Osaka University Knowledge Archive

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）及び光ﾌｧｲﾊﾞ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ﾊﾞ線路は主に市外ｹｰﾌﾞ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、光ﾌｧｲﾊﾞ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、ﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ信号に対するﾊﾟ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、ｲﾝﾋﾟｰﾀﾞ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、さらに光ﾌｧｲﾊﾞ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ﾄﾞ光ﾌｧｲﾊﾞ線路と偏波保持光ﾌｧｲﾊﾞ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　ディ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　緒　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　緒　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　９．５ｍｍ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　9.5mm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　緒　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　$A_{i\ell}$ …… 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　緒　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

我が国の電話ｻｰﾋﾞ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、通信線路のｹｰﾌﾞﾙ化が実施されるようになった。しかし、ｹｰﾌﾞ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、局内及び構内ｹｰﾌﾞ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）及び光ﾌｧｲﾊﾞ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ﾊﾞ線路は主に市外ｹｰﾌﾞﾙ等の長距離の通信線路に適用されている。特に光ﾌｧｲﾊﾞ線路はﾒﾀﾘｯｸ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点は以下の通りである。

①平衡線路については、ﾌｧｸｼﾐﾘ網、ＤＤＸ網等を含むﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ統合ｻｰﾋﾞｽ網への発展に向けて、ｱﾅﾛｸﾞ信号伝送用に設計された線路をﾃﾞｨｼﾞ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、ﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ信号の劣化要因と考えられるｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音等の外来雑音の特性を明確にすること及びﾃﾞｨｼﾞ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) ｱﾅﾛｸﾞ電話の損失変動、ﾃﾚﾋﾞｼﾞｮﾝ伝送方式における画像のｺﾞｰｽﾄ、及びﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ信号伝送方式における符号誤り等の要因となるｴｺｰ雑音を定量化すること、ｴｺｰ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逓減する必要がある。

③光ﾌｧｲﾊﾞ線路については、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、光ﾌｧｲﾊﾞ線路に加わる外乱、光ﾌｧｲﾊﾞ線路の波長分散、ﾓｰﾄﾞ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、続流ﾓｰﾄﾞの増加等が生じ、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、光ﾌｧｲﾊﾞ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）、続流ﾓｰﾄﾞ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ﾊﾞ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、平衡線路のﾃﾞｨｼﾞ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、ﾃﾞｨｼﾞ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ﾊﾟ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ﾊﾟ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、実際のｲﾝﾊﾟ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、ﾒﾀﾘｯｸ加入者線路における伝送品質に及ぼすｲﾝﾊﾟ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、ｴｺｰ雑音の発生要因であるｲﾝﾋﾟｰﾀﾞﾝｽ不均等に関し、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、光ﾌｧｲﾊﾞ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、単一ﾓｰﾄﾞ光ﾌｧｲﾊﾞ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、単一ﾓｰﾄﾞ光ﾌｧｲﾊﾞ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ﾄﾞ光ﾌｧｲﾊﾞ線路の伝搬光の評価法について考察し、単一ﾓｰﾄﾞ光ﾌｧｲﾊﾞ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ﾊﾞ線路の伝搬光の評価法について考察し、偏波保持光ﾌｧｲﾊﾞ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ﾋﾞｽ網は電話中心のｱﾅﾛｸﾞｻｰﾋﾞｽ網からﾌｧｸｼﾐﾘ網、DDX網等を含むﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ総合ｻｰﾋﾞ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ｸﾞ網とﾃﾞｨｼﾞ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ﾃﾞｨｼﾞ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、特定の信号ﾊﾟﾙｽ繰返し周波数、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、各種の信号ﾊﾟﾙｽ繰返し周波数、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,雑音波形を波形ﾊﾟﾗﾒｰﾀ（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、信号ﾊﾟﾙｽ繰返し周波数、等化増幅器利得及び波形ﾊﾟ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　ディジタル伝送上考慮すべき雑音[18]

平衡線路におけるﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ信号伝送上の大きな問題は、同一ｹｰﾌﾞﾙ内にﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ回線(ﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ信号が伝搬する線路)とｱﾅﾛｸﾞ回線(ｱﾅﾛｸﾞ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(ﾋﾟﾝﾎﾟﾝ伝送方式)を対象とすると[34]、ﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ信号波に及ぼす外来雑音としてｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音、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ｲﾝﾊﾟ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ｸﾞ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、伝搬信号波はｲﾝﾊﾟ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ﾌﾞ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、同一ｹｰﾌﾞ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。

ｲﾝﾊﾟﾙｽ性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。しかもｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音はﾃﾞｨｼﾞ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、ｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音のようなﾊﾟﾙｽ性雑音に焦点を当てた評価法について考察する。

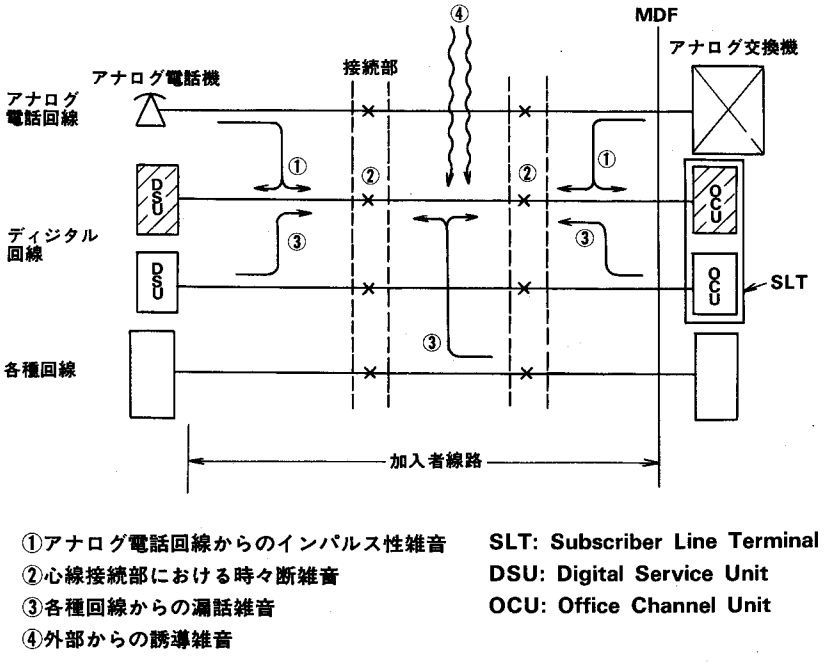


図2-1 各種雑音の伝搬経路

２．３　インパルス性雑音波形の定式化

局内におけるｲﾝﾊﾟ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。差動ﾌﾟﾛｰﾌﾞを用いて平衡ｹｰﾌﾞﾙの二線間に誘起

してくる時間的に変動する横電圧、すなわち、ｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音をＡ／Ｄ変換し、ﾃﾞｨｼﾞ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にｻﾝﾌﾟﾘﾝｸﾞ時間間隔を0.1μｓとしたときのｲﾝﾊﾟ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。

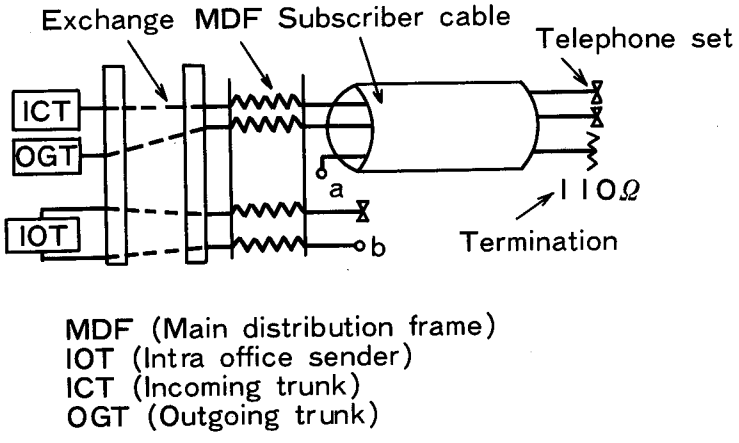


図2-2 測定系

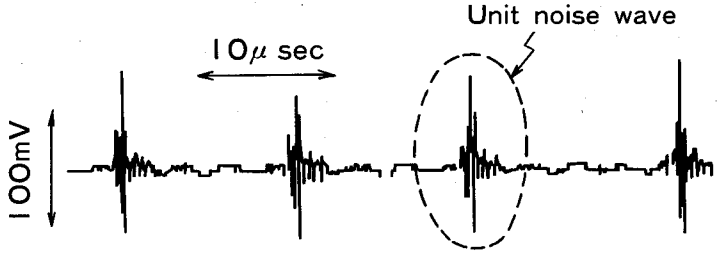


図2-3 測定例

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ﾀｲﾌﾟ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ﾀｲﾌﾟ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。

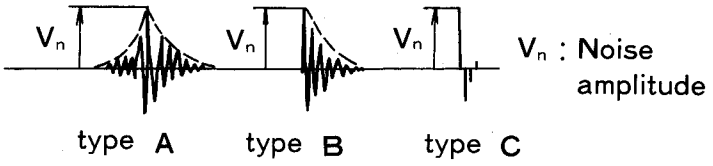


図2-4 単位雑音の種類

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。

ﾀｲﾌﾟA，B，Cの単位雑音波形は次式で表せる。

$$n_0(t)=\begin{cases} U_n P(t), & t<0 \\ V_u Q(t), & t\geqq 0 \end{cases} \qquad (2\text{-}1)$$

ここで、

$$P(t)=\alpha^{\nu t+0.25}\cdot\sin(2\pi\nu t)$$

$$Q(t)=\beta^{-\nu t+0.25}\cdot\sin(2\pi\nu t) \qquad (2\text{-}2)$$

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ℓ_pを正の整数とすると、次式で表せる。

$$\alpha=[P\{-(4\ell_p+1)/4\nu\}/P\{-(4\ell_p+5)/4\nu\}]$$
$$\beta=[Q\{(4\ell_p+1)/4\nu\}/Q\{(4\ell_p+5)/4\nu\}] \qquad (2\text{-}3)$$

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

$$n_{0A}(t)=\begin{cases} V_n P(t)、 & t<0 \\ V_n Q(t)、 & t\geqq 0 \end{cases} \qquad (2\text{-}4)$$

$$n_{0B}(t)=\begin{cases} 0\ 、 & t<0 \\ V_n Q(t)、 & t\geqq 0 \end{cases} \qquad (2\text{-}5)$$

タイプCの単位雑音波形はｻﾝﾌﾟﾘﾝｸﾞ時間間隔が0.1μs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、原波形としてﾀｲﾌﾟ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になる包絡線ﾊﾟﾙｽ幅t_w[38]を用いるのが実用的である。

$$t_w=(\ell n2/\nu)\cdot(1/\ell n\alpha+1/\ell n\beta) \qquad (2\text{-}6)$$

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、雑音波形列ﾓﾃﾞﾙ$n_0(t)$は次式となる。

$$n_0(t)=\sum_{i=1}^{M} V_{ni}\cdot n_{0Ji}\{t-(i-1)T_{ni}\}、\ J=A,B \qquad (2\text{-}7)$$

$n_{0Ji}(t)$はi番目の単位雑音であり、そのﾀｲﾌﾟは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

ﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ信号の伝送品質に及ぼすﾊﾟﾙｽ性雑音の影響を明確にするには、ﾊﾟ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、ﾊﾟ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、各種の信号送出ﾚﾍﾞﾙ、信号ﾊﾟﾙｽ繰返し周波数、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ﾊﾟ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は雑音評価ﾓﾃﾞ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。ﾊﾟ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。

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

ここで、Reは実数部を意味する。Δt_{SN}($0\leqq\Delta t_{SN}\leqq T_B$, T_Bは信号ﾊﾟ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$W_E(f)$、信号ｽﾍﾟｸﾄﾙ$W_S(f)$、雑音ｽﾍﾟｸﾄﾙ$W_N(f)$を用いて次式となる。

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

$$s_1(t)=\int_{-\infty}^{\infty}W_S(f)W_L(f)W_E(f)\exp(j2\pi ft)df \qquad (2\text{-}9)$$

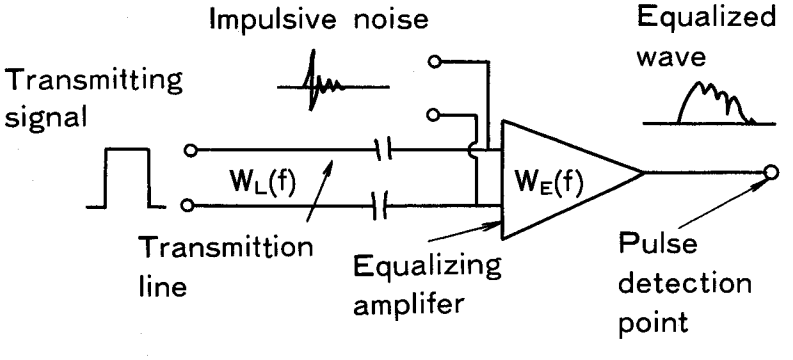


図2-5 雑音評価モデル

ﾊﾟﾙｽ識別時点$t=kT_B$（$k=1,2,\cdots,N_s$，N_sは対象とする信号ﾊﾟﾙｽ個数である）において、雑音を重畳した信号の等化波形振幅$Re\{s_1(kT_B)\}$は、信号ﾊﾟﾙｽ振幅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。

$$Re\{s_1(kT_B)\}=c_{s0}V_s \tag{2-10}$$

また、ﾊﾟﾙｽ識別ﾚﾍﾞﾙV_{th}は次式となる。

$$V_{th}=\pm c_{s0}V_s/2 \tag{2-11}$$

２．４．２　平均符号誤り率

信号ﾊﾟﾙｽ１，０，-１の発生確率をそれぞれP_1，P_0，P_{-1}とする。信号ﾊﾟﾙｽ1,0,-1の誤りﾋﾞｯﾄ数をそれぞれ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。

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

従って、平均符号誤り率P'_eは次式となる。

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

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

符号誤り率は雑音ﾊﾟﾗﾒｰﾀ、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、雑音ﾊﾟ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$Re\{n_1(kT_B-\Delta t_{SN})\}$とﾊﾟﾙｽ識別ﾚﾍﾞﾙ$V_{th}$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。

$$|R_e\{n_1(kT_B-\Delta t_{SN})\}|<V_{th} \tag{2-14}$$

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_0（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、信号ﾊﾟﾙｽ繰返し周波数f_B、等化増幅器利得G（G=20Log 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。

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

以下、無条件許容振幅V_cとﾊﾟﾙｽ識別ﾚﾍﾞﾙ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。

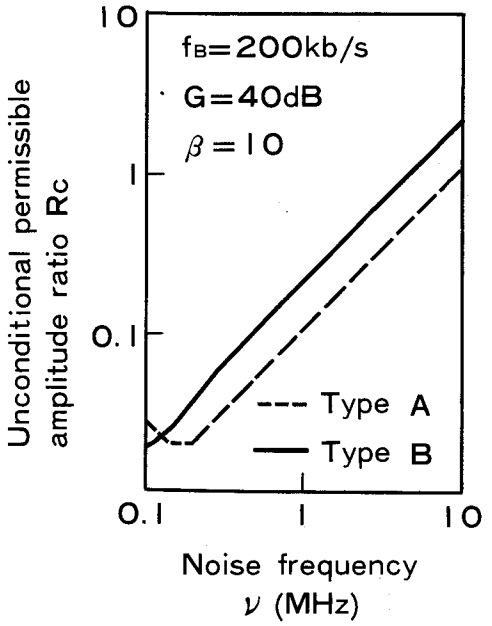


図2-6 無条件許容振幅比と単位雑音振動数との関係

$$R_c \propto \nu \qquad (2\text{-}16)$$

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。

$$R_c \propto g^x \qquad (2\text{-}17)$$

ここで、xは単位雑音の振動数、減衰率、信号ﾊﾟﾙｽ繰返し周波数、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ﾊﾟﾙｽ繰返し周波数との関係を示す。これらの関

