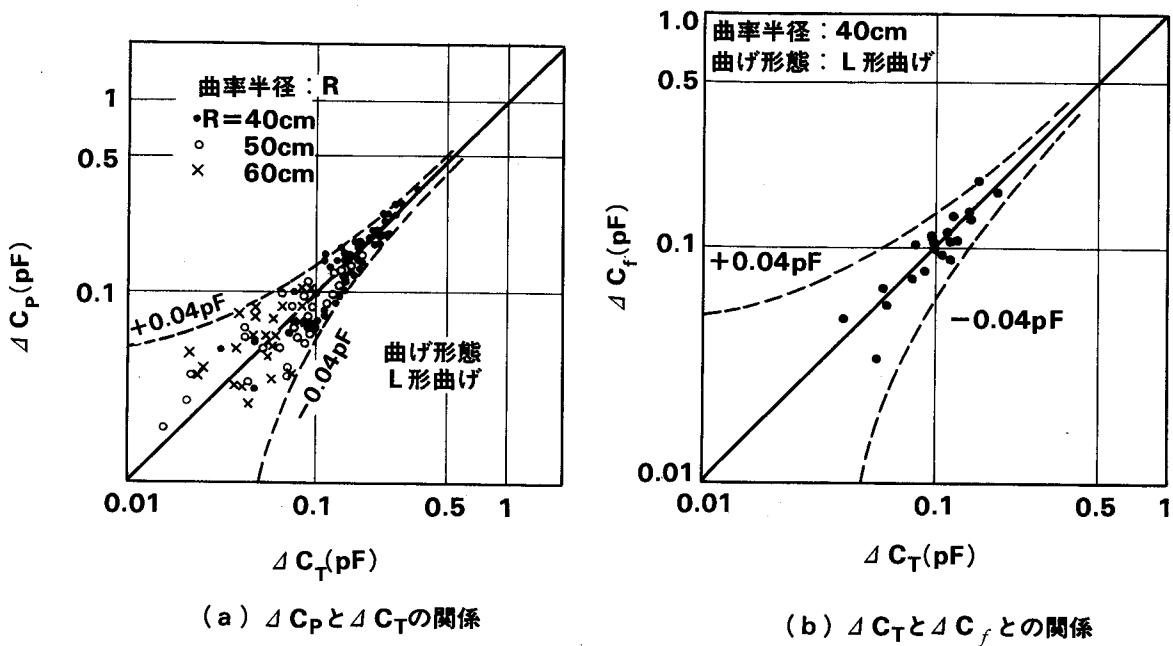


図5-2 三方法による測定値の比較

信号波が自乗正弦波^ハルス、ステップ^ハルス及び正弦波である場合について、それぞれの式を用いて求めた等価並列付加容量の値を ΔC_p 、 ΔC_T 及び ΔC_f で表す。各測定法から得られる等価並列付加容量の値は互いによく一致する。このことから、不均等の等価付加集中定数を求める場合、3種類の測定法のうちどれを用いても良いことがわかる。なお、測定法ならびに等価付加集中定数の算出法が最も簡単なのは、自乗正弦波^ハルスを用いる方法である。

以下、9.5mm同軸線路の曲げ部不均等と接続部不均等のそれぞれの等価付加集中定数の値を求める。

5. 3 9. 5 m m 同 軸 線 路 の 曲 げ 部 不 均 等 の 等 価 回 路

9.5mm同軸線路の曲げ部は、前述のように、とう道内、マンホール内及び接続部内に存在する。これらの曲げ部の形態は、図5-3に示すように3種類に大別できる。また、9.5mm同軸線路の集

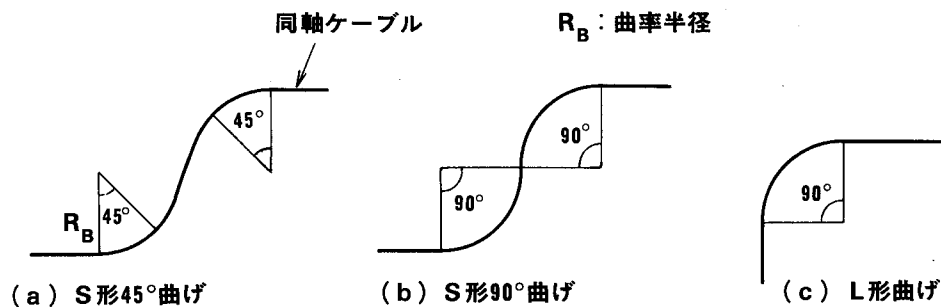


図5-3 曲げ部の形態

合心数の種類は2,4,6,8,12,18心である。曲げ部で生じる不均等の大きさは、曲げ形態、同軸心の集合心数、曲率半径、ならびに曲げ回数に依存して変化するが、これらの要因の全てを考慮して曲げ部の等価並列付加容量について検討した例はない。

本節では曲げ部不均等の大きさの変化要因、すなわち曲げ形態、集合心数、曲率半径ならびに曲げ回数を考慮して、これらの要因と等価並列付加容量の関係について検討する。

S形45°曲げ、S形90°曲げ及びL形曲げの各曲げ形態について、曲げ回数の定義を図5-4に示す。ここでは、屈曲状態における等価並列付加容量の値のみに注目するので、以下に示す図には曲げ回数 N_B が奇数のときの等価並列付加容量を図示する。

5. 3. 1 曲げ形態及び集合心数 と等価並列付加容量の関係

図5-5に曲げ形態別ごとに曲げ回数と等価並列付加容量の関係を示す。等価並列付加容量の平均値については、S形45°曲げの場合はL形曲げの場合の約1.5倍となり、また、S形90°曲げの場合はL形曲げの約2倍となる傾向にある。また、等価並列付加容量のばらつきも同様の傾向にある。従って、9.5mm同軸線路の曲げ部不均等の等価並列付加容量は最も簡単な曲げ形態であるL形曲げの等価並列付加容量から求めることができる。

図5-6に曲げ形態をL形曲げとし、曲率半径を45cmとし、集合心数が4心、12心及び18心の9.5mm同軸線路について、集合心数と等価並列付加容量の関係を示す。12心9.5mm同軸線路と18心9.5mm同軸線路については、それらの曲げ部不均等の等価並列付加容量の間には有意差がな

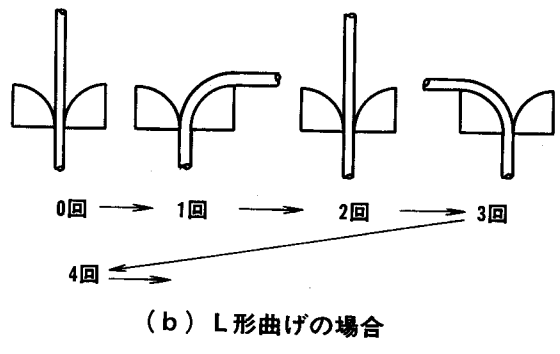
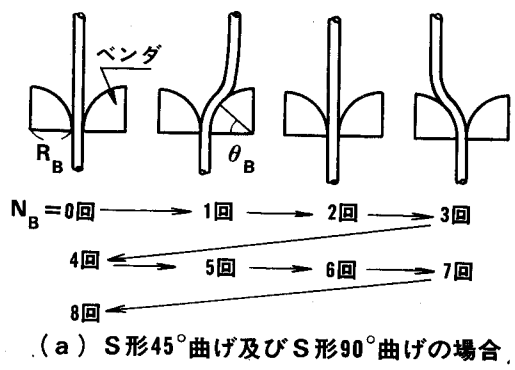


図5-4 曲げ回数の定義

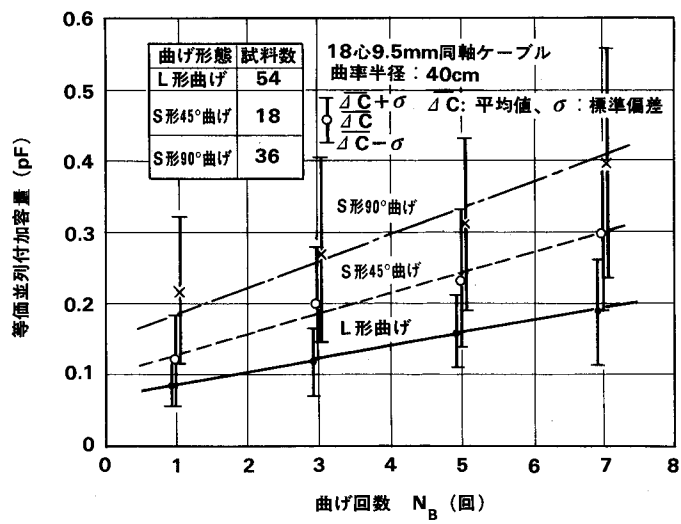


図5-5 曲げ回数と等価並列付加容量の関係

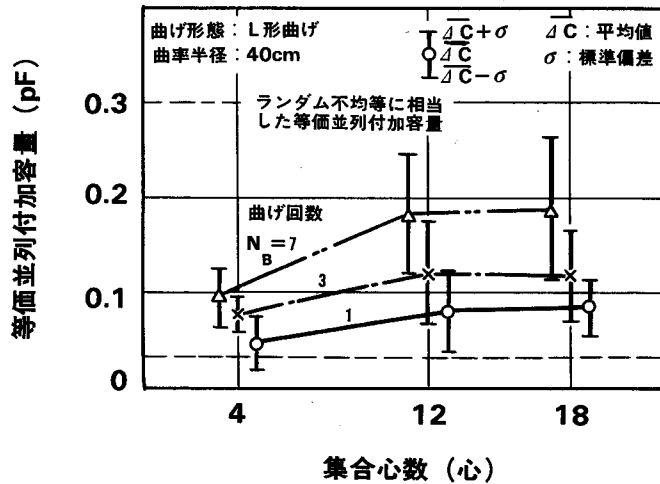


図5-6 集合心数と等価並列付加容量の関係

い。一方、4心9.5mm同軸線路の曲げ部不均等の等価並列付加容量は、12心9.5mm同軸線路及び18心9.5mm同軸線路のそれぞれの曲げ部不均等の等価並列付加容量の0.5倍である。

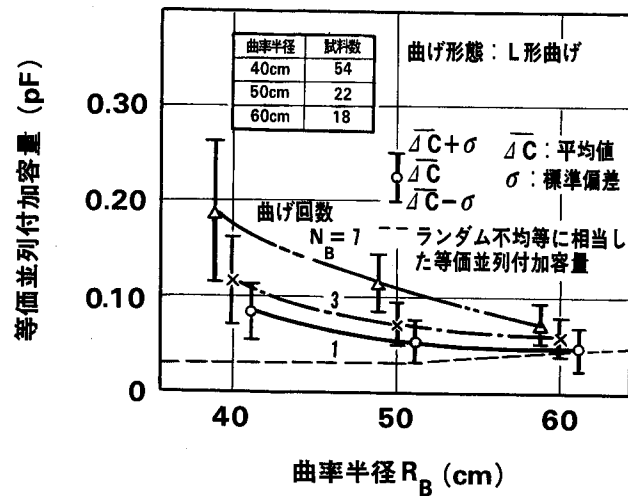
従って、広帯域同軸伝送方式においてI₁-雑音を問題とする場合、12心及び18心9.5mm同軸ケーブルのそれぞれの曲げ部不均等の等価並列付加容量に注目すればよい。

5. 3. 2 曲率半径及び曲げ回数 と等価並列付加容量の関係

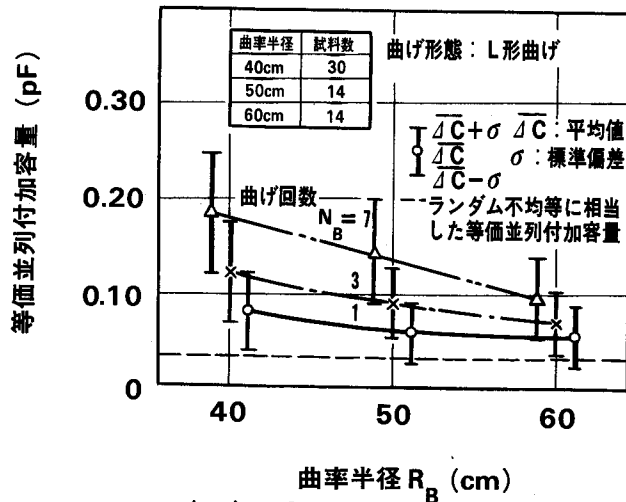
9.5mm同軸線路の曲げ部の曲率半径は54cm以上であることが規定されている⁽⁴⁸⁾。そこで、54cm近辺での曲率半径をパラメータとして曲げ回数と等価並列付加容量との関係を検討する。図5-7(a)及び(b)にそれぞれ18心及び12心9.5mm同軸線路について、上記の関係を示す。等価並列付加容量と曲率半径ならびに曲げ回数の関係は次式で表せる。

$$\Delta C_B = 2.3 \times 10^{-3} N_B R_B^{-2.4} + 0.034 \quad (\text{pF}) \quad (5-15)$$

ここで、 ΔC_B は曲げ形態がL形曲げの場合の曲げ部不均等の等価並列付加容量、 N_B は曲げ回数(奇数)、 R_B は曲率半径である。曲率半径、曲げ回数、曲げ形態が既知であれば、式(5-15)を用いて曲げ部不均等の等価並列付加容量を求めることができる。



(a) 18心9.5mm同軸ケーブル



(b) 12心9.5mm同軸ケーブル

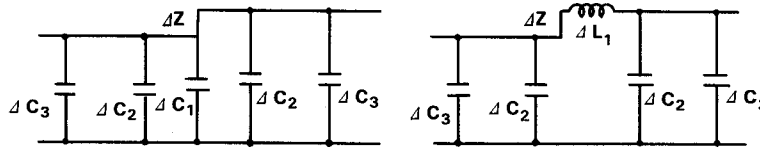
図5-7 曲率半径と等価並列付加容量の関係

5. 4 9.5mm同軸線路の接続部不均等の等価回路

9.5mm同軸線路の接続部の種類には、付録に示すような普通接続部、再接続部及び再々接続部がある。これらの接続部はそれぞれ普通接続点、再接続点及び再々接続点を含むので、接続

表5-1 接続部不均等の等価回路とその回路定数

名称	記号	試料数	平均値	標準偏差	備考
接続点	ΔC_1	26	0.106pF	0.035pF	普通接続点 再接続点
	ΔL_1	8	1.09nH	0.16nH	再々接続点
くせとり点	ΔC_2	17	0.054pF	0.015pF	付録参照
曲げ部	ΔC_3	22	0.081pF	0.023pF	付録参照



普通接続部及び再接続部の接続部不均等
等価回路

再々接続部の接続部不均等
等価回路

ΔZ : 端インピーダンス偏差(0.06Ω)

部の構造は、一般的に、図5-1で表せる。従って、接続部不均等は、曲げ部不均等、くせとり点不均等及び接続点不均等からなっている。

これらの各不均等の等価付加集中定数は、各々の不均等における反射波形を測定し、5.2節の式を用いて求められる。表5-1にこれらの手順に従って求めた接続部不均等の等価回路とその回路定数を示す。

各回路定数のばらつきを考慮し、誤差伝搬の法則⁽⁴⁹⁾を用いて求めた等価回路全体の dB 反射減衰量の計算値と9.5mm同軸線路の接続部不均等の dB 反射減衰量の実測値を表5-2に示す。同表より計算値と実測値はよく一致することがわかる。従って、表5-1に示した等価回路は2.5ns以上の dB 半値幅の dB に対して、9.5mm同軸線路の接続部の dB 反射特性を忠実に示すと言える。

5.5 結言

信号波が自乗正弦波 dB 、ステップ dB 及び正弦波の場合について、同軸線路内の不均等で生じる反射波形から等価付加集中定数を求める式を導出し、これらの式から求まる値が互いに一

表5-2 接続部のパルス反射減衰量の実測値と計算値

接続部の種類	パルス半値幅 (ns)	実測値と計算値	平均値 (dB)	99.9%値 (dB)(注1)	試料数
普通接続部 再接続部	2.5	実測値	51.0	43.2	496
		計算値	51.4	43.4	—
	10	実測値	56.9	50.0	462
		計算値	57.0	50.0	—
	50	実測値	65.6	57.5	101
		計算値	64.2	54.3	—
再々接続部	2.5 (注2)	実測値	47.3	41.1	18
		計算値	45.9	41.1	—
	10	実測値	62.6	58.7	18
		計算値	62.8	52.6	—
	50	実測値	65.0	58.6	18
		計算値	69.4	54.9	—

(注1) 99.9%値欄の実測値については最悪値を示す

(注2) 実測値はパルス半値幅3nsにおける値である

致することを明かにした。さらに、これらの式を用いて、9.5mm同軸線路の曲げ部不均等ならびに接続部不均等のそれぞれの等価付加集中定数の値を明確にし、これらの値は実際の接続部の反射特性を忠実に表すことを示した。

本検討により、わが国の基幹伝送路を構成する9.5mm同軸線路の不均等部に関与するI₀-雑音の定量化ができ、伝送系の品質評価が可能となった(50)-(53)。

付録 5 - 1 接続部内の曲げ部不均等の等価並列付加容量

(1) 接続部内の曲げ形態

接続部内の曲げ部の形態は一般に図 A 5-1 で表すことができる。⁽⁴⁸⁾ このとき、曲げ角度 θ_B は次式で表せる。

$$\theta_B = \sin^{-1} \{ (2R_B \varrho_1 + (\varrho_2 - 2R_B) \varrho_B) / (\varrho_B^2 + 4R_B^2) \}$$

あるいは、

$$\theta_B = \cos^{-1} \{ (4R_B^2 - 2R_B \varrho_2 + \varrho_1 \varrho_B) / (\varrho_B^2 + 4R_B^2) \}$$

(A5-1)

ここで、 R_B は曲率半径、 ϱ_B は直線部分の長さ、 ϱ_1 は曲げ部の長さ、 ϱ_2 は曲げ部の幅である。

実際のマホ-ルの寸法を考慮すると、 ϱ_1 及び ϱ_2 は次の範囲の値を示す。

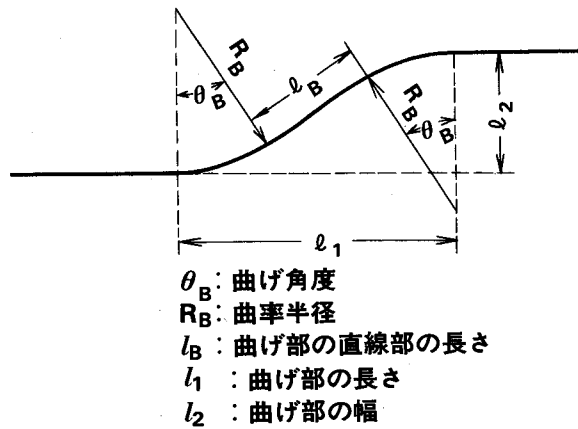
$$0.71\text{m} \leq \varrho_1 \leq 1.56\text{m}, \quad 0.20\text{m} \leq \varrho_2 \leq 0.25\text{m} \quad (\text{A5-2})$$

曲げ角度の最大値 $\theta_{B\text{MAX}}$ はマホ-ル号数別に表わすと表 A 5-1 となる。曲げ角度の最大値は約 45° である。従って、9.5mm 同軸線路の接続部内の曲げ部の最も厳しい曲げ形態は S 形 45° 曲げである。

接続部内の曲げ部において、実際に受ける同軸線路の曲げ回数は 1 回程度である。図 5-7 より、曲率半径 50cm と 60cm の場合について、曲げ回数 1 回目の曲げ部不均等の等価並列付加容量にはあまり差がないことがわかる。

そこで、曲率半径を 54cm に近い 50cm とし、接続部内の曲げ部の形態がほぼ S 形 45° 曲げであることを考慮すると、図 5-7 より、曲げ部不均等の等価並列付加容量の平均値 ΔC_{3M} と標準偏差 σ_3 は次式となる。

$$\Delta C_{3M} = 0.081\text{pF}, \quad \sigma_3 = 0.023\text{pF} \quad (\text{A5-3})$$



図A5-1 接続部内の曲げ部の形態

表A-5-1 マンホール号数別の曲げ角度の最大値

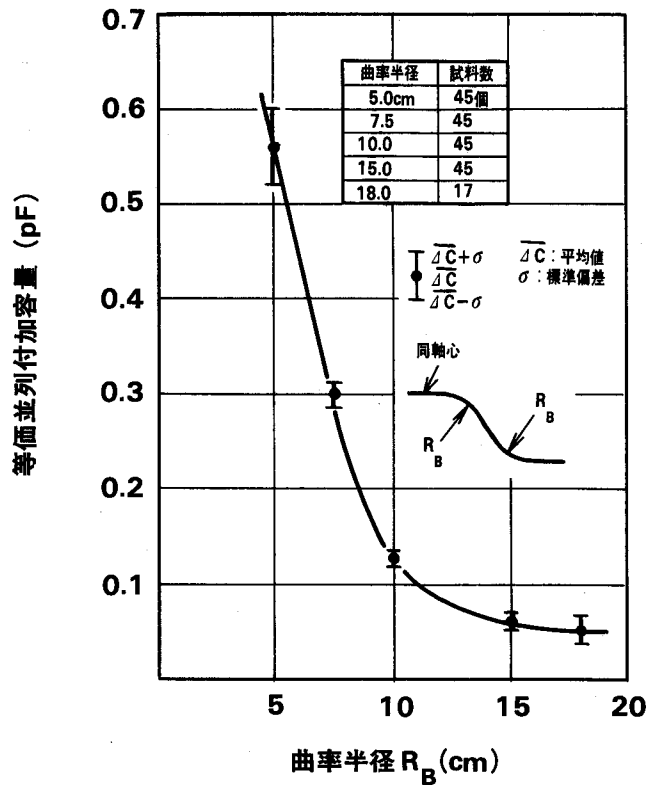
曲率半径 cm マンホール 号数	40	50	54	60
3 号	46.5°	41.3°	42.5°	35.1°
4 号	44.4°	39.1°	40.4°	33.4°
5 号	44.4°	39.1°	40.4°	33.4°
6 号	41.5°	36.9°	36.7°	31.7°

付録 5 - 2 くせとり点の等価並列付加容量

図 5-1 に示すように、くせとり点の曲げ形態⁽⁴⁸⁾は S 形曲げである。この S 形曲げで生じる不均等の大きさ、すなわち、等価並列付加容量は同軸心の曲率半径に依存する。図 A 5-2 に曲率半径と等価並列付加容量との関係を示す。表 A 5-2 に 18 心 9.5mm 同軸線路のくせとり点の曲率半径の実測結果を示す。

12 心と 18 心の同軸線路のそれぞれのくせとり点の曲率半径の間には、等価並列付加容量に有意差が生じるほどの差はない。従って、12 心及び 18 心の同軸線路のそれぞれのくせとり点の等価並列付加容量の平均値 ΔC_{2M} と標準偏差 σ_2 は、図 A 5-2 と表 A 5-2 より、次式となる。

$$\Delta C_{2M} = 0.054 \text{ pF}, \quad \sigma_2 = 0.015 \text{ pF} \quad (\text{A5-4})$$



図A5-2 くせとり点の曲率半径と等価並列付加容量の関係

**表A5-2 くせとり点の曲率半径
の実測結果**

(18心9.5mm同軸ケーブル)

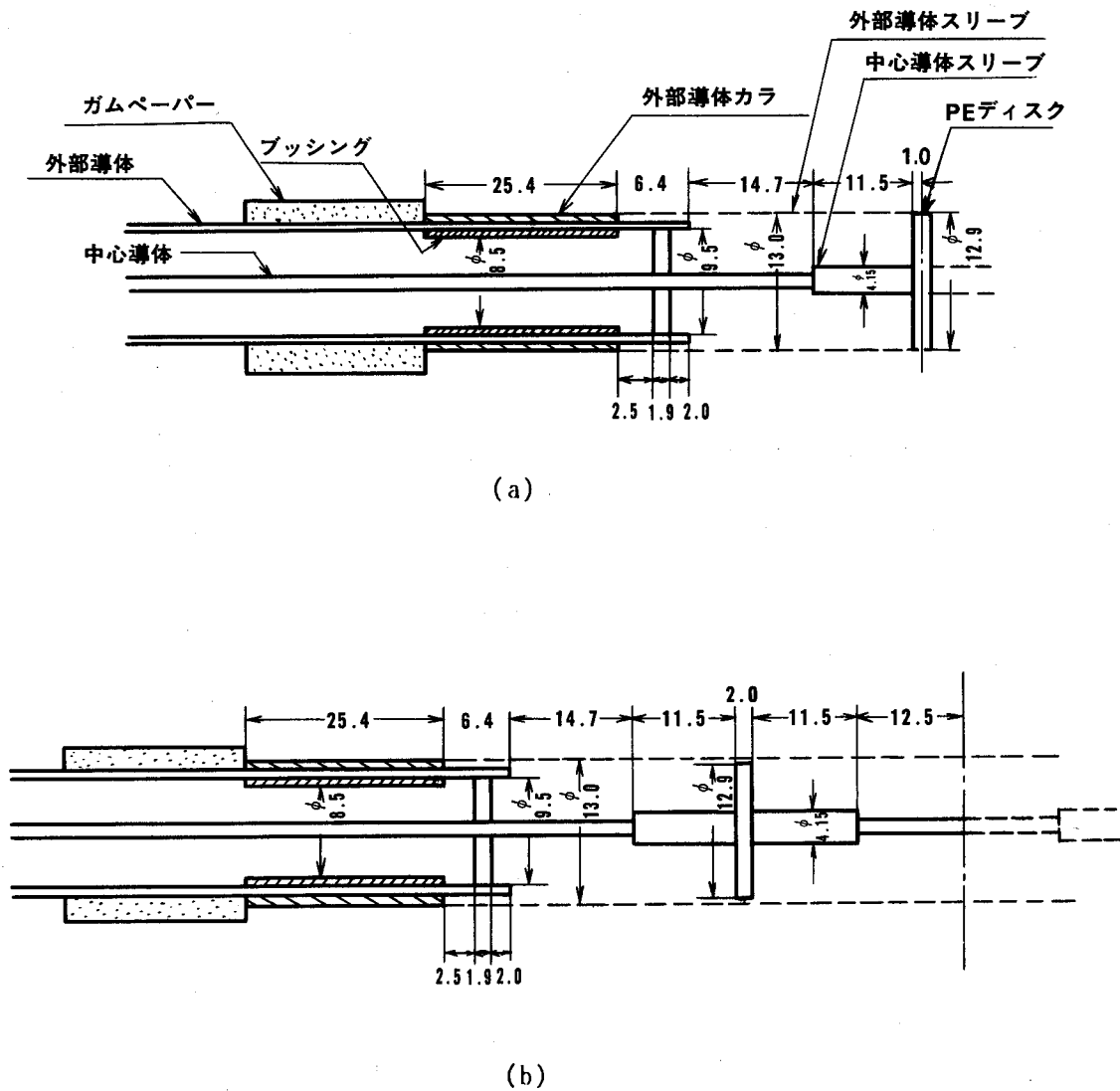
試料数	平均値	標準偏差
72個	18.6cm	2.7cm

付録 5 - 3 接続点の構造⁽⁴⁸⁾

接続点の具体的な構造を図 A 5-3 (a)、(b)に示す。

図 A 5-3 (a)に普通接続点及び再接続点の構造図を示す。

図 A 5-3 (b)に再々接続点の構造図を示す。



図A5-3 接続点の構造

第6章 同軸線路の低損失化

6. 1 緒言

長距離同軸伝送方式に対処するためには同軸線路の低損失化が必要である。その方法として、古くから、同軸線路の外部導体内径を太くする方法⁽⁵⁴⁾と同軸線路断面内に磁性体を装荷する方法⁽¹⁾が知られていた。しかしながら、BarLowが同軸線路の断面内に周囲の媒質よりも高い比誘電率を有する媒質（以下、これを誘電体層という）を装荷した同軸線路（以下、これを誘電体同軸線路という）は誘電体層を有しない同軸線路（以下、これを無装荷同軸線路という）よりも低損失となる可能性のあることを示唆して以来⁽⁵⁵⁾、低損失化の研究が再び盛んになった。⁽⁵⁶⁾⁻⁽⁵⁹⁾

これらの報告では、一層の誘電体層を有する誘電体同軸線路を対象としており、その外部導体内径と外部導体外径の比が3.6よりも大きいものであり、しかもこれと同一の外部導体内径を有した無装荷同軸線路を比較の対象とし選んでいる。このため、誘電体同軸線路が、これと同一の外部導体内径を有する減衰量最小設計の無装荷同軸線路（外部導体内径と内部導体外径の比が3.6の無装荷同軸線路）よりも、低損失になるのかどうか明確でない。

本章では、高い比誘電率及び比透磁率の複数の装荷層を有する同軸線路（以下、これを装荷同軸線路という）について、伝搬定数を振動法を用いて導出し、①装荷同軸線路が減衰量最小設計の無装荷同軸線路よりも低損失になる条件、②磁性体同軸線路（高い比透磁率の磁性体層を有する同軸線路）と誘電体同軸線路（高い比誘電率の誘電体層を有する同軸線路）におけるそれぞれの減衰定数の相違点、③装荷同軸線路の減衰定数の装荷層数依存性について検討する。⁽²⁴⁾⁻²⁷⁾

6. 2 理論解析

6. 2. 1 電磁界成分

図6-1に外部導体と内部導体で囲まれた空間に $(2N-1)$ 層の媒質からなる同軸線路の断面図を表す。媒質1と媒質 $(2N-1)$ はそれぞれ内部導体及び外部導体であり、それらの導電率は σ_{c1} 及び σ_{c2N+1} である。媒質 i ($i=2,3,\dots,2N$)の比誘電率、比透磁率及び $\tan \delta$ はそれぞれ $\epsilon_{r,i}$ 、 $\mu_{r,i}$ 及び $\tan \delta_i$ であり、これらの媒質の比誘電率と比透磁率との間に次の条件が満たされて

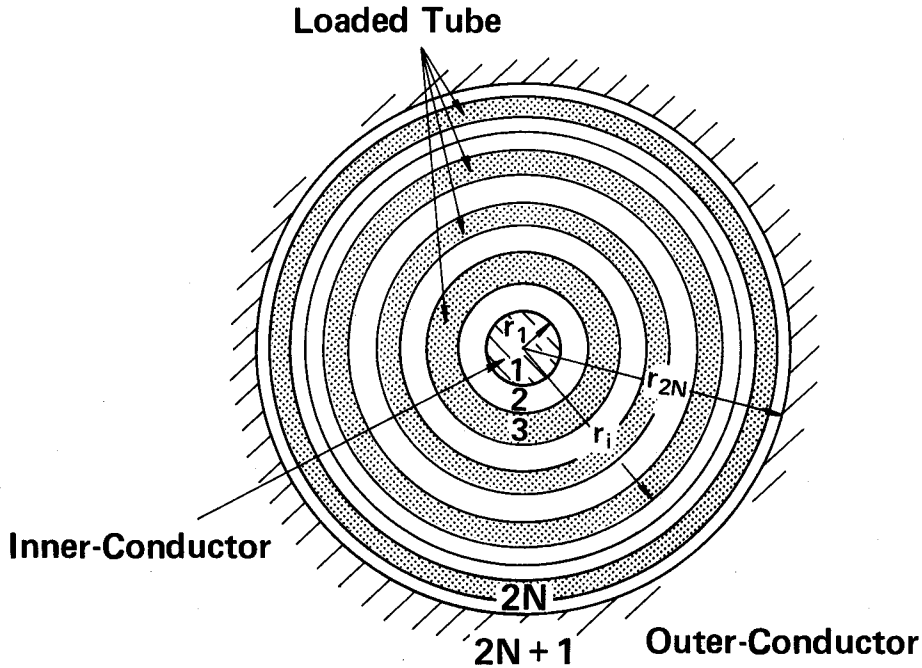


図6-1 装荷同軸線路の断面図

いるものと仮定する。

$$k_3, k_5, \dots, k_{2N-3} > k_2, k_4, \dots, k_{2N} \quad (6-1)$$

ここで、

$$k_i = k_0 (\epsilon_{r,i} \mu_{r,i})^{1/2} \quad (6-2)$$

$$k_0 = \omega (\epsilon_0 \mu_0)^{1/2} \quad (6-3)$$

ω は角周波数であり、 ϵ_0 、 μ_0 はそれぞれ真空の誘電率、透磁率である。奇数番目の媒質は装荷層である。円筒座標系において電磁波の伝搬方向をZ軸とし、 $\exp\{j(\omega t - n\theta - \beta z)\}$ 項を省略すると、軸方向の電磁界成分は次式となる。

$$\begin{aligned} E_{zi} &= (-1)^{i-1} h_i^2 a_i A_{i,n}(p_i) \\ H_{zi} &= (-1)^{i-1} h_i^2 b_i B_{i,n}(p_i) \\ i &= 2, 3, \dots, 2N \end{aligned} \quad (6-4)$$

ここで、 a_i, b_i は未定定数であり、 n は電磁界の周期変動回数である。 h_i は媒質*i*での電磁界の波数であり、電磁界のz方向の伝搬定数を β とすると、次式で定義できる。

$$h_i^2 = (-1)^i (\beta^2 - k_i^2) > 0, \quad i = 2, 3, \dots, 2N \quad (6-5)$$

さらに、

$$\begin{aligned} p_i &= h_i r (r_{i-1} \leq r \leq r_i) \\ p_{i,j} &= h_i r_j (j=i, \text{または}, j=i-1) \end{aligned} \quad (6-6)$$

を用いると、 $A_{i,n}(p_i)$ 、 $B_{i,n}(p_j)$ は第1種ベッセル関数 $J_n(p_i)$ 、第2種ベッセル関数 $Y_n(p_i)$ 、第1種変形ベッセル関数 $I_n(p_i)$ 、第2種変形ベッセル関数 $K_n(p_i)$ 、第1種変形ベッセル関数の微分 $I'_n(p_i)$ 、第2種変形ベッセル関数の微分 $K'_n(p_i)$ を用いて、次式で表すことができる。

$$\begin{aligned} A_{2,n}(p_2) &= I_n(p_2) - \{I_n(p_{2,1})/K_n(p_{2,1})\}K_n(p_2) \\ B_{2,n}(p_2) &= I_n(p_2) - \{I'_n(p_{2,1})/K'_n(p_{2,1})\}K_n(p_2) \\ A_{i,n}(p_i) &= J_n(p_i) + (a'_{i,j}/b'_{i,j})Y_n(p_i) \\ B_{i,n}(p_i) &= J_n(p_i) + (b'_{i,j}/b_{i,j})Y_n(p_i) \end{aligned} \quad (6-7)$$

$$i=3,4,5,\dots,(2N-1)$$

$$\begin{aligned} A_{2N,n}(p_{2N}) &= I_n(p_{2N}) - \{I_n(p_{2N,2N})/K_n(p_{2N,2N})\}K_n(p_{2N}) \\ B_{2N,n}(p_{2N}) &= I_n(p_{2N}) - \{I'_n(p_{2N,2N})/K'_n(p_{2N,2N})\}K_n(p_{2N}) \end{aligned}$$

$a'_{i,j}$ 、 $b'_{i,j}$ は未定定数である。Z軸方向に垂直な電磁界成分はMaxwellの方程式に式(6-4)を代入することによって求めることができる。