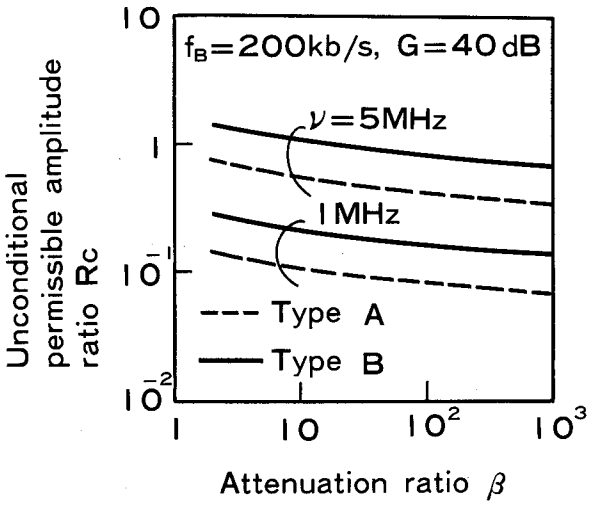


図2-7 無条件許容振幅比と減衰率との関係

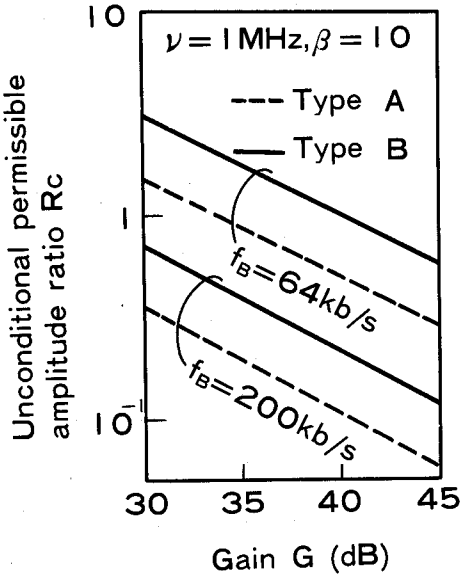


図2-8 無条件許容振幅比と等化増幅器利得との関係

係から、次式が近似的に成立する。

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

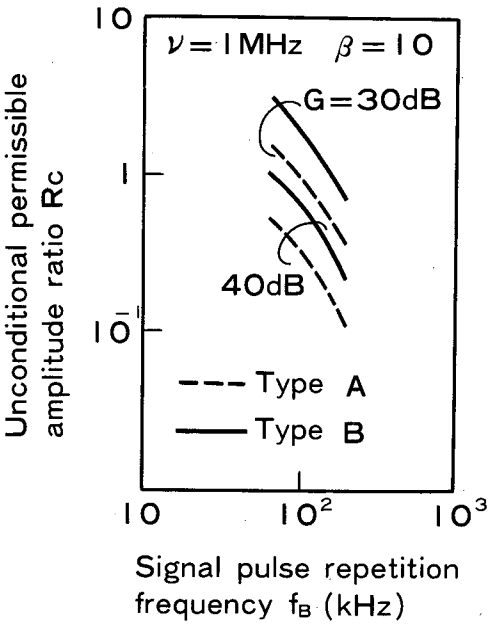


図2-9 無条件許容振幅比と信号パルス繰返し周波数との関係

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

$$\varepsilon_{cA}(\beta, f_B) \fallingdotseq 0.5\,\varepsilon_{cB}(\beta, f_B)$$
$$\mu_{cA}(f_B) \fallingdotseq \mu_{cB}(f_B) \qquad (2\text{-}19)$$

（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ﾃﾞｨｼﾞ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、$P_e' \geqq P'_{e0}$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、限界振幅とﾊﾟﾙｽ識別ﾚﾍﾞﾙとの比R_L（以下、限界振幅比という）について考察する。ここで、符号形式がﾊﾞｲﾎﾟｰﾗ符号であると、次式が成立する。

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

許容符号誤り率$P'_{e0}=10^{-7}$とし、信号ﾊﾟﾙｽ個数$N_s=10^7$とした場合、限界振幅比は振動数、減衰率、信号ﾊﾟﾙｽ繰返し周波数、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。

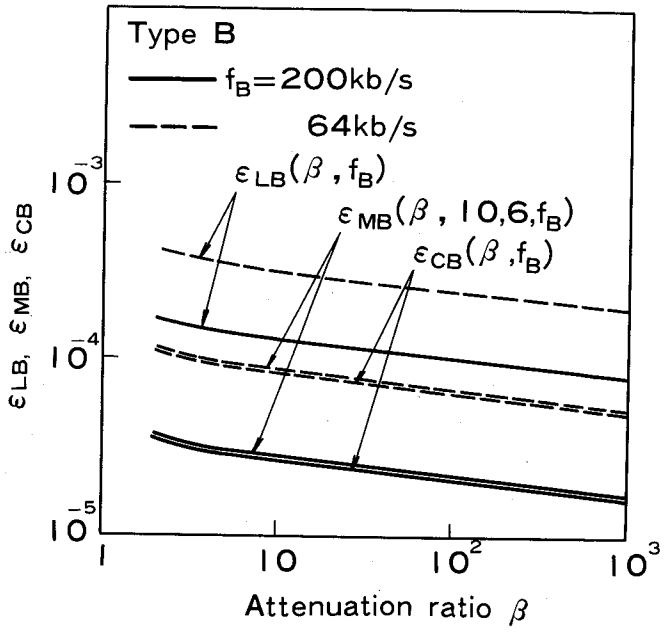


図2-10 ε_{LB}, ε_{MB}, ε_{CB}とβとの関係

表2－2 μ_{CJ}, μ_{LJ}, μ_{MJ}の数値

i	A		B	
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

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

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

ﾀｲﾌﾟAとBの単位雑音において次式が成立する。

$$\varepsilon_{LA}(\beta, f_B) \fallingdotseq 0.5\,\varepsilon_{LB}(\beta, f_B)$$
$$\mu_{LA}(f_B) \fallingdotseq \mu_{LB}(f_B) \qquad (2\text{-}22)$$

従って、$V_n \geqq V_L$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

$V_c < V_n < V_L$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個の単位雑音がﾃﾞｨｼﾞ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$P'_e < P'_{e0}$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）とﾊﾟﾙｽ識別ﾚﾍﾞﾙとの比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ﾃﾞ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。

$$T_{ni} = T_n、\ i = 1, 2, \cdots, M \tag{2-23}$$

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、信号ﾊﾟﾙｽ繰返し周波数、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。

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

$$r_T = T_n / T_B、\ J = A, B$$

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

ﾀｲﾌﾟAとBの単位雑音において次式が成立する。

$$\varepsilon_{MA}(\beta, M, r_T, f_B) \fallingdotseq 0.5\,\varepsilon_{MB}(\beta, M, r_T, f_B)$$
$$\mu_{MA}(M, r_T, f_B) \fallingdotseq \mu_{LB}(M, r_T, f_B) \tag{2-25}$$

以上のように、信号送出ﾚﾍﾞﾙV_sで信号ﾊﾟﾙｽ繰返し周波数f_Bの信号ﾊﾟ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、ﾊﾟﾙｽ性雑音がﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ回線上に無限個存在しても、これらをﾃﾞｨｼﾞ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、ﾊﾟﾙｽ性雑音が一個でもﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ回線上に存在すれば、所要の伝送品質を保証したﾃﾞｨｼﾞ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、有限個のﾊﾟﾙｽ性雑音がﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ回線上に存在しても、所要の伝送品質を保証したﾃﾞｨｼﾞ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、そのｽﾍﾟｸﾄﾙは高い振動数まで広がり、また、減衰率が低い程、そのｽﾍﾟ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

本節ではﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ伝送品質を保証するために雑音ﾊﾟ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ﾊﾟ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ﾊﾟ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$P'_{e0}=10^{-7}$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。

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

$$\lim_{M\to\infty} \mu_{MJ}(M, r_T, f_B) = \mu_{oJ}(f_B)$$

$$\lim_{M\to 1} \varepsilon_{MJ}(\beta, M, r_T, f_B) = \varepsilon_{LJ}(\beta, f_B) \qquad (2\text{-}26)$$

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

$M_1 > M_2$のとき、

$$[dR_{MJ}/dM]_{M=M1} < [dR_{MJ}/dM]_{M=M2} \qquad (2\text{-}27)$$

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

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

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

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

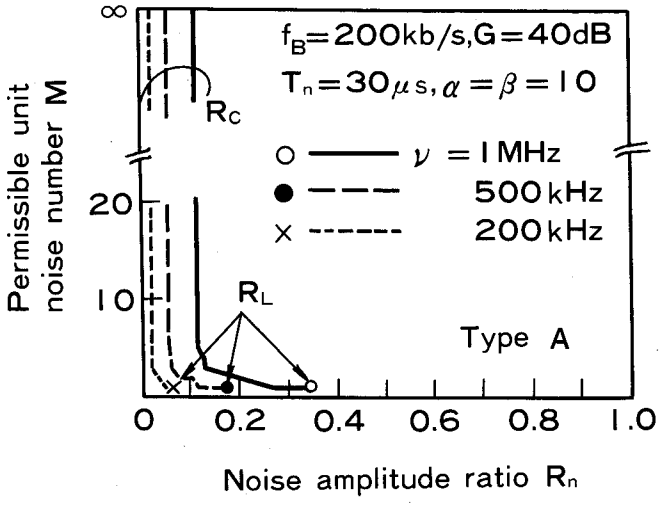


図2-11 許容単位雑音個数の振動数依存性

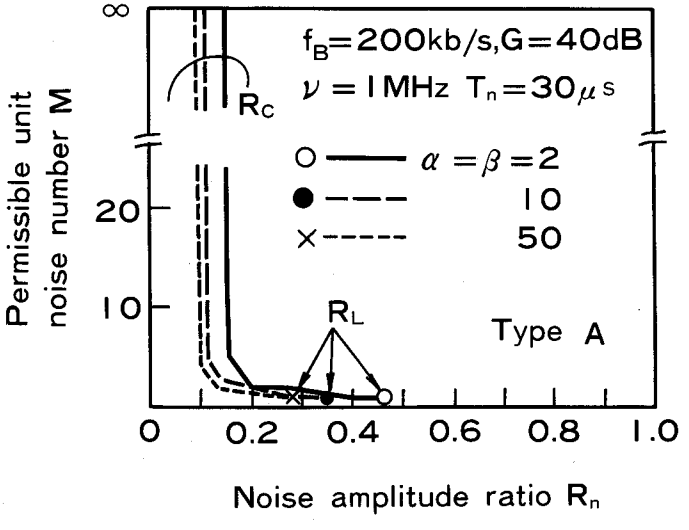


図2-12 許容単位雑音個数の減衰率依存性

$$\varepsilon_{oJ}(\beta, f_B) < \varepsilon_{MJ}(\beta, M, r_{T1}, f_B) < \varepsilon_{MJ}(\beta, M, r_{T2}, f_B) < \varepsilon_{LJ}(\beta, f_B)$$
$$\mu_{oJ}(f_B) < \mu_{MJ}(M, r_{T1}, f_B) < \mu_{MJ}(M, r_{T2}, f_B) < \mu_{LJ}(f_B) \qquad (2\text{-}29)$$

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ﾊﾟ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。

$$\varepsilon_{cJ}(\beta_{c1},f_B)/\varepsilon_{cJ}(\beta_{c2},f_B)=\nu_{c2}/\nu_{c1}$$

$$\varepsilon_{LJ}(\beta_{L1},f_B)/\varepsilon_{LJ}(\beta_{L2},f_B)=\nu_{L2}/\nu_{L1} \qquad (2\text{-}30)$$

$$\varepsilon_{MJ}(\beta_{M1},M,r_T,f_B)/\varepsilon_{MJ}(\beta_{M2},M,r_T,f_B)=\nu_{M2}/\nu_{M1}$$

従って、$\beta_{c1}<\beta_{c2}$、$\beta_{L1}<\beta_{L2}$、$\beta_{M1}<\beta_{M2}$のとき、式(2-30)の関係を用いると、次式が成立する。

$$\nu_{c2}>\nu_{c1}、\ \nu_{L2}>\nu_{L1}、\ \nu_{M2}>\nu_{M1} \qquad (2\text{-}31)$$

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とがある。

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

信号ﾊﾟﾙｽ繰返し周波数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。

$$y_1=\varepsilon_c(\beta,f_B)\cdot g^{-\mu_c(f_B)}$$

$$y_2=\varepsilon_M(\beta,M,r_T,f_B)\cdot g^{-\mu_M(M,r_T,f_B)} \qquad (2\text{-}32)$$

$$y_3=\varepsilon_L(\beta,f_B)\cdot g^{-\mu_L(f_B)}$$

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ﾊﾟ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

$y_0=R_n/\nu$と式(2-32)との交点をβ_1,β_2,β_3とすると、次式が成り立つ。

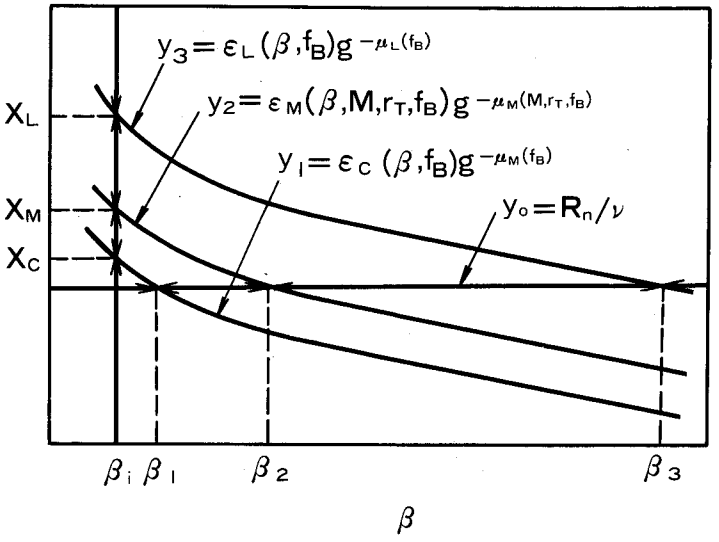


図2-13 雑音パラメータの存在領域

$$\varepsilon_C(\beta_1,f_B)\cdot g^{-\mu_C(f_B)}$$
$$=\varepsilon_M(\beta_2,M_0,r_T,f_B)\cdot g^{-\mu_M(M_0,r_T,f_B)} \qquad (2\text{-}33)$$
$$=\varepsilon_L(\beta_3,f_B)\cdot g^{-\mu_L(f_B)}$$

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、$M<M_0$ (2-34)

$\beta_3<\beta$ のとき、$M=0$

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、$M<M'_0$ (2-35)

$X_L<R_n/\nu$のとき、 $M=0$

ここで、β_Jは定数とし、次式が成立する。

$$X_C = \varepsilon_C(\beta_J, f_B)\cdot g^{-\mu_C(f_B)}$$

$$X_M = \varepsilon_M(\beta_J, M'_0, r_T, f_B)\cdot g^{-\mu_M(M'_0, r_T, f_B)} \qquad (2\text{-}36)$$

$$X_L = \varepsilon_L(\beta_J, f_B)\cdot g^{-\mu_L(f_B)}$$

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ﾊﾟ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、ﾊﾟ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

$R_n < R_C$のとき、$M=\infty$

$R_n > R_L$のとき、$M=0$ (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

$\varepsilon_C(\beta, f_B) > R_n / g^{-\mu_C(f_B)} / \nu$のとき、$M=\infty$

$\varepsilon_L(\beta, f_B) < R_n / g^{-\mu_L(f_B)} / \nu$のとき、$M=0$

(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

$\nu > R_n / \varepsilon_C(\beta, f_B) / g^{-\mu_C(f_B)}$のとき、$M=\infty$

$\nu < R_n / \varepsilon_L(\beta, f_B) / g^{-\mu_L(f_B)}$のとき、$M=0$

(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ﾌﾟＡ,Ｂの平均的な振動数、減衰率、振幅を表２-３に示す。f_B=200kb/s、G=40dB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。信号送出ﾚﾍﾞﾙV_s=１Ｖ,２Ｖ,３Ｖに対する振幅比R_nと評価指標との関係は以下となる。