6. 2. 2 特性方程式

特性方程式は、 $r=r_i (i=2,3,\dots,2N-1)$ における電磁界の接線成分の連続性を用いて得られる同次方程式から、未定定数を消去することによって、求めることができ、次式となる。

$$\begin{aligned} n^2 \Delta_i &= \{ \epsilon_{r,i} \Phi_{i,n}(p_{i,i}) + \epsilon_{r,i+1} \Phi_{i+1,n}(p_{i+1,i}) \} \\ &\quad \times \{ \mu_{r,i} \Psi_{i,n}(p_{i,i}) + \mu_{r,i+1} \Psi_{i+1,n}(p_{i+1,i}) \} \\ &\quad i=2,3,\dots,(2N-1) \\ n^2 \Delta_i \Delta_{i+1} &= \{ \epsilon_{r,i} \Phi_{i,n}(p_{i,i}) + \epsilon_{r,i+1} \Phi_{i+1,n}(p_{i+1,i}) \} \\ &\quad \times \{ \mu_{r,i+1} \Psi_{i+1,n}(p_{i+1,i+1}) + \mu_{r,i+2} \Psi_{i+2,n}(p_{i+2,i+1}) \} \Delta_{i+1,n} \\ &\quad i=2,3,\dots,(2N-2) \end{aligned} \quad (6-8)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \Phi_{i,n}(p) &= \{A'_{i,n}(p)/A_{i,n}(p)\}/p \\ \Psi_{i,n}(p) &= \{B'_{i,n}(p)/B_{i,n}(p)\}/p \\ &\quad i=2,3,4,\dots,2N \end{aligned} \quad (6-9)$$

$$\Delta_{i,n} = \{A_{i,n}(p_{i,i-1})/A_{i,n}(p_{i,i})\} \{B_{i,n}(p_{i,i})/B_{i,n}(p_{i,i-1})\}$$

$$i=3,4,\dots,(2N-1) \quad (6-10)$$

$$\Delta_i = (\beta/k_0)(p_{i,i}^{-2} + p_{i+1,i}^{-2})$$

$$i=2,3,4,\dots,(2N-1) \quad (6-11)$$

また、 $A'_{i,n}(p)$ 、 $B'_{i,n}(p)$ は $A_{i,n}(p)$ の微分、 $B_{i,n}(p)$ の微分である。

式(6-8)を満たす β の値はハイブリットモードの伝搬定数である。式(6-8)は、 $n=0$ の場合には、2組の独立な方程式に分離でき、それぞれ次式が成立する。

$$\varepsilon_{r,i} \Phi_{i,0}(p_{i,i}) + \varepsilon_{r,i+1} \Phi_{i+1,0}(p_{i+1,i}) = 0$$

$$i=2,3,4,\dots,(2N-1) \quad (6-12)$$

$$\mu_{r,i} \Psi_{i,0}(p_{i,i}) + \mu_{r,i+1} \Psi_{i+1,0}(p_{i+1,i}) = 0$$

$$i=2,3,4,\dots,(2N-1) \quad (6-13)$$

TMモードの特性方程式とTEモードの特性方程式はそれぞれ式(6-12)と(6-13)から得られる。

6. 2. 3 減衰定数

同軸線路の減衰定数 α_L は、摂動法を用いて求めることができ、次式となる。

$$\alpha_L = \left(\sum_{i=1}^{2N+1} W_{c,i} / \sum_{i=2}^{2N} W_{t,i} \right) / 2 \quad (6-14)$$

ここで、 $W_{t,i}$ は媒質 i ($i=2,3,\dots,2N$)内への伝送電力であり、 $W_{c,i}$ は媒質 i 内での単位長さ当りの電力損失である。TM₀₁モードでは、 $W_{t,i}$ と $W_{c,i}$ は次式で表すことができる。

$$W_{t,i} = (\pi \beta k_0 / 2z_0) \cdot (\varepsilon_{r,i} S_i U_i / h_i^4) h_3^4 |a_3|^2$$

$$i=2,3,4,\dots,2N \quad (6-15)$$

$$W_{c,i} = (\pi \omega / 2v_0 z_0) \cdot (\varepsilon_{r,i} \tan \delta_i / h_i^4) \cdot U_i (h_i^2 T_i + \beta^2 S_i) h_3^4 |a_3|^2$$

$$i=2,3,4,\dots,2N \quad (6-16)$$

$$W_{c,1} = \pi \Gamma_1 (\omega \mu_0 \mu_{r,1} / 2 \sigma_1)^{1/2}$$

$$\cdot (k_0 \varepsilon_{r,2} A'_{2,0}(p_{2,1}) / z_0 h_2)^2 \cdot U_2 h_3^4 |a_3|^2 \quad (6-17)$$

$$W_{c,2N+1} = \pi \Gamma_{2N} (\omega \mu_0 \mu_{r,2N+1} / 2 \sigma_{2N+1})^{1/2}$$

$$\cdot (k_0 \varepsilon_{r,2N} A'_{2N,0}(p_{2N,2N}) / z_0 h_{2N})^2 \cdot U_{2N} h_3^4 |a_3|^2 \quad (6-18)$$

ここで、

$$\begin{aligned}
U_2 &= A^2_{3,0}(P_{3,2})/A^2_{2,0}(P_{2,2}) \\
U_{i+1} &= U_i \{ A^2_{i,0}(P_{i,i})/A^2_{i+1,0}(P_{i+1,i}) \} \\
&\quad i=2,3,4,\dots,(2N-1) \\
T_i &= P^2_{i,i} \{ A^2_{i,0}(P_{i,i}) - (-1)^i A'^2_{i,0}(P_{i,i}) \} \\
&\quad - P^2_{i,i-1} \{ A^2_{i,0}(P_{i,i-1}) - (-1)^i A'^2_{i,0}(P_{i,i-1}) \} \\
S_i &= (-1)^{i-1} T_i + 2 \{ P_{i,i} A_{i,0}(P_{i,i}) A'_{i,0}(P_{i,i}) \\
&\quad - P_{i,i-1} A_{i,0}(P_{i,i-1}) A'_{i,0}(P_{i,i-1}) \} \\
&\quad i=2,3,4,\dots,2N
\end{aligned} \tag{6-19}$$

さらに、 z_0, v_0 はそれぞれ真空中のインピーダンス、光速であり、次式で定義できる。

$$z_0 = (\mu_0 / \epsilon_0)^{1/2}, \quad v_0 = (\epsilon_0 \mu_0)^{-1/2} \tag{6-20}$$

式(6-14)～(6-19)に次式を適用すると、ChamberとKharadlyが1層の誘電体層の場合に求めた式を導出することができる。(58)

$$\begin{aligned}
r_{2N-1} &= r_{2N-2} = \dots = r_4 = r_3 \\
\epsilon_{r,2N-1} &= \epsilon_{r,2N-2} = \dots = \epsilon_{r,4} = \epsilon_{r,3} \\
\mu_{r,2N-1} &= \mu_{r,2N-2} = \dots = \mu_{r,4} = \mu_{r,3}
\end{aligned} \tag{6-21}$$

また、式(6-14)～(6-19)において、 $N=3$ とすると、筆者等が2層の装荷層を有する同軸線路の場合に導出した式を導くことができる。(6),(7)

6. 3 数値計算結果

数値計算の条件を以下に記す。

$$\begin{aligned}
\epsilon_{r,i} &= \epsilon_{r0}, \quad \mu_{r,i} = \mu_{r0}, \quad i=2,4,\dots,2N \\
\epsilon_{r,i} &= \epsilon_{r\epsilon}, \quad \mu_{r,i} = \mu_{r\epsilon}, \quad i=3,5,\dots,2N-1 \\
\epsilon_{r\epsilon} &\geq \epsilon_r, \quad \mu_{r\epsilon} \geq \mu_r \\
\tan \delta_i &= \tan \delta, \quad i=2,3,4,\dots,2N \\
\sigma_i &= 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}, \quad i=1,(2N+1) \\
r_{2N-1} - r_{2N-2} &= \dots = r_5 - r_4 = r_3 - r_2 = d
\end{aligned} \tag{6-22}$$

ここで、 d は装荷層の厚みである。

6. 3. 1 減衰量周波数特性 と位相量周波数特性

図6-2にTM₀₁モードの正規化位相定数 β/k_0 と周波数との関係を示す。正規化位相定数は周波数が低くなるに伴って式(6-23)に、周波数が高くなるに伴って式(6-24)に漸近する。

$$\beta/k_0 = (\epsilon_{rt} \mu_{rt})^{1/2}$$

$$\epsilon_{rt} = \ln(r_{2N}/r_1) / \sum_{i=2}^{2N} \{ \ln(r_i/r_{i-1}) / \epsilon_{r,i} \}$$

$$\mu_{rt} = \{ \sum_{i=2}^{2N} \mu_{r,i} \ln(r_i/r_{i-1}) \} / \ln(r_{2N}/r_1)$$
(6-23)

$$\beta/k_0 = (\epsilon_{rl} \mu_{rl})^{1/2}$$
(6-24)

図6-3にTM₀₁モードの減衰量周波数特性を示す。

媒質 $i (i=2,3,4,\dots,2N)$ が損失性媒質 ($\tan \delta \neq 0$) の場合の減衰定数は、周波数が高くなるにつれて、媒質 i が無損失 ($\tan \delta = 0$) の場合の減衰定数よりも急激に増大する。上記の現象は、周波数が高くなるに伴って、電磁界が装荷層に集中するために生じる。

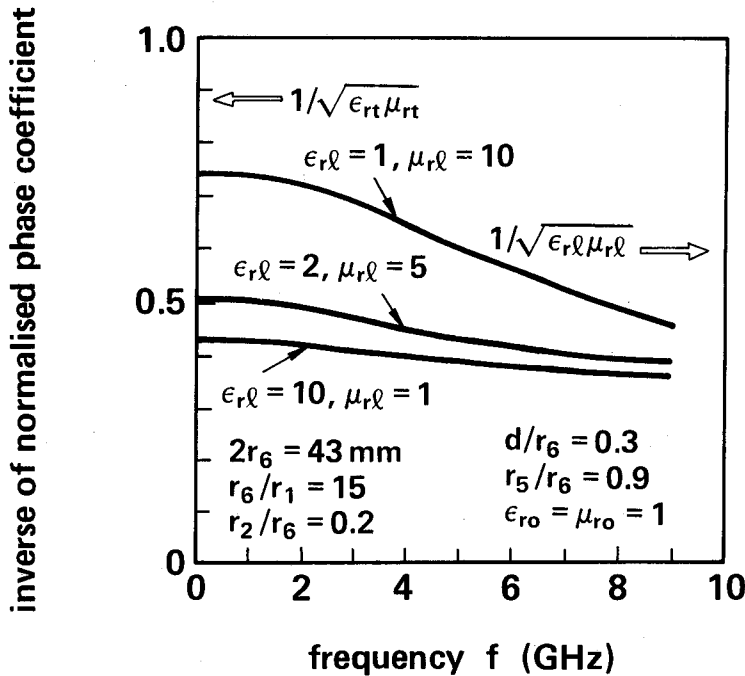


図6-2 位相量周波数特性

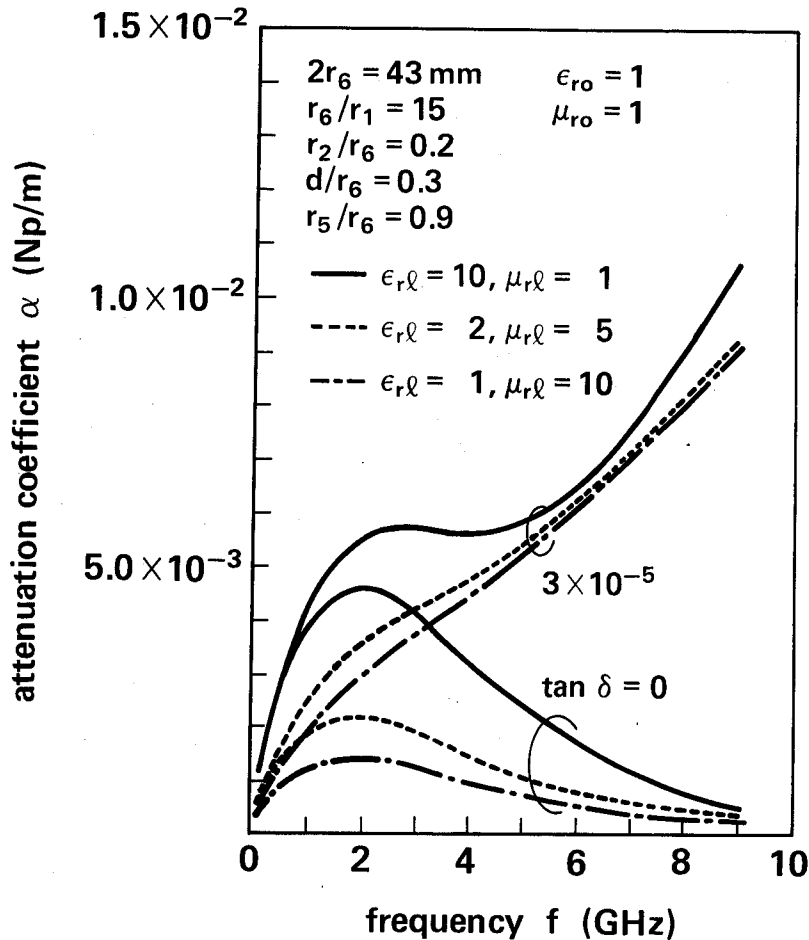


図6-3 減衰量周波数特性

以上のことから、媒質 i の $\tan \delta$ が小さい程、周波数が増大するに伴う減衰定数の増大割合は低下することがわかる。

6. 3. 2 減衰定数の低減化条件

本節では、装荷同軸線路が、これと同一の外部導体内径を有する減衰量最小設計の無装荷同軸線路よりも、低損失となる条件について検討する。ここで、装荷同軸線路において $r_{2N}/r_1 > 3.6$ の条件を満たすものと仮定する。図6-4と図6-5に誘電体同軸線路と磁性体同軸線路のそれぞれの減衰量周波数特性を示す。以下、誘電体同軸線路、磁性体同軸線路及び減衰量最小設計の無装荷同軸線路のそれぞれの減衰定数を α_d 、 α_m 、及び α_0 とする。

誘電体同軸線路では、 $\tan \delta$ が小さい場合、 $\alpha_d \leq \alpha_0$ を満たす周波数領域 $\Delta f (= f_H - f_L)$ が

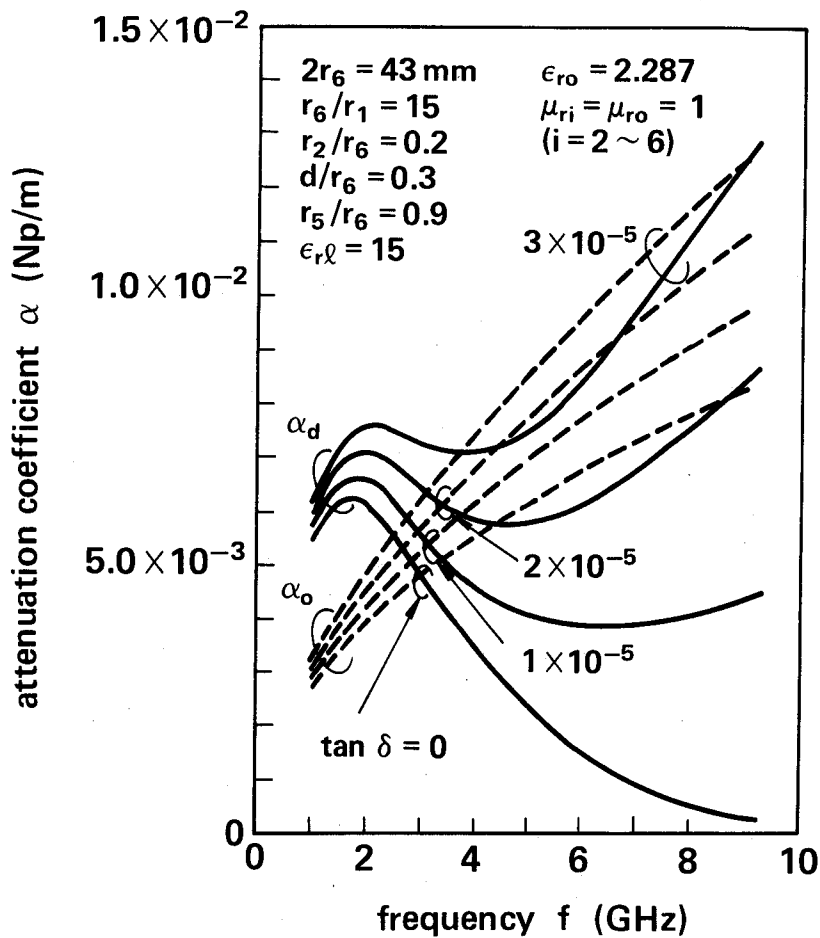


図6-4 誘電体同軸線路の減衰量周波数物性

存在する。 $\tan \delta$ が減少するに伴って、領域 Δf は広くなる。このとき、 f_L は低くなり、 f_H は高くなる傾向にある。

磁性体同軸線路では、 $\tan \delta$ が小さい場合、 $\alpha_m \leq \alpha_o$ を満たす領域 Δf が存在する。この領域は、 $\tan \delta$ の変化に対して、誘電体同軸線路の場合と同様の傾向で変化する。

図6-6に外部導体内径が同一の場合の誘電体同軸線路と磁性体同軸線路のそれぞれの減衰定数を示す。いずれの減衰定数も $\tan \delta$ の影響を顕著に受けるが、その影響の度合は、磁性体同軸線路の場合、誘電体同軸線路の場合よりも小さい。このため、磁性体同軸線路が減衰量最小設計の無装荷同軸線路よりも低損失となる周波数領域は、誘電体同軸線路が減衰量最小設計の無装荷同軸線路よりも低損失となる周波数領域よりも広い。図6-7に誘電体同軸線路の減衰定数と誘電体層の比誘電率との関係を、図6-8に磁性体同軸線路の減衰定数と磁性体層の

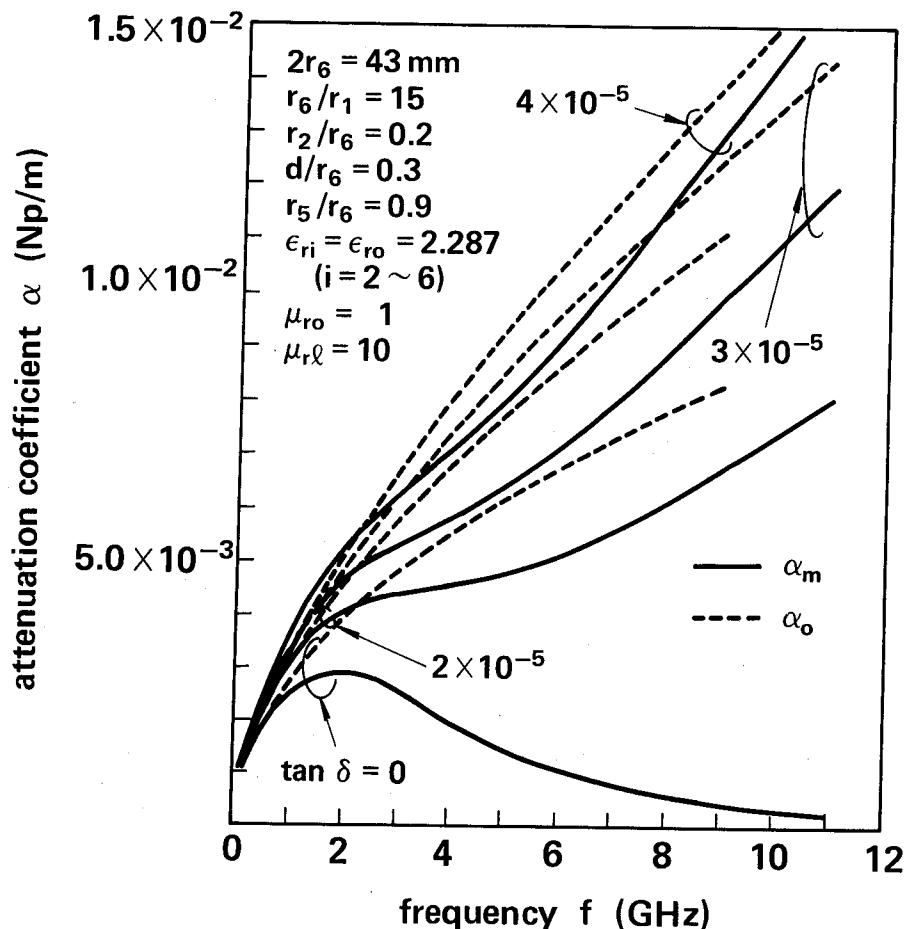


図6-5 磁性体同軸線路の減衰量周波数特性

比透磁率との関係を示す。

誘電体同軸線路では $\tan \delta$ が小さい場合、 $\alpha_d \leq \alpha_o$ を満たす比誘電率領域 $\Delta \epsilon_{rL}$ ($= \epsilon_{rLH} - \epsilon_{rLL}$) が存在する。 $\tan \delta$ が減少するに伴って、この領域は広くなる。この場合、 ϵ_{rLH} は減少し、 ϵ_{rLL} は増大する傾向にある。磁性体同軸線路でも、 $\tan \delta$ が小さい場合、 $\alpha_m \leq \alpha_o$ を満たす比透磁率領域 $\Delta \mu_{rL}$ ($= \mu_{rLH} - \mu_{rLL}$) が存在し、 $\tan \delta$ が減少するに伴って、この領域は広くなる。この場合、 μ_{rLH} はほとんど変化せず、 μ_{rLL} は増大する傾向にある。

図6-9と図6-10に誘電体同軸線路と磁性体同軸線路のそれぞれの減衰定数と装荷層の厚みの関係を示す。誘電体同軸線路では、 $\tan \delta$ が小さい場合、 $\alpha_d \leq \alpha_o$ を満たす装荷層の厚みの領域 Δd ($= d_H - d_L$) が存在する。 $\tan \delta$ が減少するに伴って、この領域は広くなる。磁性体同軸線路でも、 $\tan \delta$ が小さい場合、 $\alpha_m \leq \alpha_o$ を満たす装荷層の厚みの領域が存在する。

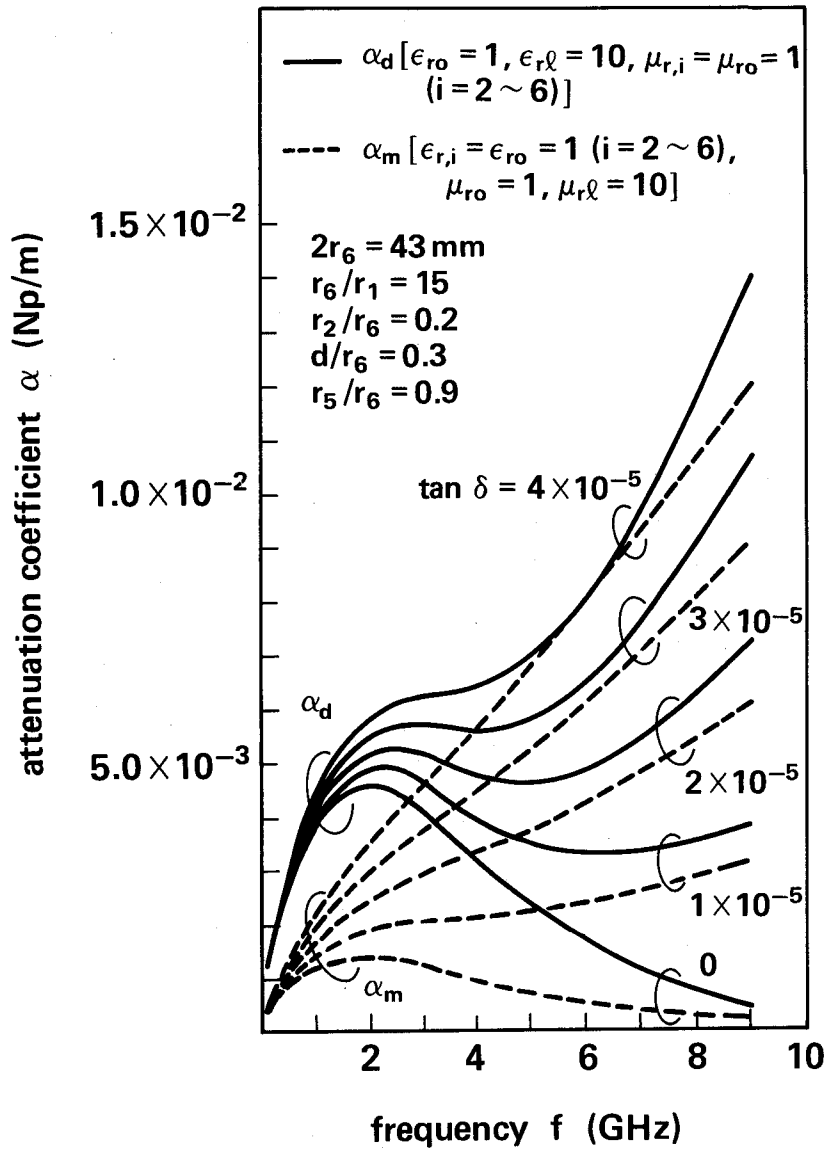


図6-6 誘電体同軸線路と磁性体同軸線路の減衰量周波数特性の比較

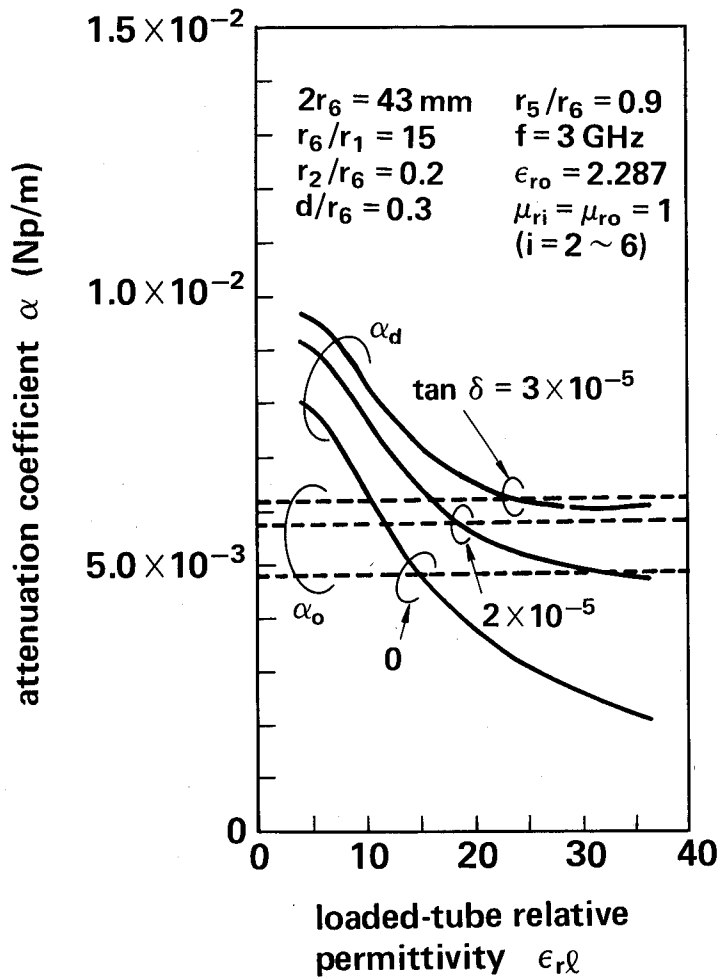


図6-7 減衰定数と比誘電率の関係

上記の結果から、装荷層の材料定数(比誘電率、比透磁率及び $\tan \delta$)、装荷位置及び装荷層の厚みを適切に設定できれば、装荷同軸線路は減衰量最小設計の無装荷同軸線路よりも低損失化が可能である。例えば、以下に示すパラメータの誘電体同軸線路は表 6-1 に示すような低損失性を有する。

$$2r_1=2.87\text{mm}, 2r_2=8.60\text{mm}, 2r_3=21.5\text{mm}, 2r_4=25.8\text{mm}, 2r_5=38.7\text{mm}, 2r_6=43\text{mm}, \\ \epsilon_{r0}=2.287, \mu_{r i} = \mu_{r o}=1, \sigma_1=\sigma_7=5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$$

(6-25)

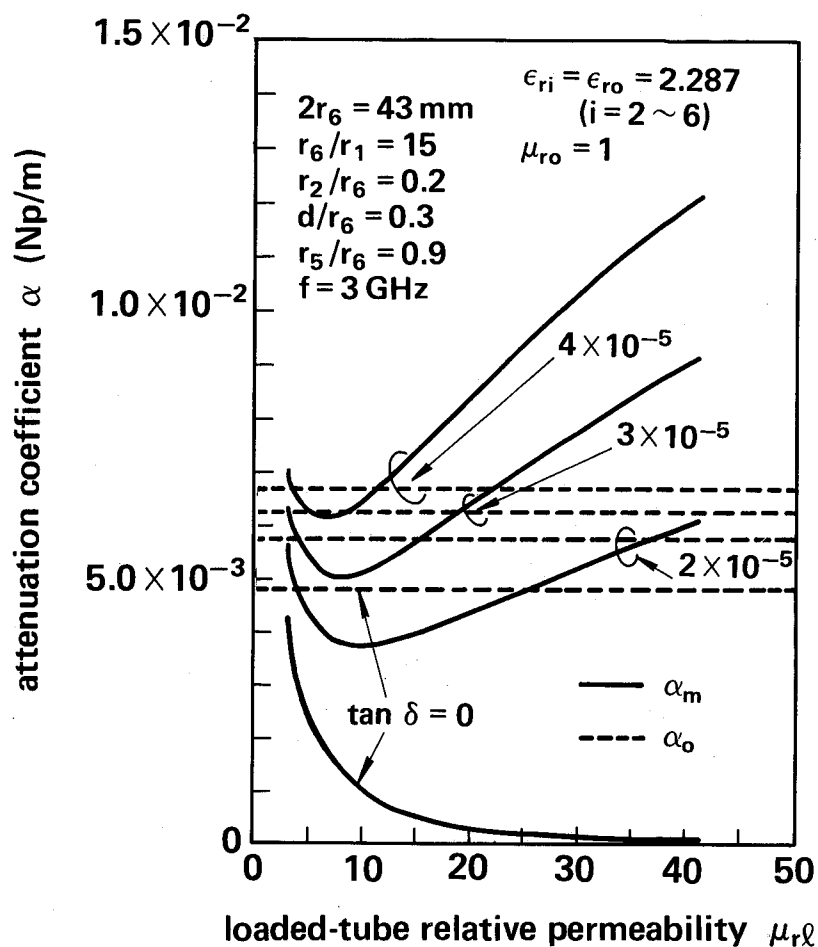


図6-8 減衰定数と比透磁率の関係

6. 3. 3 減衰定数の装荷層数依存性

本節では、多数の装荷層を有する装荷同軸線路の減衰定数と装荷層数の関係を検討する。ここで、装荷率 χ_L を次式で定義する。

χ_L = 装荷層断面積の総和 / 装荷同軸線路の断面積

$$\chi_L = \frac{2N-1}{\sum_{i=3}^{2N-1} (r_i^2 - r_{i-1}^2)} / r_{2N}^2 \quad (6-26)$$

図6-11と図6-12に誘電体装荷同軸線路と磁性体装荷同軸線路のそれぞれの減衰定数と装荷率の関係を示す。tan δ が小さい場合、装荷同軸線路の減衰定数が極小となるような装荷率が存在する。装荷層数が増大すると減衰定数の極小値も増大する。ところで、tan δ が減少する

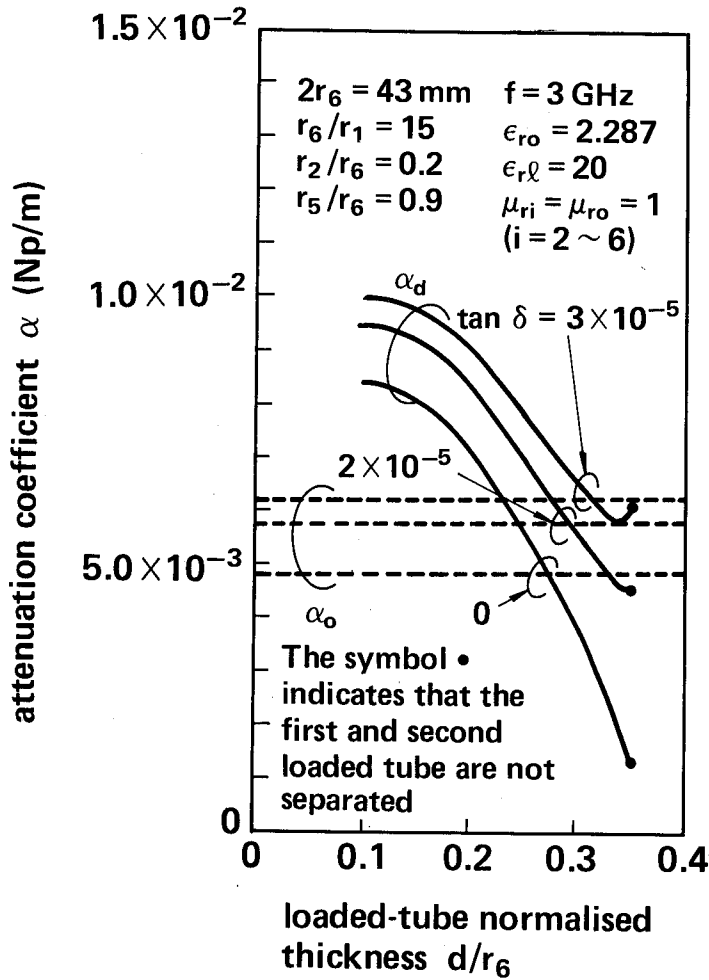


図6-9 減衰定数と誘電体層の厚みの関係

に伴って、減衰定数の極小値は減少するので、 $\tan \delta$ を適切な値に設定すれば、装荷同軸線路は減衰量最小設計の無装荷同軸線路よりも低損失になる。

6. 3. 4 減衰量周波数特性の平坦化

6.3.2節で述べたように、周波数の増大に伴って、装荷同軸線路の減衰定数は、媒質の $\tan \delta$ が零の場合には零に漸近し、 $\tan \delta$ が有限の値の場合には急激に増大する傾向にある。従って、 $\tan \delta$ を適切に選択することによって、その減衰定数は、周波数に対して平坦で、しかも減衰量最小設計の無装荷同軸線路の減衰定数よりも低損失となる可能性がある。図6-13にその数

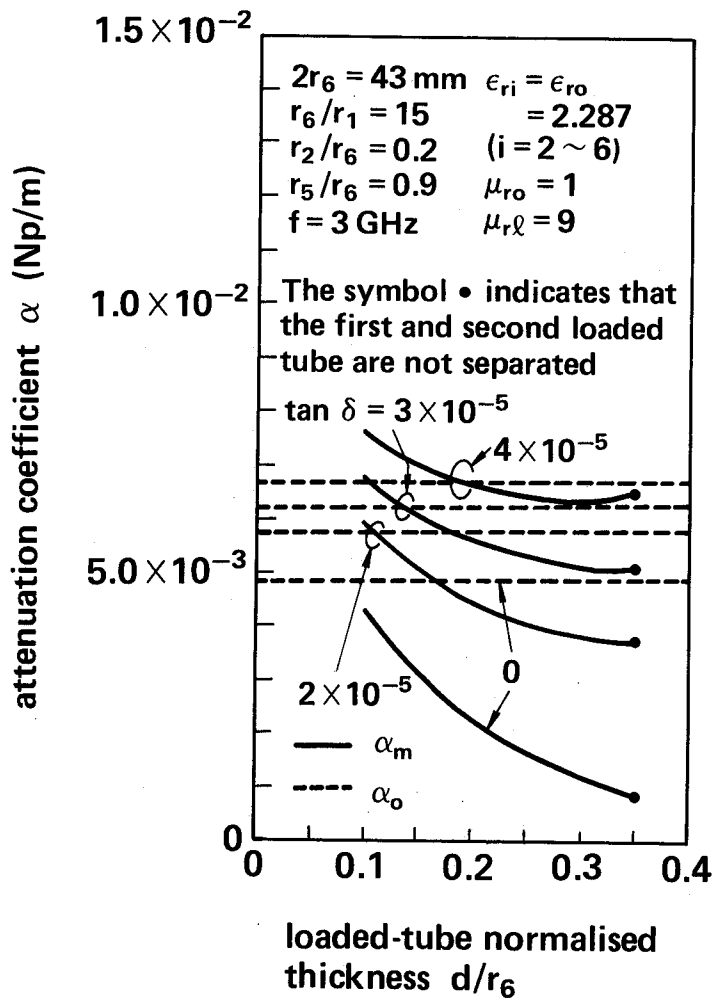


図6-10 減衰定数と磁性体層の厚みの関係

表6-1 誘電体同軸線路の低損失性

ϵ_{rl}	$\tan \delta$	Δf (GHz)	f_L (GHz)	f_H (GHz)	α_m/α_o at 7 GHz
15	10^{-5}	> 7.1	2.9	> 10	0.46
20	10^{-5}	> 7.3	2.7	> 10	0.49

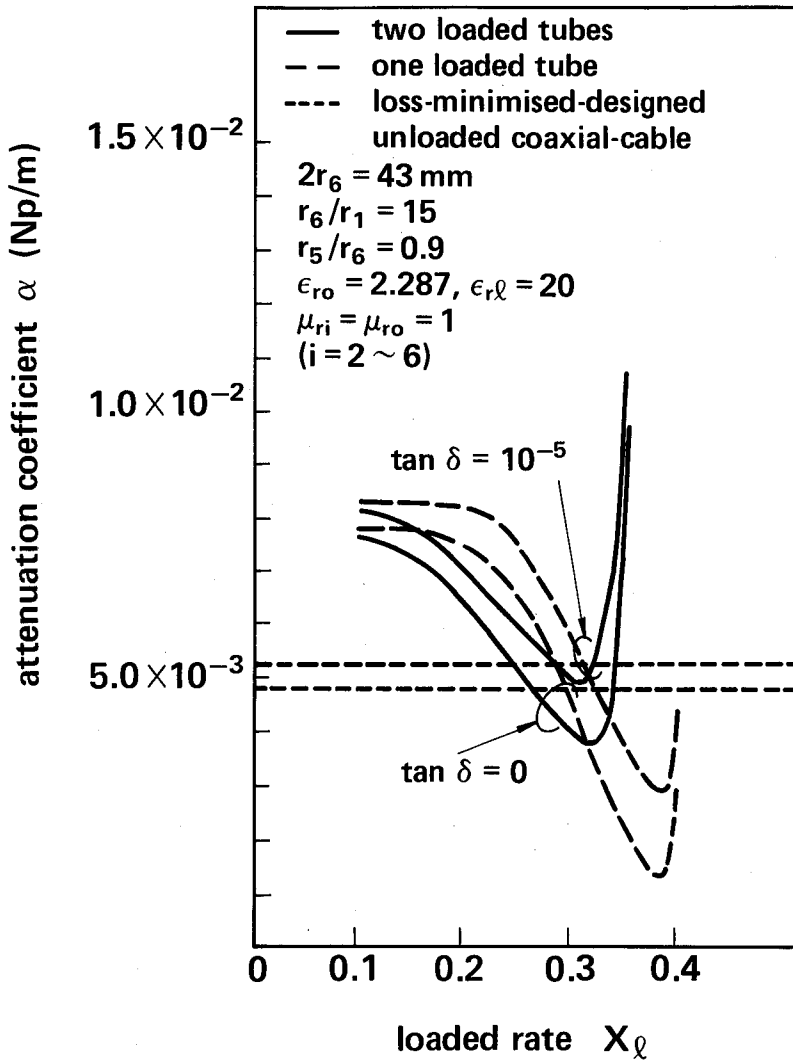


図6-11 誘電体同軸線路の減衰定数の装荷率依存性

値計算例を示す。周波数の変化に対する減衰定数の変化はわずかであり、しかも減衰量最小設計の無装荷同軸線路の減衰定数よりも小さい。

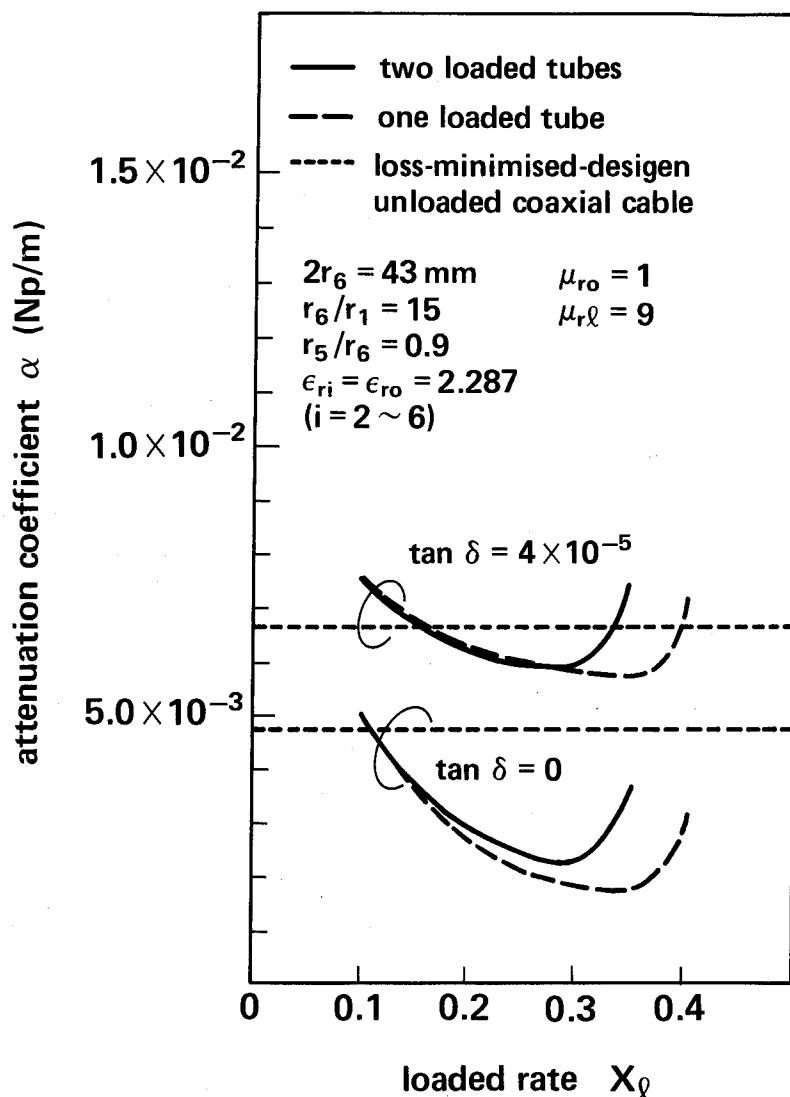


図6-12 磁性体同軸線路の減衰定数の装荷率依存性

6. 4 結 言

装荷同軸線路の伝搬定数を理論解析し、以下の結果を得た。装荷同軸線路は装荷層が二層以上でも、比誘電率、比透磁率及び $\tan \delta$ が適当な値の材料を装荷層として用いることにより、減衰量最小設計の無装荷同軸線路よりも低損失になること、また、その減衰定数の周波数特性

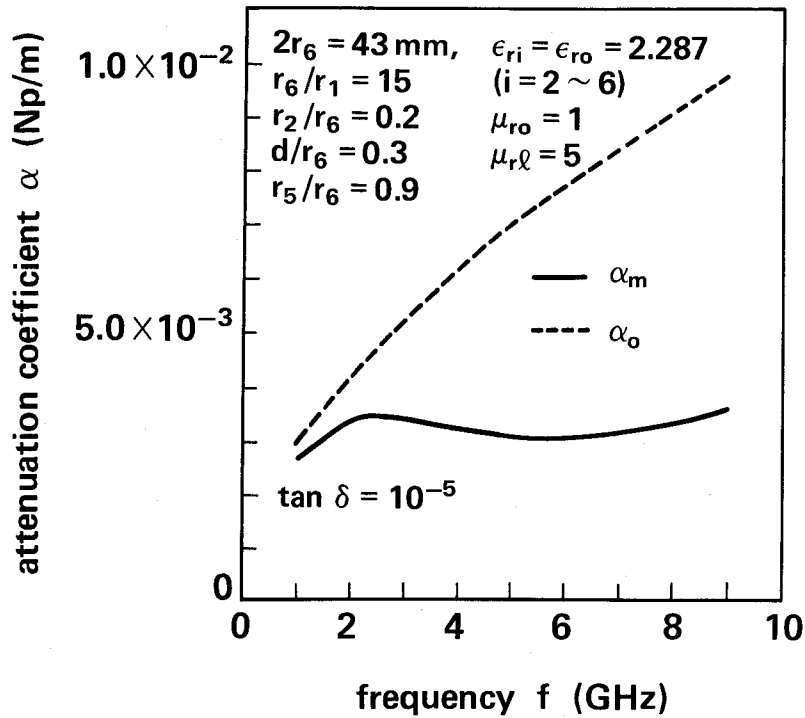


図6-13 減衰量周波数特性の平坦性

を平坦化し得ること、さらに、磁性体同軸線路の減衰定数は誘電体同軸線路の減衰定数よりも媒質の $\tan \delta$ の影響を受けにくいため、磁性体同軸線路が減衰量最小設計の無装荷同軸線路よりも低損失となる周波数帯域は、誘電体同軸線路が減衰量最小設計の無装荷同軸線路よりも低損失となる周波数帯域よりも広くなることを明確にした。本検討により、同軸線路の長距離伝送方式への適用指針を示すことができた。

第7章 単一モード光ファイバ線路における 伝搬光の偏光状態に及ぼす 振動性外力の影響

7. 1 緒言

将来の長距離大容量伝送方式として期待される波長多重伝送方式では、二光波の干渉現象を利用することにより、従来の光強度変調方式よりも最小受光パワーレベルを下げることができる。(6)-(13) しかしながら、受光パワーレベルは二光波の偏光状態の相互関係に依存して変化する。このため、光ファイバ線路として偏波保持性能の低い光ファイバを用いる場合、光ファイバ線路に加わる外力が時間的に変動すると、伝搬光の偏光状態が変化し、受光パワーレベルが変動する。受光パワーレベルの変動を軽減あるいは防ぐ方法として、①干渉光強度が最大になるように受信端で伝搬光の偏光状態を制御する方法^{(30), (60), (61)}、②干渉光を伝搬光の伝搬方向に対して、垂直でかつ直交する二つの偏光成分に分離して、各成分をそれぞれO/E変換し、これらのうちの大きい成分あるいは両者の合成成分を検出する偏波ゲート法⁽⁶²⁾、③干渉光をO/E変換し、その電力をAGC回路で所定の範囲内に入るように補償する方法⁽¹¹⁾、④外力に対して安定に伝搬光の偏光状態を保持するように、光ファイバ線路を設計する方法⁽¹³⁾とがある。いずれの方法においても、装置、電子回路あるいは光ファイバ線路等のハードの設計ならびにハードを駆動あるいは制御するためのソフトの設計にあたっては、時間的に変動する外力に対する伝搬光の偏光状態について、その時間的変動特性とその周波数スペクトル、ならびに雑音の発生量を把握しておく必要がある。

本章では、振動性外力のモデルとして正弦振動を仮定する。このモデルに相当する実際の振動源としては、人為的に直接光ファイバ線路に加わる振動性外力や、電話機のベル鳴動等の音波あるいは超音波のような空気振動により間接的に光ファイバに加わる外力がある。ここでは、単一モード光ファイバ線路（以下、これを光ファイバ線路という）に任意の偏光状態を有する光波が入射され、かつ正弦波状の振動性外力が光ファイバ線路に印加されている場合について、その伝搬光の偏光状態の変動特性を理論解析する。^{(28), (29)}

先ず、偏光状態に及ぼす外力の影響を評価するための評価係数として、外力の振幅に比例した外力係数を導入し、これを用いて、偏光状態の表示式、外力によって生じる検出電力の時間的変動成分の周波数特性の表示式、ならびに変動成分のうちの直流成分に対して交流成分を雑

音成分とみなした雑音電力の表示式を導出する。次に、これらの諸式を用いて、具体的に、偏光状態及び検出電力の時間的変動特性とその周波数特性を明らかにする。また、回路設計に有用なS/N比特性を示す。さらに、振動性外力が存在する場合、干渉光を利用するような伝送系あるいは測定系の設計上配慮すべき諸点について述べる。最後に、外力係数と検出電力低下率との関係を用いて、許容外力係数を求め、外力に強い光ファイバの設計指針を示す。

7. 2 伝搬光の偏光状態

図7-1に検討モデルを示す。光ファイバは無損失の真円ファイバであり、入射光はZ軸方向に距離Lだけ伝搬した後、長さzの外力の印加領域を通過する。以下、この領域を通過した光を伝搬光という。入射光は一般性を持たせるために楕円偏光波とし、距離Lだけ伝搬した楕円偏光波のX軸及びY軸成分は次式で表せる。

$$E_{X\theta} = a_{X\theta} \exp(j\rho_X), \quad E_{Y\theta} = a_{Y\theta} \exp(j\rho_Y) \quad (7-1)$$

ただし、 $a_{X\theta}, a_{Y\theta}$ はX軸、Y軸の振幅であり、 ρ_X, ρ_Y はX軸、Y軸の位相であり、Lの関数である。

また、偏光度 P_θ 及び方位角 θ_θ は次式で示すことができる⁽³⁰⁾。

$$P_\theta = \cos(2\alpha_\theta) |\sec(2\theta_\theta)| \quad (7-2)$$

$$\tan(2\theta_\theta) = 2a_X a_Y \cos(\rho_\theta) / (a_X^2 - a_Y^2) \quad (7-3)$$

$$\cos(2\alpha_\theta) = (a_{X\theta}^2 - a_{Y\theta}^2) / (a_{X\theta}^2 + a_{Y\theta}^2) \quad (7-4)$$

$$\rho_\theta = \rho_Y - \rho_X \quad (7-5)$$

図7-1に示すように振動性外力FがX軸に対して θ_F の角度で光ファイバ線路に加わる場合、

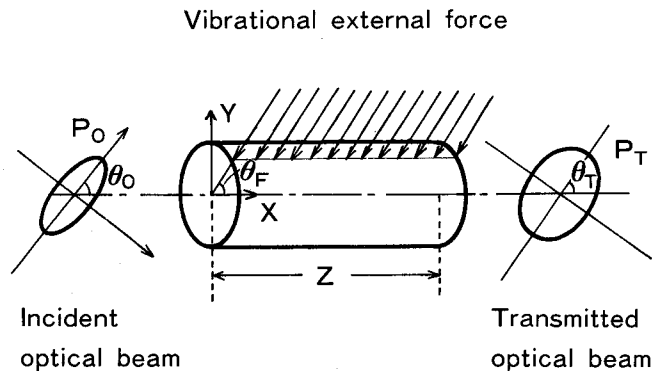


図7-1 検討モデル

外力に起因する主応力差 $\Delta \sigma_F$ は外力に比例するから⁽⁶³⁾、比例定数を D_θ とすると

$$\Delta \sigma_F = D_\theta F \quad (7-6)$$

となる。ここで、 D_θ は光ファイバの構造に依存する定数である。⁽⁶³⁾

入射光は外力によって ϵ - τ 変換を受け、伝搬光の伝搬定数 β_x 、 β_y の間に伝搬定数差 $\Delta \beta$ ($=\beta_y - \beta_x$) を生じる。この $\Delta \beta$ は $\Delta \sigma_F$ と次の関係にある。⁽⁶³⁾

$$\Delta \beta = -k C_E \Delta \sigma_F \quad (7-7)$$

ただし、 k は波数、 C_E は光弾性定数である。また、 ϵ - τ 変換係数 s_M は次式となる⁽⁶⁴⁾。

$$s_M = -2\theta_F \quad (7-8)$$

なお、 ϵ - τ 変換係数は結合係数 h_M と $\Delta \beta$ を用いて次式で表せる。⁽⁶⁵⁾

$$s_M = \tan^{-1}(2h_M / \Delta \beta) \quad (7-9)$$

外力の印加領域を通過した伝搬光の X 及び Y 成分は文献 [66] の式を入射光が楕円偏光の場合に拡張すると、式(7-1)～式(7-9)を用いて、次式のように表示することができる。

$$E_x = e^{-jq} (b_1 E_{x0} + b_3 E_{y0}), \quad E_y = e^{-jq} (b_3 E_{x0} + b_2 E_{y0}) \quad (7-10)$$

ここで、

$$\begin{aligned} b_1 &= \cos(p_F) - j \cos(s_M) \sin(p_F), \\ b_2 &= \cos(p_F) + j \cos(s_M) \sin(p_F), \end{aligned} \quad (7-11)$$

$$b_3 = j \sin(s_M) \sin(p_F)$$

$$p_F = \Delta \beta z / 2 \quad (7-12)$$

$$q = ((\beta_x + \beta_y) / 2 + h_M) z \quad (7-13)$$

式(7-10)を振幅項 A_x, A_y と位相項 ϕ_x, ϕ_y で表現すると次式となる。

$$E_x = A_x \exp(j\phi_x) \exp[-j(q - \rho_x)], \quad E_y = A_y \exp(j\phi_y) \exp[-j(q - \rho_x)] \quad (7-14)$$

ここで、

$$A_x^2 / A_\theta^2 = 1 + H_\theta, \quad A_y^2 / A_\theta^2 = 1 - H_\theta \quad (7-15)$$

$$\phi_x = \tan^{-1}(B_x), \quad \phi_y = \tan^{-1}(B_y) \quad (7-16)$$

$$\rho = \phi_y - \phi_x, \quad A_\theta^2 = (a_{x0}^2 + a_{y0}^2) / 2 \quad (7-17)$$

$$\begin{aligned}
H_{\theta} &= E \{ \cos(s_M) \cos(2\zeta + s_M) + \sin(s_M) \sin(2\zeta + s_M) \} \cos(2p_F) \\
&\quad - \sin(s_M) \sin(2\alpha_e) \sin(\rho_{\theta}) \sin(2p_F) \\
B_X &= E \cos(s_M + \alpha_e) \tan(p_F) / [\cos(\alpha_e) - \sin(\alpha_e) \sin(\rho_{\theta}) \sin(s_M) \tan(p_F)] \\
B_Y &= [\sin(\alpha_e) \sin(\rho_{\theta}) + E \sin(\alpha_e + s_M) \tan(p_F)] \\
&\quad / [\sin(\alpha_e) \cos(\rho_{\theta}) - \sin(\rho_{\theta}) \cos(s_M) \cos(\alpha_e) \tan(p_F)] \\
E^2 &= \cos^2(2\alpha_e) + \sin^2(2\alpha_e) \cos^2(\rho_{\theta}) \\
\zeta &= \tan^{-1} \{ \tan(2\alpha_e) \cos(\rho_{\theta}) \} / 2
\end{aligned} \tag{7-18}$$

また、伝搬光の偏光度 P_T 及び方位角 θ_T (30) は、式(7-14)~(7-18)より、次式で表せる。

$$P_T = \{ |A_X^2 - A_Y^2| / (A_X^2 + A_Y^2) \}^{1/2} \sec(2\theta_T) \tag{7-19}$$

$$\theta_T = \tan^{-1} \{ 2A_X A_Y \cos(\rho) / (A_X^2 - A_Y^2) \} / 2 \tag{7-20}$$

外力の振動 F を正弦波状であると仮定し、次式で表す。

$$F = F_{\theta} \{ 1 - \cos(2\pi \nu t) \} / 2 \tag{7-21}$$

ただし、 ν は振動数、 t は時間を表す。

式(7-21)を式(7-6)に代入し、さらに式(7-7)を用いると、式(7-12)の p_F は次式のように時間、振動数、外力印加領域の長さ、外力の振動振幅、光ファイバの材料特性ならびに入射光の波長の関数となる。

$$p_F = p_{F\theta} \{ 1 - \cos(2\pi \nu t) \} \tag{7-22}$$

$$p_{F\theta} = k C_E D_{\theta} F_{\theta} z / 4 \tag{7-23}$$

このとき、式(7-15)~式(7-17)及び式(7-19)と式(7-20)は時間の関数となり、式(7-22)、式(7-23)を用いて、偏光状態の時間的変動特性を求めることができる。

なお、式(7-23)の $p_{F\theta}$ は本章の諸式において、陽に現れる変数であり、しかも外力の大きさに直接関連する量である。従って、 $p_{F\theta}$ は伝搬光の偏光状態に及ぼす外力の影響を評価できる指標となる。そこで、以下の検討において、 $p_{F\theta}$ を外力係数という。

7. 3 伝搬光の周波数スペクトルと雑音量

コヒーレント光伝送系において伝搬光の偏光状態が変化すると、伝搬光と局発光との干渉光の光強度が変化し、O/E変換後の検出電力も変化する。検出電力が時間的に変動する場合、雑音解析の手法(67)を用いると、直流成分に対する変動量は雑音として取り扱うことができる。この

雑音を定式化するために、先ず、変動成分のスペクトルを調べる。

干渉光の i ($i = X, Y$) 成分がヘテロダイン検波あるいはホモダイン検波される場合、検出電力 $P(t)$ は、 i 成分の光強度 A_i^2 に比例し、比例定数を D_1 とすると、次式で表せる⁽⁶⁸⁾。

$$P(t) = D_1 A_i^2 \quad (7-24)$$

従って、検出電力の時間的変動量の周波数スペクトル $|W_i(f)|$ は式(7-15)を式(7-24)に代入し、これをフーリエ変換することにより、次式のようになる。

$$W_i(f) = W_{i0} \delta(f) + \sum_{-\infty}^{+\infty} W_{in} \{ \exp(j\theta_{in}) \delta(f - n\nu) + \exp(-j\theta_{in}) \delta(f + n\nu) \}, \quad (i=X, Y) \quad (7-25)$$

ただし、 $\delta(f)$ はデルタ関数を表す。また、 W_{i0} は直流成分の大きさ、 W_{in} は振動数 $n\nu$ を有する交流成分の大きさであり、それぞれ次式で表せる。

$$W_{X0} = (1+H_1)D_1, \quad W_{Y0} = (1-H_1)D_1 \quad (7-26)$$

$$W_{Xn} = -W_{Yn} = -GJ_n(-2PF_0) \sin(2\theta_F) D_1 / 2 \quad (7-27)$$

$$\theta_{in} = (\pi/2)n + 2PF_0 + \xi \quad (7-28)$$

$$H_1 = E \cos(2\theta_F) \cos(2\zeta - 2\theta_F) - GJ_0(-2PF_0) \sin(2\theta_F) \cos(2PF_0 + \xi)$$

$$G^2 = \{ E \sin(2\zeta - 2\theta_F) \}^2 + \{ \sin(2\alpha_e) \sin(\rho_0) \}^2 \quad (7-29)$$

$$\xi = \tan^{-1} \{ \sin(2\alpha_e) \sin(\rho_0) / \{ E \sin(2\zeta - 2\theta_F) \} \}$$

ただし、 $J_0(-2PF_0)$ 、 $J_n(-2PF_0)$ はそれぞれ $-2PF_0$ に関する 0 次、 n 次のベッセル関数である。

検出電力の自乗平均値 $\overline{P_m^2}$ は、式(7-15)と式(7-24)を用いて求めることができ

$$\overline{P_m^2} = S_i + \sum_{n \neq 0} N_{in} \quad (7-30)$$

となる。ただし、 S_i は直流成分、 N_{in} ($n = \pm 1, \pm 2, \dots$) は交流成分であり、それぞれ次式で表される。

$$S_X = (1+H_2)D_1^2 \quad (7-31)$$

$$S_Y = (1-H_2)D_1^2 \quad (7-32)$$

$$H_2 = E \cos(2\theta_F) \cos(2\zeta - 2\theta_F)$$

$$-J_0(-2PF_0) \sin(2\theta_F) \{ E \sin(2\zeta - 2\theta_F) \cos(2PF_0) - \sin(2\alpha_e) \sin(\rho_0) \sin(2PF_0) \} \quad (7-33)$$

$$\begin{aligned}
N_{Xn} &= N_{Yn} \\
&= D_1^2 \{ J_n(-2p_{F\theta}) \sin(2\theta_F) \}^2 \{ [E \sin(2\zeta - 2\theta_F)]^2 + [\sin(2\alpha_e) \sin(\rho_\theta)]^2 \} \\
\end{aligned} \tag{7-34}$$

以下、直流成分を信号成分とし、交流成分を雑音成分という。雑音成分の総和 N_T は次式となる。

$$\begin{aligned}
N_T &= \{ 1 - J_0^2(-2p_{F\theta}) \} \{ [E \sin(2\zeta - 2\theta_F)]^2 \\
&\quad + [\sin(2\alpha_e) \sin(\rho_\theta)]^2 \} \sin^2(2\theta_F) D_1^2 / 2 \\
\end{aligned} \tag{7-35}$$

さらに、信号成分に対する雑音成分の比を S/N として定義すると、式(7-31)、(7-32)と式(7-34)より各振動数の雑音成分別の S/N 比（以下、これを S/N_n で表す）は、また、式(7-31)、(7-32)と式(7-35)より雑音成分の総和に対する S/N 比（以下、これを S/N_T で表す）はそれぞれ次式で表される。

$$S/N_n = -10 \log(N_{in}/S) \quad (i=X, Y) \tag{7-36}$$

$$S/N_T = -10 \log(N_T/S) \tag{7-37}$$

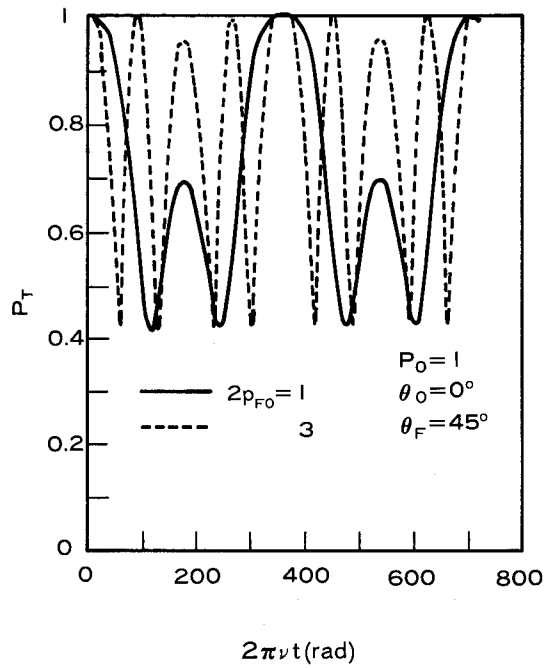
なお、以上の諸式は振動波形 θ が正弦波状の場合にのみ成立するものである。

7. 4 考察

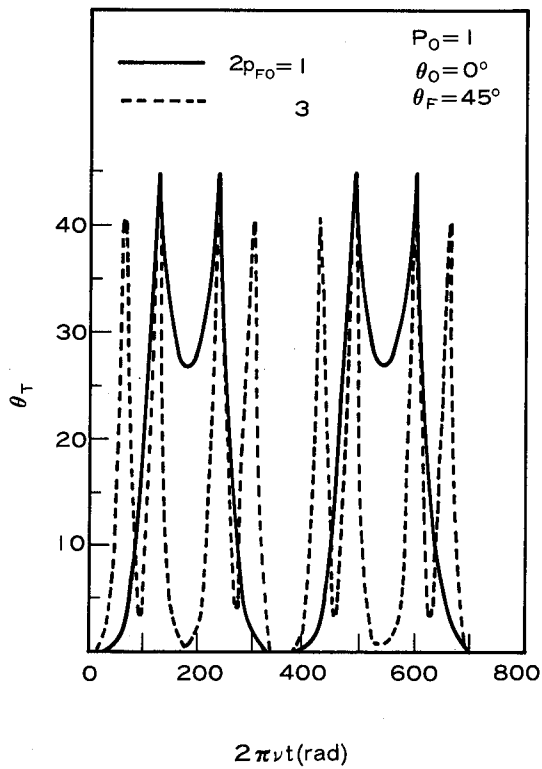
7. 4. 1 時間的変動特性

図7-2(a)、(b)に入射光が直線偏光の場合について、 $\theta_\theta=0^\circ$ かつ $\theta_F=45^\circ$ として偏光度、方位角の時間的変動特性を示す。外力係数が大きくなると、偏光度及び方位角のそれぞれの変動量が大きくなり、かつ、変動の振動数が大きくなる。従って、伝搬光の偏光状態が振動性外力によって激しく変動することがわかる。また、外力が正弦波状に振動しても、偏光度及び方位角は正弦波状の変動をすることは限らないと言える。

偏光状態が変動すると、例えば局発光の直線偏光の方位がX軸と一致している場合、伝搬光のX軸成分の光強度が変化するために、検出電力も変動する。そこで、検出電力の時間的変動特性を推定するために、外力の振動振幅に対する伝搬光の振幅の時間的変動特性を調べる。図7-3に入射光が直線偏光で $\theta_\theta=0^\circ$ かつ $\theta_F=45^\circ$ の場合について、振幅の時間変動特性を示す。外力係数 $p_{F\theta}$ が大きくなる程、変動振幅が大きいかつ変動の振動数も大きくなる。注意すべきはたとえ外力が正弦振動であっても伝搬光の振幅は正弦振動するとは限らないことである。



(a)



(b)

図7-2 偏光状態の時間的変動特性

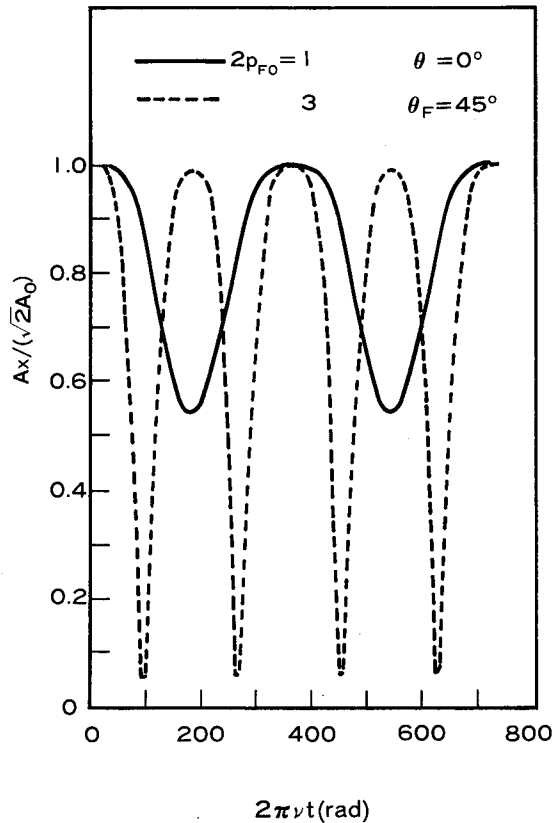


図7-3 振幅の時間的変動特性

図7-4に伝搬光の振幅のX成分及びY成分の時間的変動特性を示す。X成分及びY成分の振幅の間に $A_x^2 + A_y^2$ が一定の関係が成立することから、外力が印加されることによりX成分とY成分の間で $\pi/2$ の相互変換が行われていることがわかる。

以上の結果から、外力の振動振幅が大きくなると偏光度及び方位角の変動が激しくなる。またX及びY軸成分の光波間でエネルギー交換が行われ、また、各々の光波の振幅は外力の振動数よりも大きな振動数で変動することが明確となった。

7. 4. 2 時間的変動量の分析結果

外力係数が大きくなると偏光状態の変動量が大きくかつ変動の振動数が高くなる。このため、コヒーレント光伝送方式のような干渉光を利用した方式では、O/E変換後の検出電力が時間的に変動することとなり、この変動現象は偏光状態制御装置、偏波フィルター回路あるいはAGC回路の動作ならびに伝送品質に影響を与える可能性がある。

そこで、まず、上記の装置あるいは回路等の設計及び評価に必要な特性、すなわち、検出電

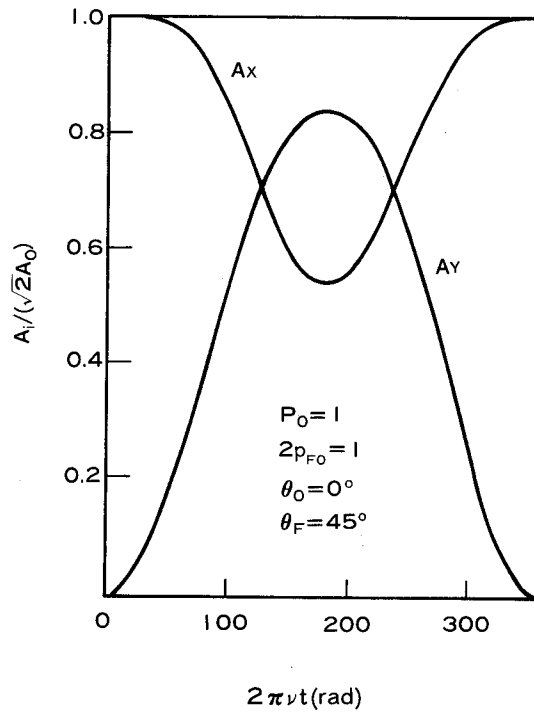


図7-4 X成分とY成分の関係

力の時間的変動の周波数特性と雑音特性について検討する。

式(7-25)は、振動数 ν の外力に対して検出電力が信号成分と振動数 $\pm\nu$ 、 $\pm 2\nu$ 、 \dots 、 $\pm n\nu$ の雑音成分を含むことを示している。図7-5に外力係数と雑音成分別の成分割合の関係を示す。図7-5及び式(7-27)より、ベッセル関数の性質から、外力係数が増大すると、雑音成分は振動的に変動すること、各雑音成分の次数が高くなる程、各成分の最大値は小さくなること、さらに、高次の成分程、各雑音成分の最大値を与える外力係数は大きくなることわかる。このことより、前節の時間変動特性が容易に説明できる。また、式(7-27)より、外力の印加角度が $\pm 45^\circ$ 及び $\pm 135^\circ$ のとき、各雑音成分の発生量が最大となることも明らかである。

図7-6に信号成分 S_x 、 S_y 及び雑音成分 N_T の外力係数依存性を示す。外力係数が増大すると、外力係数の小さい領域($p_{F_0} < 1$)では S_x は急激に減少するのに対して、 S_y 及び N_T は急激に立ち上がり、それ以外の領域では S_x 、 S_y 、 N_T は一定レベルを中心に振動する傾向にある。また、式(7-34)より、雑音成分は外力係数及び印加角度に対して、前項と同様の特性を示すことが明らかである。さらに、式(7-35)は雑音成分の総和は $\theta_0 = 0^\circ$ かつ $\theta_F = \pm 45^\circ$ 及び $\pm 135^\circ$ のとき最大となることを示している。