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

従って、ﾀｲﾌﾟAの単位雑音が存在するようなﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ回線において信号送出ﾚﾍﾞﾙが1 Vであると、符号誤り率10^{-7}を保証したﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ伝送は不可能である。ﾀｲﾌﾟBの単位雑音が存在するようなﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ回線において、信号送出ﾚﾍﾞﾙが3 Vであると、ｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音を無視してﾃﾞｨｼﾞ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(V)	100秒当りの許容単位雑音個数N_T
A	$\nu=0.5$	$R_C=0.0693$	3	4
	$\beta=2$	$R_L=0.2187$	2	4
	$V_n=75$		1	0
B	$\nu=1$	$R_C=0.2173$	3	∞
	$\beta=10$	$R_L=0.6840$	2	6
	$V_n=140$		1	2

2．6　結言

本章では、符号誤り率の観点から、各種の信号ﾊﾟﾙｽ繰返し周波数、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、雑音波形を波形ﾊﾟﾗﾒｰﾀ（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、信号送出ﾚﾍﾞﾙ、信号ﾊﾟﾙｽ繰返し周波数、等化増幅器利得及び波形ﾊﾟ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がﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ回線上に存在してもﾃﾞｨｼﾞ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、一個の単位雑音がﾃﾞｨｼﾞ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がﾃﾞｨｼﾞ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ﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ信号に及ぼすﾊﾟﾙｽ性雑音を評価するためには、先ず、その雑音特性すなわち個々の雑音波形のﾊﾟﾗﾒｰﾀ（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ﾃﾞ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、ﾃﾞ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、しかもﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ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

多数のﾊﾟﾙｽ波形で構成された雑音を評価する場合、個々のﾊﾟﾙｽ波形（以下、孤立正弦波ﾊﾟﾙｽという）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、孤立正弦波ﾊﾟﾙｽについて、その波形形状及び振動数と基準ﾚﾍﾞﾙにおける時間幅（基準ﾚﾍﾞﾙを越える時間）及び生起間隔（基準ﾚﾍﾞﾙ点での前のﾊﾟﾙｽの後縁から次のﾊﾟﾙｽの前縁までの時間）からなるﾃﾞ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にｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音あるいは高周波ｻｰｼﾞ[40]-[43]などで観測される孤立正弦波ﾊﾟﾙｽの波

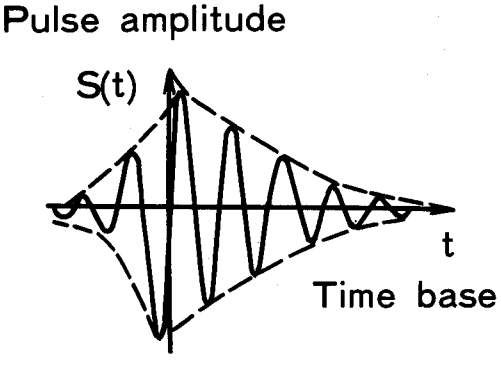


図3-1 孤立正弦波パルスの波形例

形例を示す。孤立正弦波ﾊﾟﾙｽ波形S(t)は次式で表せるものとする。

$$S(t)=\begin{cases} S_P(t)、t<0 \\ S_Q(t)、t\geqq 0 \end{cases} \qquad (3\text{-}1)$$

ここで、

$$\begin{aligned} S_P(t)&=A_P X_P(\xi_P)\sin(2\pi\ \xi_P) \\ S_Q(t)&=A_Q X_Q(\xi_Q)\sin(2\pi\ \xi_Q) \end{aligned} \qquad (3\text{-}2)$$

$\xi_P=\nu_P t$、$\xi_Q=\nu_Q t$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$X_P(\xi_P)$、$X_Q(\xi_Q)$は正弦波ﾊﾟﾙｽの包絡線形状を表し、次式を満足すると仮定する。

$$X_P(-1/4)=X_Q(1/4)=1 \qquad (3\text{-}3)$$

$\xi_P<0$、$\xi_Q>0$のとき、

$$X_P(\xi_P)\geqq 0、X_Q(\xi_Q)\geqq 0 \qquad (3\text{-}4)$$

$$\begin{aligned} [dX_P/d\xi_P]_{\xi_P<0}&=D_P(\xi_P)\geqq 0、 \\ [dX_Q/d\xi_Q]_{\xi_Q>0}&=D_Q(\xi_Q)\leqq 0 \end{aligned} \qquad (3\text{-}5)$$

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、この波形を正規化ﾊﾟﾙｽという。基準ﾚﾍﾞﾙr_ℓ（$1\geqq r_1>$---$>r_\ell>$---$>r_L>0$、Lは基準ﾚﾍﾞﾙの個数である）に対して、正規化ﾊﾟﾙｽ波形が $|S(t)|\geqq r_\ell$ を満足するように時間幅$\tau_{\ell I}$（$I=1,2,$---$,N_\ell$ ：N_ℓ は１個の正規化ﾊﾟﾙｽにおける時間幅ﾃﾞｰﾀ個数ﾃﾞｰﾀである）と $|S(t)|<r_\ell$ を満足する生起間隔$\delta_{\ell I}$（$I=1,2,$---$,N_\ell-1$）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、基準ﾚﾍﾞﾙr_ℓにおける時間幅$\tau_{\ell I}$と生起間隔$\delta_{\ell I}$を要素とする数列$\{\tau_I\}_\ell$と$\{\delta_I\}_\ell$は図３－２のようにそれぞれ包絡線$X_P(\xi_P)$に対応するﾊﾟﾙｽ波形部分における時間幅$e_{\ell k}$（$k=1,2,$---$,m_\ell$ ：m_ℓ は時間幅ﾃﾞｰﾀ個数である）、生起間隔$h_{\ell k}$（$k=1,2,$---$,m_\ell-1$）を要素とする数列$\{e_k\}_\ell$, $\{h_k\}_\ell$と包絡線$X_Q(\xi_Q)$に対応するﾊﾟﾙｽ波形部分における時間幅$\varepsilon_{\ell k}$（$k=1,2,$---$,n_\ell$ ；n_ℓ は時間幅ﾃﾞｰﾀ個数である）、生起間隔$\mu_{\ell k}$（$k=1,$

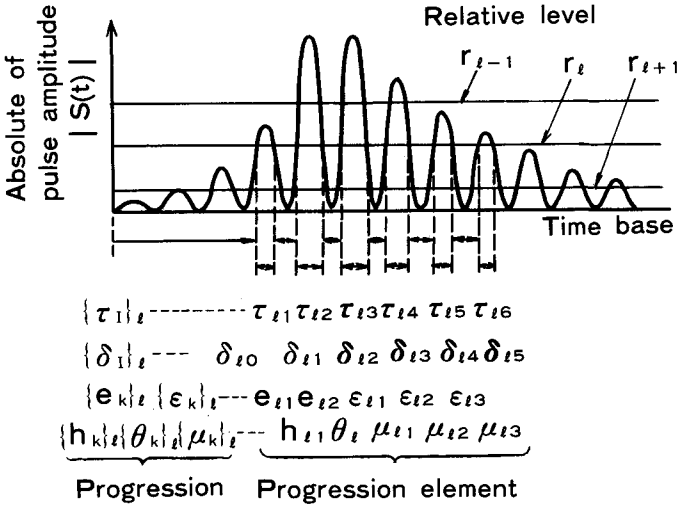


図3-2 正の基準レベルでの時間幅数列と生起間隔数列の定義

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

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

$$\tau_{\ell I}=e_{\ell k},\quad \delta_{\ell I}=h_{\ell k},\qquad (I=k=1,2,---,m_\ell-1)$$

$$\tau_{\ell I}=\varepsilon_{\ell K},\quad \delta_{\ell I}=\mu_{\ell K},\qquad (K=I-m_\ell=1,2,---,n_\ell-1) \tag{3-6}$$

$$\tau_{\ell m_\ell}=e_{\ell m_\ell},\quad \delta_{\ell m_\ell}=\theta_\ell,$$

$$\tau_{\ell m_\ell+n_\ell}=\varepsilon_{\ell n_\ell}$$

$$e_{\ell 1}\leqq---\leqq e_{\ell k}\leqq---\leqq e_{\ell m_\ell}$$

$$\varepsilon_{\ell 1}\geqq---\geqq \varepsilon_{\ell k}\geqq---\geqq \varepsilon_{\ell n_\ell} \tag{3-7}$$

$$h_{\ell 1}\geqq---\geqq h_{\ell k}\geqq---\geqq h_{\ell m_\ell-1}>\theta_\ell$$

$$<\mu_{\ell 1}\leqq---\leqq \mu_{\ell k}\leqq---\leqq \mu_{\ell n_\ell-1}$$

（2）基準ﾚﾍﾞﾙと時間幅ﾃﾞｰﾀ個数との関係

基準ﾚﾍﾞﾙr_ℓ での時間幅ﾃﾞｰﾀ個数m_ℓ ,n_ℓ は次式の根の個数から求めることができる。

$$r_\ell=|X_P(\xi_P)\sin(2\pi\xi_P)|,$$

$$r_\ell=|X_Q(\xi_Q)\sin(2\pi\xi_Q)| \tag{3-8}$$

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。

$$m_\ell = F_P(r_\ell), \quad n_\ell = F_Q(r_\ell) \tag{3-9}$$

$F_P(r_\ell)$, $F_Q(r_\ell)$は$X_P(\xi_P)$、$X_Q(\xi_Q)$の関数である。

基準ﾚﾍﾞﾙでの正規化ﾊﾟﾙｽ$S(t)$の時間幅ﾃﾞｰﾀ個数N_ℓは次式で表せる。

$$N_\ell = m_\ell + n_\ell \tag{3-10}$$

また、時間幅ﾃﾞｰﾀ個数m_ℓ, n_ℓ, N_ℓは次の条件を満足する。

$$\begin{aligned} &0 \leqq m_1 \leqq --- \leqq m_\ell \leqq --- \leqq m_L \\ &0 \leqq n_1 \leqq --- \leqq n_\ell \leqq --- \leqq n_L \\ &0 \leqq N_1 \leqq --- \leqq N_\ell \leqq --- \leqq N_L \end{aligned} \tag{3-11}$$

（３）基準ﾚﾍﾞﾙと正規化時間幅との関係

基準ﾚﾍﾞﾙr_ℓでの時間幅$e_{\ell k}$, $\varepsilon_{\ell k}$は次式を満足する領域の幅$\Delta\xi_{P\ell k}$, $\Delta\xi_{Q\ell k}$より求めることができる。

$$\begin{aligned} &r_\ell > |X_P(\xi_P)\sin(2\pi\xi_P)| \\ &r_\ell > |X_Q(\xi_Q)\sin(2\pi\xi_Q)| \end{aligned} \tag{3-12}$$

$e_{\ell k}$, $\varepsilon_{\ell k}$は次式となる。

$$e_{\ell k} = \Delta\xi_{P\ell k}/\nu_P, \quad \varepsilon_{\ell k} = \Delta\xi_{Q\ell k}/\nu_Q \tag{3-13}$$

正規化時間幅$w_{P\ell}$ $(=\nu_P \sum_{k=1}^{m_\ell} e_{\ell k})$、$w_{Q\ell}$ $(=\nu_Q \sum_{k=1}^{n_\ell} \varepsilon_{\ell k})$は、

式(3-13)を用いると、次式となる。

$$w_{P\ell} = \sum_{k=1}^{m_\ell} \Delta\xi_{P\ell k}, \quad w_{Q\ell} = \sum_{k=1}^{n_\ell} \Delta\xi_{Q\ell k} \tag{3-14}$$

従って、正規化時間幅$w_{P\ell}$, $w_{Q\ell}$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。

$$w_{P\ell} = G_P(r_\ell), \quad w_{Q\ell} = G_Q(r_\ell) \tag{3-15}$$

$G_P(r_\ell)$, $G_Q(r_\ell)$は包絡線形状$X_P(\xi_P)$, $X_Q(\xi_Q)$の関数である。

基準ﾚﾍﾞﾙr_ℓでの正規化ﾊﾟﾙｽ$S(t)$の正規化時間幅は次式で表せる。

$$W_\ell = w_{P\ell} + w_{Q\ell} \tag{3-16}$$

また、正規化時間幅$w_{P\ell}$、$w_{Q\ell}$、W_ℓはつぎの条件を満足する。

$$\begin{aligned} &0 \leqq w_{P1} \leqq --- \leqq w_{P\ell} \leqq --- \leqq w_{PL} \\ &0 \leqq w_{Q1} \leqq --- \leqq w_{Q\ell} \leqq --- \leqq w_{QL} \\ &0 \leqq W_1 \leqq --- \leqq W_\ell \leqq --- \leqq W_L \end{aligned} \tag{3-17}$$

（4）正弦波ﾊﾟﾙｽ先頭値と時間幅ﾃﾞｰﾀ個数あるいは正規化時間幅との関係

基準ﾚﾍﾞﾙr_ℓに対する先頭値A_Pの正弦波ﾊﾟﾙｽ$S_P(t)$あるいは先頭値A_Qの正弦波ﾊﾟﾙｽ$S_Q(t)$の時間幅ﾃﾞｰﾀ個数 m'_ℓ あるいはn'_ℓ、正規化時間幅$w'_{P\ell}$ あるいは$w'_{Q\ell}$ は次式の根から求めることができる。

$$R_{P\ell} > |X_P(\xi_P)\sin(2\pi\xi_P)|$$
$$R_{Q\ell} > |X_Q(\xi_Q)\sin(2\pi\xi_Q)| \qquad (3\text{-}18)$$

なお、$R_{P\ell}=r_\ell/A_P$, $R_{Q\ell}=r_\ell/A_Q$であり、式(3-11),(3-17)より次式が成立する。

$$\begin{aligned}
&r_\ell \geqq R_{P\ell} \text{ のとき、} m'_\ell \geqq m_\ell \text{、} w'_{P\ell} \geqq w_{P\ell}\\
&r_\ell < R_{P\ell} \text{ のとき、} m'_\ell < m_\ell \text{、} w'_{P\ell} < w_{P\ell}\\
&r_\ell \geqq R_{Q\ell} \text{ のとき、} n'_\ell \geqq n_\ell \text{、} w'_{Q\ell} \geqq w_{Q\ell}\\
&r_\ell < R_{Q\ell} \text{ のとき、} n'_\ell < n_\ell \text{、} w'_{Q\ell} < w_{Q\ell}
\end{aligned} \qquad (3\text{-}19)$$

時間幅ﾃﾞｰﾀ個数m'_ℓ ,n'_ℓ 及び正規化時間幅$w'_{P\ell}$,$w'_{Q\ell}$ は式(3-9),(3-15)より、次式となる。

$$m'_{P\ell}=F_P(R_{P\ell}),\quad n'_{Q\ell}=F_Q(R_{Q\ell}) \qquad (3\text{-}20)$$

$$w'_{P\ell}=G_P(R_{P\ell}),\quad w'_{Q\ell}=G_Q(R_{Q\ell}) \qquad (3\text{-}21)$$

正弦波ﾊﾟﾙｽ$S(t)$の時間幅ﾃﾞｰﾀ個数N'_ℓ、正規化時間幅W'_ℓ は次式で表せる。

$$N'_\ell=m'_\ell+n'_\ell \qquad (3\text{-}22)$$

$$W'_\ell=w'_{\ell P}+w'_{\ell Q} \qquad (3\text{-}23)$$

（5）時間幅と生起間隔の和と基準ﾚﾍﾞﾙとの関係

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

$$t_\ell=\delta_{\ell 0}+\sum_{k=1}^{m_\ell-1}(e_{\ell k}+h_{\ell k})+e_{\ell m_\ell}+\theta_\ell+\sum_{k=1}^{n_\ell-1}(\varepsilon_{\ell k}+\mu_{\ell k})+\varepsilon_{\ell n_\ell} \qquad (3\text{-}24)$$