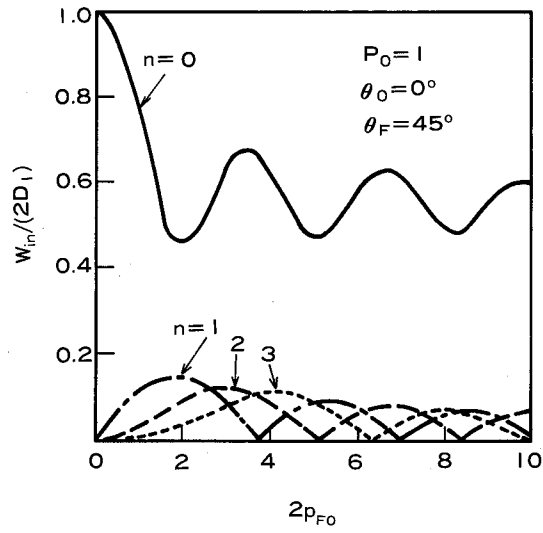


図7-5 外力係数と雑音成分別の成分割合の関係

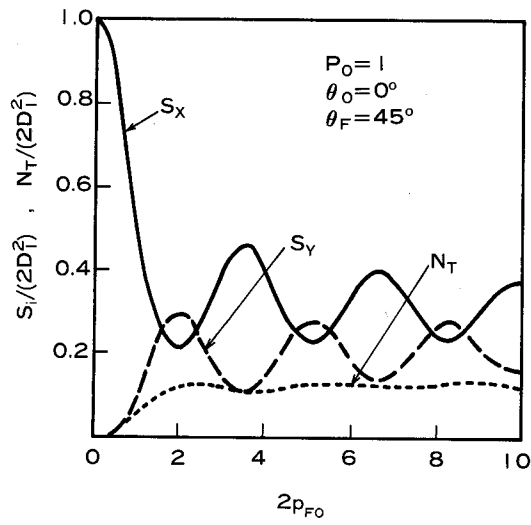


図7-6 外力係数と S_x, S_y 及び N_T の関係

図7-7に SN_n 及び SN_T と外力係数の関係を示す。同図より、外力係数の増大に伴って、 SN_n は振動的に変化すること、各雑音成分の SN_n の最小値を与える外力係数のうち基本振動数の場合が最も小さな値であり、かつ、そのときの SN_n の最小値も最も小さいこと、さらに、次数が高くなる程、 SN_n の最小値を与える外力係数は大きくなり、また、そのときの SN_n の最小値も大きくなること、外力係数が増大すると、 SN_T は S_x 、 S_y 、及び N_T と同様に $P_{F\theta} < 1$ の領域において急変し、 $P_{F\theta} > 1$ の領域において特定のレベルを中心に振動的に変化することがわかる。

以上のことから、外力の振動振幅が大きくなると、外力の振動数よりも高い振動数の雑音成分が支配的となるために、光波の偏光状態の変動の振動数が高くなること、雑音の発生量は入射光の楕円長軸に対して外力の印加方向が $\pm 45^\circ$ 及び $\pm 135^\circ$ のとき最大となること、外力の変動振幅による S_x 、 S_y 、 N_T 、 SN_T への影響は、 $P_{F\theta} < 1$ の領域で評価すれば十分であること、外力の大きな変動振幅の場合には N_n 、 SN_n の評価が必要であることが明確となった。

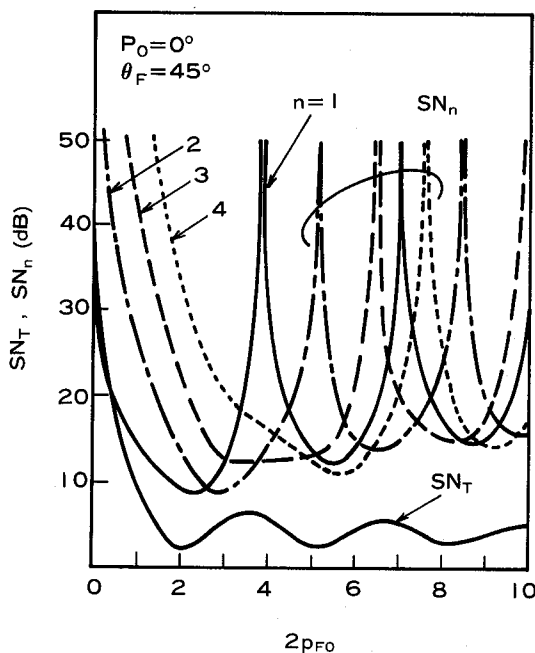


図7-7 外力係数と SN_n 及び SN_T の関係

7. 4. 3 伝送系及び測定系の設計上 配慮すべき点

振動性外力が存在するような環境下で、干渉光を利用するような伝送系及び測定系において、設計上配慮すべき点をまとめると次のようになる。

①ヘテロダイン検波の場合、偏光状態の変動は中間周波の振幅変動の原因となる。通常、この変動量はA G C回路で補償することになっている。しかし、A G C回路が正常に動作するためには、利得が検波電力の変動量を上回りかつ変動周波数が中間周波帯域外である必要がある。外力によって生じる高周波変動成分が中間周波数帯域内で大きくならないように外力の影響を抑制する必要がある。

②ホモダイン検波の場合、外力の振動で生じる交流成分が影響を及ぼし、ヘテロダイン検波の場合に問題となる外力よりも小さな外力に対しても注意する必要がある。

③外力が大きい程、高次の交流成分が生じるため、偏光状態制御装置、偏波ダイオード回路、A G C回路に対して速い応答性が要求される。従って、装置及び回路への要求条件を軽減するためには外力による影響を軽減する必要がある。

7. 4. 4 外力に対する伝搬光の偏光状態 の安定性

伝搬光の偏光状態に及ぼす外力の影響を軽減するために、外力に強い光ファイバ線路の設計手順を検討する。

一定の光強度でかつ種々の偏光状態を有する光波が通信系あるいは測定系に入射し、系の端末でその伝搬光のX軸成分を検出する。このとき、X軸成分の検出電力の低下率 R_U^2 を次式で定義する。

$$R_U^2 = P_X(t) / (2A_0^2) \quad (7-38)$$

ただし、 $2A_0^2$ は伝搬光が直線偏光でかつその方位がX軸に一致したときの検出電力に相当する。

まず、外力の影響を最も受けやすくなる印加角度を求める。図7-8に、入射光の偏光度をパラメータとして $R_U=0.5$ を満たす印加角度と外力係数の関係を示す。

ただし、

$$\begin{aligned} \theta_F > 0 \text{ のとき } \theta_{F+} &= \theta_F, \\ \theta_F < 0 \text{ のとき } \theta_{F-} &= 180 + \theta_F \end{aligned} \quad (7-39)$$

同図より、各偏光状態において、印加角度が 135° 及び -45° において外力係数が最小となる。

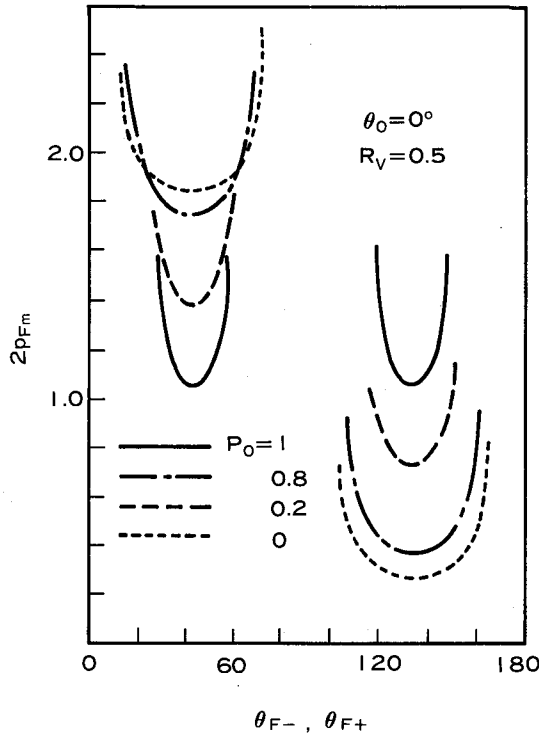


図7-8 印加角度と外力係数の関係

すなわち上記の角度で外力を印加すると他の角度に比べて伝搬光の偏光状態が変化しやすい。以下、この角度を臨界角度という。各偏光状態の外力係数の最小値を相互比較すると、円偏光の場合が最小であり、直線偏光の場合が最大である。また、印加角度が臨界角度からずれた場合、外力係数が急激に増大する角度範囲は、円偏光の場合が最も広く、直線偏光の場合が最も狭い。換言すれば、直線偏光は最も外力の影響を受けにくく、また、その影響を受ける角度範囲は狭い、一方、円偏光は最も外力の影響を受け易くまたその影響を受ける角度範囲は広いと言える。

図7-9に、入射光の偏光度をパラメータとして、低下率と臨界角度における外力係数との関係を示す。偏光度が一定の場合、低下率が大きい程、外力係数は小さくなる。また、一定の低下率に対して、円偏光から直線偏光に近付く程、大きな外力係数が許容となる。

そこで、許容低下率を保証するための許容外力係数を PF_m とすると、外力係数が $PF_\theta < PF_m$ を満たすように光ファイバ線路を設計すれば良いことになる。すなわち、式(7-6)より、許容外力 $F_{\theta m}$ あるいは許容主応力 $\Delta \sigma_{Fm}$ は次式を満たす必要がある。

$$F_{\theta m} < PF_m / (k C_E D_\theta z) \quad (7-40)$$

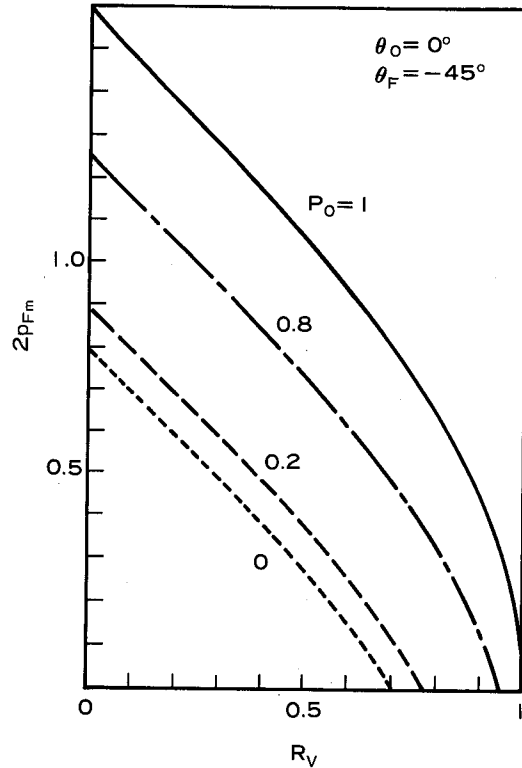


図7-9 低下率と臨界角度における外力係数の関係

または、

$$\Delta \sigma_{Fm} < PF_m / (k C_E z) \quad (7-41)$$

外力に対して円偏光が最も不安定であるので、許容外力係数は、図7-9の円偏光の場合の曲線から求めることができる。例えば、許容低下率を $R_U = 0.5$ と設定すると $PF_m = 0.27$ である。

従って、 $\lambda = 1.5 \mu m$, $C_E = 3.44 \times 10^{-5} \text{ mm}^2 / \text{kg}$, $z = 1 \text{ mm}$ とすると、

$$\Delta \sigma_{Fm} < 2 \quad (7-42)$$

が成立する必要がある。以上のように 低下率を規定することにより、許容の外力係数を求めることができ、光ファイバ線路の設計に必要な外力に対する主応力差の許容値を明らかにできる。

7. 4. 5 外力の影響の推定手順

伝送帯域内に生じる外力の影響を推定することは伝送システムの設計上重要である。本節では、その推定手順について述べる。

いま、伝送帯域 ($f_L \leq f \leq f_U$ 、 f_L : 下限周波数、 f_U : 上限周波数) 内に存在する m 次の振動成分は次の条件を満足すると仮定する。

$$f_L \leq m\nu \leq f_U \quad (7-43)$$

ここで、 m は

$$m_1 = \{f_L / \nu\} + 1, \quad m_M = \{f_U / \nu\} \quad (7-44)$$

で決まる m_1, m_2, \dots, m_M の M 個の値をとる。なお、 $\{x\}$ は実数 x を整数化する関数である。

伝送帯域内に存在する m_i 次の振動成分の雑音電力を N_{m_i} とすると、伝送帯域内の雑音電力の総和 N_f と SN 比 (以下、これを SN_f で表す。) は、式(7-31)～式(7-34)と次式を用いて求めることができる。

$$N_f = \sum_{i=1}^M N_{m_i}, \quad SN_f = -10 \log(N_f/S) \quad (7-45)$$

従って、振動数 ν 、外力の振幅 F_0 の振動性外力の影響を解析する手順は以下となる。

①伝送帯域の下限周波数 f_L 、上限周波数 f_U と外力の振動数 ν より、式(7-44)を用いて、伝送帯域内に存在する振動成分の次数の下限値 m_1 、上限値 m_M を求める。

②外力印加領域に対して式(7-23)を用いて、外力係数 PF_0 を求め、この値を用いて式(7-31)～式(7-34)、式(7-45)より、 N_f, SN_f を求める。

③ N_f, SN_f を許容値と比較して評価する。

④このときの偏光状態の時間的変動波形は PF_0, ν を式(7-15)～式(7-20)、式(7-22)に代入して求めることができる。

7. 5 結 言

光ファイバ線路中の任意の偏光状態を有する伝搬光について、光ファイバ線路に印加された正弦波状の振動性外力によって生じる偏光状態の変動特性を理論解析し、次の結果を得た。

①外力係数が大きくなる程、偏光状態及び検出電力の時間的な変動量が増大し、かつ、変動の振動数は大きくなる。

②検出電力の時間的変動成分において、外力係数が大きくなると、外力の振動数と同一の振動成分よりも高次の振動成分の方が支配的となる。

③外力の印加角度が入射光の方位に対して $\pm 45^\circ$ 、及び $\pm 135^\circ$ の場合、各振動成分の雑音電力

及び雑音電力の総和は最大となる。

④外力係数が増大するに伴って、雑音成分の総和は、外力係数 <1 の領域では急激に増し、その他の領域では一定レベルを中心に振動的に変動することから、雑音成分の総和は外力係数 <1 の領域で評価すべきである。

⑤偏光状態制御装置、偏波ダイオード回路、AGC回路の設計にあたっては、応答性の観点から、また高周波システムにおいては、高次の雑音量の観点から、外力の特性（振幅と振動数）と高次の雑音発生量の関係に注意し、装置あるいは回路の設計ならびにそれらの動作の評価を行う必要がある。

⑥伝搬光の偏光状態に及ぼす外力の影響を軽減するためには、検出電力の低下率から求まる外力係数の許容値を満たすように、外力に強い光ファイバ線路を設計すればよいことを示した。

第 8 章 偏光状態の制御手順と制御効果の評価

8. 1 緒言

コヒーレント光伝送方式では、光ファイバ線路を取りまく外部条件、例えば、温度、外圧等が時間的に変化すると、伝搬信号光の偏光状態は時間的に変動する。このため、局発光と干渉するのに必要な伝搬信号光の局発光方向成分が変動し、干渉性が不安定になる。従って、良好な干渉性を維持するためには信号光の偏光状態を制御する必要がある。(6)-(12)コヒーレント光伝送以外の通信系及び光計測系においても対象とする光波の偏光状態が変動すると、受光強度が変化し、S/Nも劣化するため、光源及び測定光の偏光状態を制御し、S/Nの劣化を避ける必要がある。

偏光状態の制御法としては、電気光学効果(60),(69),(70)、磁気光学効果(71),(72)、光ファイバコイル(61),(73)、ならびに光学波長板等(74)-(76)を用いた各種の方法が提案されている。いずれの方法においても、波長板に位相誤差と回転角度誤差(以下、これを角度誤差という)があると、制御後の偏光状態は目標とする偏光状態からずれ、すなわち、制御誤差が生じ、伝送品質あるいは測定精度が低下する。従って、良好な品質の伝送系あるいは測定系を構築するためには、誤差要因と制御誤差の関係を定量化する必要がある。過去の報告では、制御法として汎用的なものは提案されていない。また、誤差要因を考慮して、制御誤差を評価した報告は少ない(70)。

本章では、二個の波長板からなる偏光状態制御系をモデルとして、汎用的な制御手順と制御系の設計指針を示す。(30)

まず、制御系の出射光の表示式を導出し、これを用いて、偏光状態の制御手順を明確にする。次に、偏光係数(制御系の出射光の偏光度と方位角で定義される量)を用いて、波長板の位相誤差と角度誤差で生じる出射光の偏光状態の制御誤差を評価する。さらに、位相誤差ならびに角度誤差の許容値を求め、制御系の設計指針を示す。最後に、制御誤差の評価に必要な位相誤差の推定手順を示す。

8. 2 制御系の出射光の偏光状態表示式

図 8-1 に二個の波長板からなる偏光状態制御系のモデルを示す。方位角 θ_0 、楕円角 β_0 の楕円偏光の入射光が波長板 A、波長板 B を通過し、方位角 θ 、偏光度 P の楕円偏光となる。波長板

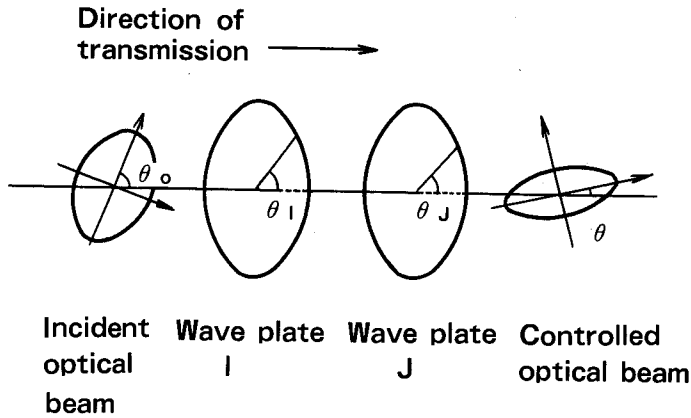


図8-1 偏光状態制御系のモデル

A, B の方位角を θ_A, θ_B とする。波長板 A, B のミューラ行列⁽⁷⁷⁾を $[M_A], [M_B]$ 、入射光, 出射光のストークス行列を $[S], [T]$ とすると、次式が成立する。⁽⁷⁷⁾

$$[T_{AB}] = [F_{AB}] [S] \quad (8-1)$$

$$[F_{AB}] = [M_B] [M_A] \quad (8-2)$$

ここで、添字 AB は 入射光が波長板 A から波長板 B へ通過することを意味する。以下、波長板の順序に意味がある場合には添字 AB を用いる。 $[S], [T_{AB}]$ は列行列であり、その要素（以下、ストークスパラメータという。）を s_i, t_{ABi} とする。また、 $[M_A], [M_B], [F_{AB}]$ は共に 4×4 の行列であり、それらの要素を $m_{Ak}, m_{Bik}, f_{ABik}$ とすると次式が成立する。

$$t_{ABi} = \sum_{\ell=1}^4 f_{ABi\ell} s_{\ell}, \quad (i=1 \sim 4) \quad (8-3)$$

ここで、

$$f_{ABi\ell} = \sum_{k=1}^4 m_{Bik} m_{Ak\ell}, \quad (i=1 \sim 4, \ell=1 \sim 4) \quad (8-4)$$

図 8-2 に出射光モデルを示す。出射光は楕円偏光であり、楕円長軸 ξ が X 軸となす方位角を θ 、楕円偏光の X 軸成分、Y 軸成分の振幅を a_x, b_y 、X 軸成分に対する Y 軸成分の位相遅れを δ とすると、主軸が X 軸と Ω の角度をなす偏光板を通過した光波のハリー-P (Ω) は次式となる。

$$P(\Omega) = \{ \Lambda_1 + \sqrt{\Lambda_2^2 + \Lambda_3^2} \cos(2\Omega + \theta) \} / 2 \quad (8-5)$$

ここで、 $\Lambda_1 = a_x^2 + a_y^2$ 、 $\Lambda_2 = a_x^2 - a_y^2$ 、 $\Lambda_3 = 2a_x a_y \cos \delta$ 、

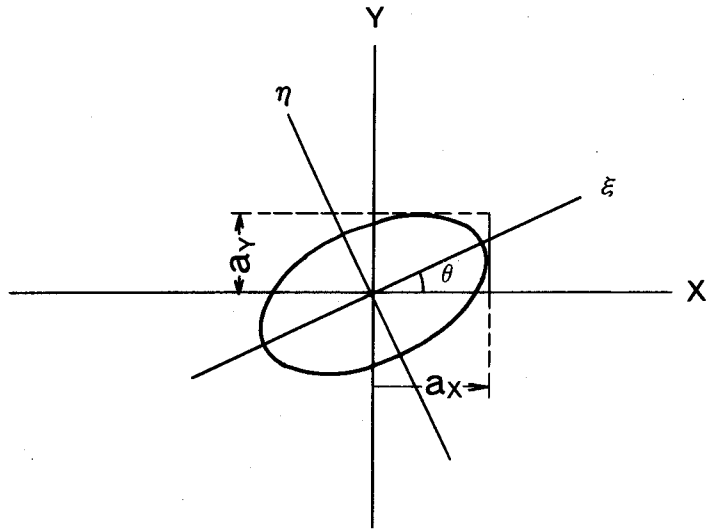


図8-2 出射光モデル

$$\Lambda_4 = 2a_x a_y \sin \delta \quad (8-6)$$

$$= (\Lambda_1^2 - \Lambda_2^2 - \Lambda_3^2)^{1/2}$$

であり、 $\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3, \Lambda_4$ は Stokes パラメータ⁽⁷⁷⁾ に一致する。偏光度 P は式(8-5)の最大値 P_{\max} 、最小値 P_{\min} を用いて次式で定義できる。

$$P = (P_{\max} - P_{\min}) / (P_{\max} + P_{\min})$$

$$= \{ (\Lambda_2^2 + \Lambda_3^2) / (\Lambda_2^2 + \Lambda_3^2 + \Lambda_4^2) \}^{1/2} \quad (8-7)$$

方位角 θ は式(8-5)より、また、位相遅れ δ は式(8-6)より次式のように求めることができる。

$$\theta = \tan^{-1}(\Lambda_3 / \Lambda_2) \quad (8-8)$$

$$\delta = \tan^{-1}(\Lambda_4 / \Lambda_3) \quad (8-9)$$

入射光の行列要素は、方位角 θ_0 、楕円角 β_0 を用いると次式となる。

$$s_2 / s_1 = \cos(2\beta_0) \cos(2\theta_0)$$

$$s_3 / s_1 = \cos(2\beta_0) \sin(2\theta_0) \quad (8-10)$$

$$s_4 / s_1 = \sin(2\beta_0)$$

また、波長板 A, B として二分の一波長板または四分の一波長板を用い、それらの方位角を θ_a, θ_b 、位相誤差を Δ_a, Δ_b とすると、行列要素 $m_{A k_i}, m_{B i k}$ は次式となる。

(1) 二分の一波長板の場合

$$\begin{aligned}
 m_{a11} &= 1, \quad m_{a12} = m_{a13} = m_{a14} = m_{a21} = m_{a31} = m_{a41} = 0 \\
 m_{a22} &= 1 - u_a \sin^2(2\theta_a), \quad m_{a23} = u_a \sin(2\theta_a) \cos(2\theta_a) \\
 m_{a24} &= y_a \sin(2\theta_a), \quad m_{a32} = u_a \sin(2\theta_a) \cos(2\theta_a) \\
 m_{a33} &= 1 - u_a \cos^2(2\theta_a), \quad m_{a34} = -y_a \cos(2\theta_a) \\
 m_{a42} &= -y_a \sin(2\theta_a), \quad m_{a43} = y_a \cos(2\theta_a), \quad m_{a44} = -x_a \\
 x_a &= \cos(\Delta_a), \quad y_a = \sin(\Delta_a), \quad u_a = 1 + x_a, \quad v_a = 1 + y_a
 \end{aligned} \tag{8-11}$$

(2) 四分の一波長板の場合

(1) の場合の式に対して以下の置換を施せば良い。

$$u_a \rightarrow v_b, \quad a \rightarrow b, \quad y_a \rightarrow -x_b, \quad x_a \rightarrow y_b \tag{8-12}$$

出射光の行列要素は式(8-3),式(8-4),式(8-10)~式(8-12)より次式となる。

$$\Lambda_i / \Lambda_1 = \{A_{i1} \cos(2\theta_a) + A_{i2} \sin(2\theta_a)\} \cos(2\beta_a) + A_{i3} \sin(2\beta_a), \quad (i=2\sim4) \tag{8-13}$$

$$A_{i\ell} = A_{i\ell}(\theta_a, \theta_b, \Delta_a, \Delta_b), \quad (i=2\sim4, \ell=1\sim3) \tag{8-14}$$

なお、 $A_{i\ell}$ をまとめて付録に示す。

波長板の方位角 θ_a, θ_b 及び位相誤差 Δ_a, Δ_b が既知であれば、式(8-13),式(8-14)よりストークスパラメータを測定することにより、入射光の方位角 θ_a , 楕円角 β_a を求めることができる。また、波長板の位相誤差 Δ_a, Δ_b 及び方位角 θ_a , 楕円角 β_a が既知のとき、式(8-7)~式(8-9)及び式(8-13),式(8-14)より、所要の偏光状態、すなわち、偏光度 P と方位角 θ を有する出射光を得ることができる。

8. 3 位相誤差のない波長板の場合

8. 3. 1 偏光状態の検出手順

位相誤差のない波長板を理想波長板と呼称すると、 $\Delta_i = 0 (i=a, b)$ であるから式(8-11)~式(8-14)より、理想波長板 A、B を通過した出射光の偏光状態は波長板の方位角 θ_a, θ_b を以下の角度に設定し、ストークスパラメータを測定することにより求めることができる。

[I] 入射光が波長板 A から波長板 B へ通過する場合

$\theta_a = \theta_b$ のとき、

$$\begin{aligned}\Lambda_2/\Lambda_1 &= \cos(2\theta_a)\cos(2\theta_a-2\theta_\theta)\cos(2\beta_\theta) + \sin(2\theta_a)\sin(2\beta_\theta) \\ \Lambda_3/\Lambda_1 &= \sin(2\theta_a)\cos(2\theta_a-2\theta_\theta)\cos(2\beta_\theta) - \cos(2\theta_a)\sin(2\beta_\theta) \\ \Lambda_4/\Lambda_1 &= -\sin(2\theta_a-2\theta_\theta)\cos(2\beta_\theta)\end{aligned}\quad (8-15)$$

[II] 入射光が波長板Bから波長板Aへ通過する場合

$\theta_b = 2\theta_a$ のとき、

$$\begin{aligned}\Lambda_2/\Lambda_1 &= \cos(4\theta_a-2\theta_\theta)\cos(2\beta_\theta) \\ \Lambda_3/\Lambda_1 &= -\sin(2\beta_\theta) \\ \Lambda_4/\Lambda_1 &= -\sin(4\theta_a-2\theta_\theta)\cos(2\beta_\theta)\end{aligned}\quad (8-16)$$

式(8-15), 式(8-16)より、方位角 θ_θ 、楕円角 β_θ を求めることができる。

8. 3. 2 制御手順

出射光を直線偏光にするためには、式(8-7)～式(8-9)において、偏光度 $P=1$ 、位相遅れ $\delta=0$ とし、制御方位角の目標値を θ_M とすると、式(8-11)～式(8-14)より、次の条件が必要である。

[I] 入射光が波長板Aから波長板Bへ通過する場合

$2\theta_a - \theta_b = \theta_\theta$ のとき、

$$\begin{aligned}\Lambda_2/\Lambda_1 &= \cos(2\theta_b-2\beta_\theta) \\ \Lambda_3/\Lambda_1 &= \sin(2\theta_b-2\beta_\theta) \\ \Lambda_4/\Lambda_1 &= 0\end{aligned}\quad (8-17)$$

[II] 入射光が波長板Bから波長板Aへ通過する場合

$\theta_b = \theta_\theta$ のとき、

$$\begin{aligned}\Lambda_2/\Lambda_1 &= \cos(4\theta_a-2\theta_b-2\beta_\theta) \\ \Lambda_3/\Lambda_1 &= \sin(4\theta_a-2\theta_b-2\beta_\theta) \\ \Lambda_4/\Lambda_1 &= 0\end{aligned}\quad (8-18)$$

式(8-17), 式(8-18)より、[I] の場合には波長板Bの方位角を $\theta_b = \theta_M + \beta_\theta$ に、波長板Aの方位角を $2\theta_a - \theta_b = \theta_\theta$ の関係を満たすように、また、[II] の場合には波長板Bの方位角を $\theta_b = \theta_\theta$ に、波長板Aの方位角を $\theta_a = (\theta_\theta + \theta_M + \beta_\theta)/2$ に設定すると目標の方位を向いた直線偏光を得ることができる。

8. 4 位相誤差のある波長板の場合

前節の方法を位相誤差を有する波長板に適用すると、偏光状態制御後の方位角 θ は目標方位角 θ_M から、偏光度 P は目標偏光度 1 からずれ、制御誤差が生じる。また、波長板の方位の設定角度に誤差がある（以下、角度誤差と呼称する）と、上記と同様に制御誤差が生じる。この制御誤差はTE-レイト伝送方式等の通信系ならびに光計測系において受信感度の低下要因となるため、波長板の位相誤差及び角度誤差を極力小さく抑制する必要がある。本節では、先ず、偏光状態検出手順、偏光状態制御手順に及ぼす波長板の位相誤差及び角度誤差の影響について検討し、次に、位相誤差ならびに角度誤差の許容値を明確にする。

8. 4. 1 偏光状態の検出手順

式(8-13), 式(8-14)より、次式が成立する。

$$\theta_0 = \tan^{-1}(E_1/E_2)/2 \quad (8-19)$$

$$E_1 = \{(\Lambda_1 A_{23} - \Lambda_2 A_{13})(\Lambda_1 A_{31} - \Lambda_3 A_{11}) - (\Lambda_3 A_{13} - \Lambda_1 A_{33})(\Lambda_2 A_{11} - \Lambda_1 A_{21})\}$$

$$E_2 = \{(\Lambda_3 A_{13} - \Lambda_1 A_{33})(\Lambda_2 A_{12} - \Lambda_1 A_{22}) - (\Lambda_1 A_{23} - \Lambda_2 A_{13})(\Lambda_1 A_{32} - \Lambda_3 A_{12})\}$$

(8-20)

$$\beta_0 = \tan^{-1}(F_1/F_2) \text{ または } \tan^{-1}(G_1/G_2) \quad (8-21)$$

$$F_1 = (\Lambda_2 A_{11} - \Lambda_1 A_{21}) \cos(2\theta_0) + (\Lambda_2 A_{12} - \Lambda_1 A_{22}) \sin(2\theta_0)$$

$$F_2 = \Lambda_1 A_{23} - \Lambda_2 A_{13}$$

$$G_1 = (\Lambda_1 A_{31} - \Lambda_3 A_{11}) \cos(2\theta_0) + (\Lambda_1 A_{32} - \Lambda_3 A_{12}) \sin(2\theta_0)$$

$$G_2 = \Lambda_3 A_{13} - \Lambda_1 A_{33}$$

(8-22)

上式は、位相誤差が既知の場合、任意の方位角でのストークスパラメータを測定し、この値を用いて方位角 θ_0 , 楕円角 β_0 を確定できることを示している。ここでは、波長板 A, B の方位角を 8. 3 節の場合と同様の角度に設定する。

8. 4. 2 制御効果に及ぼす位相誤差と角度誤差の影響

制御は、式(8-19), 式(8-21)で求めた方位角 θ_0 , 楕円角 β_0 を用いて、波長板 A, B の方位角を 8. 3 節の場合と同様の角度に設定して行う。以下、波長板の位相誤差 Δ_a , Δ_b と角度誤差 $\Delta\theta_a$, $\Delta\theta_b$ による制御誤差への影響について検討する。

(1) 位相誤差による制御誤差

図8-3に位相誤差のみがある場合の入射光と出射光の偏光状態の関係について示す。入射光の方位角の変化に対して、入射光が円偏光に近い程、偏光度及び方位角の目標偏光度($P=1$)及び目標方位角($\theta_M=0$)からのずれ、すなわち、制御誤差が大きくなる傾向にある。従って、制御誤差を低減するためには位相誤差を規定する必要がある。

(2) 角度誤差による制御誤差の影響

位相誤差がなく角度誤差がある場合、例えば、[II]の場合、角度誤差を $\Delta\theta_a, \Delta\theta_b$ とすると、出射光の偏光度 P 、方位角 θ は、式(8-7)及び式(8-8)より、次式で表せる。

$$P = \{ \cos^2(2\beta_\theta) \cos^2(2\Delta\theta_b) + \sin^2(2\beta_\theta) \}^{1/2}$$

$$\theta = \tan^{-1} \left[\frac{ \{ \tan(2\beta_\theta + 2\theta_M + 4\Delta\theta_a - 2\Delta\theta_b) \cos(2\Delta\theta_b) - \tan(2\beta_\theta) \} }{ \{ \cos(2\Delta\theta_b) + \tan(2\beta_\theta + 2\theta_M + 4\Delta\theta_a - 2\Delta\theta_b) \tan(2\beta_\theta) \} } \right]$$

(8-23)

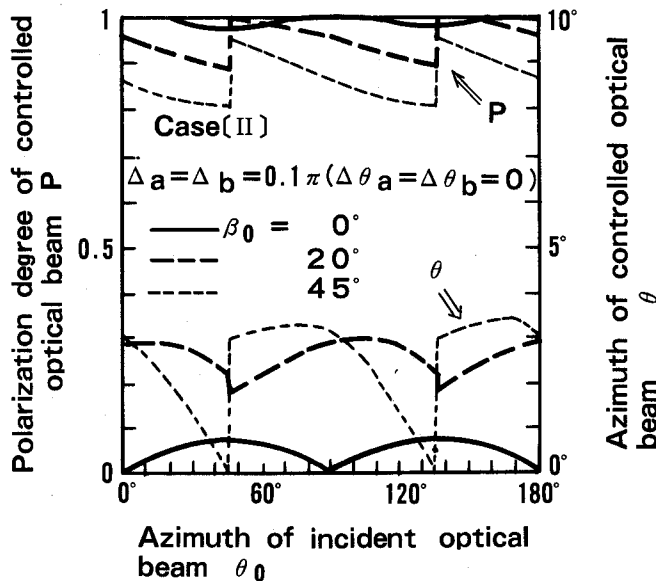


図8-3 位相誤差のみがある場合の入射光と出射光の偏光状態の関係

偏光度 P 、方位角 θ は入射光の方位角 θ_0 の影響を受けないが、楕円角 β_0 と角度誤差 $\Delta\theta_a$ 、 $\Delta\theta_b$ に依存して変化する。図 8-4 に角度誤差 $\Delta\theta_a = -\Delta\theta_b$ の場合の入射光と出射光の偏光状態の関係について示す。上記のように、同一の楕円角の入射光に対する制御誤差は、入射光の方位角に依存せず一定であるが、直線偏光入射においても制御誤差が生じる。従って、制御誤差を低減するためには角度誤差を規定する必要がある。

8. 4. 3 偏光係数

次節で述べるように、二光波の干渉光の強度は二光波間の偏光状態の相互関係に依存して変化する。楕円偏光と直線偏光がコヒーレンス度⁽⁷⁸⁾ 1 の状態で干渉する場合、干渉光の強度 I は次式となる。

$$I = Q_p^2 I_1 + I_2 + 2Q_p (I_1 I_2)^{1/2} \quad (8-24)$$

ここで、 I_1 : 楕円偏光強度、 I_2 : 直線偏光強度

Q_p^2 : 楕円偏光強度に対する楕円偏光の直線偏光方位成分の比

Q_p を偏光係数と呼称すると、偏光係数 Q_p は、楕円偏光の偏光度 P と方位角 θ を用いて、次式で表せる。

$$Q_p^2 = \{1 + P \cos(2\theta)\} / 2 \quad (8-25)$$

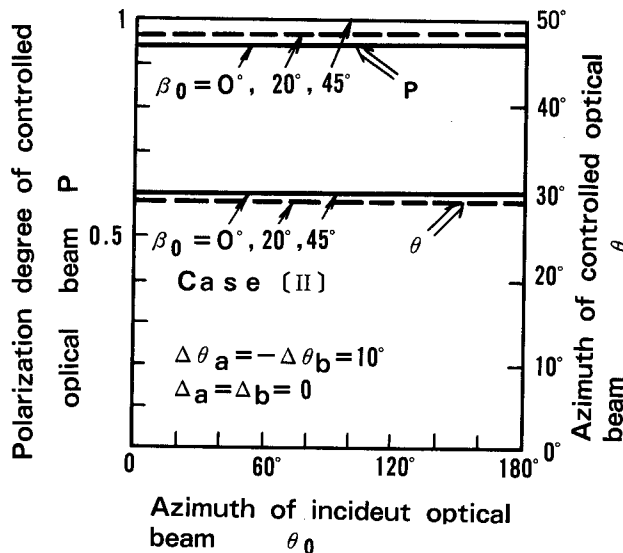


図8-4 角度誤差のみがある場合の入射光と出射光の偏光状態の関係

従って、式(8-25)を用いて偏光状態制御後の偏光度と方位角より偏光係数の大きさを把握し、式(8-24)を用いて干渉光強度の変化量を評価することができる。先ず、偏光係数 Q_p （偏光状態の制御後の偏光度 P ，方位角 θ から求まる）に及ぼす位相誤差及び角度誤差の影響を検討する。

図8-5に図8-3と同様の条件における入射光の偏光状態と出射光の偏光係数の関係について示す。位相誤差があると、同一の方位角の入射光に対して、入射光が円偏光に近い程、偏光係数が劣化する。図8-6に角度誤差のみがある場合の直線偏光の入射光に対する出射光の偏光係数について示す。式(8-23)と式(8-25)より、偏光係数 Q_p は入射光の方位角 θ_0 に対して変化しないことを示しており、同図からもこの傾向は明らかである。また、角度誤差が大きくなる程、偏光係数が劣化する。

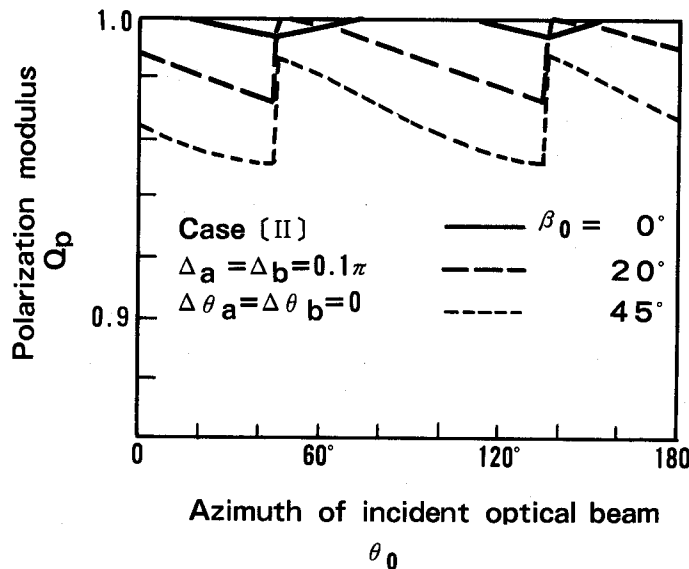


図8-5 位相誤差のみがある場合の入射光の偏光状態と出射光の偏光係数の関係

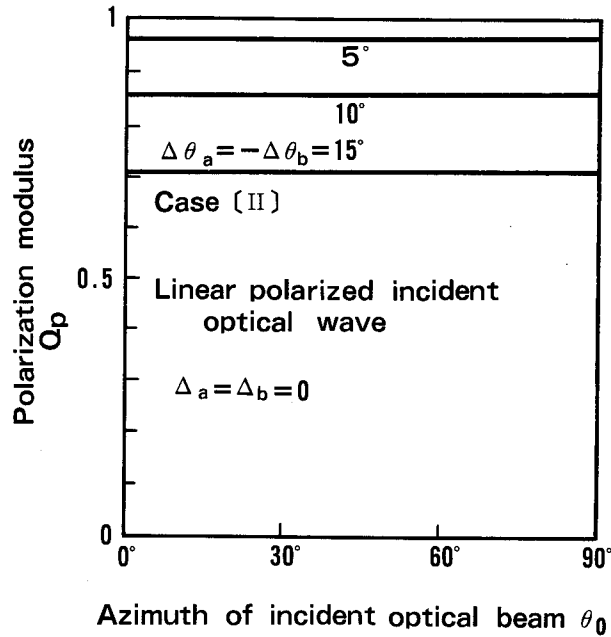


図8-6 角度誤差のみがある場合の入射光の偏光状態と出射光の偏光係数の関係

8. 4. 4 位相誤差と角度誤差の許容値

位相誤差と角度誤差が存在すると、偏光係数が劣化することから、逆に偏光係数が規定されれば、位相誤差及び角度誤差の許容値を求めることができる。図8-7に角度誤差がない場合について、偏光係数をパラメータとして波長板A、Bの位相誤差の許容値 Δ_{a0} 、 Δ_{b0} を示す。 Δ_{a0} 、 $\Delta_{b0} > 0$ の場合、 Δ_{a0} 、 Δ_{b0} は次式で表せる。

$$|\Delta_{b0}| = -c_1^2 |\Delta_{a0}| + d_1 \quad (8-26)$$

例えば、式(8-26)はe点、f点を結ぶ直線であり、 d_1 は切片、 c_1^2 は傾きを表す。偏光係数が小さくなると d_1 も小さくなるが、 c_1^2 はほとんど変化しない。 Δ_{a0} 、 $\Delta_{b0} < 0$ の場合、 Δ_{a0} と Δ_{b0} は簡単な式で表せないが、例えば、e点、g点を結ぶ点線は次式で表せる。

$$|\Delta_b| = -c_2^2 |\Delta_a| + d_2 \quad (8-27)$$

d_2 は切片、 c_2^2 は傾きを表す。同図より、 $|\Delta_{a0}| \geq |\Delta_a|$ 、 $|\Delta_{b0}| \geq |\Delta_b|$ であるから Δ_{a0} 、 Δ_{b0} を上式で規定するのが実用的である。

波長 λ が $1.5 \mu\text{m}$ 、電力スペクトル幅 $\Delta\lambda/\lambda$ が 10^{-8} の光源を用い、符号誤り率 10^{-9} 、ビットレート1 Gb/sのFSKのビット光伝送を想定し、許容ビット誤差を0.74と仮定すると、許容偏光係数は

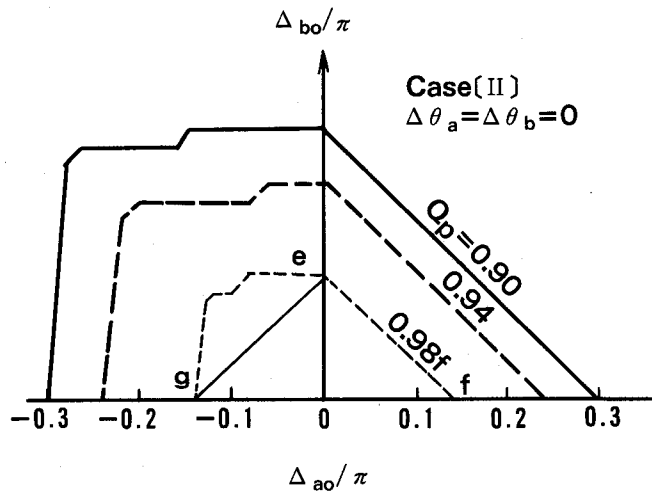
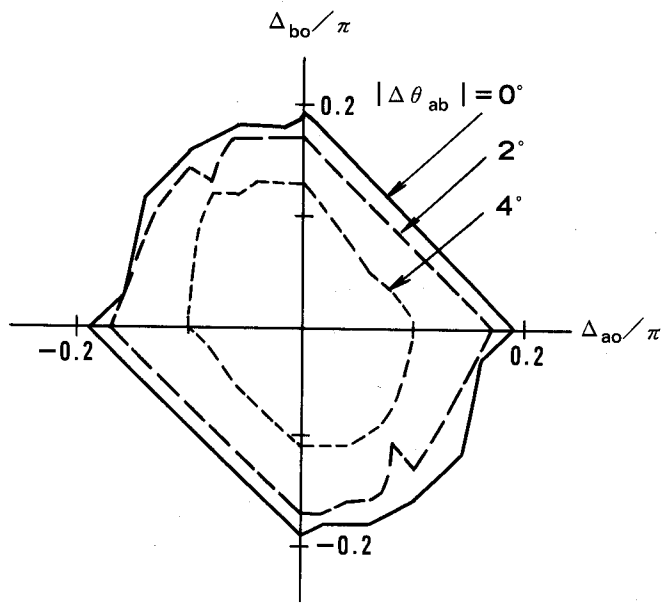


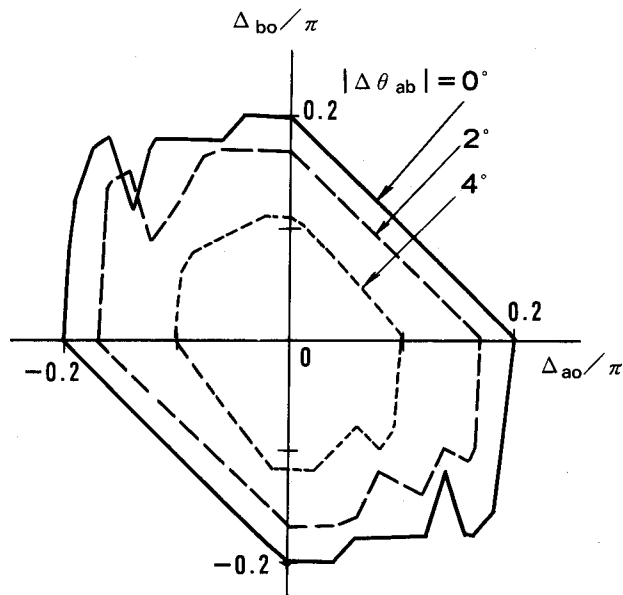
図8-7 角度誤差がない場合の位相誤差の許容値

0.96 (約0.2dBの干渉光強度劣化量に相当)である。図8-8(a),(b)に角度誤差を考慮したときの位相誤差の許容値を示す。[I], [II]の場合、位相誤差の許容値 $\Delta_{a\theta}$, $\Delta_{b\theta}$ は、角度誤差 $\Delta\theta_{ab}$ ($=|\Delta\theta_a|=|\Delta\theta_b|$)に依存して変化し、 $\Delta_{a\theta}\Delta_{b\theta}>0$ の領域では、式(8-26)と同様な式で表される。その切片を d'_1 とする。一方、 $\Delta_{a\theta}\Delta_{b\theta}<0$ の領域では、 $\Delta_{a\theta}$, $\Delta_{b\theta}$ は複雑に変化するが、式(8-27)と同様な式で規定することができる。その切片を d'_2 とする。このとき、角度誤差 $\Delta\theta_{ab}$ が大きくなると、 d'_1 , d'_2 は小さくなる傾向にある。なお、 Δ_a , Δ_b の正負の許容値の差は数%である。

次に、より実用的な Δ_a , Δ_b の許容値を以下の手順により求める。 $\Delta_{a\theta}\Delta_{b\theta}>0$, $\Delta_{a\theta}\Delta_{b\theta}<0$ の領域を比較し、小さい方の $\Delta_{a\theta}$, $\Delta_{b\theta}$ を許容値として求める。その結果、 $|\Delta_{a\theta}|$ と $|\Delta_{b\theta}|$ の差は数%であることから、 $|\Delta_{a\theta}|$ と $|\Delta_{b\theta}|$ の小さい方を許容値とする。図8-9に上記手順で求めた角度誤差を考慮したときの位相誤差の許容値 $|\Delta_{a\theta}|$, $|\Delta_{b\theta}|$ を示す。[I] [II]の場合の相互の差はわずかであり、装置の設計、操作、あるいは調整の観点から、両者に差はないと言える。例えば、許容角度誤差を $|\Delta\theta_{ab}|=2^\circ$ とし、二個の波長板の位相誤差の許容値を等しく設定すると、その値は5.5%となる。なお、偏光係数の所要値を任意のシステムの要求値に従って規定することにより、各システムに適合した位相誤差と角度誤差の許容値を求めることができる。



(a) Case [I]



(b) Case [II]

図8-8 角度誤差がある場合の位相誤差の許容値

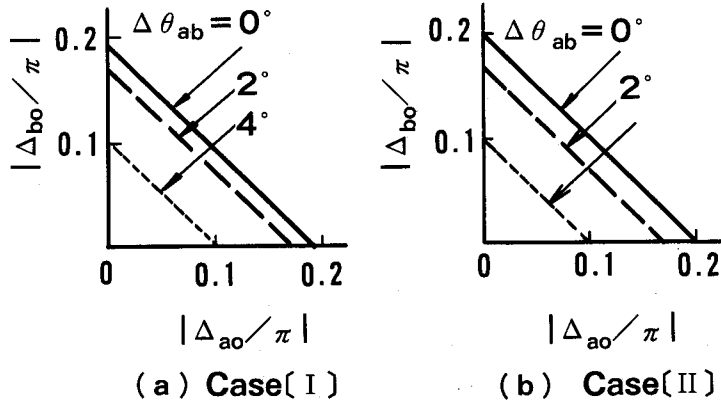


図8-9 設計のための許容値

8. 5 位相誤差の推定手順

上記の許容位相誤差を満足するように波長板A, Bを設計しても、装置の組立後に、位相誤差が変化すると予想されるので、組立後の位相誤差を把握し、制御誤差の範囲を明確にしておく必要がある。式(8-13)及び式(8-14)は次のことを示している。すなわち、①方位角 θ_0 及び楕円角 β_0 が既知の入射光に対して、波長板A, Bの方位を特定の角度に設定して出射光のストークスパラメータを測定する。②これらの測定値を用いて、位相誤差 Δ_a 、 Δ_b を確定できる。

[I], [II]の場合について、簡単な方位の設定により、位相誤差を推定する手順を示す。ここでは、入射光として、直線偏光を用いる。

[I]の場合

$$(1) \theta_a = \theta_0, \theta_b = \theta_0 + \pi/4$$

$$\Lambda_2/\Lambda_1 = -y_b \cos(2\theta_0), \Lambda_3/\Lambda_1 = -y_b \sin(2\theta_0), \Lambda_4/\Lambda_1 = x_b \quad (8-28)$$

$$(2) \theta_a = \theta_0 + \pi/4, \theta_b = \theta_0$$

$$\begin{aligned} \Lambda_2/\Lambda_1 &= -x_a \cos(2\theta_0) + x_b y_a \sin(2\theta_0) \\ \Lambda_3/\Lambda_1 &= -x_b y_a \cos(2\theta_0) - x_a \sin(2\theta_0) \end{aligned} \quad (8-29)$$

$$\Lambda_4/\Lambda_1 = y_a y_b$$

[II]の場合

[I]の場合の式に式(8-12)を用いて変換すれば良い。上式より、位相誤差 Δ_a 、 Δ_b を求め

ることができる。光ファイバコイルを用いた波長板⁽⁶¹⁾、⁽⁷³⁾のように位相誤差が波長板の方位角の関数となり得る場合には、予め、上記の手順を用いて、方位角に対する位相誤差の値を把握し、これをモデルすることにより、制御誤差の推定及び制御が可能となる。

8. 6 結言

二分の一波長板と四分の一波長板からなる偏光状態制御系をモデルとして、汎用的な制御手順を提案した。また、波長板の位相誤差と角度誤差によって生じる偏光状態の制御誤差を評価した。その結果、出射光の偏光度及び方位角の関数として表される偏光係数は、制御誤差の評価尺度として適用し得ることを明確にした。さらに、コヒーレント光伝送方式における符号誤り率から規定される偏光係数を用いることにより、位相誤差及び角度誤差の許容値を求めることができ、制御系の設計指針が得られることを示した。また、制御系の組立後、制御誤差の推定が可能となる位相誤差の推定手順を提案した。

以上により、制御系の設計、調整、制御及び制御効果の評価のための指針を得ることができた。

付録 8 — 1 A_{ij}

[I] の場合

$$A_{11} = 1 - v_b \sin^2(2\theta_b) - B_{a1} \sin(2\theta_a)$$

$$A_{12} = v_b \sin(2\theta_b) \cos(2\theta_b) + B_{a1} \cos(2\theta_a)$$

$$A_{13} = y_1 \sin(2\theta_a) + \{x_a x_b - y_a v_b \cos(2\theta_a - 2\theta_b)\} \sin(2\theta_b)$$

$$A_{21} = v_b \cos(2\theta_b) \sin(2\theta_b) - B_{a2} \sin(2\theta_a)$$

$$A_{22} = 1 - v_b \cos^2(2\theta_b) + B_{a2} \cos(2\theta_a)$$

$$A_{23} = -y_a \cos(2\theta_a) + \{-x_a x_b + y_a v_b \cos(2\theta_a - 2\theta_b)\} \cos(2\theta_b)$$

$$A_{31} = x_b \sin(2\theta_b) - B_{a3} \sin(2\theta_a)$$

$$A_{32} = -x_b \cos(2\theta_b) + B_{a3} \cos(2\theta_a)$$

$$A_{33} = x_a y_b + x_b y_a \cos(2\theta_a - 2\theta_b)$$

ここで、

$$B_{a1} = u_a \sin(2\theta_a) - \{x_b y_a + u_a v_b \cos(2\theta_a - 2\theta_b)\} \sin(2\theta_b)$$

$$B_{a2} = -x_a \cos(2\theta_a) + \{x_b y_a + u_a v_b \cos(2\theta_a - 2\theta_b)\} \cos(2\theta_b)$$

$$B_{a3} = -y_a y_b + x_b u_a \cos(2\theta_a - 2\theta_b)$$

[II] の場合

[I] の場合の式に対して、以下の置換を施せば良い。

$$u_a \rightarrow v_b, \quad a \rightarrow b, \quad y_a \rightarrow -x_b, \quad x_a \rightarrow y_b$$

第9章 コヒーレント光伝送方式に対する 単一モード光ファイバ線路 の伝搬光の評価法

9. 1 緒言

単一モード光ファイバ線路（以下、これを光ファイバ線路という）を用いて、コヒーレント光伝送方式を行う場合、伝搬信号光の評価にあたっては、干渉性を考慮した評価尺度の検討が必要である。干渉性を劣化させる要因として、①線路損失、②線路の波長分散値、③伝搬信号光と局発光との位相関係、④信号光と局発光のスペクトル幅、⑤受信端での伝搬信号光と局発光との偏光状態の相互関係がある。②～④はコヒーレンス度に、⁽⁷⁸⁾⁻⁽⁸¹⁾⑤は偏光係数⁽³⁰⁾に関連付けることができる。

符号誤り率等の伝送品質が規定されている場合、伝搬信号光を評価して上記の①～⑤の許容値を明かにすることは、光ファイバ線路を始めとする伝送システムの構成要素の設計に不可欠である。過去において、コヒーレンス度と偏光係数を符号誤り率に関連付けて伝搬信号光を評価した例はない。

本章では、ヘテロダイン検波を用いたコヒーレント光伝送方式における伝搬信号光の評価結果について論じる。⁽³¹⁾ 先ず、伝搬信号光の評価尺度として、評価係数(コヒーレンス度×偏光係数)を導入し、これらをASK、FSK、PSKのコヒーレント光伝送方式の符号誤り率⁽⁸²⁾に関連付ける。次に、上記の伝送方式を実現するために必要な最小受光電力を、評価係数と伝送速度の関数として導出する。さらに、コヒーレンス度に及ぼす光ファイバ線路長、分散値、光ファイバ線路の温度の変化によって生じる信号光と局発光との位相差及び光源のスペクトル幅の影響を検討し、光ファイバ線路に起因するコヒーレンス度の低下要因として、温度変化が支配的であることを示す。最後に、許容評価係数と光ファイバ線路の温度変化がある場合のコヒーレンス度を考慮して、伝搬信号光が満たすべき偏光状態を明確にする。

9. 2 コヒーレント光伝送系の評価用 パラメータと符号誤り率特性

本節では、先ず、信号光と局発光との重畳波の表示式を導出し、次に、コヒーレント光伝送で重要な干渉光について、その光強度の変動要因がコヒーレンス度と偏光係数であることを示す。さらに、以下の検討に必要な評価係数を定義する。

9. 2. 1 干渉光強度

検討モデルを以下のように設定する。図9-1に示す検波の場合の信号光と局発光との干渉モデルを示す。中心周波数 f_s 、スペクトル幅 Δf_s の信号光 $\phi_s(z_s, t_s, f_s, \Delta f_s)$ は主光源を出射した後、長さ L の分散媒質である光ファイバ線路を伝搬し、 W 点($z_s=L$)に到達する。中心周波数 f_L 、スペクトル幅 Δf_L の局発光 $\phi_L(z_L, t_L, f_L, \Delta f_L)$ は局発光源を出射した後、長さ Z ($Z \ll L$)の非分散媒質である空气中を伝搬し、 W 点($z_L=Z$)に到達する。両光波は W 点において、時間差 $T_0(=t_s-t_L)$ で重畳する。なお、以下で特に断わらない限り、添字 s は信号光に関する量であり、添字 L は局発光に関する量であることを示す。また、簡単のために、信号光及び局発光は伝搬距離に対して減衰しないと仮定する。

信号光は主光源からたとえ直線偏光で出射しても、光ファイバ線路を伝搬中に光ファイバ線路に加わる外力及び温度変動により楕円偏光となる。一方、局発光は W 点までの距離が短いので、直線偏光は楕円偏光化しない。そこで、両光波は楕円偏光と直線偏光の状態为重畳すると仮定する。

図9-2に信号光と局発光の偏光状態の関係を示す。局発光は偏光方向が X 軸に一致した直線偏光であり、信号光の楕円長軸 ξ と X 軸との方位角を θ とする。また、信号光の X 軸成分に対する Y 軸成分の振幅比を r とする。図9-1のモデルにおいて、局発光と重畳して干渉する信号光の成分は X 成分 $\phi_{sX}(z_s, t_s, f_s, \Delta f_s)$ であるので、 W 点での重畳波 ϕ_t は

$$\phi_t = \phi_{sX}(z_s, t_s, f_s, \Delta f_s) + \phi_L(z_L, t_L, f_L, \Delta f_L) \quad (9-1)$$

であり、その光強度 I は次式で表わせる。(79)

$$I = \langle \phi_t \phi_t^* \rangle \\ = I_{sX} + I_L + I_0 \quad (9-2)$$

$$I_{sX} = \langle \phi_{sX}(z_s, t_s, f_s, \Delta f_s) \phi_{sX}^*(z_s, t_s, f_s, \Delta f_s) \rangle \quad (9-3)$$

$$I_L = \langle \phi_L(z_L, t_L, f_L, \Delta f_L) \phi_L^*(z_L, t_L, f_L, \Delta f_L) \rangle \quad (9-4)$$

ここで、 I_{sX} 及び I_L はそれぞれ信号光の X 成分の光強度及び局発光の光強度である。また、 I_0 は信号光と局発光とで形成される干渉光の光強度を表しており、次式のように表される。

$$I_0 = I_h + I_h^* \quad (9-5)$$

$$I_h = \langle \phi_{sX}(z_s, t_s, f_s, \Delta f_s) \phi_L^*(z_L, t_L, f_L, \Delta f_L) \rangle \quad (9-6)$$

式(9-1)~(9-6)で、 $\langle \rangle$ は集合平均を、 $*$ 印は複素共役項を意味する。

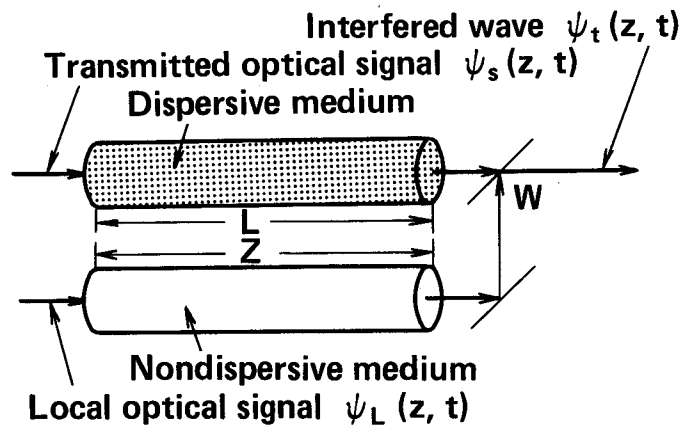


図9-1 干渉モデル

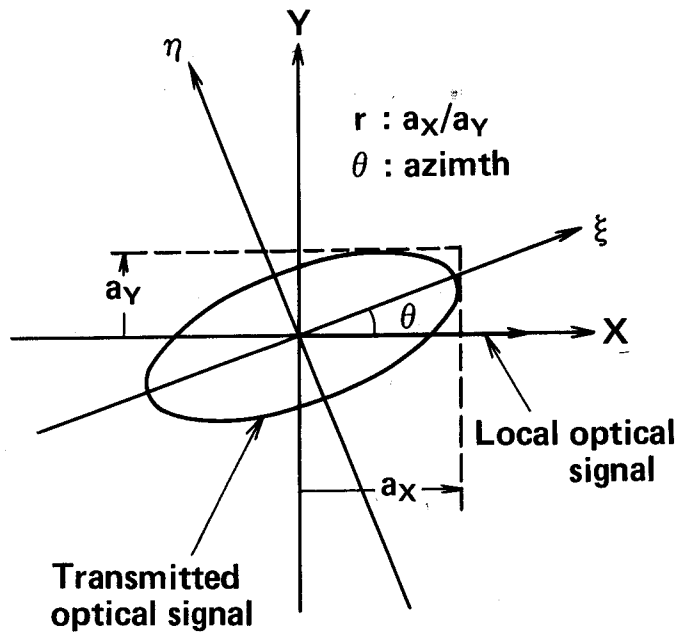


図9-2 信号光と局発光の偏光状態の関係

コヒーレント光伝送系では、重畳波のうちの干渉光を利用するため、伝送系の構成要素の特性と I_c の関数を明らかにする必要がある。そのために、先ず、光波の特性や光ファイバ線路の波長分散等と直接関係するコヒーレンス度と干渉光の光強度との関係について検討する。光ファイバ線路の波長分散を D_c 、光ファイバ線路を伝搬する光波の波数を $k(f, D_c)$ とすると、式(9-6)の I_h は信号光と局発光との相互電力スペクトル $S_{SL}(f, f_s, f_L, \Delta f_s, \Delta f_L)$ を用いて、

$$I_h = 2\pi \int_{-\infty}^{+\infty} S_{SL}(f, f_s, f_L, \Delta f_s, \Delta f_L) \exp\{j\{k(f, D_c)L - 2\pi f(Z/c - T_0)\}\} df \quad (9-7)$$

と表すことができる⁽⁹⁾。

式(9-7)は付録の式(A9-1)に示す複素相互コヒーレンス度 γ_c の定義式と同じ積分式を含んでおり、干渉光強度 I_c は γ_c の大きさ Γ_c (通常、コヒーレンス度という) 及びその位相 Θ_c を用いて、次式のように表すことができる。

$$I_c = 2(I_{sx} I_L)^{1/2} \Gamma_c [L, (Z/c - T_0), f_s, f_L, \Delta f_s, \Delta f_L, D_c] \cos \Theta_c \quad (9-8)$$

次に、 I_{sx} を信号光強度 I_s と信号光の偏光状態を表すパラメータで記述する。簡単な考察から、任意の距離において、

$$I_{sx} = I_s / (1 + r^2) \quad (9-9)$$

であることがわかる⁽⁷⁷⁾。一方、信号光の偏光状態を表すパラメータとして付録(A9-3)に示す偏光度 P とその方位角 θ を用いると、

$$P = \sec(2\theta) (1 - r^2) / (1 + r^2) \quad (9-10)$$

の関係があるので、 I_{sx} は次式のようになる。

$$I_{sx} = \{1 + P \cos(2\theta)\} I_s / 2 \quad (9-11)$$

式(9-11)を式(9-8)に代入すると、 I_c は結局次式のようになる。

$$I_c = 2 \Gamma_c Q_p \cdot (I_s I_L)^{1/2} \cos(\Theta_c) \quad (9-12)$$

ただし、

$$Q_p = (I_{sx} / I_s)^{1/2} = \{[1 + P \cos(2\theta)] / 2\}^{1/2} \quad (9-13)$$

式(9-13)より信号光の主軸が局発光に対して直交する場合には、 $Q_p = 0$ であり、平行となる場合には、 $Q_p = \{(1 + P) / 2\}^{1/2}$ 、また特に $P = 1$ のとき $Q_p = 1$ となり、 Q_p は、 $0 \leq Q_p \leq 1$ の範囲の値をもつ。このように、 Q_p は偏光状態と干渉光の光強度を一つのパラメータで直接関係付ける有用なパラメータであるので、以下、これを偏光係数と呼ぶことにする。さらに、式(9-12)は、干渉光強度がコヒーレンス度と偏光係数の積 $\Gamma_c Q_p$ に依存して変化するを示している。後述するように、コヒーレント光伝送系の符号誤り率は $\Gamma_c Q_p$ に依存して変化することから、 $\Gamma_c Q_p$ は伝送品質の評価に

密接に関連する。従って、 $\Gamma_c Q_p$ を評価係数 Q と呼称して次式で定義する。

$$Q = \Gamma_c Q_p \quad (9-14)$$

9. 2. 2 ヘテロダイン検波における 符号誤り率

前節で導入した評価係数を用いて、ヘテロダイン検波の場合の符号誤り率を明らかにする。ヘテロダイン検波による検出電力は式(9-12)に比例するので、式(9-14)を考慮して、これを等価入力信号電流 $S_h^{(8)}, (83)$ で表すと、次式となる。

$$S_h = Q \langle M \rangle e \sqrt{2(\eta_{\theta} P_s)(\eta_{\theta} P_L)} / (h\nu) \quad (9-15)$$

ここで、 P_s 、 P_L はそれぞれ受光信号電力、局発光電力、 ν は光の振動数であり、また $\langle M \rangle$ 、 η_{θ} はAPDの増倍係数、変換効率である。また e 、 h はそれぞれ電荷、プランク定数を表す。

ASK, FSK, PSKによるヘテロダイン検波を用いた伝送系における符号誤り率 E_{AS} 、 E_{FS} 、 E_{PS} は、信号光 I_s 、局発光 I_L 、背景光、暗電流によるそれぞれのショット雑音及び回路雑音ならびに S_h を用いて、次式で表わされる。^{(8), (82)}

$$E_i = 0.5 \operatorname{erfc}(S_h / \sqrt{2} \sigma_i), \quad i = AS, FS, PS \quad (9-16)$$

ただし、 $\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x)$ であり、 $\operatorname{erf}(x)$ は誤差関数である。また、 σ_{AS} 、 σ_{FS} 、 σ_{PS} はそれぞれASK, FSK, PSKの伝送系における等価雑音電流^{(8), (83)}であり、信号"0"、"1"に対応する入力端換算の全分散^{(8), (83)} σ_{h0} 、 σ_{h1} を用いると次式で与えられる。

$$\sigma_{AS} = \sigma_{h0} + \sigma_{h1}, \quad \sigma_{FS} = (\sigma_{h0}^2 + \sigma_{h1}^2)^{1/2}, \quad \sigma_{PS} = \sigma_{h1} \quad (9-17)$$

所要符号誤り率 E_{θ} を満たすために必要な受光信号電力を最小受光電力と呼称し、 $\eta_{\theta} P_{sm}$ で表す。 $\eta_{\theta} P_{sm}$ は式(9-15)~(9-17)より E_{θ} 、 Q 、伝送速度 f_B 等の複雑な関数となる。ところで、ヘテロダイン検波の特徴を利用するときの条件 $P_s \ll P_L$ において、局発光によるショット雑音が支配的である場合、ショット雑音は P_L と f_B に比例し、また、同一の P_s 、 P_L 、 E_{θ} 、 Q におけるASK, FSK, PSKでの等価雑音電流の間に

$$\sigma_{AS} : \sigma_{FS} : \sigma_{PS} = 2 : \sqrt{2} : 1 \quad (9-18)$$

の関係が成立する。この場合、 $E_i = E_{\theta}$ を満たす各方式における $(\eta_{\theta} P_{sm})_i$ は、式(9-15)~(9-18)を用いると、次式のように表すことができる。なお式の導出の詳細は付録(A9-4)に示す。

$$[\eta_{\theta} P_{sm}]_i = -20 \log Q_i + 10 \log f_B - 3(n_c - 3) + 20 \log \{ \chi_o(E_{\theta}) \} + 20 \log U_o \quad (\text{dBm}) \quad (9-19)$$

ここで、 n_c はASK($i=AS$),FSK($i=FS$),PSK($i=PS$) に対応して1,2,3 の値をとる。また、

$$\chi_o(E_{\theta}) = \text{erfc}^{-1}(2E_{\theta}) \quad (9-20)$$

であり、 U_o は受光系で決まる定数である。

式(9-19)から、伝送速度と最小受光電力が規定されれば、伝送システムとして満足すべき評価係数の許容値を求めることができ、ASK,FSK,PSK方式ごとの評価係数 Q_{AS} , Q_{FS} , Q_{PS} は次式のようになる。

$$Q_i = U_o f_B^{1/2} \{ \chi_o(E_{\theta}) \} \times 10^{-([\eta_{\theta} P_{sm}]_i + 3(n_c - 3))/20} \quad (9-21)$$

また、ASK を基準にすると、次式が成立する。

$$Q_{PS} = (0.71)Q_{FS} = (0.71)^2 Q_{AS} \quad (9-22)$$

式(9-19),(9-21)は受光系で一義的に決まる定数 U_o に依存する。そこで、さらに具体的に許容評価係数を求めるために、以下、所要符号誤り率を 10^{-9} 、波長 λ を $1.5 \mu\text{m}$ とし、文献[83]の受光回路系を参照して、計算条件を次のように設定する。

受光素子 (Ge-APD)

過剰雑音係数 χ : 1.0、 暗電流 I_n : 10^{-9} A

FET (GaAs)

トランスアコンダクタンス g_m : 6×10^{-3} mho、 指数 Γ : 1.1

漏洩ゲート電流 I_{GATE} : 0 A、 kT : 4.14×10^{-21} J

ミキサ回路

負荷キャパシタンス C_L : 5×10^{-12} (F)、 負荷抵抗 R_L : $(2\pi f_B C_L)^{-1}$

$\pi/4$ 波形に関する定数 $I_1 = I_2 = 0.5$ 、 $I_3 = 0.03$

図9-3に伝送方式別に最小受光電力 $\eta_{\theta} P_{sm}$ の評価係数 Q への依存性の数値計算結果を示す。また図9-4に最小受光電力の伝送速度依存性の数値計算結果を示す。図9-3及び図9-4より、上述の受光系に関しては、最小受光電力は伝送方式ごとに近似的に次式で表わされることがわかる。

$$[\eta_{\theta} P_{sm}]_i = -20 \log Q_i + 10 \log f_B - 3(n_c - 1) - 50 \quad (\text{dBm}) \quad (9-23)$$