$\delta_{\ell 0}$は基準時間から計測して正弦波ﾊﾟﾙｽ振幅が最初に基準ﾚﾍﾞﾙr_ℓ での包絡線$X_P(\xi_P)$のﾊﾟﾙｽ波形と包絡線$X_Q(\xi_Q)$のﾊﾟﾙｽ波形との時間間隔である。

経過時間t_ℓ は以下の条件を満たす。

$$0 \leqq t_1 \leqq \cdots \leqq t_\ell \leqq \cdots \leqq t_L \qquad (3\text{-}25)$$

3．3　数値計算例

本節では式(3-3)～式(3-5)を満たす正弦波ﾊﾟﾙｽを具体的に取り上げ、前節で示したﾊﾟﾙｽ形状、振動数と基準ﾚﾍﾞﾙ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。

①$0 \leqq \xi_Q \leqq 1/4-1/c_1$、　$c_1<0$ 、

$$X_Q(\xi_Q)=c_1(\xi_Q-1/4)+1 \tag{3-26}$$

②$0 \leqq \xi_Q \leqq (1-4/c_2)^{1/2}/2$、$c_2<0$、

$$X_Q(\xi_Q)=c_2(\xi_Q^2-1/16)+1 \tag{3-27}$$

③$0 \leqq \xi_Q \leqq c_3/4(c_3^2-1)^{1/2}$、$c_3>1$

$$X_Q(\xi_Q)=\{c_3^2(1-16\xi_Q^2)+16\xi_Q^2\}^{1/2} \tag{3-28}$$

④$X_Q(\xi_Q)=\exp\{c_4(1/4-\xi_Q)\}$　(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。

$$X_P(\xi_P)=\exp\{a(1/4+\xi_P)\}、\quad X_Q(\xi_Q)=\exp\{b(1/4-\xi_Q)\} \tag{3-30}$$

$$a=\ell n\,\alpha、\quad b=\ell n\,\beta \tag{3-31}$$

α、βは減衰率であり、次式で表せる。

$$\alpha=X_P(-1/4)/X_P(-5/4)、\quad \beta=X_Q(1/4)/X_Q(5/4) \tag{3-32}$$

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、正規化ﾊﾟﾙｽ$S_P(t)$について,減衰率αをﾊﾟﾗﾒｰﾀとして,基準ﾚﾍﾞﾙr_ℓと時間幅ﾃﾞｰﾀ個数m_ℓとの関係を表したものである。正規化ﾊﾟﾙｽ$S_Q(t)$における基準ﾚﾍﾞﾙr_ℓと時間幅デー

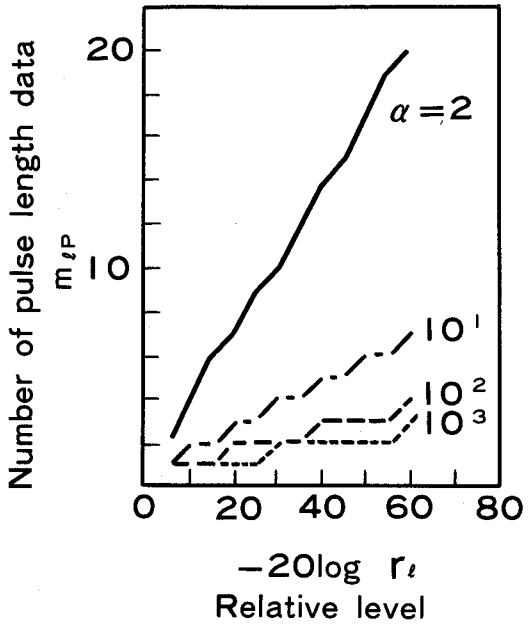


図3-3 基準レベルと時間幅データ個数との関係

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。

$$m_\ell = F(\alpha)、n_\ell = F(\beta) \qquad (3\text{-}33)$$

また、式(3-10),式(3-11)及び次式が成立する。

$$dm_\ell / d\alpha \leqq 0、dn_\ell / d\beta \leqq 0 \qquad (3\text{-}34)$$

図3-4に正規化ﾊﾟﾙｽ$S_P(t)$について,減衰率αをﾊﾟﾗﾒｰﾀとして、基準ﾚﾍﾞﾙr_ℓ と正規化時間幅$w_{\ell P}$との関係を示す。正規化ﾊﾟﾙｽ$S_Q(t)$における基準ﾚﾍﾞﾙr_ℓ と正規化時間幅$w_{\ell Q}$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$w_{\ell P}$,$w_{\ell Q}$は減衰率α、βのみに依存し,それぞれ次式で表せる。

$$w_{\ell P_\ell} = G(\alpha)、w_{\ell Q_\ell} = G(\beta) \qquad (3\text{-}35)$$

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。

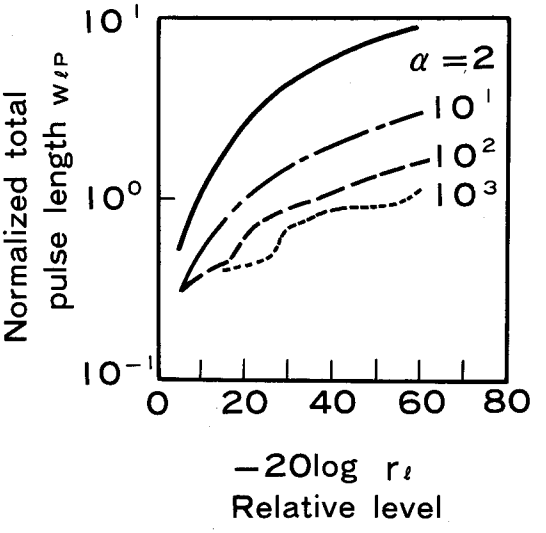


図3-4 基準レベルと正規化時間幅との関係

3．4　正弦波パルス列の波形列パラメータ

多数の正弦波ﾊﾟﾙｽ列を含む波形列からなる雑音を評価するためには、波形列ﾊﾟﾗﾒｰﾀを把握し、雑音特性を明確にする必要がある。本節では、波形列ﾊﾟﾗﾒｰﾀの把握を可能とする基準ﾚﾍﾞﾙ設定法ならびにこの基準ﾚﾍﾞ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ﾊﾟﾙｽに関する関係式を適用することにより波形列ﾊﾟ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、基準ﾚﾍﾞ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ﾍﾞﾙ$r^+_{\ell\cdot}$, $r^-_{\ell\cdot}$を設定する。

$$0 < r^+_{\ell\cdot} = |r^-_{\ell\cdot}| \leqq 1 \quad (\ell\cdot = 1,2,\cdots,L) \qquad (3\text{-}36)$$

Lは正あるいは負ﾚﾍﾞﾙのﾚﾍﾞﾙ数である

基準ﾚﾍﾞﾙ$r^+_{\ell\cdot}$、$r^-_{\ell\cdot}$において、ﾊﾟﾙｽ列が$S(t) \geqq r^+_{\ell\cdot}$、$S(t) \leqq r^-_{\ell\cdot}$を満たすようなi番目の時間幅がそれぞれ$y^+_{\ell\cdot i}$ $(i=1,2,\cdots,I^+_{\ell\cdot}$: $I^+_{\ell\cdot}$は時間幅データ総個数である)、$y^-_{\ell\cdot i}$ $(i=1,2,\cdots,I^-_{\ell\cdot}$: $I^-_{\ell\cdot}$は時間幅データ総個数である)であり、ﾊﾟﾙｽ列が$0 < S(t) < r^+_{\ell\cdot}$、$0 > S(t) > r^-_{\ell\cdot}$を満たすようなi番目の生起間隔がそれぞれ$x^+_{\ell\cdot i}$ $(i=1,2,\cdots,$

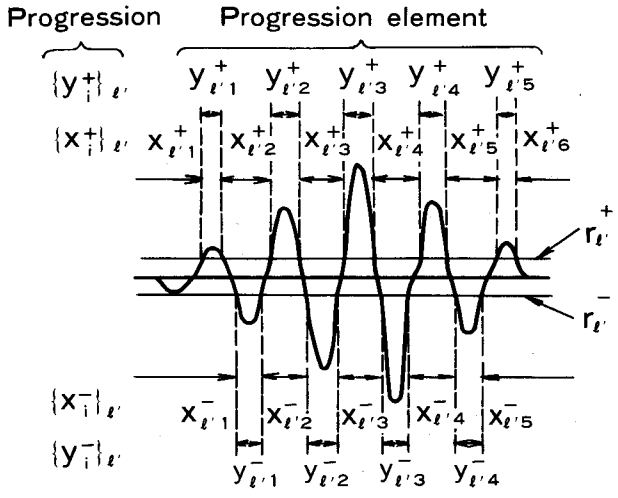


図3-5 正負基準レベルでの時間幅数列と生起間隔数列の定義

$I^{+}_{\ell'}+1$）、$x^{-}_{\ell'i}$ $(i=1,2,\cdots,I^{-}_{\ell'}+1)$ である。

なお，$\{x^{+}_{i}\}_{\ell'}$，$\{x^{-}_{i}\}_{\ell'}$，$\{y^{+}_{i}\}_{\ell'}$，$\{y^{-}_{i}\}_{\ell'}$はそれぞれ$x^{+}_{\ell'i}$，$x^{-}_{\ell'i}$，$y^{+}_{\ell'i}$，$y^{-}_{\ell'i}$を要素とする数列である。

未知の波形列を上記の基準ﾚﾍﾞﾙ$r^{+}_{\ell'}$，$r^{-}_{\ell'}$における時間幅数列$\{y^{+}_{i}\}_{\ell'}$，$\{y^{-}_{i}\}_{\ell'}$及び生起間隔数列 $\{x^{+}_{i}\}_{\ell'}$，$\{x^{-}_{i}\}_{\ell'}$として記録する。

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

図3-5と図3-6の基準ﾚﾍﾞﾙ相互間で式(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 $\{x^{+}_{i}\}_{\ell'}$，$\{x^{-}_{i}\}_{\ell'}$，$\{y^{+}_{i}\}_{\ell'}$，$\{y^{-}_{i}\}_{\ell'}$はそれぞれ数列$\{x_{i}\}_{\ell}$，$\{y_{i}\}_{\ell}$に変換できる。

$$r_{\ell}=r^{+}_{\ell'}=|r^{-}_{\ell'}|、\ell=\ell' \qquad (3\text{-}37)$$

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

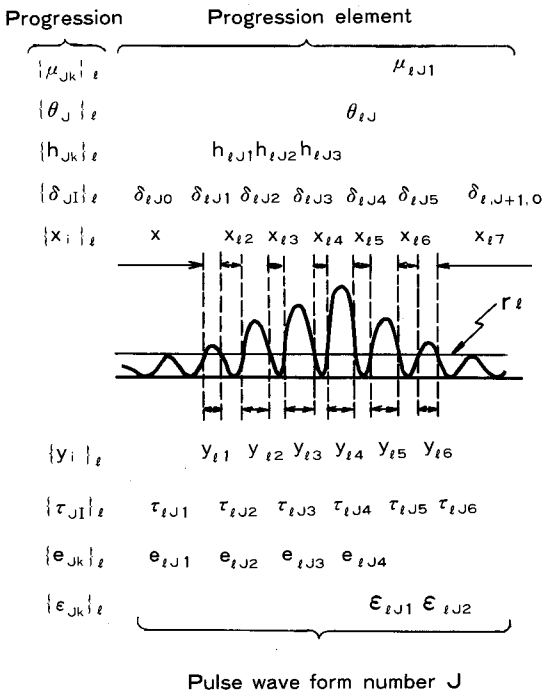
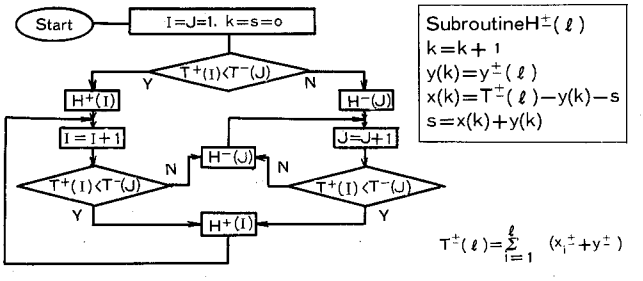


図3-6 正弦波パルス波形列 | S(t) | の時間幅数列と生起間隔数列の定義



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，$\delta_{\ell J0}$は基準ﾚﾍﾞﾙでの(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$\{x_i\}_\ell$と$\{y_i\}_\ell$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$[\{\tau_{11}\}_\ell,\cdots,\{\tau_{J1}\}_\ell,\cdots,\{\tau_{M_\ell 1}\}_\ell]$、$[\{\delta_{11}\}_\ell,\cdots,\{\delta_{J1}\}_\ell,\cdots,\{\delta_{M_\ell 1}\}_\ell]$及び数列群$[\{e_{1k}\}_\ell,\cdots,\{e_{Jk}\}_\ell,\cdots,\{e_{M_\ell k}\}_\ell]$、$[\{\varepsilon_{1k}\}_\ell,\cdots,\{\varepsilon_{Jk}\}_\ell,\cdots,\{\varepsilon_{M_\ell k}\}_\ell]$、$[\{h_{1k}\}_\ell,\cdots,\{h_{Jk}\}_\ell,\cdots,\{h_{M_\ell k}\}_\ell]$、$[\{\mu_{1k}\}_\ell,\cdots,\{\mu_{Jk}\}_\ell,\cdots,\{\mu_{M_\ell k}\}_\ell]$、$[\theta_{\ell 1},\cdots,\theta_{\ell J},\cdots,\theta_{\ell M_\ell}]$を作る。

以下、上記の数列群を順に$[\{\tau_{J1}\}_\ell]$、$[\{\delta_{J1}\}_\ell]$、$[\{e_{Jk}\}_\ell]$、$[\{\varepsilon_{Jk}\}_\ell]$、$[\{h_{Jk}\}_\ell]$、$[\{\mu_{Jk}\}_\ell]$、$[\{\theta_J\}_\ell]$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ﾊﾟ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ﾚﾍﾞﾙr_ℓにおいて消滅するまでの経過時間$t_{\ell J}$は、式(3-24)を用いて、

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

$$+\sum_{j=1}^{J}\theta_{\ell j}+\sum_{j=1}^{J}\sum_{k=1}^{n_{\ell j}-1}(\varepsilon_{\ell jk}+\mu_{\ell jk})+\sum_{j=1}^{J}\varepsilon_{\ell jn_{\ell j}} \qquad (3\text{-}38)$$

となる。

先ず，最低基準ﾚﾍﾞﾙr_Lについて、式(3-38)よりt_{LJ}を求め、順次$t_{\ell J}$を計算し，式(3-39)を満たす各基準ﾚﾍﾞﾙの数列群を新しい数列群$[\{\tau_{J1}\}_1,\cdots,\{\tau_{J1}\}_\ell,\cdots,\{\tau_{J1}\}_L]$、$[\{\delta_{J1}\}_1,\cdots,\{\delta_{J1}\}_\ell,\cdots,\{\delta_{J1}\}_L]$、$[\{e_{Jk}\}_1,\cdots,\{e_{Jk}\}_\ell,\cdots,\{e_{Jk}\}_L]$、$[\{\varepsilon_{Jk}\}_1,\cdots,\{\varepsilon_{Jk}\}_\ell,\cdots,\{\varepsilon_{Jk}\}_L]$、$[\{h_{Jk}\}_1,\cdots,\{h_{Jk}\}_\ell,\cdots,\{h_{Jk}\}_L]$、$[\{\mu_{Jk}\}_1,\cdots,\{\mu_{Jk}\}_\ell,\cdots,\{\mu_{Jk}\}_L]$、$[\theta_{1J},\cdots,\theta_{\ell J},\cdots,\theta_{LJ}]$に編成する。これらの数列群は個々の正弦波ﾊﾟ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。

$$0 < t_{1J} < \cdots < t_{\ell J} < \cdots < t_{LJ} \qquad (3\text{-}39)$$

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番目の正弦波ﾊﾟﾙｽ波形に対応する数列群〔e_J〕、〔ε_J〕、〔h_J〕、〔μ_J〕、〔θ_J〕について，基準ﾚﾍﾞﾙr_ℓにおける時間幅ﾃﾞｰﾀ個数$m_{\ell J}$及び$n_{\ell J}$を求め，基準ﾚﾍﾞﾙr_ℓと時間幅ﾃﾞｰﾀ個数$m_{\ell J}$及び$n_{\ell J}$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、$R_{LP}=r_\ell/\Delta A_{PJ}$、$R_{Q\ell}=r_\ell/\Delta A_{QJ}$とし、基準ﾚﾍﾞﾙ$R_{P\ell}$と時間幅ﾃﾞｰﾀ個数$m_{\ell J}$及び基準ﾚﾍﾞﾙ$R_{Q\ell}$と時間幅ﾃﾞｰﾀ個数$n_{\ell J}$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)を満たす正弦波ﾊﾟﾙｽの場合について上記の手順を具体的に示す。基準ﾚﾍﾞﾙr_ℓでの時間幅ﾃﾞｰﾀ個数$m_{\ell J}$及び$n_{\ell J}$を求めた後、基準ﾚﾍﾞﾙr_ℓと時間幅ﾃﾞｰﾀ個数$m_{\ell J}$との関係及び基準ﾚﾍﾞﾙr_ℓと時間幅ﾃﾞｰﾀ個数$n_{\ell J}$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、基準ﾚﾍﾞﾙ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、基準ﾚﾍﾞﾙ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〕,〔ε_J〕から基準ﾚﾍﾞﾙr_Lにおいて次式を求める。

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

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。

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

あるいは

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

式(3-30)を満たす正弦波ﾊﾟ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のときの基準ﾚﾍﾞﾙ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のときの基準ﾚﾍﾞﾙ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節で求めた正弦波ﾊﾟﾙｽ波形に対応する数列群〔τ_J〕、〔δ_J〕について、最低基準ﾚﾍﾞﾙでの数列群$\{\tau_{J1}\}_L$の個数を求めることによって正弦波ﾊﾟ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

最低基準ﾚﾍﾞﾙr_Lにおいて、次式を計算することによって、J番目の正弦波ﾊﾟﾙｽ波形の先頭値位置とJ+1番目の正弦波ﾊﾟ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 $|A_{PJ}|>|A_{QJ}|$, $|A_{PJ+1}|\geqq|A_{QJ+1}|$のとき、

$$T_{J,J+1}=t_P(J+1)-t_P(J) \qquad (3\text{-}43)$$

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

$$T_{J,J+1}=t_Q(J+1)-t_P(J) \qquad (3\text{-}44)$$

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

$$T_{J,J+1}=t_Q(J+1)-t_Q(J) \qquad (3\text{-}45)$$

④ $|A_{PJ}|\leqq|A_{QJ}|$, $|A_{PJ+1}|\geqq|A_{QJ+1}|$のとき、

$$T_{J,J+1}=t_P(J+1)-t_Q(J) \qquad (3\text{-}46)$$

ここで、

$$t_P(J)=\sum_{j=1}^{J-1}\left[\delta_{Lj0}+\sum_{k=1}^{m_{Lj}-1}s_{Ljk}+e_{LjmLj}+\theta_{Lj}+\sum_{k=1}^{n_{Lj}-1}u_{Ljk}+\varepsilon_{LjnLj}\right]+\delta_{LJ0}+\sum_{k=1}^{m_{LJ}-1}s_{LJk}+e_{LJmLJ}/2$$

$$t_Q(J)=t_P(J)+e_{LJmLJ}/2+\theta_{LJ}+\varepsilon_{LJ1}/2$$

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

(3-47)

3．4．5　極性判定手順

本節では、個々の正弦波ﾊﾟﾙｽ波形の極性判定の手順について論じる。

最低基準ﾚﾍﾞﾙr_Lにおいて，J番目の正弦波ﾊﾟﾙｽ波形に相当する数列群$\{e_J\}$及び$\{\varepsilon_J\}$について、

$$e_{LJ1} \leqq \cdots \leqq e_{LJk} \leqq \cdots \leqq e_{LJmL}$$
$$\varepsilon_{LJ1} \geqq \cdots \geqq \varepsilon_{LJk} \geqq \cdots \geqq \varepsilon_{LJnL} \qquad (3\text{-}48)$$

が成立するから、J番目の正弦波ﾊﾟ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、最低基準ﾚﾍﾞﾙ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。

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

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、正弦波ﾊﾟﾙｽ波形の極性判定を行なう。

$t_P(J)=t^+(s)$のとき、$A_{PJ}>0$
$t_P(J)=t^-(s)$のとき、$A_{PJ}<0$
$t_Q(J)=t^+(s)$のとき、$A_{QJ}>0$　　(3-50)
$t_Q(J)=t^-(s)$のとき、$A_{QJ}<0$

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

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

$\{y_i\}_\ell$、$\{x_i\}_\ell$に変換する。

③数列$\{y_i\}_\ell$、$\{x_i\}_\ell$に対して、式(3-6),式(3-7)を適用して基準ﾚﾍﾞﾙにおける個々の波形に対応した時間幅数列群$[\{\tau_{JI}\}_\ell]$、$[\{e_{Jk}\}_\ell]$、$[\{\varepsilon_{Jk}\}_\ell]$、生起間隔数列群$[\{\delta_{JI}\}_\ell]$、$[\{h_{Jk}\}_\ell]$、$[\{\mu_{Jk}\}_\ell]$、$[\{\theta_J\}_\ell]$を求める。

④上記の数列群について、式(3-38)を用いて,$t_{\ell J}$を求め、$t_{LJ}>\cdots>t_{\ell J}>\cdots>t_{1J}$なる関係を利用して、個々の正弦波ﾊﾟ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すなわち波形列ﾊﾟ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、これらのﾃﾞｰﾀから各波形列ﾊﾟ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ﾊﾟ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これらのﾃﾞｰﾀを基に第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、基準ﾚﾍﾞﾙr_ℓでの時間率T_{RATIO_ℓ}を次式で定義する。

$$T_{RATIO_\ell}=\sum_{i=1}^{M_{M_\ell}} t'_{\ell i}/T_{ME} \qquad (3\text{-}51)$$

$t'_{\ell\cdot i}$は基準ﾚﾍﾞﾙr_ℓでのｉ番目の時間幅ﾃﾞｰﾀであり、T_{ME}は測定時間長であり、M_{M_ℓ}はその時間内での時間幅ﾃﾞｰﾀの個数である。

さらに、基準ﾚﾍﾞﾙr_ℓでの平均符号誤り率P'_{e0_ℓ}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。

$$P'_{e0_\ell}=(3/4)T_{RATIO_\ell} \qquad (3\text{-}52)$$

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ﾍﾞﾙにおいて時間幅ﾃﾞｰﾀ列及び発生間隔ﾃﾞｰﾀ列として計測し、このﾃﾞｰﾀ列から演算処理により雑音の波形列ﾊﾟﾗﾒｰﾀ（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。この波形列ﾊﾟ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、ﾃﾞｰﾀが等化増幅器の入力点で収集された場合、波形列ﾊﾟ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、ﾃﾞｰﾀが等化増幅器の出力点で収集された場合、そのﾃﾞｰﾀを用いて、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ﾊﾟ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、ｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音の観点から、ﾒﾀﾘｯｸ加入者線路へのﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ回線（200kb/s時分割方向制御伝送方式[34]、以下、これをﾋﾟﾝﾎﾟﾝ伝送方式という。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、統計的なﾃﾞ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、ｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音の時間率について、ｱﾅﾛｸﾞ電話機の発呼から着呼までの接続ｼｰｹﾝｽ依存性ならびにｱﾅﾛｸﾞ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]ﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ回線とｱﾅﾛｸﾞ電話回線との混在収容条件の検討に必要な雑音特性、すなわちｱﾅﾛｸﾞ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ﾊﾟ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ﾌﾞﾙを示す。

調査対象ｹｰﾌﾞﾙはき線系に用いる市内紙ｹｰﾌﾞﾙと配線系に用いる市内CCPｹｰﾌﾞﾙである。また、加入者系へのﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ回線の導入過程において、ﾋﾟﾝﾎﾟﾝ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)のｲﾝﾊﾟ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。

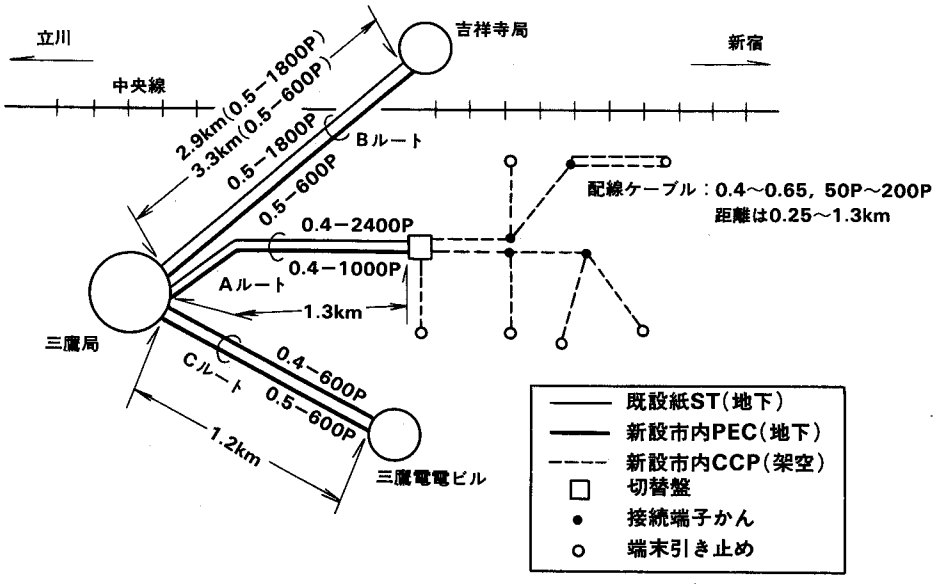


図4-1 実験線路のルート

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ﾍﾞ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、受信等化波形のﾊﾟﾙｽ識別ﾚﾍﾞﾙに相当した電圧ﾚﾍﾞ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ﾋﾟﾝﾎﾟﾝ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

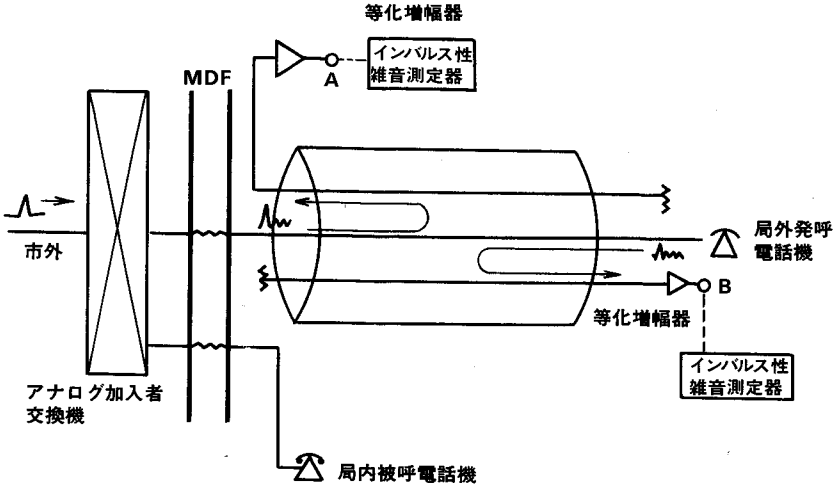


図4-2 測定系

めに、特定の測定電圧ﾚﾍﾞ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ﾍﾞﾙを示す。異なる線路長の等化増幅器間の測定電圧ﾚﾍﾞﾙ差は等化波形のﾋﾟ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、ｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音の測定を行った。なお、ｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音がﾄﾗﾋｯｸに依存するため[20]、測定時間帯としてﾄﾗﾋｯｸの多い9:00～12:00、13:00～17:00を選定した。測定に用いたｱﾅﾛｸﾞ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

ｱﾅﾛｸﾞ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ﾊﾟﾙｽ性雑音を表4－2に示すような発呼から終話までの動作ﾊﾟﾀｰﾝに従って測定した。測定ﾊﾟﾀｰﾝは(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)ﾀﾞｲﾔﾙ特性である。

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ﾊﾟﾙｽ性雑音を測定した。

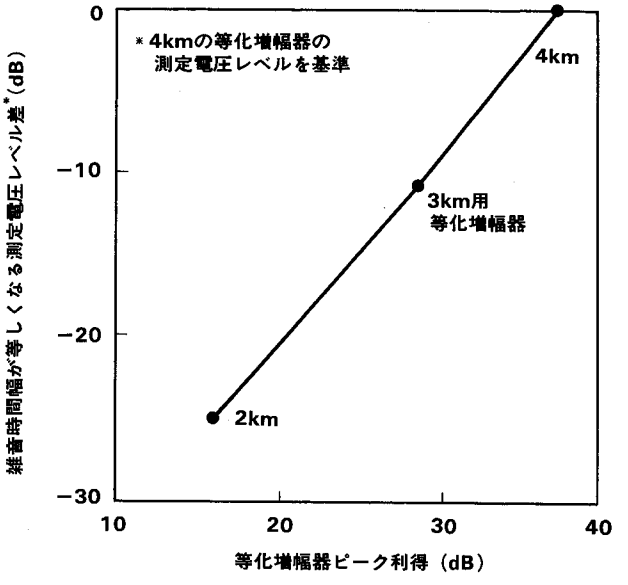


図4-3 雑音時間幅が等しくなる等化増幅器ピーク利得と測定雑音電圧レベルとの関係

4．2．3　測定結果

（1）ｱﾅﾛｸﾞ電話回線の接続ｼｰｹﾝｽにおけるｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音

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ｰｹﾝｽで発生するｲﾝﾊﾟﾙｽ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。ﾊﾟﾙｽ識別ﾚﾍﾞﾙ-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ﾍﾞ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	(発呼・ダイヤル) (ベル鳴動) (応答) 7_s 5_s
B	被呼者切断	局外発呼電話機 局内被呼電話機 測定時間	通話 (切断) 7_s 5_s
C	呼者切断	局外発呼電話機 局内被呼電話機 測定時間	通話 (切断) 7_s 5_s
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	ベル鳴動 (発呼・ダイアル) 12_s
E	発呼	局外発呼電話機 測定時間	(発呼) 7_s 5_s
F	呼者切断	局外発呼電話機 測定時間	(発呼) 7_s 5_s
G	ダイヤル	局外発呼電話機 測定時間	(発呼) ("0"ダイヤル) 9.5_s 2.5_s