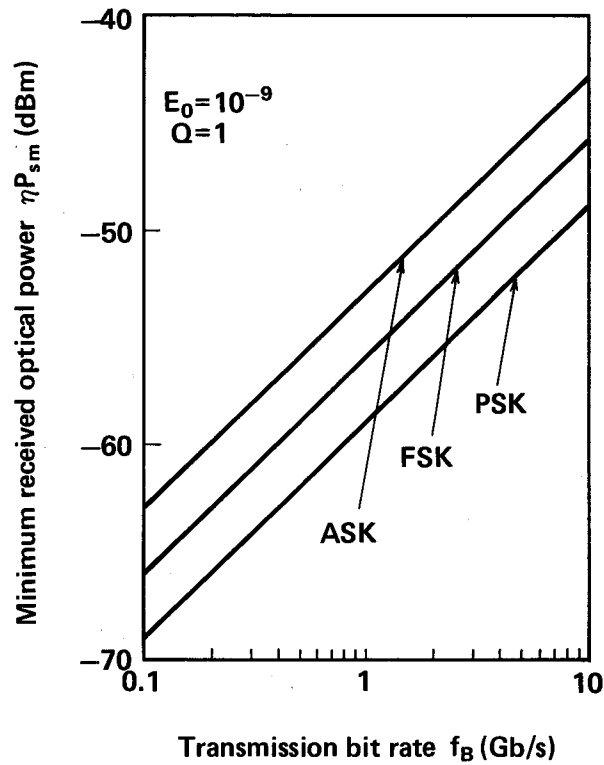


図9-3 最小受光電力と評価係数の関係

9. 3 評価係数の許容値

評価係数と最小受光電力の間には式(9-23)で与えられる比較的簡単な関数が見いだされた。一例として最小受光信号電力を-50dBmとし、式(9-23)を用いて許容評価係数を求めると、表9-1となる。これらの許容評価係数はコヒーレンス度と偏光係数に任意に配分することができるが、その前に、コヒーレント光伝送系の構成要素の個々の特性と評価係数の関係を明らかにする必要がある。

偏光係数は式(9-13)に示すように偏光度と方位角のみに依存するだけであり、その特性も明確であるのに対して、コヒーレンス度は光のスペクトル幅、光ファイバ線路の波長分散値、信号光と局発光との位相差の関数となり、特性が明確でない。そこで、先ず、コヒーレンス度を定式化し、その特性を明らかにする。

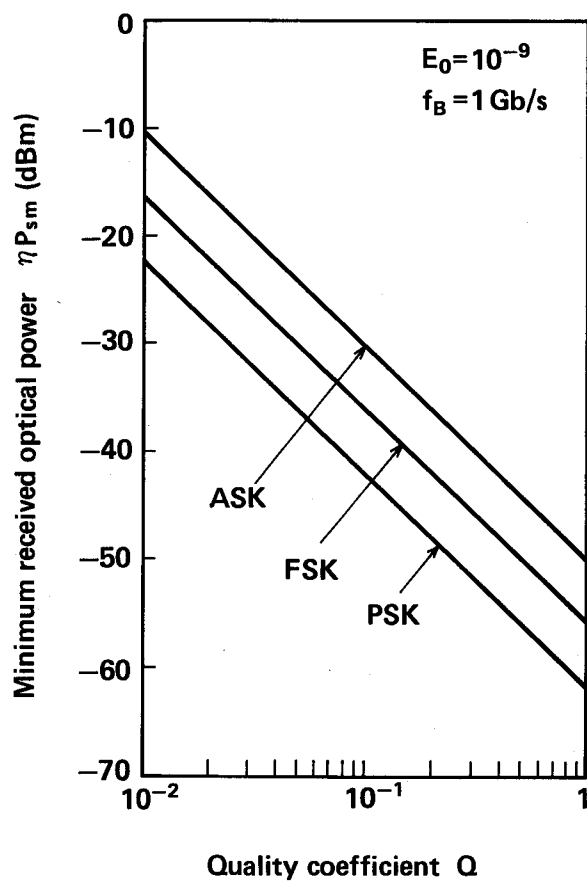


図9-4 最小受光電力と伝送速度の関係

表9-1 許容評価係数

	伝送方式		
	ASK	FSK	PSK
評価係数	$\geq 10^{\log \sqrt{f_B}}$	$\geq 10^{\log \sqrt{f_B} - 0.15}$	$\geq 10^{\log \sqrt{f_B} - 0.3}$

f_B : 伝送速度

9. 3. 1 コヒーレンス度の特性

二光源のスペクトルはガウス分布であり、また、信号光強度は弱く、非線形効果が無視できる場合、光ファイバ線路での信号光の波数 $k(f, D_0)$ は中心周波数を用いて、次式で表わされる。(79), (80)

$$k(f, D_0) = 2\pi \{ f_s / v_p + (f - f_s) / v_G + (f - f_s)^2 / (2v_D) \} \quad (9-24)$$

v_p : 位相速度、 v_G : 群速度、 $v_D = -f_s / cD_0$

従って、二光源を用いた場合の一般的なコヒーレンス度は次式となる。なお、詳しい導出は付録(A9-2)に示す。

$$\Gamma_c = \text{Re} [\gamma_c \{ L, (Z/c - T_0), f_s, f_L, \Delta f_s, \Delta f_L, D_0 \}] \quad (9-25)$$

ここで、

$$\begin{aligned} & \gamma_c \{ z, t, f_s, f_L, \Delta f_s, \Delta f_L, D_0 \} / (I_s \times I_L)^{1/2} \\ & = (2G_0)^{1/2} \exp \{ j \phi_p - \{ (f_s - f_L) / 2 \Delta f_L \}^2 - G_0 \Delta f_s \Delta f_L \{ \phi_G / f_s + j (f_s - f_L) / 2 \Delta f_L^2 \}^2 \} \end{aligned} \quad (9-26)$$

$$G_0 = \Delta f_s \Delta f_L / \{ \Delta f_s^2 + \Delta f_L^2 - j 2 (\Delta f_s \Delta f_L)^2 (z / v_D) \} \quad (9-27)$$

$$\phi_p = 2\pi f_s (z / v_p - t), \quad \phi_G = 2\pi f_s (z / v_G - t) \quad (9-28)$$

ただし、 L は分散媒質の長さである。式(9-26)において、 $f_s = f_L$ 、 $\Delta f_s = \Delta f_L$ 、 $T_0 = 0$ とすると、二本の分散媒質を用いたコヒーレンス度の場合に一致し、文献[80]において、その特性が理論的、実験的に明らかにされている。

ここで、以下の検討を簡単化するために

$$\Delta f_s = \Delta f_L = \Delta f_0, \quad f_s - f_L = \Delta f_0 \quad (9-29)$$

とすると、式(9-25)～式(9-29)より、コヒーレンス度 Γ_c は次式のようになる。

$$\begin{aligned} \Gamma_c & = \Gamma_c [L, (Z/c - T_0), f_s, \Delta f_0, D_0] \\ & = \alpha_c^{-1/4} \exp \{ - \{ (\phi_G \Delta f_0 / f_s)^2 + 2\pi c L D_0 \phi_G (\Delta f_0 / f_s)^3 - 1/4 \} / (2\alpha_c) \} + 1/4 \} \end{aligned} \quad (9-30)$$

$$\alpha_c = 1 + \{ 2\pi c L D_0 (\Delta f_0 / f_s)^2 \}^2 \quad (9-31)$$

$$\phi_G = 2\pi f_s \{ L / v_G - (Z/c - T_0) \} \quad (9-32)$$

式(9-30)より、コヒーレンス度は光源のスペクトル幅 Δf_0 、光ファイバの波長分散値 DL 、及び伝搬信号光と局発光との位相差 ϕ_G に依存することがわかる。

一般に、コヒーレンス度の検波の場合、最高の干渉光強度を得るために、 $\phi_G = 0$ の状態を使用するのが望ましいが、常にその条件が成立するとは限らない。先ず、 $\phi_G = 0$ とし、 $D_0 = 10 \text{ps/nm-km}$ の場合について、比スペクトル幅をパラメータとして、コヒーレンス度と光ファイバ線路長の関係を図9-5に示す。

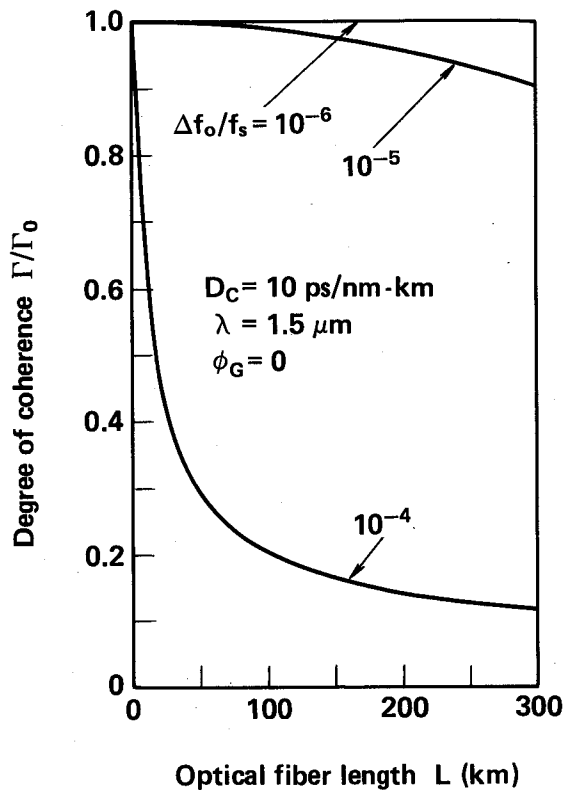


図9-5 コヒーレンス度と光ファイバ線路長の関係

コヒーレンス度が波長分散の影響を受けないためには、 $\Delta f_0/f_s \leq 10^{-6}$ の条件を満たす必要があるが、この条件は現状の半導体光源でも実現可能である。なお、この場合 $\Gamma_0 = \Gamma_{c0} = e^{-1/8}$ となる。

図9-6に、 $L=200\text{km}$ 、 $D_c=10\text{ps/nm-km}$ の場合について、比スペクトル幅をパラメータとし、コヒーレンス度と位相差の関係を示す。 $\phi_G \neq 0$ であると、 $\Delta f_0/f_s = 10^{-6}$ であっても、コヒーレンス度の低下が見られる。 $\phi_G \neq 0$ となる要因として最も容易に推測されるのは、光ファイバ線路の温度変化である。

そこで、 $\Delta f_0/f_s \leq 10^{-6}$ であると仮定して、温度変化の影響を定量的に検討する。光ファイバ線路に及ぼす温度変化が ΔT_0 であるとすると、式(9-32)を用いて、光ファイバ線路の材料特性及び光源波長のそれぞれの変化によって生じる位相差 $\Delta \phi$ を求めることができ、次式が成立する。

$$\Delta \phi = (d\phi_G/dT_0) \Delta T_0 \quad (9-33)$$

ここで、光源が安定化されているとし、また $L \gg Z$ であるので、

$$d(Z - cT_0)/dT_0 = 0 \quad (9-34)$$

また、光ファイバ線路材料の特性として、屈折率を $n(f)$ で表すと、

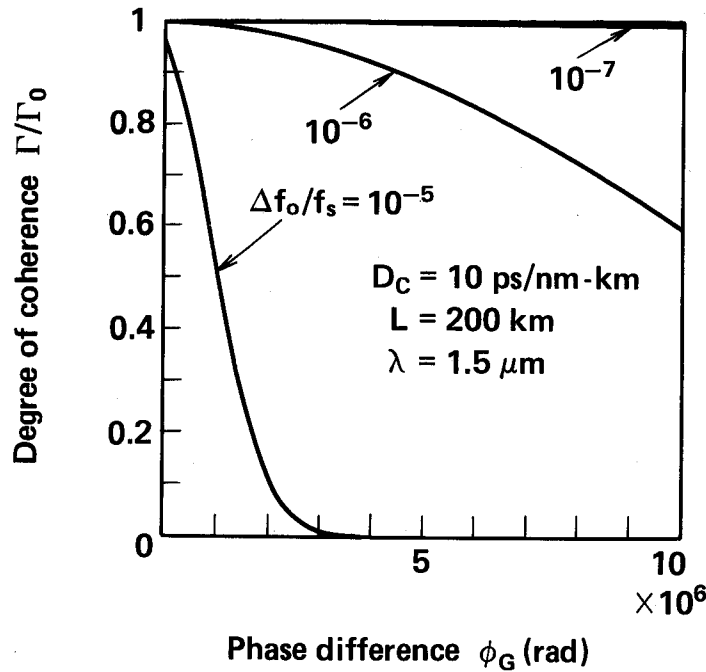


図9-6 コヒーレンス度と位相差の関係

$$\frac{dn(f_s)/dT_0}{n(f_s)} \gg \frac{d\{f_s [dn(f)/df]_{f=f_s}\}/dT_0}{n(f_s)} \quad (9-35)$$

が成り立つ。さらに、

$$\frac{(df_s/dT_0)/f_s, (dL/dT_0)/L \ll \{dn(f_s)/dT_0\}/n(f_s)}{\quad} \quad (9-36)$$

が成立するので⁽⁸⁴⁾、 $\Delta \phi$ は近似的に次式で与えられる。

$$\Delta \phi = (2\pi f_s L/c) \{dn(f)/dT_0\}_{f=f_s} \Delta T_0 \quad (9-37)$$

具体例として、 $\lambda = 1.5 \mu\text{m}$ とし、 $D_C = 10 \text{ ps/nm-km}$ 、 $\Delta T_0 = 10^\circ\text{C}$ 、 40°C の場合について、 λ° の輻幅をパラメータとして、式(9-30)と式(9-37)を用いて、コヒーレンス度と光ファイバ線路長の関係を求めると、図9-7(a),(b)のようになる。ただし、 $dn(f_s)/dT_0 = 10^{-5}$ とした。⁽⁸⁵⁾光ファイバ線路長 $L \leq 400\text{km}$ に対して、 $\Delta f_0/f_s = 10^{-10}$ の場合、コヒーレンス度は温度変化が生じて影響を受けない。しかし $\Delta f_0/f_s > 10^{-10}$ となる場合、コヒーレンス度は温度変化の影響を顕著に受ける。

9. 3. 2 許容偏光状態

本節では、表9-1で与えられる許容評価係数のコヒーレンス度と偏光係数への配分例を示す。ここで、光ファイバの温度変化を重視して、この変化による劣化を優先的に見込むこととする。

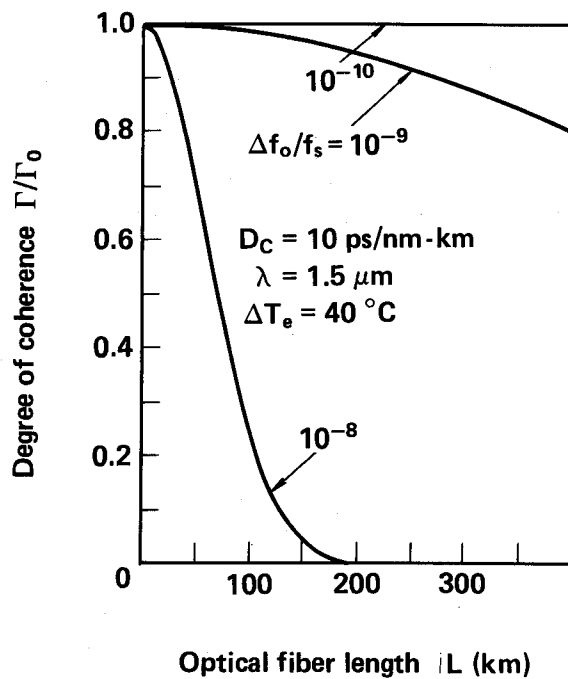
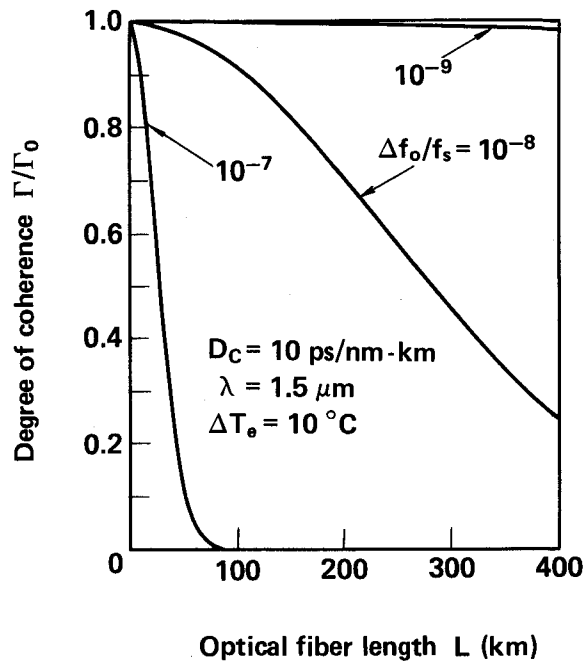


図9-7 コヒーレンス度に及ぼす温度の影響

$L=300\text{km}$ 、 $\Delta f_o/f_s=10^{-9}$ 、 $\Delta T_o=40^\circ\text{C}$ に対して、図 9-7 (b) より、 $\Gamma_o=0.77$ となる。伝送速度が 1Gb/s の FSK 伝送システムでは、表 9-1 より、 $Q \geq 0.71$ 、PSK 伝送システムでは、 $Q \geq 0.50$ の条件が必要となるので、FSK 及び PSK を伝送するためには、伝搬信号光は、 $Q_p \geq 0.92$ となるような偏光係数の値を有する必要がある。

伝送システムに第 8 章で述べたような偏光状態制御装置⁽³⁰⁾、⁽⁶⁰⁾、⁽⁶¹⁾ を導入し、伝搬信号光の偏光係数が上記の範囲に入るように、偏光状態を制御する場合、式(9-13)を用いると、制御後の信号光の満たすべき偏光状態は次の条件を満たす必要がある。

$$P \cos(2\theta) \geq 0.69 \quad (9-38)$$

$L=350\text{km}$ 、 400km の場合には、 P と θ の許容条件を同様に求めて図示すると、図 9-8 の斜線部分のようになる。光ファイバ線路長が 400km の場合、 $P \cos(2\theta)=1$ が成立することが必要である。このとき、偏光状態を直線偏光としその方位角を局発光の方位角に厳密に一致させる必要がある。伝送システムが上述のような条件を満たす必要がある場合、コヒーレンス度及び偏光係数の観点から、事実上の伝送距離の限界は 400km であると言える。ただし、式(9-38)は Q と Γ_o が既知の条件で求めたものであり、光ファイバ線路の波長分散が小さく、光源のスペクトル幅が狭くなると、式(9-38)の条件は異なるものとなり、また、伝送距離も長くなる。

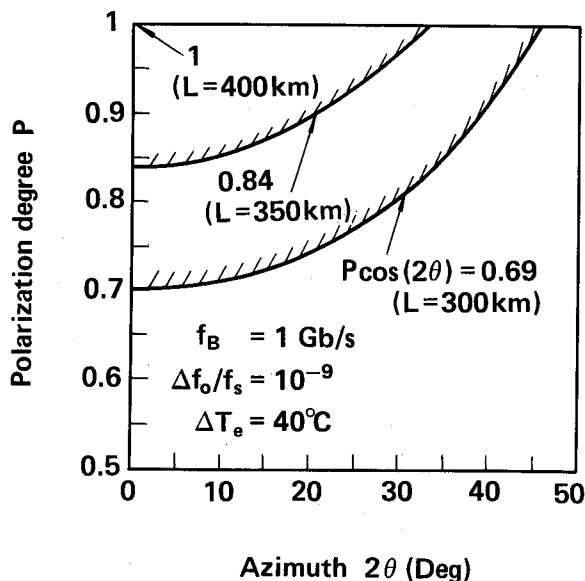


図9-8 偏光状態の許容条件

9. 4 結 言

ヘテロダイン検波するコヒーレント光伝送方式において、光ファイバ線路の伝搬信号光の評価尺度として、評価係数(コヒーレンス度と偏光係数の積)を導入し、これらをASK,FSK,PSK の各伝送方式の符号誤り率に関連付けた。次に、伝送方式を実現するために必要な最小受光電力を評価係数と伝送速度の関数として導出した。更に、コヒーレンス度に及ぼす各種要因の影響を検討し、光ファイバ線路の温度変化がコヒーレンス度の低下要因となることを示した。また、光ファイバ線路の温度変化を考慮した場合の許容評価係数を用いて、伝搬信号光の満たすべき偏光状態を明らかにした。

本検討により、コヒーレント光伝送方式への単一モード光ファイバ線路の適用のための指針を示すことができた。

付録 9 - 1 複素相互コヒーレンス度の定義⁽⁷⁹⁾

分散媒質中での光強度 I_{s1}, I_{s2} の二光波の複素相互コヒーレンス度 γ_c は、二光源の相互電力スペクトル S_{12} 、距離の差 z 、及び時間差 t を用いると、次式となる。

$$\begin{aligned} \gamma_c(z, t, f_1, f_2, \Delta f_1, \Delta f_2, D_c) \\ = 2\pi (I_{s1} I_{s2})^{1/2} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{12} \exp\{j[k(f, D_c)z - 2\pi f t]\} df \end{aligned} \quad (A9-1)$$

$$= (I_1 I_2)^{1/2} \Gamma_c \exp(-j\Theta_c) \quad (A9-2)$$

ここで、

$S_{12} = S_{12}(f, f_1, f_2, \Delta f_1, \Delta f_2)$ 、 $\Gamma_c = \Gamma_c(z, t, f_1, f_2, \Delta f_1, \Delta f_2, D_c)$ であり、 f_i 及び Δf_i は光源 i ($i=1, 2$) のそれぞれ中心周波数及びスペクトル幅、 $k(f, D_c)$ は分散媒質の波数、 D_c は媒質の波長分散、また Γ_c は $\gamma_c / (I_1 I_2)^{1/2}$ の絶対値であり、これをコヒーレンス度といい、 Θ_c は γ_c の位相を表す。

付録 9 - 2 コヒーレンス度

式(A9-1)において、光源iのスペクトルがガウス分布するとき、次式が成立する。

$$\begin{aligned} \gamma_o(z, t, f_1, f_2, \Delta f_1, \Delta f_2, D_o) / (I_{s1} I_{s2})^{1/2} \\ = (2G_o)^{1/2} \exp\{j\phi_p - \{((f_1 - f_2)/2\Delta f_2)^2 - G_o \Delta f_1 \Delta f_2 (\phi_G/f_1 + j(f_1 - f_2)/2\Delta f_2^2)^2\} \} \end{aligned} \quad (A9-3)$$

ここで、

$$\begin{aligned} G_o = G_o(z, f_1, f_2, \Delta f_1, \Delta f_2, D_o) \\ = \Delta f_1 \Delta f_2 / (\Delta f_1^2 + \Delta f_2^2 - j2(\Delta f_1 \Delta f_2)^2 (z/v_D)) \end{aligned} \quad (A9-4)$$

$$\phi_p = \phi_p(z, t, f_1) = 2\pi f_1 (z/v_p - t) \quad (A9-5)$$

$$\phi_G = \phi_G(z, t, f_1) = 2\pi f_1 (z/v_G - t) \quad (A9-6)$$

$$v_D = -2\pi f_1 / (cD_o) \quad (A9-7)$$

特に、 $\Delta f_1 = \Delta f_2 = \Delta f_\theta$, $f_1 - f_2 = \Delta f_\theta$ のとき、コヒーレンス度 Γ_o は次式となる。

$$\begin{aligned} \Gamma_o = \Gamma_o(z, t, f_1, \Delta f_\theta, D_o) \\ = \alpha_o^{-1/4} \exp\{-\{(\phi_G \Delta f_\theta / f_1)^2 + 2\pi czD_o \phi_G (\Delta f_\theta / f_1)^3 - 1/4\} / (2\alpha_o)\} + 1/4 \} \end{aligned} \quad (A9-8)$$

$$\begin{aligned} \alpha_o = \alpha_o(z, f_1, \Delta f_\theta, D_o) \\ = 1 + \{2\pi czD_o (\Delta f_\theta / f_1)^2\}^2 \end{aligned} \quad (A9-9)$$

付録 9 - 3 偏光度

楕円偏光の電界の X、Y 成分を E_x, E_y とすると、次式が成立する。

$$E_x = a_x \exp\{j(\phi_x + \beta z - 2\pi ft)\}, E_y = a_y \exp\{j(\phi_y + \beta z - 2\pi ft)\} \quad (A9-10)$$

ここで、 a_i : 振幅、 ϕ_i : 位相、 β : 伝搬定数

従って、偏光度 P 及び方位角 θ は次式となる。

$$P = (a_x^2 - a_y^2 + 2a_x a_y \cos \delta)^{1/2} / (a_x^2 + a_y^2) \quad (A9-11)$$

$$\theta = \tan^{-1} \{2a_x a_y \cos \delta / (a_x^2 - a_y^2)\} / 2 \quad (A9-12)$$

ここで、

$$\delta = \phi_y - \phi_x \quad (A9-13)$$

振幅比 $r (= a_y / a_x)$ 及び方位角 θ を用いると、偏光度 P は次式となる。

$$P = \{(1 - r^2) / (1 + r^2)\} \sec(2\theta) \quad (A9-14)$$

付録 9 - 4 最小受信電力

"0"、"1"の信号に対応する雑音電力の入力端換算の全分散 σ_0 、 σ_1 は、次式で表される。(8)、(83)

$$\sigma_{h0}^2 = i_L^2 + i_b^2 + i_d^2 + i_k^2, \quad \sigma_{h1}^2 = \sigma_{h0}^2 + i_s^2 \quad (\text{A9-15})$$

ここで、 $i_s^2, i_L^2, i_b^2, i_d^2, i_k^2$ はそれぞれ信号光、局発光、背景光、暗電流によるそれぞれのショット雑音、回路雑音である。

$i_L^2 \gg i_s^2, i_b^2, i_d^2, i_k^2$ の場合、

$$\sigma_{h0}^2 \cong \sigma_{h1}^2 \cong i_L^2 \quad (\text{A9-16})$$

ただし、

$$i_L^2 = U_{c1}^2 (\eta_0 P_L) f_B \quad (\text{A9-17})$$

であり、 U_{c1} は受信系で決まる定数である。

比-1伝送系の等価雑音電流は式(9-17)、(A9-16)、(A9-17)より、次式で近似できる。

$$\sigma_i \cong U_{c1} k_i (\eta_0 P_L)^{1/2} f_B^{1/2} \quad (\text{A9-18})$$

ここで、

$$k_{AS} = 2, \quad k_{FS} = \sqrt{2}, \quad k_{PS} = 1 \quad (\text{A9-19})$$

式(9-16)の根を $\chi_o(E_0)$ とすると、式(9-15)と(A9-18)より、

$$S_h / \sigma_i = \chi_o(E_0) \cong U_{c2} k_i^{-1} Q_i (\eta_0 P_{sm})^{1/2} f_B^{-1/2} \quad (\text{A9-20})$$

となる。従って、式(A9-20)より、

$$\eta_0 P_{sm} \cong U_{c2}^{-2} k_i^2 Q_i^{-2} f_B \chi_o(E_0)^2 \quad (\text{A9-21})$$

または、

$$\eta_0 P_{sm} \cong -20 \log Q_i + 10 \log f_B + 20 \log \{ \chi_o(E_0) \} + 20 \log k_i - 20 \log U_{c2} \quad (\text{dBm}) \quad (\text{A9-22})$$

$$= -20 \log Q_i + 10 \log f_B + 20 \log \{ \chi_o(E_0) \} - 3(n_c - 1) + 6 - 20 \log U_{c2} \quad (\text{dBm}) \quad (\text{A9-23})$$

ここで、 n_c はASK($i=AS$), FSK($i=FS$), PSK($i=PS$)に対応して、1, 2, 3の値を持つ。 U_{c2} は受信系で決まる定数である。

第 10 章 コヒーレント光伝送方式に対する 偏波保持光ファイバ線路 の伝搬光の評価法

10.1 緒言

コヒーレント光伝送方式における伝送媒体として、第9章で述べた単一モード光ファイバ線路だけでなく、偏波保持光ファイバ線路も有力であると考えられるため、^{(13), (86), (87)} コヒーレント光伝送方式に対する偏波保持光ファイバ線路の特性を評価しておく必要がある。

偏波保持光ファイバ線路には、二種類の構造不均一性が存在する。一つは光ファイバ線路内の長手方向の複屈折性のゆらぎによる不均一性であり、もう一つは光ファイバ線路の接続点に存在し、隣接光ファイバ線路間の複屈折軸のずれ等による不均一性である。⁽⁸⁸⁾ これらの不均一な箇所では、信号光の偏光方向に対して直交する偏光成分(以下、直交モードという)が生じ、この直交モードは、伝搬途中に存在する別の不均一な箇所で、信号光と同一の偏光成分(以下、続流モードという)を発生する。この続流モードは信号光に遅れて受信端に到達し、信号光と同様に局発光と干渉光を形成する。このため、光ファイバ線路内及び接続点の不均一性(モード結合係数)の大きさ及びその分布型によって干渉光の光強度が変動し、伝送品質が低下する恐れがある。従って、コヒーレント光伝送方式用に偏波保持光ファイバ線路を設計するためには、モード結合係数と干渉光強度との関係を定量化し、モード結合係数を評価することが必要である。

本章では、コヒーレント光伝送方式用の偏波保持光ファイバ線路について、モード結合係数を考慮して伝送品質を評価する。^{(32), (33)} 先ず、偏波保持光ファイバ線路(以下、これを光ファイバ線路という)の伝搬光を評価するために、続流係数(続流光強度と伝搬光強度の比)を導入し、光源のスペクトル幅を考慮して光ファイバ線路内及び接続点のモード結合分布と続流係数の関係を定式化する。また、続流係数及び符号誤り率を考慮して、コヒーレント光伝送方式における最小受光電力を定式化する。次に、数値計算により、続流係数の距離特性に及ぼすモード結合分布及び光源のスペクトル幅の影響を調べる。さらに、最小受光電力の観点から、モード結合係数の許容値の推定手順を示す。最後に、実際の光ファイバ線路のモード結合係数が許容値以下であるかどうかを判断するために用いる消光比特性の許容値を明確にする。

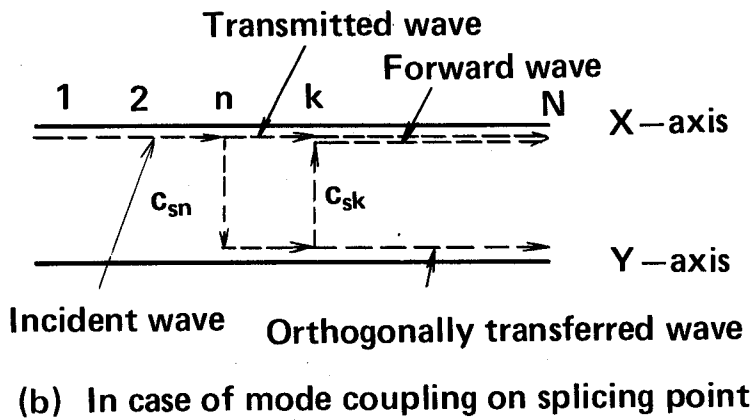
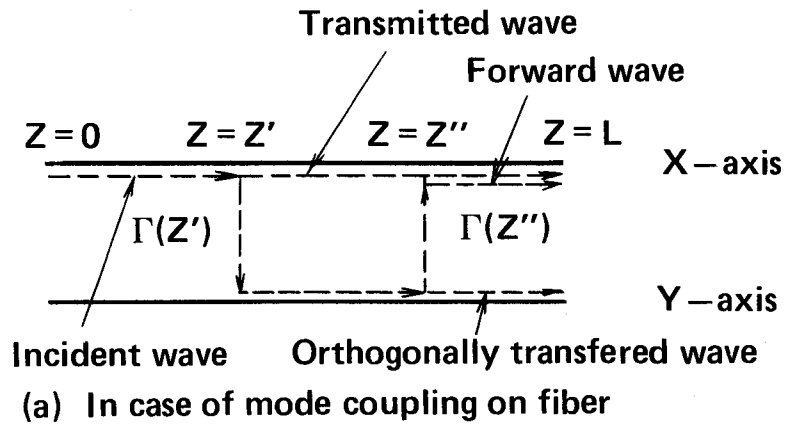


図10-1 直交モードと続流モードの伝搬モデル

10.2 光ファイバ線路での伝搬モデル

モード結合部は光ファイバ線路内及び接続点に分布するため、直交モード及び続流モードは、モード結合分布に依存して発生し、すなわち、光ファイバ線路内の結合部間、接続点の結合部間、及び光ファイバ線路内の結合部と接続点の結合部との間で発生し、光ファイバ線路の出力端に向かって伝搬する。上記の直交モード及び続流モードの総ての種類を考慮すると、以下の議論が複雑になる。

ここでは、直交モード及び続流モードの特性の推定を容易にするために、次の事項を仮定する。

①光ファイバ線路内の結合部と接続点の結合部との間で生じる続流モードを無視する。②モード結合係数は小さく、信号光の三回以上のモード変換光は無視する。③光ファイバ線路内の伝搬定数 $\beta(\omega)$ は次式で仮定する。(89)

$$\beta(\omega) = \beta_{x0} + (\omega - \omega_0) \beta'_{x0} \quad (10-1)$$

図10-1(a)に長さLの光ファイバ線路内のモード結合による直交モードと続流モードの伝搬モデルを示す。X軸方向の直線偏光の信号光が光ファイバ線路の入力端(z=0)から距離z'の点に達する。信号光の一部はランダムに分布したモード結合部分[モード結合係数C(z')]でY軸方向に偏光した直交モードに変換される。直交モードの一部は伝搬途中でモード結合部[モード結合係数C(z'')]でX軸方向に偏光した続流モードに変換され、光ファイバ線路の受信端(z=L)に向かって伝搬する。

図10-1(b)に単長L_i(i=1~N)の光ファイバ線路を縦続接続した長さLの光ファイバ線路について、接続点のモード結合による直交モードと続流モードの伝搬モデルを示す。直交モードと続流モードに及ぼす接続点モード結合のみによる影響を調べる。ここでは光ファイバ線路は均質でモード変換がないと仮定する。X軸方向の直線偏光の信号光が光ファイバ線路の入力端(n=0)からn番目の接続点(モード結合係数c_{sn})に達し、信号光の一部はその箇所で直交モードに変換される。さらに、直交モードの一部は伝搬途中にn'番目の接続点(モード結合係数c_{sn'})で続流モードに変換され、受信端(n=N)に向かって伝搬する。次節では、この伝搬モデルを用いて、消光比と続流係数の定式化を行なう。

10.3 消光比と続流係数

10.3.1 基本式

式(10-1)の伝搬定数を用いると、信号光E_{x0}(z,t)は

$$E_{x0}(z,t) = (I_0)^{1/2} \exp\{j(\omega_0 t - \beta_{x0} z + \phi_0)\} F(t - \beta'_{x0} z) \quad (10-2)$$

$$F(t) = \int_0^{\infty} V(\omega) \exp\{j(\omega - \omega_0)t\} d\omega \quad (10-3)$$

で表わせる⁽⁸⁹⁾。ここで、 ω_0 は信号光の中心角周波数、 β_{x0} 及び β'_{x0} はそれぞれ $\omega = \omega_0$ でのX軸偏光成分の伝搬定数及び β_{x0} の一次微分係数、 I_0 は信号光強度、 ϕ_0 は位相、 $V(\omega)$ は振幅1の信号光の電場のフーリエ成分である。先ず、図10-1(a)に示すような光ファイバ線路内のモード結合について考える。信号光が式(10-2)で与えられるとき、直交モード $E_{y0}(z,t)$ 及び続流モード $E_{f0}(L,t)$ は次式となる⁽⁸⁹⁾。

$$E_{y0}(z,t) = -j \int_0^z \exp [j\{\omega_0 t + \phi_0 - \beta'_{x0} z - \beta_{y0}(z-z')\}] \times C(z') F\{t - \beta'_{x0} z' - \beta'_{y0}(z-z')\} dz' \quad (10-4)$$

$$E_{f0}(L,t) = -(I_0)^{1/2} \exp\{j(\omega_0 t + \phi_0)\} \times \int_0^L \int_0^{z'} \exp\{-j(\Delta\beta(z''-z') + \beta_{x0}L)\} C(z') C(z'') \times F\{t - \{D_p(z''-z') + \beta'_{x0}L\}\} dz' dz'' \quad (10-5)$$