（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。

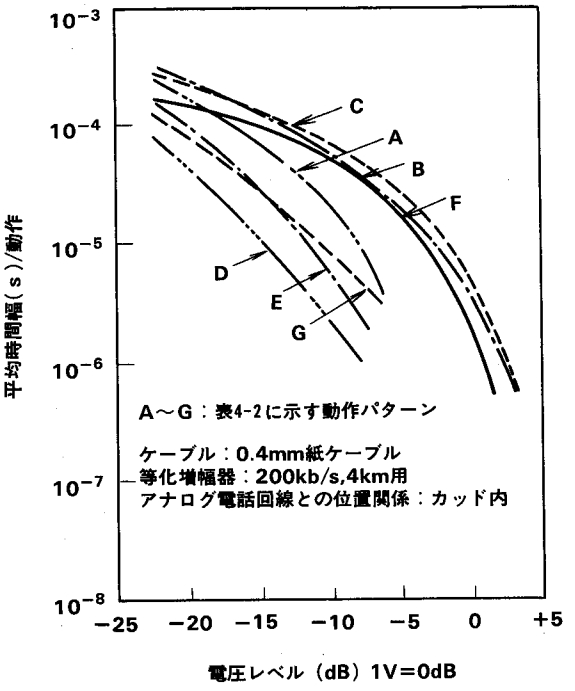


図4-4 接続シーケンスで発生するインパルス性雑音の時間幅特性

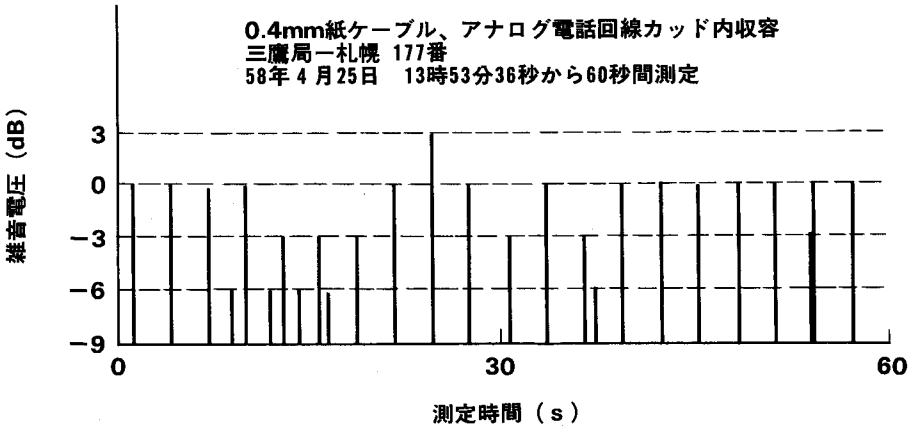


図4-5 課金動作の時間幅の測定例

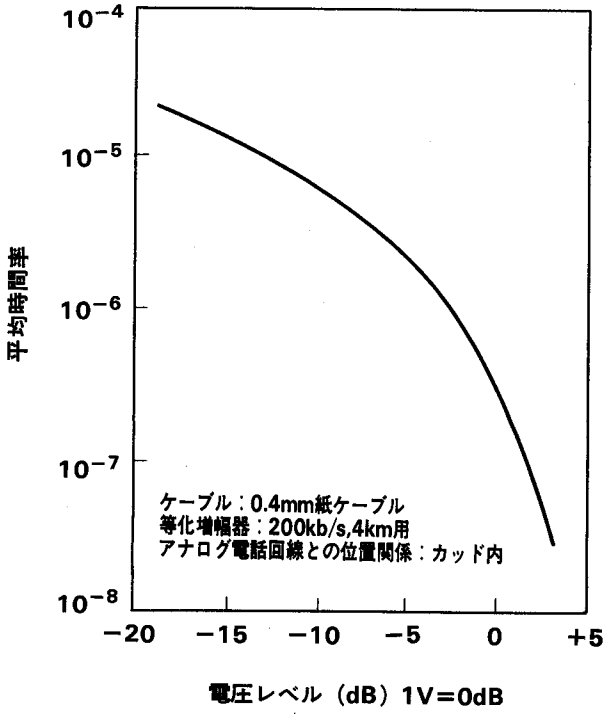


図4-6 課金動作の時間率特性

（２）ｱﾅﾛｸﾞ電話回線の収容位置に対するｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音依存性[20]

ｱﾅﾛｸﾞ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。ﾊﾟﾙｽ識別ﾚﾍﾞﾙ(-2.5dB)において、ｶｯﾄﾞ内収容位置は隣接ｶｯﾄﾞ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

ｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音の調査結果をもとに、加入者線路への200kb/sﾋﾟﾝﾎﾟﾝ伝送方式[34]の適用条件の観点から、ｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音を評価する。

端末相互間がﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ１ﾘﾝｸにより接続された場合の伝送品質については、符号誤りのｻｰﾋﾞｽに与える影響がｻｰﾋﾞｽごとに異なるが、例えば、64kb/sﾊﾟ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(%ｴﾗｰﾌﾘｰｾｶﾝﾄﾞ)98%以上としてい

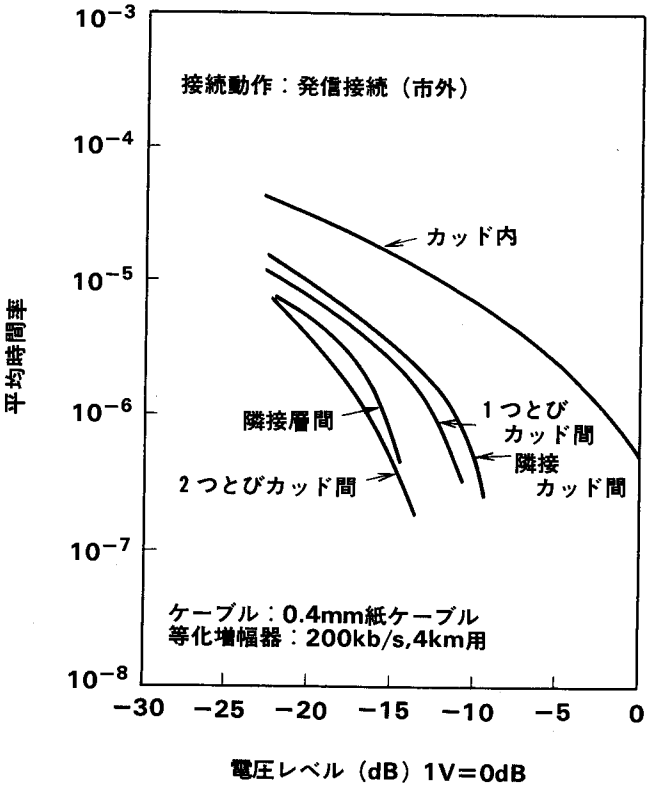


図4-7 インパルス性雑音の回線位置依存性

る。(44) ﾋﾟﾝﾎﾟ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。

ｲﾝﾊﾟ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。

時間幅はｲﾝﾊﾟ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ﾊﾟ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ﾋﾟﾝﾎﾟﾝ伝送方式の64kb/sﾁｬﾈﾙのﾋﾞｯﾄ誤り個数を加入者線路損失をﾊﾟﾗﾒｰﾀとして測定した結果を示す。

ｲﾝﾊﾟ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0.1ｱｰﾗﾝ（付録参照）、平均保留時間を１分、妨害回線数を５回線(同一ｶｯﾄﾞ内１回線、隣接ｶｯﾄﾞ間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

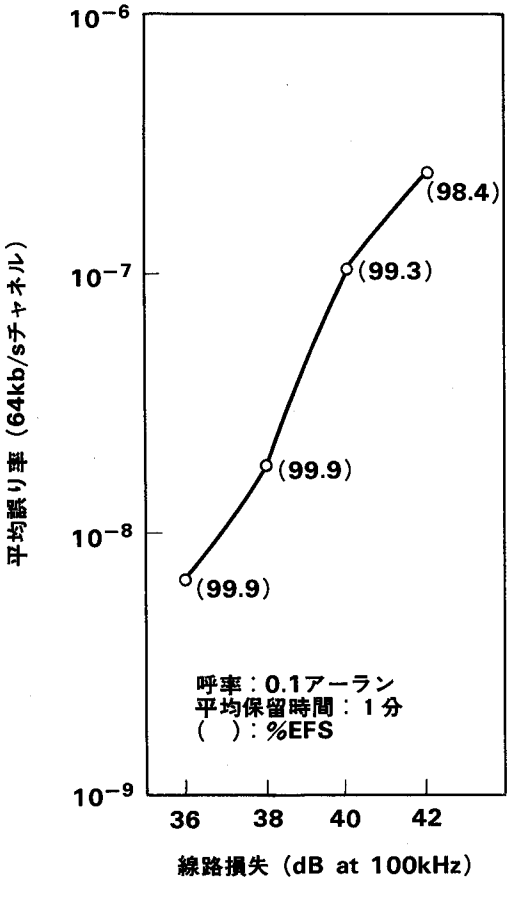


図4-8 インパルス性雑音による線路損失と平均符号誤り率との関係

示す。ただし、課金ﾊﾟﾙｽによる符号誤りは同一ｶｯﾄﾞ内の回線により生じ、課金ﾊﾟﾙｽは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、同一ｶｯﾄﾞ内の電話回線における課金ﾊﾟﾙｽにより、伝送特性が劣化する可能性があるため、同一ｶｯﾄﾞ内への電話回線の収容を制限する必要がある。

4．4　結言

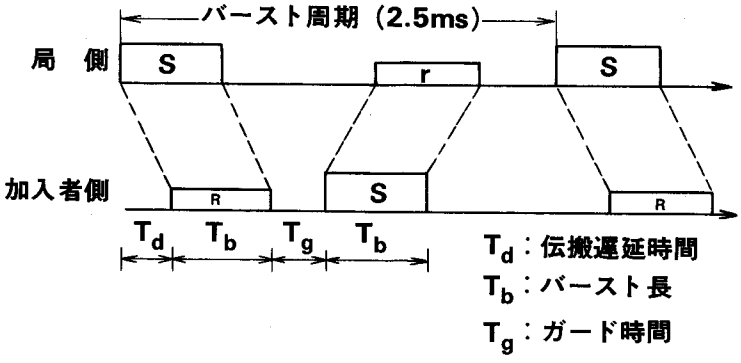
ﾒﾀﾘｯｸ加入者線路の雑音特性について、時間幅評価法を用いて200kb/sﾋﾟﾝﾎﾟﾝ伝送方式の適用性について考察した。ｱﾅﾛｸﾞ電話回線の接続ｼｰｹﾝｽにおけるｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音特性を調査し、回線の切断、課金動作に対する雑音ﾚﾍﾞﾙが大きいことを把握した。さらに、100kHzの線路損失が40dBを越える場合には、回線収容に対する配慮が必要であることを示した。

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、連続的な送信ﾊﾟﾙｽ列をﾊﾞｯﾌｧﾒﾓﾘに書き込み、予め決められた周期（ﾊﾞｰｽﾄ周期）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、ﾊﾞｰｽﾄ状のﾊﾟﾙｽ列に変換して加入者線に送出する。従って、ﾗｲﾝﾋﾞｯﾄﾚｰﾄは伝送容量の２倍強となる。受信側では、ﾊﾞｰｽﾄ状の受信信号をﾊﾞｯﾌｧﾒﾓﾘに書き込んだ後、連続的なﾊﾟﾙｽ列として読み出す。次に、逆方向に送信する場合は、ﾊﾞｰｽﾄ間の空き時間を使って同様な動作でﾊﾞｰｽﾄ信号として送出する。このように、ＤＳＵ、ＯＣＵ間で１対の平衡線路上にﾊﾞｰｽﾄを交互に送りあうため、「ﾋﾟﾝﾎﾟﾝ伝送方式」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　　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	0.32mmφ 市内PEF 0.4, 0.5, 0.65, 0.9mmφ 紙 0.4, 0.5, 0.65, 0.9mmφ CCP 0.32, 0.4, 0.5, 0.65, 0.9mmφ 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	0～1000Ω
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　％ＥＦＳの定義とアーラン

（１）％ＥＦＳ（Percent of error-free seconds）

①規定方法

「一定期間（ＣＣＩＴＴ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％（％ＥＦＳのｽﾚｯｼｮﾙﾄﾞﾚﾍﾞﾙ）である」として規定する。

②特徴

１ﾃﾞｨｼﾞｯﾄの誤りも許容されないようなｻｰﾋﾞｽに有効である。

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'_e内の符号誤りの生起がﾎﾟｱｿﾝ分布であると仮定すると、$f_B b/s$ﾊﾞｽの１分間中の％ＥＦＳは次式に示すごとく、ﾎﾟｱｿﾝ分布における欠損なしの確率で与えられる。

$$\%EFS = \exp(-f_B P'_e) \times 100$$

以上については、文献［山本,沢栗：ディ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ﾋｯｸ量といい、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ﾋｯｸ密度という。

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、同軸線路内のｲﾝﾋﾟｰﾀﾞﾝｽ不均等（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ｴｺｰ雑音は伝送品質の劣化要因となる。すなわちｴｺｰ雑音は電話伝送では損失変動に、ﾃﾚﾋﾞｼﾞｮﾝ伝送では画像のｺﾞｰｽﾄに、さらにﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ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、ｴｺｰ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、不均等とｴｺｰ雑音の関係を定量的に把握する必要がある。

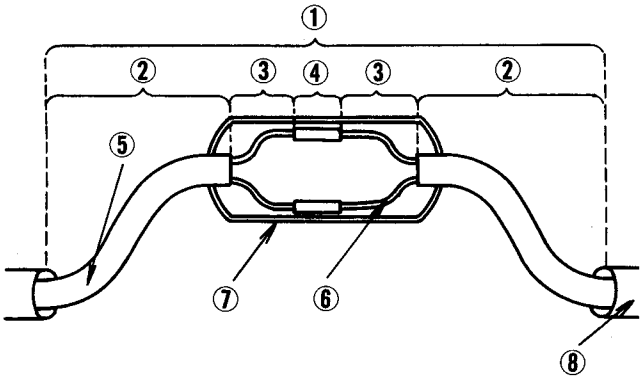
ﾗﾝﾀﾞﾑ不均等あるいは周期的不均等とｴｺｰ雑音の関係はすでに明確にされている[46]。しかし、同軸線路に存在する局部的不均等の分布の状態は後述するように構造が複雑であるために、局部的不均等とｴｺｰ雑音の関係を定量的に把握することが困難であった。

本章では、局部的不均等とｴｺｰ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、人力信号として自乗正弦波ﾊﾟﾙｽ、ｽﾃｯﾌﾟﾊﾟ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ﾊﾟﾙｽ反射減衰量、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。



①接続部　②曲げ部
③くせとり点　④接続点
⑤同軸ケーブル　⑥同軸心
⑦接続鉛管　⑧管路

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

不均等部で生じるﾊﾟﾙｽ反射波形のﾊﾟﾙｽ反射減衰量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。

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

ここで、ΔC_p、ΔL_pはそれぞれ等価並列付加容量、等価直列付加ｲﾝﾀﾞｸﾀﾝｽであり、Z_0、τ_pはそれぞれ同軸線路の特性ｲﾝﾋﾟｰﾀﾞﾝｽ[48]、ﾊﾟﾙｽ半値幅である。従って、等価付加集中定数は次式で表すことができる。

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

ここで、

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

である。 反射波形のﾊﾟﾙｽ反射減衰量とﾊﾟ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ﾋﾟｰﾀﾞﾝｽをZ_xとすると、反射係数ρ_zは次式で表せる。

$$\rho_z=(Z_x-Z_0)/(Z_x+Z_0) \tag{5-4}$$

ここで、

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

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ﾀﾞｸﾀﾝｽである。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ﾀﾞｸﾀﾝｽΔL_Tを用いて次式で表せる。

$$Z_x=\begin{cases}\{L_0/(C_0+\Delta C_T)\}^{1/2}\\ \{(L_0+\Delta L_T)/C_0\}^{1/2}\end{cases} \tag{5-6}$$

式(5-6)を用いると、等価付加集中定数は

$$\begin{aligned}\Delta C_T&=L_0 x_T、(\rho_z\langle 0)\\ \Delta L_T&=C_0 x_T、(\rho_z\rangle 0)\end{aligned} \tag{5-7}$$

となる。ここで、

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

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ﾀﾞ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、ｲﾝﾋﾟｰﾀﾞﾝｽﾌﾞﾘｯｼﾞ)との接続箇所で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。

$$\alpha_W=-10\log[\,|\Gamma_0|^2+|\Gamma_1|^2\exp(-4\alpha_\ell)$$
$$+2|\Gamma_0|\,|\Gamma_1|\exp(-2\alpha_\ell)\cos(2\beta_\ell)] \qquad (5\text{-}9)$$

ここで、α_ℓ と β_ℓ 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。

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

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

式(5-9)において、$\cos(2\beta_\ell)=\pm1$のとき、逆流減衰量は次式となる。

$$\alpha_{W1}=-10\log[\,|\Gamma_1|+|\Gamma_2|\exp(-2\alpha_\ell)]$$
$$\alpha_{W2}=-10\log[\,|\Gamma_1|-|\Gamma_2|\exp(-2\alpha_\ell)] \qquad (5\text{-}12)$$

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。

$$\Delta C_f=x_f/Z_0$$
$$\Delta L_f=x_f Z_0 \qquad (5\text{-}13)$$

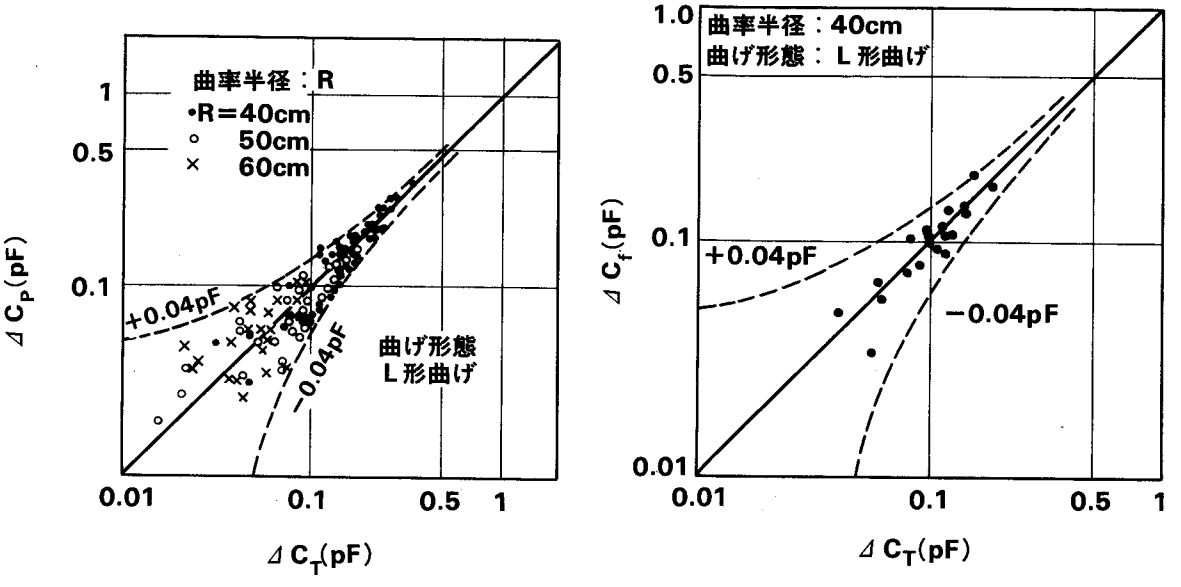
ここで、

$$x_f=(f_2 10^{-\alpha_{W1}/20}\pm f_1 10^{-\alpha_{W2}/20})$$
$$/\pi f_1 f_2[\exp\{-2\alpha_\ell(f_1)\}+\exp\{-2\alpha_\ell(f_2)]\}]>0 \qquad (5\text{-}14)$$

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。



（a）ΔCPとΔCTの関係　　（b）ΔCTとΔCfとの関係

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ﾟﾙｽ、ｽﾃｯﾌﾟﾊﾟ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ΔCP、ΔCT及びΔCf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、自乗正弦波ﾊﾟ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　9．5mm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

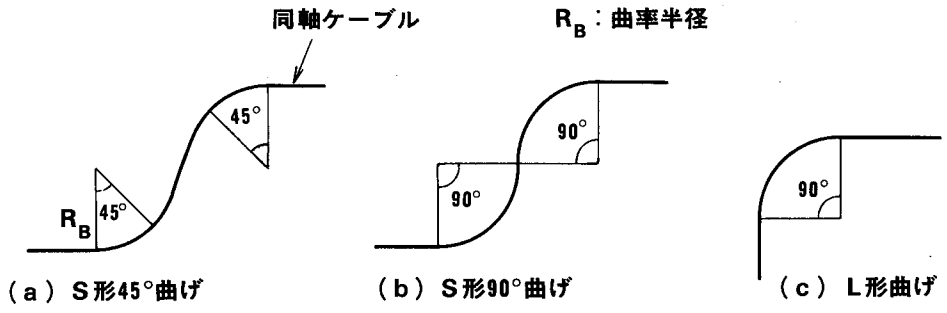


図5-3 曲げ部の形態

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。

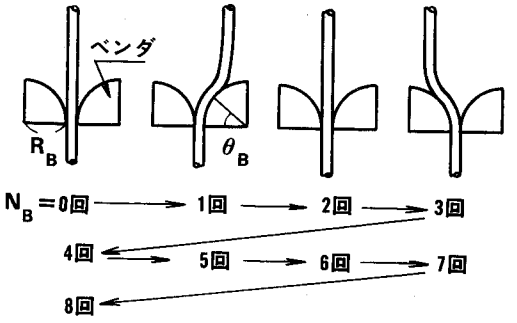
本節では曲げ部不均等の大きさの変化要因、すなわち曲げ形態、集合心数、曲率半径ならびに曲げ回数を考慮して、これらの要因と等価並列付加容量の関係について検討する。

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。

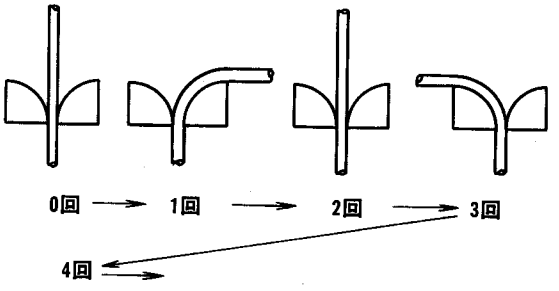
5．3．1　曲げ形態及び集合心数と等価並列付加容量の関係

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



（a） S形45°曲げ及びS形90°曲げの場合



（b） L形曲げの場合

図5-4 曲げ回数の定義

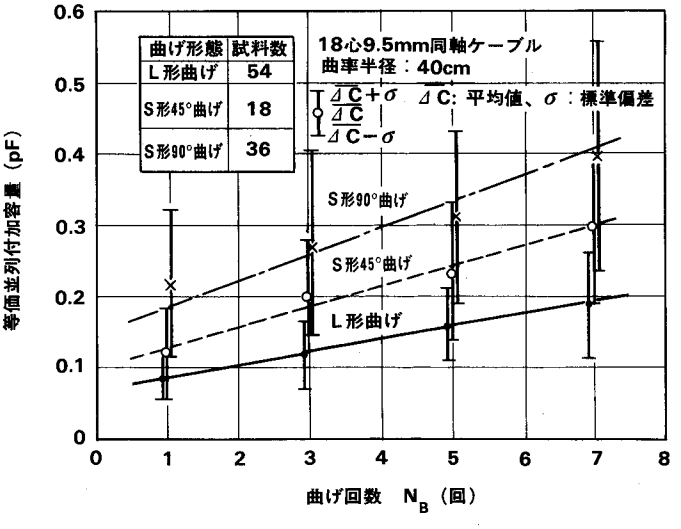


図5-5 曲げ回数と等価並列付加容量の関係

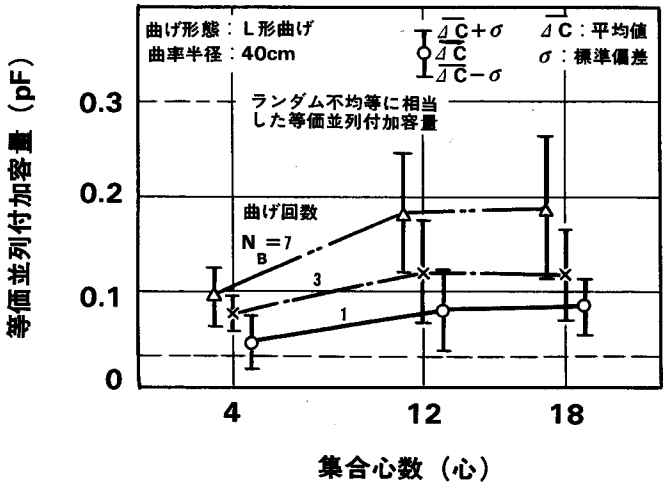


図5-6 集合心数と等価並列付加容量の関係

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。

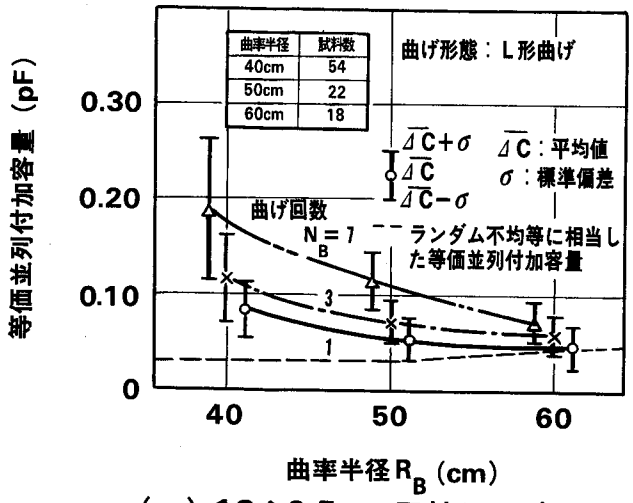
従って、広帯域同軸伝送方式においてｴｺｰ雑音を問題とする場合、12心及び18心9.5mm同軸ｹｰﾌﾞﾙのそれぞれの曲げ部不均等の等価並列付加容量に注目すればよい。

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

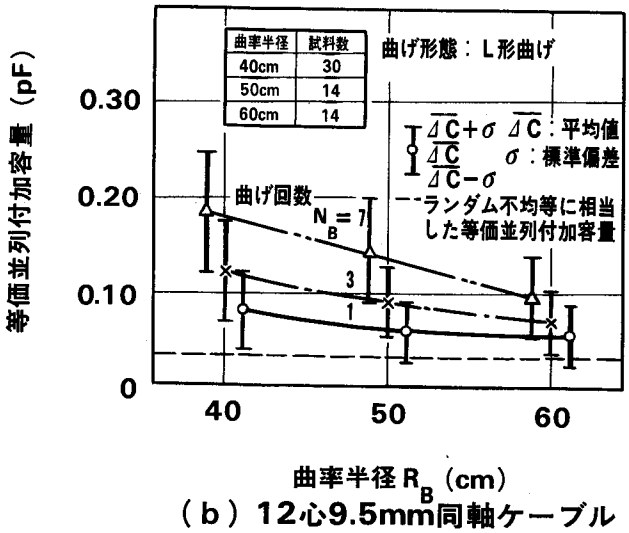
9.5mm同軸線路の曲げ部の曲率半径は54cm以上であることが規定されている[48]。そこで、54cm近辺での曲率半径をﾊﾟﾗﾒｰﾀとして曲げ回数と等価並列付加容量との関係を検討する。図5-7(a)及び(b)にそれぞれ18心及び12心9.5mm同軸線路について、上記の関係を示す。等価並列付加容量と曲率半径ならびに曲げ回数の関係は次式で表せる。

$$\Delta C_B = 2.3\times10^{-3} N_B R_B^{-2.4} + 0.034 \ (\mathrm{pF}) \qquad (5\text{-}15)$$

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

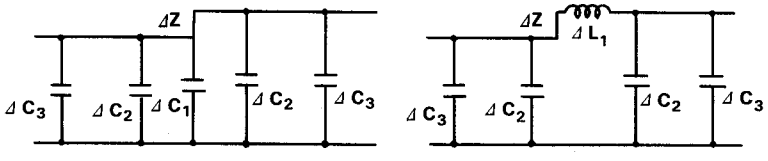
図5-7 曲率半径と等価並列付加容量の関係

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ﾊﾟﾙｽ反射減衰量の計算値と9.5mm同軸線路の接続部不均等のﾊﾟﾙｽ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以上のﾊﾟﾙｽ半値幅のﾊﾟﾙｽに対して、9.5mm同軸線路の接続部のﾊﾟﾙｽ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ﾊﾟﾙｽ、ｽﾃｯﾌﾟﾊﾟﾙｽ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ｴｺｰ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Ａ５－１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。

$$\theta_B=\sin^{-1}[\{2R_B\ell_1+(\ell_2-2R_B)\ell_B\}/(\ell_B^2+4R_B^2)]$$

あるいは、

$$\theta_B=\cos^{-1}[(4R_B^2-2R_B\ell_2+\ell_1\ell_B)/(\ell_B^2+4R_B^2)]$$

(A5-1)

ここで、R_Bは曲率半径、ℓ_Bは直線部分の長さ、ℓ_1は曲げ部の長さ、ℓ_2は曲げ部の幅である。

実際のﾏﾝﾎｰﾙの寸法を考慮すると、ℓ_1及びℓ_2は次の範囲の値を示す。

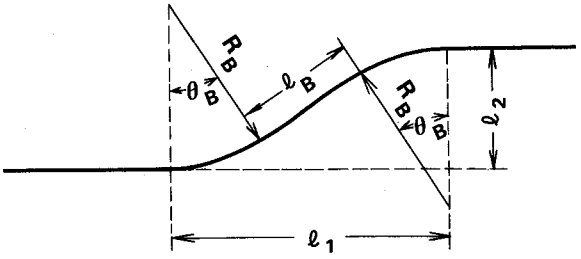
$$0.71\text{m}\leqq\ell_1\leqq1.56\text{m},\ 0.20\text{m}\leqq\ell_2\leqq0.25\text{m} \qquad \text{(A5-2)}$$

曲げ角度の最大値θ_{BMAX}はﾏﾝﾎｰﾙ号数別に表わすと表Ａ５－１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。

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



θ_B：曲げ角度
R_B：曲率半径
l_B ：曲げ部の直線部の長さ
l_1 ：曲げ部の長さ
l_2 ：曲げ部の幅

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

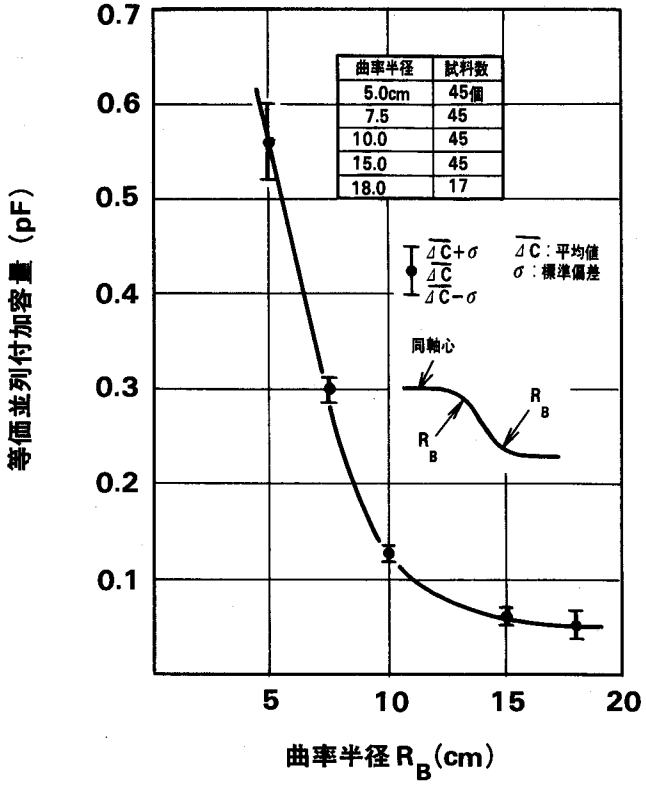
マンホール号数 ＼ 曲率半径 cm	40	50	54	60
3 号	46.5°	41.3°	42.5°	35.1°
4 号	44.4°	39.1°	40.4°	33.4°
5 号	44.4°	39.1°	40.4°	33.4°
6 号	41.5°	36.9°	36.7°	31.7°