ここで、

$$\Delta\beta = \beta_{x0} - \beta_{y0}, \quad D_p = \beta'_{x0} - \beta'_{y0} \quad (10-6)$$

β_{y0} 及び β'_{y0} はそれぞれY軸偏光成分の伝搬定数及び β_{y0} の一次微分係数である。

図10-1(b)に示すような接続点のモード結合の場合、直交モード $E_{y5}(z,t)$ 及びは続流モード $E_{f5}(z,t)$ は次式で与えられる。

$$E_{y5}(z,t) = \sum_{k=1}^N c_{sk} \exp\{j(\omega_0 t + \phi_0 - \Delta\beta \sum_{i=1}^k L_i - \beta_{y0}L)\} F\{t - D_p \sum_{i=1}^k L_i - \beta_{y0}'L\} \quad (10-7)$$

$$E_{f5}(z,t) = (I_0)^{1/2} \exp\{j(\omega_0 t + \phi_0)\} \sum_{i=1}^{N-1} c_{si} \sum_{k=i+1}^N c'_{sk} \exp(-jh_1) F(t-h_2) \quad (10-8)$$

ここで、

$$h_1 = \beta_{x0}L - \Delta\beta \sum_{n=i+1}^k L_n, \quad h_2 = \beta'_{x0}L - D_p \sum_{n=i+1}^k L_n \quad (10-9)$$

L_i はi番目の光ファイバ線路の長さであり、Nは接続点の総数である。

10.3.2 消光比

消光比は、偏波保持光ファイバ線路の特性を評価する場合、重要な評価パラメータであるので⁽⁹⁰⁾、⁽⁹¹⁾、先ず、光ファイバ線路内のモード結合に関わる消光比を検討する。式(10-4)から、直交モードの光強度を I_{yc} とすると、

$$I_{yc} = \langle E_{yc} E_{yc}^* \rangle \quad (10-10)$$

$$= \left| I_0 \int_0^z \int_0^z \exp\{-j \Delta \beta (z' - z'')\} \langle C(z') C(z'') \rangle R\{D_p(z' - z'')\} dz' dz'' \right| \quad (10-11)$$

ここで、

$$R(\tau) = \langle F(t+\tau) F(t)^* \rangle / \langle F(t) F(t)^* \rangle$$

$$= 2\pi \int_0^\infty P_{SP}(\omega) \exp\{j(\omega - \omega_0)\tau\} d\omega \quad (10-12)$$

$$P_{SP}(\omega) = 2\pi \cdot \lim_{T \rightarrow \infty} |V(\omega)|^2 / T \quad (10-13)$$

$$\langle F(t) F(t)^* \rangle = 1 \quad (10-14)$$

$P_{SP}(\omega)$ は振幅 1 の光源のノイズスペクトルである。光ファイバ線路の長手方向にわたって、各場所でも同じ様なランダムなゆらぎがあると仮定すると、 $\langle C(z') C(z'') \rangle$ は次式で表せる⁽⁸⁹⁾。

$$\langle C(z') C(z'') \rangle = C_T(|z' - z''|) \quad (10-15)$$

消光比は、X軸偏光成分の光強度に対するY軸偏光成分の光強度の比⁽⁹⁰⁾、⁽⁹¹⁾で定義されるので、

$$\eta_c = \left| \int_0^z \int_0^z \exp\{-j \Delta \beta (z' - z'')\} C_T(|z' - z''|) R\{D_p(z' - z'')\} dz' dz'' \right| \quad (10-16)$$

となる。光源のノイズスペクトル $P_{SP}(\omega)$ がロレンツ型の場合、半値幅を $\Delta\omega$ とすると

$$P_{SP}(\omega) = (\Delta\omega / \pi) / \{(\omega - \omega_0)^2 + \Delta\omega^2\} \quad (10-17)$$

となるので、式(10-12)と式(10-13)より、次式が成立する。

$$R(\varepsilon D_p) = \exp(-\Delta\omega |\varepsilon D_p|) \quad (10-18)$$

また、式(10-15)は相関長 L_c 、 $|z' - z''| = \xi$ 、結合係数の大きさ c_0 を用いると、

$$C_T(\xi) = c_0^2 \exp(-\xi / L_c) \quad (10-19)$$

となる。従って、式(10-16)は式(10-17)～式(10-19)を用いると次式で表せる。

$$\eta_c / 2 c_0^2 = \left| (X_m / X_p^2) [1 - \exp(-X_0 L)] \{Y_1 + 2X_0 Y_2 \Delta\beta / X_m\} + L X_0 / X_p \right| \quad (10-20)$$

ここで、

$$X_p = \Delta \beta^2 + X_0^2, \quad X_m = \Delta \beta^2 - X_0^2, \quad X_0 = D_p \Delta \omega + L_c^{-1} \quad (10-21)$$

$$Y_1 = \cos(\Delta \beta L), \quad Y_2 = \sin(\Delta \beta L) \quad (10-22)$$

また、接続点のモード結合に関わる直交モードの光強度を I_{Ys} とすると、同様にして、式(10-7)より、

$$I_{Ys} = \left| I_0 \sum_{k=1}^N \sum_{k'=1}^N c_{sk} c_{sk'} \{ \exp(j \Delta \beta L_T) + \exp(-j \Delta \beta L_T) \} R(D_p L_T) \right| \quad (10-23)$$

ここで、

$$L_T = \sum_{i=1}^k L_i - \sum_{i'=1}^{k'} L_{i'} \quad (10-24)$$

となる。従って、消光比は次式で表せる。

$$\eta_s = \left| \sum_{k=1}^N c_{sn}^2 + 2 \sum_{k=1}^N \sum_{k'=1(k > k')}^N c_{sk} c_{sk'} \exp(-D_p |L_T| \Delta \omega) \cos(\Delta \beta L_T) \right| \quad (10-25)$$

以下の検討を簡単化するために、次の条件を仮定する。

$$|c_{si}| = |c'_{sk}| = c_s, \quad L_i = L_s \quad (10-26)$$

このとき、式(10-25)は

$$\eta_s / c_s^2 = \left| N + 2 \sum_{k=1}^N \sum_{k'=1(k > k')}^N \exp(-D_p |L_{T0}| \Delta \omega) \cos(\Delta \beta L_{T0}) \right| \quad (10-27)$$

となる。

ここで、

$$L_{T0} = L_s (k - k') \quad (10-28)$$

10.3.3 続流係数

続流モードは信号光に比べて時間的に遅れて受信端に到達するため、最悪の場合、次のモードで続流モードが他の信号光と重なり、信号光の光強度、即ち、コヒーレント光伝送における干渉光強度が変動すると予想される。ここでは、干渉光強度の低下割合を評価する場合に有用となる続流係数（信号光と局発光とで形成される干渉光の光強度に対する続流モードと局発光とで形成される干渉光の光強度の比）を定式化する。

受信端 ($z=L$) で信号光 E_{X0} と局発光 E_{XL} とで形成される干渉光がヘテロダイン検波される場合、その干渉光の光強度 I_{h0} は、

$$I_{h\theta} = \langle E_{x\theta} E_{xL}^* + E_{x\theta}^* E_{xL} \rangle \quad (10-29)$$

で表される⁽⁷⁸⁾。信号光は局発光と光路差 ΔL 及び時間差 Δt で干渉すると⁽⁷⁹⁾、局発光 $E_{xL}(z, t)$ は

$$E_{xL}(z, t) = (I_L)^{1/2} \exp(j(\omega_L t + \phi_L - k_{\theta} \Delta L + \omega_L \Delta t)) F(t - \Delta L/c) \quad (10-30)$$

で表せるので、式(10-2)を用いると次式が成立する。

$$I_{h\theta} = 2 | (I_{\theta} I_L)^{1/2} R(\varepsilon) \cos(\Phi) | \quad (10-31)$$

$$\varepsilon = \Delta L/c - \beta'_{x\theta} L - \Delta t$$

$$\Phi = k_{\theta} \Delta L - \omega_m \Delta t - \beta_{x\theta} L + (\Delta L/c + \beta'_{x\theta} L) \Delta \omega_{L\theta} + \phi_{L\theta} \quad (10-32)$$

$$\phi_{L\theta} = \phi_{\theta} - \phi_L, \quad \Delta \omega_{L\theta} = \omega_{\theta} - \omega_L, \quad \omega_m = (\omega_{\theta} + \omega_L)/2$$

ここで、 I_L は局発光強度、 ω_L は局発光の角周波数、 k_L は $\omega = \omega_L$ での真空中での伝搬定数、 ϕ_L は局発光の位相、 c は真空中での光速である。簡単のために、局発光の電場の T - R 成分は信号光のものと等しいとした。⁽⁷⁾

光 T - R 線路内モード結合による続流モードと局発光とで形成される干渉光の光強度 $I_{h\theta}$ は、式(10-5)と式(10-30)を用いると

$$I_{h\theta} = 2 (I_{\theta} I_L)^{1/2} | G_{\theta} | \cdot | \cos(\Phi + \Phi_{\theta}) | \quad (10-33)$$

となる。ここで、

$$G_{\theta} = \int_0^L \int_0^z \exp\{-j(\Delta \beta - \Delta \omega_{L\theta} D_P)(z' - z'')\} \langle C(z') C(z'') \rangle R\{\varepsilon - D_P(z' - z'')\} dz' dz'' \quad (10-34)$$

$$\Phi_{\theta} = \text{Arg}(G_{\theta}) \quad (10-35)$$

従って、この場合の続流係数 ζ_{θ} は、式(10-31)と式(10-33)を用いると、次式で表せる。

$$\zeta_{\theta} = | G_{\theta} | \cdot | \cos(\Phi + \Phi_{\theta}) | / | R(\varepsilon) \cos(\Phi) | \quad (10-36)$$

また、一般に $\Delta \beta \gg D_P \Delta \omega_{L\theta}$ 、 $\beta'_{x\theta} L \gg \Delta L/c$ であり、さらに、信号光と局発光との位相関係及び光路差を調整して、 $\Phi = 0$ 及び $\varepsilon = 0$ とできるので、式(10-36)は次式となる。

$$\zeta_{\theta} / c_0^2 = | H_{\theta} | | \cos(\Phi_{\theta}) | \quad (10-37)$$

$$H_{\theta} = H_{\theta 1} + j H_{\theta 2} \quad (10-38)$$

$$\Phi_{\theta} = \tan^{-1}(H_{\theta 2} / H_{\theta 1}) \quad (10-39)$$

$$H_{\theta 1} X_P = L X_{\theta} + \{ (1 - Y_1 \exp(-X_{\theta} L)) X_m - 2 X_{\theta} Y_2 \Delta \beta \exp(-X_{\theta} L) \} / X_P \quad (10-40)$$

$$H_{\theta 2} X_P = L \Delta \beta - (X_m Y_2 \exp(-X_{\theta} L) + 2 X_{\theta} \{ 1 - Y_1 \exp(-X_{\theta} L) \} \Delta \beta) / X_P$$

接続点のモード結合による続流モードと局発光とで形成される干渉光の光強度 $I_{h\theta}$ は、式(10-8)

と式(10-30)を用いて、

$$I_{hs} = 2(I_0 I_L)^{1/2} \left| \sum_{i=1}^{N-1} c_{si} \sum_{k=i+1}^N c'_{sk} R(\epsilon + D_p \sum_{n=i+1}^k L_n) \cos(\Phi + \Phi_s) \right| \quad (10-41)$$

となる。ここで、

$$\Phi_s = (\Delta\beta - D_p \Delta\omega L_0) \sum_{n=i+1}^k L_n \quad (10-42)$$

続流係数 ζ_s は、式(10-31)と式(10-41)より、

$$\zeta_s = \left| \sum_{i=1}^{N-1} c_{si} \sum_{k=i+1}^N c'_{sk} R(\epsilon + D_p \sum_{n=i+1}^k L_n) \cos(\Phi + \Phi_s) / R(\epsilon) \cos(\Phi) \right| \quad (10-43)$$

で表せる。式(10-43)に式(10-26)の条件を適用すると、続流係数は次式となる。

$$\zeta_s / c_s^2 = \left| \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{k=i+1}^N \exp\{D_p L_s (k-i) \Delta\omega\} \times \cos\{(k-i) \Delta\beta L_s\} \right| \quad (10-44)$$

10.4 最小受光電力

光伝送系の伝搬光を評価するための重要なパラメータは最小受光電力である。本節では、続流係数を考慮して、コヒーレント光伝送系の最小受光電力を定式化する。信号光 E_0 、続流モード E_f 、局発光 E_L を用いると、伝搬光と局発光との重畳光の光強度 I は

$$I = (E_{x0} - E_f + E_{xL})(E_{x0} - E_f + E_{xL})^* \quad (10-45)$$

で与えられるので、続流モードを考慮した伝搬光と局発光とで形成された干渉光の光強度 I_T は次式で表せる。

$$I_T = I_{h0}(1 - I_{hf}/I_{h0}) \quad (10-46)$$

ここで、

$$I_{hf} = E_{x0} E_f^* + E_{x0}^* E_f \quad (10-47)$$

であり、 I_{hf} は前述の I_{h0} 、 I_{hs} で表せる。従って、 I_T は続流係数 $\zeta (= I_{hf}/I_{h0})$ を用いると、

$$I_T = I_{h0}(1 - \zeta) \\ = 2(I_0 I_L)^{1/2} \left| (1 - \zeta) R(\epsilon) \cos(\Phi) \right| \quad (10-48)$$

となる。式(10-48)は干渉光強度が続流係数に依存して変化することを示している。

コヒーレント光伝送系の最小受光電力は、第9章と同様の手順により、以下のように定式化できる。すなわち、平均的な検波電力 S_h は、式(10-48)の干渉光強度 I_T に対して文献 [7] の手順を適

用することにより、

$$S_b = Q \langle M \rangle e \{ 2(\eta_0 P_0)(\eta_0 P_L) \}^{1/2} / (h\nu) \quad (10-49)$$

となる。ここで、

$$Q = Q_1 \cdot Q_2 \quad (10-50)$$

$$Q_1 = 1 - \zeta, \quad Q_2 = R(\epsilon) \quad (10-51)$$

第9章と同様の手順により、 $\eta_0 P_0 \ll \eta_0 P_L$ の条件下では、ASK, FSK, PSKによるヘテロダイン検波を用いた伝送系における最小受光電力 $\eta_0 P_{m0}$ は、式(10-49)と符号誤り率 E_0 、伝送速度 f_B を用いると近似的に次式で表せる。

$$[\eta_0 P_{m0}]_i = -20 \log Q_i + 10 \log f_B - 3(n_c - 3) + 20 \log \{ \chi_c(E_0) \} + 20 \log U_c \quad (\text{dBm}) \quad (10-52)$$

ここで、 U_c は受光系で決まる定数である。

式(10-52)は、最小受光電力は Q_i に依存して変化することを示している。式(10-52)は具体的には $E_0 = 10^{-9}$ として、通常の受光回路を用いた場合⁽⁸³⁾次式となる。

$$[\eta_0 P_{m0}]_i = -20 \log Q_i + 10 \log f_B - 3(n_c - 3) - 50 \quad (\text{dBm}) \quad (10-53)$$

通常、 $\epsilon = 0$ と調整されるため、 $Q_2 = 1$ となり、最小受光電力は続流係数のみに依存して変化する。

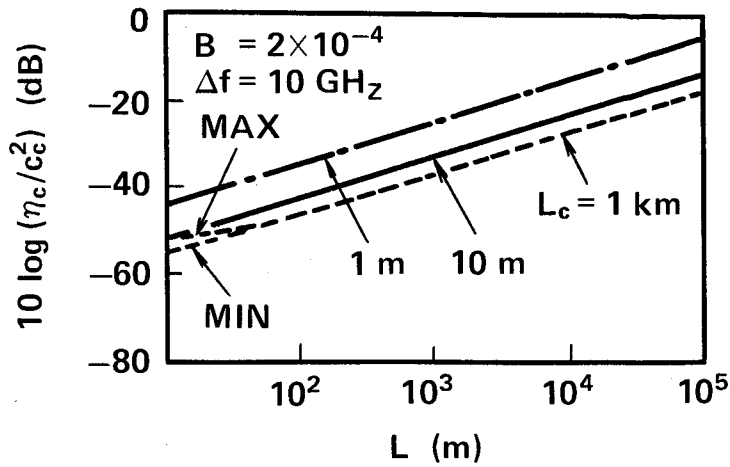
10.5 数値計算結果と考察

10.5.1 消光比特性と続流係数特性

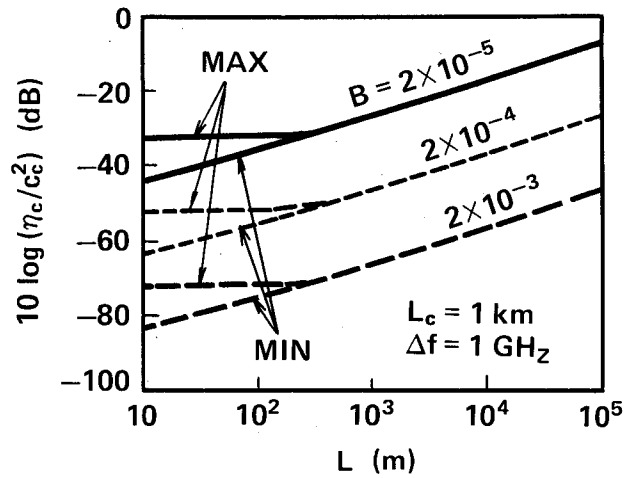
光ファイバ線路の評価において、最も重要な特性は距離依存性である。ここでは、消光比及び続流係数の距離特性と相関長 L_c または接続点間隔 L_s 、複屈折率 $B(= \Delta \beta / k_0)$ 、及びスペクトル幅 $\Delta f(= \Delta \omega / 2\pi)$ に及ぼす影響を調べる。

(1) 光ファイバ線路内のモード結合による場合

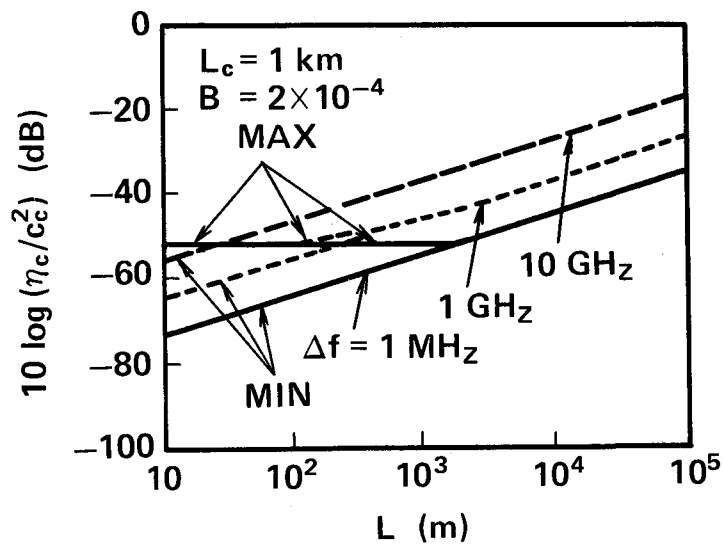
消光比は、式(10-20)において三角関数を含むので、距離の変化によりハンプを打つことがわかる。図10-2(a)-(c)に消光比の距離特性に及ぼす相関長、複屈折率及び光源のスペクトル幅の影響を示す。図中にハンプの上限、下限をそれぞれMAX、MINとして示しておく。消光比は、光ファイバ線路長が長い程、相関長が短い程、複屈折率が小さい程、スペクトル幅が広い程、増大する傾向にある。通常のスペクトル幅の広い光源($\Delta f > 1 \text{GHz}$)を用いて、光ファイバ線路長が $10L_c$ 以上の長尺光ファイバ線路の消光比を測定すると、消光比のハンプ(MAXとMINの幅)が微小となることがわ



(a) 相関長の影響



(b) 複屈折率の影響



(c) スペクトル幅の影響

図10-2 光ファイバ線路内のモード結合の場合の消光比の長さ依存性

かる。このことは式(10-20)において、 $\Delta \beta L_0 \gg 1$ 、 $\Delta \beta L \gg 1$ であるから、

$$\eta_o / 2c_o^2 \propto |L / \Delta \beta^2| \quad (10-54)$$

となることからわかる。この場合、例えば長さ $10L_0$ の消光比の測定値から、より長尺の光ファイバ線路の消光比の値を長さ換算で推定できることを示している。

図10-3(a)-(c)に続流係数の距離特性に及ぼす相関長、複屈折率及び光源の Δf の幅の影響を示す。続流係数は消光比と同様に、線路が長い程、相関長が短い程、複屈折率が小さい程、 Δf の幅が広い程、増大する傾向にある。このことは、式(10-37)において、 $\Delta \beta L_0 \gg 1$ 、 $\Delta \beta L \gg 1$ であるから、 $\tan \Phi_o \rightarrow 0$ となり、

$$\zeta_o / c_o^2 = |L / \Delta \beta| \quad (10-55)$$

が成立することからわかる。なお、 Δf の幅が狭く、 $D_p \Delta \omega \ll 1$ 、 $\Delta \beta L \gg 1$ のとき、

$$\zeta_o / c^2 = |L / \Delta \beta| |\cos\{\tan^{-1}(\Delta \beta L_0)\}| \quad (10-56)$$

となることから、コヒーレント光伝送用光源($\Delta f \leq 1\text{MHz}$)を用いると、長尺の光ファイバ線路の続流係数は、光ファイバ線路長に比例して、単調に増大することがわかる。

(2) 接続点のモード結合による場合

図10-4(a)-(b)に消光比の距離特性に及ぼす接続点間隔、 Δf の幅の影響を示す。消光比は接続点間隔が短い(接続点数が多い)程、 Δf の幅が広い程、増大する傾向にある。このことは、式(10-27)より、 $D_p L_T \Delta \omega \gg 1$ の領域において

$$\eta_s / c_s^2 \propto N \quad (10-57)$$

となり、図10-4(a)はこの様子を良く表している。特に、 Δf の幅の広い光源($\Delta f > 1\text{GHz}$)を用いる場合、接続点数 $N \geq 10$ の光ファイバ線路における消光比は、10個の接続点を有する光ファイバ線路の消光比から、ほぼ推定できると言える。一方、 Δf の幅が狭くなると、消光比の距離特性が平坦になることがわかる。このことは、 $\Delta \omega \rightarrow 0$ の領域において

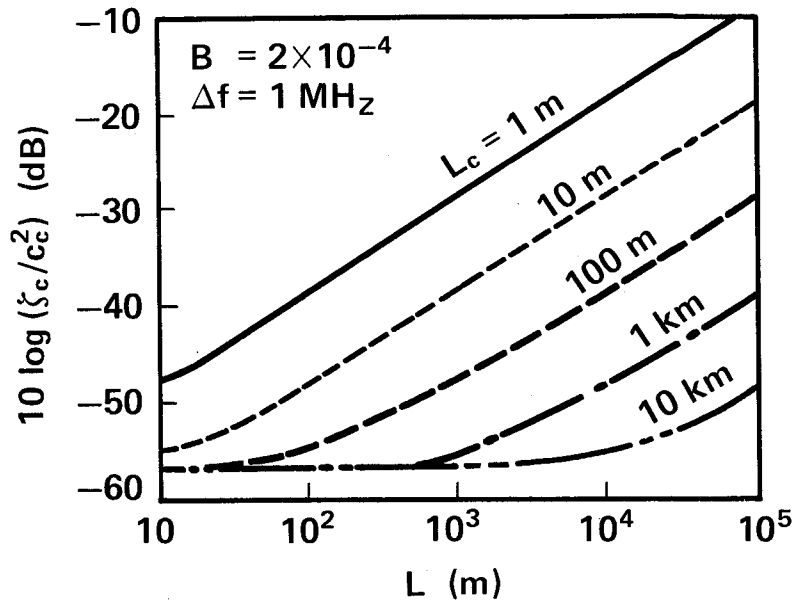
$$\eta_s / c_s^2 \propto \{\sin(NL_s \Delta \beta / 2) / \sin(L_s \Delta \beta / 2)\} \quad (10-58)$$

となることからわかる。

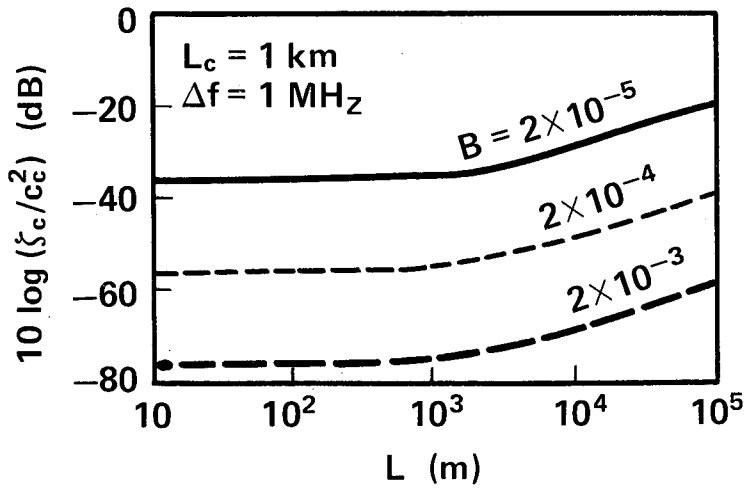
図10-5(a),(b)に続流係数の距離特性に及ぼす接続点間隔、光源 Δf の幅の影響を示す。接続点間隔が短い(接続点数が多い)程、 Δf の幅が広い程、続流係数が増大する傾向にある。コヒーレント光伝送用光源($\Delta f \leq 1\text{MHz}$)を用いる場合には、続流係数は接続点数に比例して単調に増大することがわかる。このことは式(10-44)において、 $\Delta \omega \rightarrow 0$ のとき、

$$\zeta_s / c_s^2 \rightarrow N-1 \quad (10-59)$$

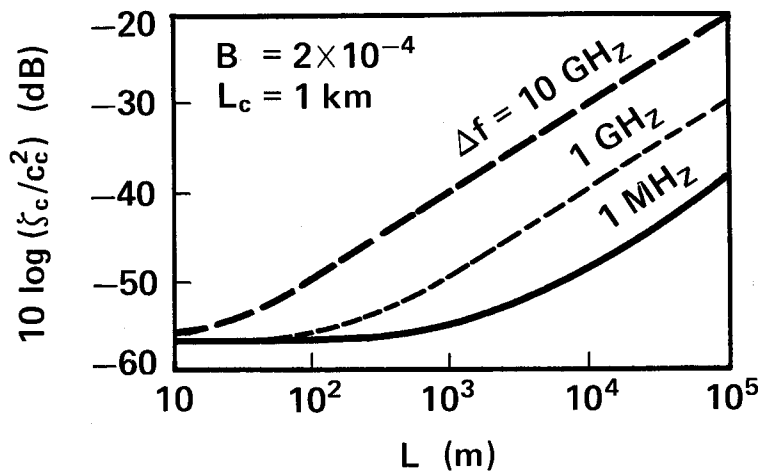
となることからわかる。



(a) 相関長の影響

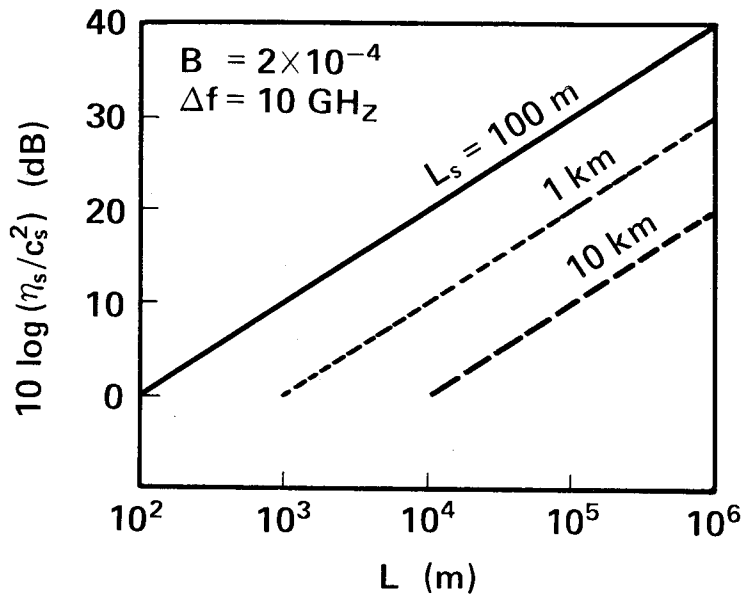


(b) 複屈折率の影響

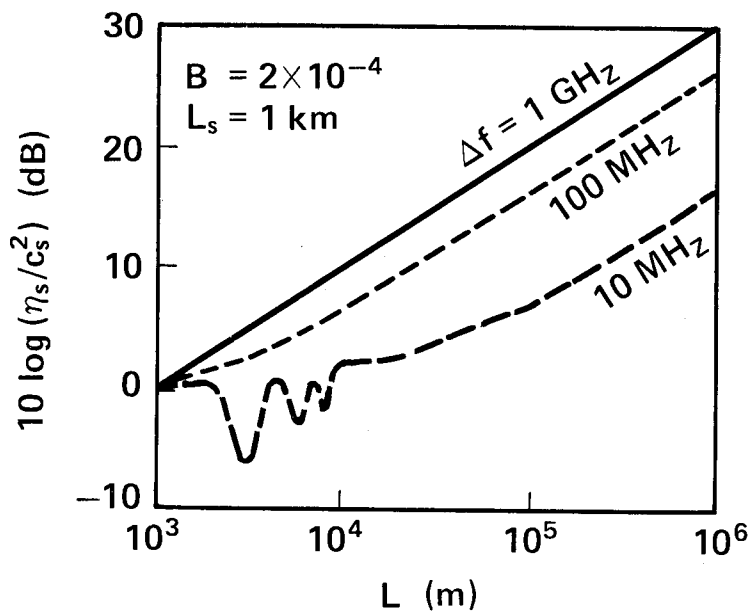


(c) スペクトル幅の影響

図10-3 光ファイバ線路内のモード結合の場合の続流係数の長さ依存性

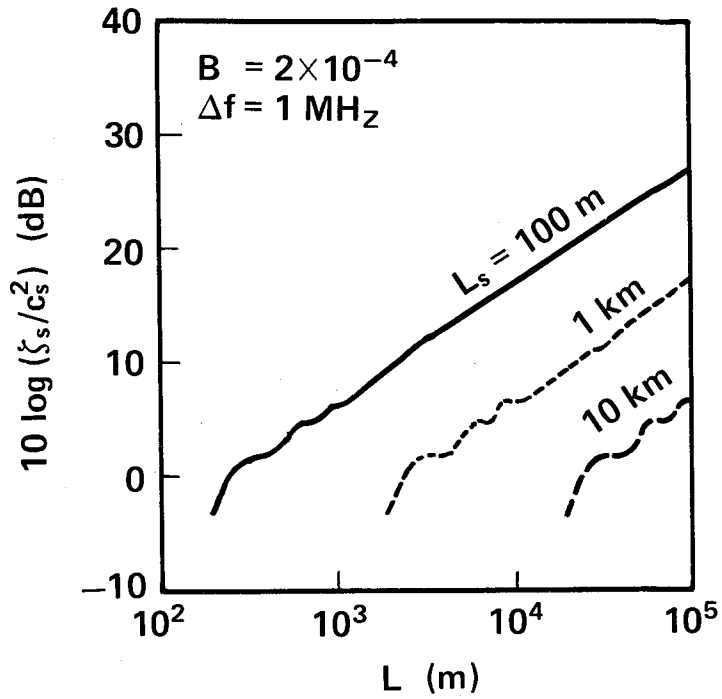


(a) 接続点間隔の影響

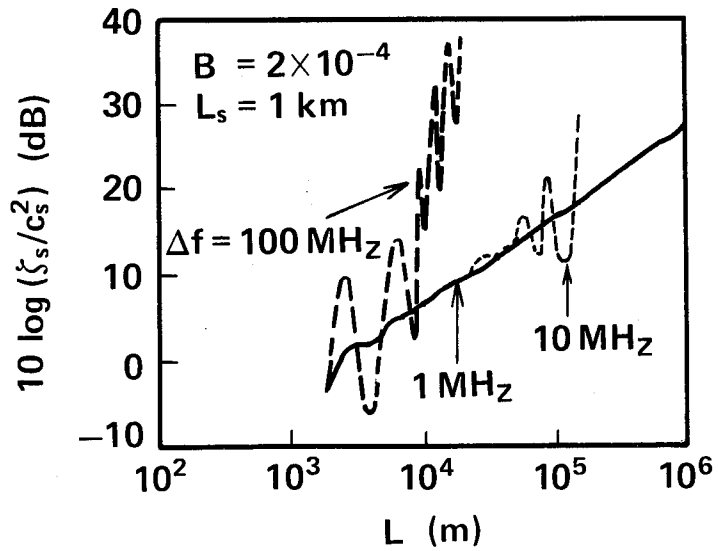


(b) スペクトル幅の影響

図10-4 接続点モード結合の場合の消光比の長さ依存性



(a) 接続点間隔の影響



(b) スペクトル幅の影響

図10-5 接続点のモード結合の場合の続流係数の長さ依存性

なお、消光比及び続流係数は複屈折率の影響を殆ど受けない。

以上のこと及び図10-3と図10-5より、接続点を複数個含む光ファイバ線路に対して、コヒーレント光伝送用の光源(スペクトル幅 $\leq 1\text{MHz}$)を用いた場合、光ファイバ線路内のモード結合による続流係数は $L \geq 10L_0$ の光ファイバ線路長に対して、 $10\text{Log}L$ の割合で、また接続点のモード結合による続流係数は、接続点数($N=L/L_0$)が10個以上を有する線路では $10\text{Log}N$ の割合で増大することがわかる。従って、長尺線路では、続流モードによって干渉光強度が変動し、伝送品質に影響を受けることが予想される。そこで、次節では、コヒーレント光伝送系の最小受光信号電力の観点から、続流係数の許容値を求める。

10.5.2 続流係数と消光比の許容値

(1) 続流係数と結合分布

通常、光ファイバ線路は外部環境下で使用されるため、伝搬光は光ファイバ線路に加わる外力及び温度の影響を受ける。偏波保持光ファイバ線路の場合、真円光ファイバ線路に比べて本質的に外力の影響を受けにくいように設計されている。⁽⁹⁰⁾しかし、伝搬光に及ぼす温度の影響、すなわち、屈折率 $n(f)$ の変化を避けることができない。いま、温度変化を ΔT_0 とすると、 Q_2 は次式で表せる。

$$Q_2 = \exp\left\{-\beta' \times_{00} L \Delta \omega \left[\frac{dn(f)}{dT_0} \right]_{f=f_0} \Delta T_0 / 2n\right\} \quad (10-60)$$

ただし、温度変化に対する光ファイバ線路長の変化は屈折率変化に比べて小さいので、⁽⁸⁴⁾無視した。

このとき、式(10-50)～式(10-52)また、式(10-53)より、最小信号電力はモード結合だけでなく温度変化にも依存して変化することがわかる。逆に、式(10-50)～式(10-52)または式(10-53)より、最小受光電力が規定された場合、続流係数ならびにモード結合分布の許容値を求めることができる。そこで、具体例として、最小受光電力が -50dBm に規定されたと仮定し、先ず、続流係数の許容値を求めてみる。

温度変化 $\Delta T_0 = 30^\circ$ のとき、式(10-60)に対して、 $n(f_0) = 1.45$ 、 $\left[\frac{dn(f)}{dT} \right]_{f=f_0} = 10^{-5}$ を用

いると⁽⁸⁴⁾、 $Q_2 = 0.74$ となる。また、FSK伝送において $f_B = 1\text{GHz}$ の場合、式(10-53)より $Q = 0.71$ が所要となるので、式(10-50)より $Q_1 = 0.96$ となる。換言すれば、所要の続流係数は 0.04 となる。

次に、所要のモード結合分布を求める。例えば、光ファイバ線路内のモード結合の相関長が 1m の

光ファイバ線路を、単長1kmで接続して、100kmの通信線路を構築し、 $\Delta f=1\text{MHz}$ の光源を用いてコヒーレント光伝送を行なう場合、光ファイバ線路内のモード結合による続流係数は、図10-3(a)より、 $10\text{Log}(\zeta_0/c_0^2)=-8$ であるから、 $c_0=0.5$ となり、 $C_T(\xi)=0.25\exp(-\xi)$ のモード結合分布が所要となる。

一方、現状の接続点において隣接光ファイバ線路の複屈折軸間のずれ角 θ を $\theta \leq 0.5^\circ$ を満たすように接続されるので⁽⁹²⁾、 $c_s \leq 8.7 \times 10^{-3}$ となる。従って、図10-3(a)及び図10-5(a)より、 $\zeta_0 \gg \zeta_s$ となることから、接続点のモード結合による続流係数は、光ファイバ線路内のモード結合による続流係数に対して、無視できることがわかる。

(2) 消光比

実際に光ファイバ線路を製造した場合、その光ファイバ線路のモード結合が許容値を満たしているかどうかの判定をする必要がある。通常、偏波保持光ファイバ線路の良否の判定に消光比特性が用いられる⁽⁹⁰⁾、⁽⁹¹⁾。そこで、許容モード結合の判定に用いる消光比の許容値について検討する。続流係数あるいは消光比の評価に用いる光源のスペクトル幅をそれぞれ Δf_f あるいは Δf_0 とすると、これらの間には次の関係式が成立する。

$$10\text{Log} \eta = 10\text{Log} \zeta - X_0 + Y_0 \quad (10-61)$$

ここで、 X_0 は $\Delta f = \Delta f_f$ での $10\text{Log}(\zeta/c^2)$ の値、 Y_0 は $\Delta f = \Delta f_0$ での $10\text{Log}(\eta/c^2)$ の値であり、図10-2(a)、図10-3(a)、図10-4(a)、及び図10-5(a)から求めることができる。具体例として、 $\Delta f_f=1\text{MHz}$ 、 $\Delta f_0=10\text{GHz}$ とし、 $L_0=1\text{m}$ の光ファイバ線路を1kmずつ接続して構築した100kmのFSK通信線路が、温度変化が 30°C の環境下にある場合を考えると、光ファイバ線路内のモード結合の場合には、(1)の結果から $\zeta_0=0.04$ 、 $X_0=-8$ 、そして図10-2(a)より $Y_0=-5$ となるから、式(10-61)より、 $10\text{Log} \eta_0=-11(\text{dB})$ となる。また接続点のモード結合の場合、(1)の結果から $c_s \leq 8.7 \times 10^{-3}$ であり、また図10-4(a)より、 $10\text{Log} \eta_s \leq -20(\text{dB})$ である。従って、これらの結果から100kmの通信線路の消光比は約-11dBが所要となる。

10.6 結言

コヒーレント光伝送方式用通信線路として偏波保持光ファイバ線路を取り上げ、この線路の伝送品質を評価し、次の結果を得た。

①光ファイバ線路内及び接続点のモード結合分布によって生じる続流モードは干渉光の光強度に影響を及ぼす。

②最小受光電力は続流係数、符号誤り率、光源のスペクトル幅を考慮して定式化できる。

③続流係数は、スペクトル幅が1 MHz以下のコヒーレント光伝送用光源に対して、光ファイバ線路内のモード結合の相関長あるいは接続点間隔が短い程、また、光ファイバ線路長に比例して単調に増大する。

④最小受光電力の観点から、モード結合係数の許容値の推定が可能であり、また、コヒーレント光伝送用の通信線路として実際の光ファイバ線路が満たすべきモード結合係数の条件を消光比值として求めることも可能となった。

以上により、コヒーレント光伝送用の偏波保持光ファイバ線路の設計指針を得ることができた。

第 1 1 章 結 論

将来の伝送方式に対処するために、平衡線路、同軸線路及び光ファイバ線路における伝送品質を評価した。研究結果を要約すると以下ようになる。

- (1) パルス性雑音の波形特性評価法により、信号送出レベル、信号パルス繰返し周波数、等化器利得、ならび雑音波形パラメータ（振幅、振動、包絡線形状）の関数でかつ符号誤り率に関連した評価指標を用いることによりパルス性雑音を評価できる。
- (2) パルス性雑音の波形列を複数の正負の基準電圧レベルでの時間幅（基準電圧レベルを越える時間）と生起間隔（基準電圧レベル点での前のパルスの後縁から次のパルスの前縁までの時間）のデータ列として計測し、その収集データ列を用いて波形列パラメータ（個々の雑音波形の形状、振動数、先頭値、極性、波形相互の発生間隔、波形個数）が決定できる。
- (3) パルス性雑音の時間幅特性評価法により、時間幅データから直接的に符号誤り率を推定でき、また波形列パラメータを用いて波形評価法を適用することにより間接的に符号誤り率を評価できる。
- (4) 時間幅特性評価法を用いて、200kb/s時分割方向制御伝送方式に対して、アナログ電話回線の接続シケンスにおけるインパルス性雑音を評価できる。すなわち、回線の切断及び課金動作に対する雑音レベルが大きく、100kHzでの線路損失が40dBを越える場合には、データ回線収容位置に配慮する必要がある。
- (5) 伝搬波の反射特性に着目することにより、同軸線路の曲げ部不均等は1個の等価並列付容量で、また接続部不均等は等価並列容量あるいは等価直列インダクタンスからなる複数個の等価付加集中定数で構成された等価回路で表せる。これにより、大容量伝送方式に対する同軸線路における伝送品質の評価が可能となった。
- (6) 同軸線路断面内に、周囲の媒質よりも高い比誘電率と比透磁率の材料を用いた媒質層を1層以上装荷し、減衰量最小設計の同軸線路よりも、減衰歪を低減できるような媒質層の材料の $\tan \delta$ 、層の厚み、層の装荷位置に対する条件が存在する。これにより、長距離伝送方式に対する同軸線路の適用指針を示すことができた。
- (7) 単一モード光ファイバ線路の伝搬光の偏光状態は振動性外力により以下のような特性を示す。外力の振幅が大きくなると、偏光状態は外力の振動数よりも高次の振動成分を含んだ変動特性を示す。この偏光状態の変動をコヒーレント光伝送における干渉光の雑音量とみなした場合、外力の印加角度が入射光に対して $\pm 45^\circ$ 、 $\pm 135^\circ$ の条件のとき、雑音量が最大となる。

(8) 偏光状態の制御系においては、偏光状態の制御誤差を偏光度と方位角の関数で表せる偏光係数で評価できる。また、偏光係数を用いることにより、制御系が満たすべき設計条件を決定できる。

(9) 単一モード光ファイバ線路を用いたコヒーレント光伝送方式において、最小受光電力は評価係数(偏光係数とコヒーレンス度の積)、符号誤り率、及び伝送速度の関数として表せる。また、コヒーレンス度は光ファイバ長、波長分散値、光ファイバ温度変化及び光源のスペクトル幅の影響を受ける。さらに、温度変化によるコヒーレンス度の低下は、伝搬信号光が満たすべき偏光状態の範囲を制約する。。これにより、コヒーレント光伝送方式に対して、単一モード光ファイバ線路における伝送品質の評価が可能となった。

(10) 偏波保持光ファイバ線路を用いたコヒーレント光伝送方式において、最小受光電力は続流係数(光ファイバ内及び接続点のモード結合分布で生じる続流モードの大きさを表すパラメータ)、コヒーレンス度、符号誤り率、及び伝送速度の関数で表せる。また、温度変化によるコヒーレンス度の低下は、許容モード結合分布を決定する。これにより、コヒーレント光伝送方式に対して、偏波保持光ファイバ線路における伝送品質の評価が可能となった。

以上のように、将来の伝送方式に対する平衡線路、同軸線路及び光ファイバ線路の適用上の問題点について検討し、その伝送品質の評価が可能となった。

謝 辞

本研究をまとめるに際し、大阪大学・工学部倉蘭貞夫教授に一方ならぬ御指導、御教示を頂いたことに対し厚く感謝の意を表する。

また、大阪大学工学部・中西義郎教授、手塚慶一教授、森永規彦教授、同大学産業科学研究所・北橋忠宏教授、大阪大学工学部・松原正則助教授には有益な御討論、御助言を頂いたことを記し深く感謝する。

本研究は日本電信電話株式会社（旧日本電信電話公社）電気通信研究所において行われたものであり、同軸線路に関する研究（第5章、第6章）については丸林元長岡技術科学大学工学部教授（当時線路研究部長）、寿司範二ダイヤモンドメディカルシステム取締役技術部長（当時線路研究部統括調査役）に、平衡線路に関する研究（第2章～第4章）については福富秀雄住友電工研究開発本部副本部長（当時線路研究部長）、加藤嘉則基礎研究所長（当時線路研究部統括調査役）に、光ファイバ線路に関する研究（第7章～第10章）については小島伸哉研究開発本部担当部長（当時線路研究部長）、内田直也光複合部品研究部長（もと統括担当主席研究員）に研究の機会を与えて頂いたことに深謝する。

第2章～第6章の平衡線路及び同軸線路に関する研究については、小島伸哉もと線路研究室長の御指導のもとに研究を開始し、同軸線路に関する研究の遂行途上において根岸幸康もと研究専門調査役（現主席研究員）、坂巻統彬もと研究専門調査員（現早岐電報電話局長）、また平衡線路に関する研究の遂行途上において森健二もと研究専門調査員（現杉並電話局長）、大村誠もと研究専門調査役（現技術情報センター技術管理部主幹技師）の直接の御指導と有益な御討論を頂いた。

第7章～第10章の光ファイバ線路に関する研究については、根岸幸康もと中継線路研究室長の御指導のもとに研究を開始し、研究の遂行途上において青海恵之もと主幹研究員（現立命館大学理工学部教授）の直接の御指導と有益な御討論を頂き、また内田直也もと統括担当主席研究員には各種の御助言を頂いた。

同軸線路に関する研究において、山本良一主幹研究員（当時研究主任）には、全般にわたって熱心な御討論を頂き、上野孝次社員（現茨城電気通信部）には測定に御協力を頂いた。平衡線路に関する研究において、板沢正登もと研究主任（現東北総支社設備サービス企画部統括担当部長）、平良寛樹もと研究専門調査員（現ネットワーク事業部資材調達部企画課課長補佐）、吉田耕一主任研究員（当時基幹伝送研究部加入者系伝送研究室研究主任）には全般にわたって

熱心な御討論を頂き、近沢辰文社員（現三重支社建設企画担当第二企画係長）、鶴賀孝幸社員（現鈴鹿学園企画部）には測定に御協力を頂いた。光ファイバ線路に関する研究において、柴田宣主任研究員、佐々木豊主幹研究員、坪川信研究主任には全般にわたって熱心な御討議を頂いた。

本研究の成果は以上の諸氏の御協力に負う所大きいものがある。

坂本光もと研究専門調査役（現線路システム研究部長）、栗林仁もと研究専門調査役（現主幹研究員）、上杉直主幹研究員、中沢正隆主任研究員には有益な御討議と御指摘を頂いた。

本論文をまとめることを内田直也もと統括担当主席研究員に薦めて頂くと共に執筆にあたり御便宜を賜った。

本研究は以上の数多くの方々の御指導、御協力のもとに達成されたものであり、ここに謹んで感謝の意を表す。

文献

- (1) 藤田,山口: 電気通信工学 I, 電気通信協会、オーム社
- (2) 北原: I N S モデムシステムについて、通研研究実用化報告、vol.32, No.9, p.1987., 1983
- (3) 福富: I N S 実現のための技術開発、通研研究実用化報告、vol.32, No.9, p.1989, 1983
- (4) 沢田: C-60M同軸伝送方式、通研研究発表会論文集
- (5) 井上: P C M-400M方式の概要、通研研究実用化報告、vol.25, No.1, 1976
- (6) Y.Yamamoto and T.Kimura: "Coherent optical fiber transmission system", IEEE J. Quantum Electron., vol.QE-17, No.6, pp.931-934, (June 1981)
- (7) F.Favre, L.Jeunhomme, I.Joindot, M.Monerie, and J.C.Simon: "Progress towards Hetero-dine-type signal-mode Fiber communication systems", IEEE J. Quantum Electron, vol.QE-17, No.6, pp.897-906, (June 1981)
- (8) T.Okoshi, K.Emura, K.Kikuchi, and R.Th.Kersten: "Computation of bit-error rate of Various Heterodine and Coherent-type Optical Communication Schemes", J. of Opt. Commun., vol.2, No.2, pp.88-96, (Sept. 1981)
- (9) T.Okoshi: "Heterodine and Coherent Optical Fiber Communication: Recent Progress", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol.MTT-30, No.8, pp.1138-1149, (Aug. 1982)
- (10) S.Saito, Y.Yamamoto, and T.Kimura: "S/N and Error rate evolution for an Optical FSK Heterodine Detection System Using Semi-conductor Lasers", IEEE J. Quantum Electron. vol.QE-19, No.2, pp.181-193, (Feb. 1983)
- (11) T.Matsumoto, K.Iwashita and T.Imai: "400 Mb/s long-span optical FSK transmission experiment at 1.5 μm ", 11th European Conf. Optical Fiber Commun. Technical Digest, Venice 1985
- (12) R.A.Linke, B.L.Kasper, N.A.Olsson, R.C.Alferness, L.L.Buhl, A.R.McCormic: "Coherent Lightwave transmission over 150km fiber lengths at 400Mb/s and 1Gb/s data using DPSK modulation", 11th European Conf. Optical Fiber Commun. Technical Digest, Venice 1985
- (13) K.Iwashita, H.Kano, T.Matsumoto, and Y.Sasaki: "FSK Transmission Experiment Using

- 10.5km Polarisation-Maintaining Fiber", Electron. Lett., vol.22, No.4, pp.214-215, (Feb. 1986)
- (14) 東, 森, 大村, 小島: ティンク伝送系におけるインパルス性雑音の評価法, 信学論(B), vol.J65-B, No.5, pp.646-653, 1982
- (15) 東, 板沢, 森, 近沢: 加入者線のインパルス性雑音に関する一検討, 信学技報, CS80-179, pp.13-18, 1981
- (16) 板沢, 森, 東, 近沢: インパルス性雑音波形のパターン化に関する一検討, 昭和56年度電子通信学会総合全国大会, No.1938
- (17) 東, 大村, 小島: ティンク伝送系の雑音特性に関する考察, 信学論(B), vol.J65-B, No.2, pp.192-199, 1982
- (18) 大村, 東, 富田, 吉田: マリック加入者線路の雑音特性, 通研研究実用化報告, vol.32, No.11, p.353-367, 1983
- (19) 平良, 東, 大村, 鶴賀: 加入者線路のインパルス性雑音特性, 信学技報, 信学技報, CS83-180, pp.9-16, 1984
- (20) 東, 鶴賀: 加入者線路のインパルス性雑音, 昭和58年度電子通信学会総合全国大会, No.1894
- (21) 東, 鶴賀, 大村: 加入者線路のインパルス性雑音に関する検討, 昭和57年度電子通信学会通信部門全国大会, No.387
- (22) 東: 9.5mm同軸ケーブルの接続部不均等の等価回路表示について: 信学論, 技術談話室, vol.62-B, No.6, pp.604-606, 1979
- (23) 東, 山本, 上野: 9.5mm同軸ケーブルの曲げ部不均等と接続部不均等の等価付加集中定数表示について, 通研研究実用化報告, vol.28, No.8, pp.169-177, 1979
- (24) T.Higashi and N.Kojima: Loaded coaxial-cable transmission characteristics, IEE PROC., Vol.127, Pt.H, No.1, Feb., 1980
- (25) T.Higashi and N.Kojima: Low Loss Coaxial-Cable with Plural Loaded Tubes, Review of ECL, Vol.29, No.9-10, pp.1062-1071 (1980)
- (26) 東: 誘電体装荷同軸ケーブル伝送特性の解析, 信学技報, CS77-199, pp.73-80, 1978
- (27) 東: 誘電体装荷同軸ケーブルの位相特性の解析, 昭和53年度電子通信学会通信部門全国大会, No.277
- (28) 東, 坪川, 青海: 光ファイバの伝搬光の偏光状態に及ぼす振動性外力の影響, 信学論(C),

- vol.J70-C, No.2, pp.152-160, 1986
- (29) 東,坪川,青海:伝搬信号光の偏光状態に及ぼす振動性外力の影響,昭和61年度電子通信学会通信部門全国大会, No.320
- (30) 東,坪川,根岸:偏光状態制御報と制御効果の評価,信学論(B), vol.J69-B, No.9, pp.1003-1010, 1986
- (31) 東,坪川,柴田,青海:コヒーレント伝送における伝搬信号光の評価法,信学論(B), vol.J70-B, No.3, pp.307-315, 1987
- (32) 東,坪川,佐々木,青海:コヒーレント光伝送における偏波保持ファイバのモード結合の評価法,信学論(B), 10月号,掲載予定, 1987
- (33) 東,坪川:コヒーレント光伝送における偏波保持ファイバのモード結合の評価法,電子情報通信学会創立70周年記念総合全国大会(昭和62年), No.2082
- (34) 真野,小宮,笹川:デジタル加入者線伝送方式の構成,通研研究実用化報告, vol.32, No.11, pp.2545-2559, 1983
- (35) 山形:1.544Mb/s加入者線デジタル伝送における符号誤り率,信学技報, CS73-110, 1973
- (36) 吉田,笹川,小宮:イハノル性雑音によるデジタル加入者線路伝送への影響,信学技報, CS80-108, 1980
- (37) 岸本,石沢:加入者線における雑音特性,信学技報, SE78-107, 1978
- (38) 電子通信学会編:基礎電気回路Ⅲ, p.153, 工社社(昭48)
- (39) 松田:近距離PCM方式中継伝送路の諸特性,電気通信研究所研究発表論文集, vol.12 (昭40)
- (40) 山本:高周波測定,電子通信学会編, pp.227-22, 8, 工社社(昭38)
- (41) 電子機器におけるノイズ誤動作対策マニュアル,トリケップス社(昭52)
- (42) 笹尾,上野,村井:回路開閉に伴うサージ発生,信学技報, EMCJ79-24 (昭54-09)
- (43) 馬場:自動車ELC外周における電磁環境問題と対策,信学技報, EMCJ79-46 (昭54-12)
- (44) 山本,沢栗:デジタル網における符号誤りの品質規定,信学論(B), vol.J64-B, No.11, pp.1250-1257, 1981
- (45) 熊谷:C-60M方式,通研研究実用化報告, vol.20, No.5, p.1, 1971
- (46) U.Johansson: Reflection Phenomena in Coaxial Digital Line Links, Ericsson Tech., No.3, p.109, 1974
- (47) 根岸,東:標準同軸ケーブルの高周波特性,通研研究実用化報告, vol.25, No.1, pp.13-26

1979

- (48) C231.010 9.5mm同軸ケーブルの建設、電気通信技術標準実施方法、日本電信電話公社
- (49) 本間,春日屋:次元解析 最小2乗法と実験式、応用数学講座、5, 1975, コロナ社
- (50) 小島,山本,東:同軸伝送路の品質評価と線路構成法に関する研究概要、通研研究実用化報告, vol.28, No.8, pp.159-168, 1979
- (51) 山本,東,小島:同軸伝送路のインピーダンス不均等とFDMテレビジョン伝送に関する考察、通研実報, vol.28, No.8, pp.197-218, 1979
- (52) 山本,小島,東:同軸伝送路におけるデジタル伝送系のE₁雑音、通研研究実用化報告, vol.28, No.8, pp.179-195, 1979
- (53) Y.Yamamoto and T.Higashi:Impedance Irregularity Testers for Wide-Band Coaxial Pair Cable Transmission Line, Review of ECL, Vol.29, Nos.3-4, pp.295-306, 1981
- (54) 東,上野:4心大口径同軸ケーブルの曲げ特性,昭和49年度電子通信学会総合全国大会, No.1989
- (55) H.E.M.Barlow:Screened Surface Waves and Some Possible Applications, Proc.IEE., vol.112, No.3, pp.477-482, 1965
- (56) J.E.Lewis and M.M.Z.Kharadly:Surface-Wave Modes in Dielectric-Lined Coaxial Cables, Radio Sci, vol.3, pp.1167-1174, 1968
- (57) J.Bach anderson and J.Arnabak:Losses in Dielectrically Loaded Coaxial Cables, Proc. IEE, vol.116, No.10, pp.1665-1672, 1969
- (58) B.Chambers and M.M.Z.Kharadly:Attenuation Characteristics of Dominant Mode in Inhomogeneously Filled Transmission Lines *ibid.*, vol.117, No.5, pp.897-902, 1970
- (59) J.E.Lewis and T.K.Sarkar:Characteristics of Dielectric-Tube-Loaded Coaxial Cables, *ibids.*, vol.119, No.5, pp.523-528, 1972
- (60) Y.Kidoh, Y.Suematsu, and K. Furuya:"Polarization control on output of single-mode optical fibers", IEEE J. Quantum Electron, vol.QE-16, No.6, pp.991-994, (Jun. 1981)
- (61) T.Okoshi, N.Furuya,and K.Kikuchi:"New Polarization-state control device: rotatable fiber cranks", Electron. Lett. vol.21, No.20, pp.895-896 (Sep. 1985)

- (62) 大越, 笠, 菊池: "ヘテロダイン/コヒーレント型光ファイバ通信のための偏波特性測定光受信機" 信学技報, OQE-83-8, pp.57-64, 1983
- (63) J.Sakai and T.Kimura: "Polarization behavior in multiply perturbed single-mode fibers", IEEE, vol.OE-18, No.1, pp.59-65, 1982
- (64) 波平, 望月: "応力下における偏波面保存光ファイバの偏波特性", 信学技報, OQE85-64, pp.89-96, 1985
- (65) V.Ramaswamy, R.D.Standley, D.Sze, and W.G. French: "Polarization Effects in Short Length, Single Mode Fibers", Bell Syst. Tech. J., vol.57, No.3, pp.635-651, (March 1978)
- (66) S.E.Miller: "Coupled Wave Theory and Waveguide applications", Bell Syst. Tech. J., vol.33, No.3, pp.661-719 (May 1954)
- (67) 口野: "スペクトル解析", 朝倉書店, 昭和55年
- (68) O.E.Delange: "Optical heterodyne detection", IEEE spectrum, pp.77-85, (Oct. 1968)
- (69) R.Ulrich: "Polarization stabilization on single mode fiber", Appl.Phys.Lett., vol.35, pp.840-842, 1981
- (70) 貴堂, 古屋, 末松: "電気光学効果を用いた光偏波面制御", 信学論(C), vol.J68-C, No.2, pp.79-86, (Feb. 1985)
- (71) K.Shiraishi, S.Sugaya, and S.Kawakami: "Fiber Faraday rotator", Appl.Opt., vol.23 No.7, pp.1103-1110, (Jan. 1978)
- (72) A.M.Smith: "Polarization and magneto-optic properties of single-mode optical fiber", Appl.Opt. vol.17, No.1, pp.52-56 (Jan. 1978)
- (73) H.C.Lefevre: "Single-mode fibre fractional wave device and polarization controllers", vol.16, No.20, pp.778-780 (Sep. 1980)
- (74) T.Imai, K.Nosu, and H.Yamaguchi: "Optical polarization control utilising an optical heterodyne detection scheme", Electron.Lett., vol.21, No.2, pp.52-53, 1980
- (75) E.Giese, K.Schatzel, and E.O.Schulz-DuBois: "Single-loop polarization stabilization for single-mode fiber", Opt.Lett. vol.7, No.7, pp.337-338, (July 1982)
- (76) 大越, 笠, 菊池: "光波偏波状態自動測定装置とそのファイバ導波路のゆらぎ計測への応用", 信

学技報、OQE83-22, pp.17-24 (1983)

- (77) 応用物理学会光学壘和会編：“結晶光学”，最新応用物理学シリーズ，森北出版，1975
- (78) M.Born et al.：“Principle Optics”，PERGAMON PRESS, 4th edition, 1970
- (79) W.A. Hamilton, A.G. Klein, and G.I.O Pat.：“Longitudinal coherence and interferometry in dispersive media”，Phys. Rev. vol.A28, pp.3149-3152, 1983.
- (80) 坪川、柴田、東、青海：“光ファイバ”干渉計における時間的コヒーレンスの分散依存性”，信学技報、OQE85-115, 1985.
- (81) M.Tsubokawa, N.Shibata, S.Seikai, and T.Higashi：“Chromatic Dispersion Measurement of a Single-Mode Fiber by Improved Optical Heterodyne Interferometry”，Electron. Lett., vol.21, No.18, pp.781-783, 1985
- (82) S.Stein and J. J. Jones：“Modern communication principles”，McGRAW Hill, pp.221-255
- (83) H.Kressel：“Topics in Applied Physics vol. 39 Semiconductor Devices”，Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York, 1982
- (84) T.Musha, J. Kamimura, and M. Nakazawa：“Optical phase fluctuations thermally induced in a single-mode optical fiber”，APPLIED OPTICS, vol.21, No.4, pp.694-698, 1982.
- (85) N.Shibata, S.Shibata and T.Edahiro：“Refractive index dispersion of lightguide glasses at light temperature”，Electron. Lett., vol.17, No.8, pp.310-311, 1981
- (86) M.Tsubokawa, N.Shibata, T.Higashi, and S.Seikai：“Longitudinal Coherence Properties of Light Waves Propagating Through a Birefringent Fiber”，J.O.S.A., to be published
- (87) M.Tsubokawa, N.Shibata, T.Abe, T.Higashi and S.Seikai：“Polarisation Characteristic of a Side-Tunnel Fiber”，Electron. Lett., vol.22, No.24, pp.1280-1281, 1986
- (88) T.Higashi, M.Tsubokawa, and Y.Sasaki：“Mode-coupling Distribution in Polarization Maintaining Fiber, CLEO 87, vol.14, WL3, pp.182, Technical Digest Series, 1987
- (89) J.Sakai：“Degree of polarization including the random-mode-conversion effect in anisotropic single-mode optical fibers”，J.O.S.A, vol.1, No.10, pp.1007-1018, (Oct. 1984)

- (90) Y.Sasaki, T.Hosaka, and J.Noda: "Polarization-Maintaining Optical Fibers Used for a Laser Diode Redundancy System in a Submarine Optical Repeater", IEEE, J. Light wave Technology, vol.LT-2, No.6, pp.816-823, (DEC. 1984)
- (91) I.P.Kaminow: "Polarization in Optical Fibers", IEEE J.Quantum Electron., vol. QE-17, pp.15-23; 1981
- (92) Y.Kato: "Fusion splicing of Polarization preserving fibers", APPLIED OPTICS, vol.24, No.15, pp.2346-2350, (Aug. 1985)

付録1 本論文に関する原著論文

- (1) 東, 森, 大村, 小島: デジタル伝送系におけるパルス性雑音の評価法, 信学論(B), vol.J65-B, No.5, pp.646-653, 1982
- (2) T.HIGASHI, M.OHMURA and N.KOJIMA : Impulse noise estimation method for digital signal transmission system, Review of ECL, Vol.32, No.5, pp.924-932, 1984
- (3) 東, 大村, 小島: デジタル伝送系の雑音特性に関する考察, 信学論(B), vol.J65-B, No.2, pp.192-199, 1982
- (4) 大村, 東, 富田, 吉田: マリッジ加入者線路の雑音特性, 通研研究実用化報告, vol.32, No.11, pp.353-367, 1983
- (5) 東: 9.5mm同軸ケーブルの接続部不均等の等価回路表示について: 信学論, 技術談話室, vol.62-B, No.6, pp.604-606, 1979
- (6) T.HIGASHI, Y.YAMAMOTO and K.UENO : On Equivalent Additional Lumped Constant for Cable Bending and Cable Splice in 2.6/9.5mm Coaxial Pair Cable, Review of ECL, Vol.28, No.11-12, pp.977-985, 1980
- (7) T.Higashi and N.Kojima: Loaded coaxial-cable transmission characteristics, IEE PROC., Vol.127, Pt.H, No.1, Feb., pp.27-32, 1980
- (8) T.Higashi and N.Kojima: Low Loss Coaxial-Cable with Plural Loaded Tubes, Review of ECL, Vol.29, No.9-10, pp.1062-1071 (1980)
- (9) 東, 坪川, 青海: 光ファイバの伝搬光の偏光状態に及ぼす振動性外力の影響, 信学論(C), vol.J70-C, No.2, pp.152-160, 1987
- (10) 東, 坪川, 根岸: 偏光状態制御法と制御効果の評価, 信学論(B), vol.J69-B, No.9, pp.1003-1010, 1986
- (11) 東, 坪川, 柴田, 青海: コーセント伝送における伝搬信号光の評価法, 信学論(B), vol.J70-B, No.3, pp.307-315, 1987
- (12) 東, 坪川, 佐々木, 青海: コーセント光伝送における偏波保持ファイバのモード結合の評価法, 信学論(B), 10月号, 掲載予定, 1987

付録2 学会講演関係

- (1) 東,上野,坂巻:同軸ケーブルの不均等評価に関する考察、昭和51年度電子通信学会総合全国大会、No.1615
- (2) 東:誘電体装荷同軸ケーブル伝送特性の解析、信学技報、CS77-199、pp.73-80、1978
- (3) 東:誘電体装荷同軸ケーブルの位相特性の解析、昭和53年度電子通信学会通信部門全国大会、No.277
- (4) 東,板沢,森,近沢:加入者線のインパルス性雑音に関する一検討、信学技報、CS80-179、pp.13-18 (1981-07)
- (5) 板沢,森,東,近沢:インパルス性雑音波形に関する一検討、昭和56年度電子通信学会総合全国大会、No.1938
- (6) 東,森,板沢,近沢:インパルス性雑音の評価手法に関する一考察、昭和56年度電子通信学会総合全国大会、No.,1939
- (7) 東,大村:インパルス性雑音の評価指標について、昭和57年度電子通信学会総合全国大会、No.1902
- (8) 東,鶴賀,大村:加入者線路のインパルス性雑音に関する検討、昭和57年度電子通信学会通信部門全国大会、No.382
- (9) 東,鶴賀:加入者線路のインパルス性雑音特性、昭和58年度電子通信学会総合全国大会、No.1894
- (10) 平良,東,大村,鶴賀:加入者線路のインパルス性雑音特性、信学技報、CS83-180、pp.9-16、1984
- (11) 東,坪川,柴田,青海:コピ-リト伝送線路の品質評価、昭和61年度電子通信総合全国大会、No.2084
- (12) 東,坪川,青海,:伝搬信号光の偏光状態に及ぼす振動性外力の影響、昭和61年度電子通信学会光・電波部門全国大会、No.320
- (13) 東,坪川:コピ-リト光伝送における偏波保持ファイバのモード結合の評価法、電子情報通信学会創立70周年記念総合全国大会、No.2082

付録3 その他の発表論文

- (1) 根岸, 東: 標準同軸ケーブルの高周波特性、通研研究実用化報告, vol.25, No.1, pp.13-26, 1979
- (2) 小島, 山本, 東: 同軸伝送路の品質評価と線路構成法に関する研究概要, 通研研究実用化報告, vol.28, No.8, pp.159-168, 1979
- (3) 山本, 東, 小島: 同軸伝送路のインパダンス不均等とFDMテレビジョン伝送に関する考察、通研研究実用化報告, vol.28, No.8, pp.197-218, 1979
- (4) 山本, 小島, 東: 同軸伝送路におけるデジタル伝送系のエロ雑音、通研研究実用化報告, vol.28, No.8, pp.179-195, 1979
- (5) Y.Yamamoto and T.Higashi: Impedance Irregularity Testers for Wide-Band Coaxial Pair Cable Transmission Line, Review of ECL, Vol.29, No.3-4, pp.295-306(1981)
- (6) N.KOJIMA, M.OHMURA, T.FUCHIGAMI, H.YAMAMOTO, and T.HIGASHI: Designing on Required Signal to Crosstalk Power Ratio of Symmetrical Cable for Digital Signal Transmission, Trans. IECE Jap. vol.E64, No.3, pp.141-146
- (7) 平良, 栗林, 東: インパルス性雑音の時間幅分布に関する一検討、技術談話室, vol.J68-B, No.7, pp.836-837, 1985
- (8) M.TSUBOKAWA, N.SHIBATA, S.SEIKAI, and T.HIGASHI: Chromatic Dispersion Measurement of a Single-Mode Fiber By Improved Optical Heterodyne Interferometry, Electron.Lett, Vol.21, No.18, pp.781-783, 1985
- (9) T.HIGASHI, M.TSUBOKAWA, and Y.SASAKI: Mode-coupling distribution in polarization-maintaining fibers, CLEO'87, vol.14, WL.3, pp.182, Technical Digest Series, 1987
- (10) M.Tsubokawa, N.Shibata, T.Abe, T.Higashi and S.Seikai: Polarisation Characteristic of a Side-Tunnel Fiber, Electron. Lett., Vol.22, No.24, pp.1280-1281, 1986
- (11) M.Tsubokawa, T.Higashi and S.Seikai: "Fiber-Optic Sensor for Measuring External Forces Distributed along a Fiber", J.J.A.P Vol.26, No.5, pp.L587-L589, 1987
- (12) M.TSUBOKAWA, N.SHIBATA, T.HIGASHI and S.SEIKAI: Longitudinal coherence properties of light waves propagating through a birefringent fiber, OSA, to be published.

- (13) 東,上野: 同軸ケーブルの電気的特性に及ぼすコルゲート効果、昭和50年度電子通信学会総合全国大会、NO.1532
- (14) 宮下,東,浜出: 標準同軸ケーブルのC型再接続、再々接続の可能性について、昭和51年度電子通信学会総合全国大会、No.260
- (15) 東,浜出: 標準同軸ケーブルのC型再接続、再々接続の特性改善について、昭和51年度電子通信学会総合全国大会、No.261
- (16) 上野,東: 9.5mm同軸ケーブルのGHz帯における伝送特性について、昭和53年度電子通信学会通信部門全国大会、No.283
- (17) 東: 通常 n 値符号を用いたデジタル伝送系のエラー雑音に関する考察、昭和54年度電子通信学会総合全国大会、No.1950
- (18) 東: 多値符号伝送における同軸伝送路の漏話雑音に関する考察、昭和55年度電子通信学会総合全国大会、No.1932
- (19) 東: 3形汎用スタブケーブルを用いた同軸線路のエラー雑音と漏話雑音に関する考察、昭和55年度電子通信学会通信部門全国大会、NO.364
- (20) 森,板沢,東,近沢: 光ケーブル加入者線路網の考察、昭和55年度電子通信学会通信部門全国大会、NO.577
- (21) 及川,森,東,近沢: 光加入者線路配線法に関する検討、信学技報、CS80-182, pp.31-36, 1981
- (22) 及川,森,東,近沢: 電話加入者の距離分布と密度分布の定式化、昭和56年度電子通信学会総合全国大会、No.1942
- (23) 及川,森,東,近沢: 加入者分布を考慮した光線路配線法に関する一考察、昭和56年度電子通信学会総合全国大会、No.1941
- (24) 西原口,中西,東: 時々断発生時の減衰特性に関する検討、昭和58年度電子通信学会総合全国大会、No.1895