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Ａ５-２に曲率半径と等価並列付加容量との関係を示す。表Ａ５-２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Ａ５-２と表Ａ５-２より、次式となる。

ΔC_{2M}=0.054pF、 σ_2=0.015pF　　(A5-4)



図A5-2 くせとり点の曲率半径と等価並例付加容量の関係

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）

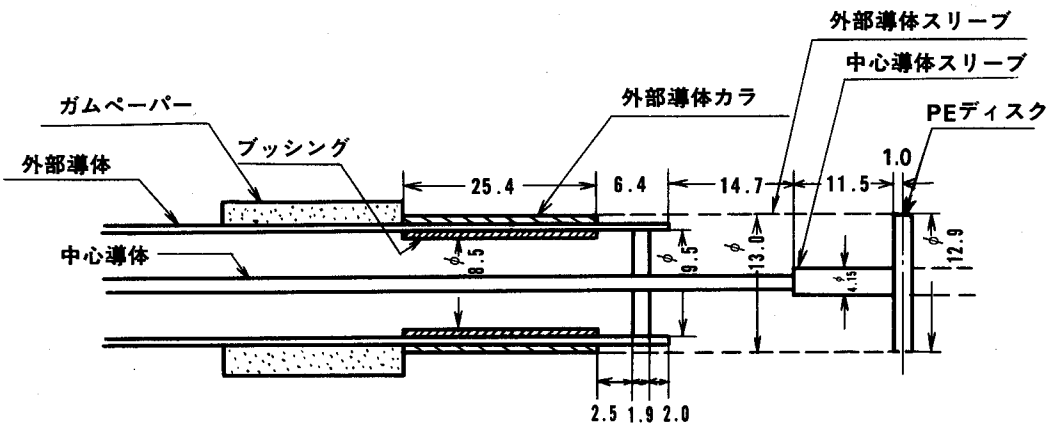
試料数	平均値	標準偏差
72個	18.6cm	2.7cm

付録 5 — 3　接続点の構造[48]

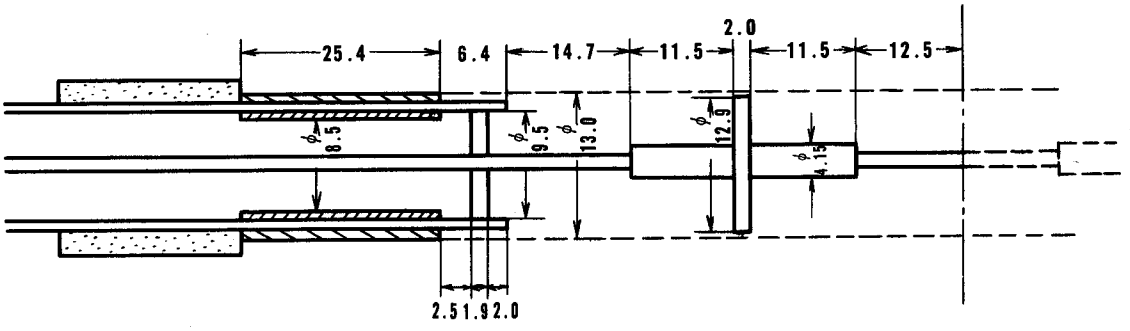
接続点の具体的な構造を図Ａ５－３(a)、(b)に示す。

図 Ａ５－３(a)に普通接続点及び再接続点の構造図を示す。

図 Ａ５－３(b)に再々接続点の構造図を示す。



(a)



(b)

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、伝搬定数を摂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,･･･2N)の比誘電率、比透磁率及びtan δはそれぞれ$\varepsilon_{r,i}$、$\mu_{r,i}$及びtan δ_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

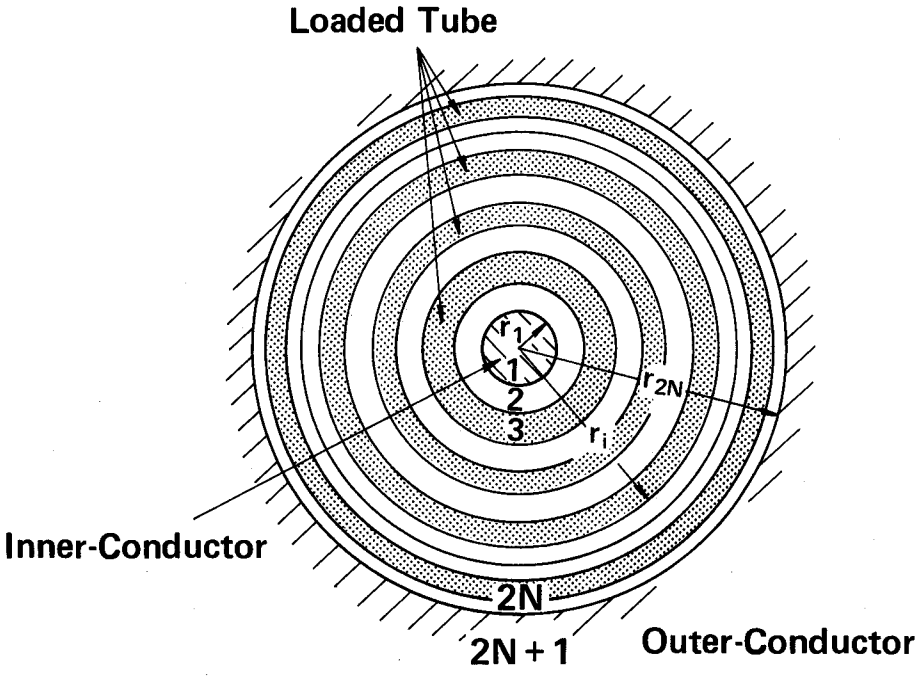


図6-1 装荷同軸線路の断面図

いるものと仮定する。

$$k_3, k_5, \cdots k_{2N-3} > k_2, k_4, \cdots k_{2N} \tag{6-1}$$

ここで、

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

$$k_0 = \omega (\varepsilon_0 \mu_0)^{1/2} \tag{6-3}$$

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。

$$E_{zi} = (-1)^{i-1} h_i^2 a_i A_{i,n}(p_i)$$

$$H_{zi} = (-1)^{i-1} h_i^2 b_i B_{i,n}(p_i)$$

$$i = 2, 3, \cdots, 2N \tag{6-4}$$

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。

$$h_i^2 = (-1)^i (\beta^2 - k_i)^2 > 0、\ i = 2, 3, \cdots, 2N \tag{6-5}$$

さらに、

$$p_i = h_i r \ (r_{i-1} \leqq r \leqq r_i)$$
$$p_{i,j} = h_i r_j \ (j=i, \text{または}, j=i-1) \qquad (6\text{-}6)$$

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

$$A_{2,n}(p_2) = I_n(p_2) - \{I_n(p_{2,1})/K_n(p_{2,1})\}K_n(p_2)$$
$$B_{2,n}(p_2) = I_n(p_2) - \{I'_n(p_{2,1})/K'_n(p_{2,1})\}K_n(p_2)$$
$$A_{i,n}(p_i) = J_n(p_i) + (a'_i/b'_i)Y_n(p_i)$$
$$B_{i,n}(p_i) = J_n(p_i) + (b'_i/b_i)Y_n(p_i) \qquad (6\text{-}7)$$
$$i=3,4,5,\cdots,(2N-1)$$
$$A_{2N,n}(p_{2N}) = I_n(p_{2N}) - \{I_n(p_{2N,2N})/K_n(p_{2N,2N})\}K_n(p_{2N})$$
$$B_{2N,n}(p_{2N}) = I_n(p_{2N}) - \{I'_n(p_{2N,2N})/K'_n(p_{2N,2N})\}K_n(p_{2N})$$

a'_i, b'_i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、$r=r_i\ (i=2,3,\cdots,2N-1)$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。

$$n^2 \Delta_i = \{\varepsilon_{r,i}\Phi_{i,n}(p_{i,i}) + \varepsilon_{r,i+1}\Phi_{i+1,n}(p_{i+1,i})\}$$
$$\times\{\mu_{r,i}\Psi_{i,n}(p_{i,i}) + \mu_{r,i+1}\Psi_{i+1,n}(p_{i+1,i})\}$$
$$i=2,3,\cdots,(2N-1)$$
$$n^2 \Delta_i \Delta_{i+1} = \{\varepsilon_{r,i}\Phi_{i,n}(p_{i,i}) + \varepsilon_{r,i+1}\Phi_{i+1,n}(p_{i+1,i})\}$$
$$\times\{\mu_{r,i+1}\Psi_{i+1,n}(p_{i+1,i+1}) + \mu_{r,i+2}\Psi_{i+2,n}(p_{i+2,i+1})\}\Delta_{i+1,n}$$
$$i=2,3,\cdots,(2N-2) \qquad (6\text{-}8)$$

ここで、

$$\Phi_{i,n}(p) = \{A'_{i,n}(p)/A_{i,n}(p)\}/p$$
$$\Psi_{i,n}(p) = \{B'_{i,n}(p)/B_{i,n}(p)\}/p$$
$$i=2,3,4\cdots,2N \qquad (6\text{-}9)$$

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

$$i=3,4,\cdots,(2N-1) \qquad (6\text{-}10)$$

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

$$i=2,3,4,\cdots,(2N-1) \qquad (6\text{-}11)$$

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の値はﾊｲﾌﾞﾘｯﾄﾞﾓｰﾄﾞの伝搬定数である。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。

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

$$i=2,3,4,\cdots,(2N-1) \qquad (6\text{-}12)$$

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

$$i=2,3,4,\cdots,(2N-1) \qquad (6\text{-}13)$$

TMﾓｰﾄﾞの特性方程式とTEﾓｰﾄﾞ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。

$$\alpha_L=\left(\sum_{i=1}^{2N+1} W_{ci}\Big/\sum_{i=2}^{2N} W_{ti}\right)/2 \qquad (6\text{-}14)$$

ここで、W_{ti}は媒質i(i=2,3,･･･,2N)内への伝送電力であり、W_{ci}は媒質i内での単位長さ当りの電力損失である。TM_{01}ﾓｰﾄﾞでは、W_{ti}とW_{ci}は次式で表すことができる。

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

$$i=2,3,4,\cdots,2N \qquad (6\text{-}15)$$

$$W_{ci}=(\pi\omega/2v_0z_0)\cdot(\varepsilon_{r,i}\tan\delta_i/h_i^4)\cdot U_i(h_i^2T_i+\beta^2S_i)h_3^4\,|a_3|^2$$

$$i=2,3,4,\cdots,2N \qquad (6\text{-}16)$$

$$W_{c1}=\pi r_1(\omega\mu_0\mu_{r,1}/2\sigma_1)^{1/2}$$

$$\cdot\{k_0\varepsilon_{r,2}A'_{2,0}(p_{2,1})/z_0h_2\}^2\cdot U_2h_3^4\,|a_3|^2 \qquad (6\text{-}17)$$

$$W_{c2N+1}=\pi r_{2N}(\omega\mu_0\mu_{r,2N+1}/2\sigma_{2N+1})^{1/2}$$

$$\cdot\{k_0\varepsilon_{r,2N}A'_{2N,0}(p_{2N,2N})/z_0h_{2N}\}^2\cdot U_{2N}h_3^4\,|a_3|^2 \qquad (6\text{-}18)$$

ここで、

$$U_2 = A^2_{3,0}(p_{3,2})/A^2_{2,0}(p_{2,2})$$

$$U_{i+1} = U_i\{A^2_{i,0}(p_{i,i})/A^2_{i+1,0}(p_{i+1,i})\}$$

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

$$T_i = p^2_{i,i}\{A^2_{i,0}(p_{i,i}) - (-1)^i A'^2_{i,0}(p_{i,i})\}$$

$$-p^2_{i,i-1}\{A^2_{i,0}(p_{i,i-1}) - (-1)^i A'^2_{i,0}(p_{i,i-1})\}$$

$$S_i = (-1)^{i-1}T_i + 2\{p_{i,i}A_{i,0}(p_{i,i})A'_{i,0}(p_{i,i})$$

$$-p_{i,i-1}A_{i,0}(p_{i,i-1})A'_{i,0}(p_{i,i-1})\}$$

$$i=2,3,4,\cdots,2N \qquad (6\text{-}19)$$

さらに、z_0,v_0はそれぞれ真空中のｲﾝﾋﾟｰﾀﾞﾝｽ、光速であり、次式で定義できる。

$$z_0 = (\mu_0/\varepsilon_0)^{1/2}、\quad v_0 = (\varepsilon_0\mu_0)^{-1/2} \qquad (6\text{-}20)$$

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]

$$r_{2N-1} = r_{2N-2} = \cdots = r_4 = r_3$$

$$\varepsilon_{r,2N-1} = \varepsilon_{r,2N-2} = \cdots = \varepsilon_{r,4} = \varepsilon_{r,3} \qquad (6\text{-}21)$$

$$\mu_{r,2N-1} = \mu_{r,2N-2} = \cdots = \mu_{r,4} = \mu_{r,3}$$

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。

$$\varepsilon_{r,i} = \varepsilon_{r0}、\quad \mu_{r,i} = \mu_{r0}、\quad i=2,4,\cdots,2N$$

$$\varepsilon_{r,i} = \varepsilon_{r\ell}、\quad \mu_{r,i} = \mu_{r\ell}、\quad i=3,5,\cdots,2N-1$$

$$\varepsilon_{r\ell} \geqq \varepsilon_r、\quad \mu_{r\ell} \geqq \mu_r$$

$$\tan\delta_i = \tan\delta、\quad i=2,3,4,\cdots,2N \qquad (6\text{-}22)$$

$$\sigma_i = 5.8\times10^7\,\mathrm{S/m}、\quad i=1,(2N+1)$$

$$r_{2N-1} - r_{2N-2} = \cdots = r_5 - r_4 = r_3 - r_2 = d$$

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TM$_{01}$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。

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

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

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

(6-23)

$$\beta/k_0=(\varepsilon_{r\ell}\ \mu_{r\ell})^{1/2} \qquad (6\text{-}24)$$

図6－3にTM$_{01}$モードの減衰量周波数特性を示す。

媒質i(i=2,3,4,･･･,2N)が損失性媒質(tan δ ≠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 δ =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、電磁界エネルギーが装荷層に集中するために生じる。

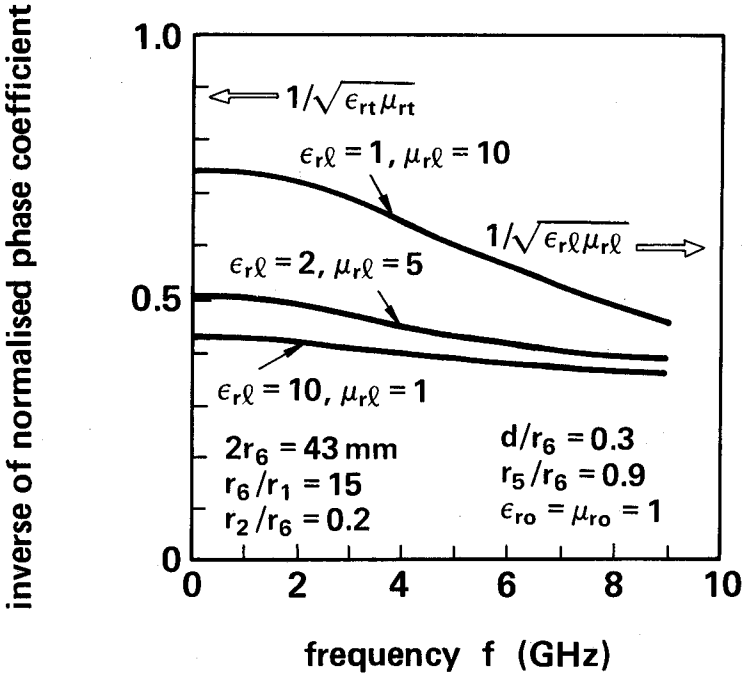


図6-2 位相量周波数特性

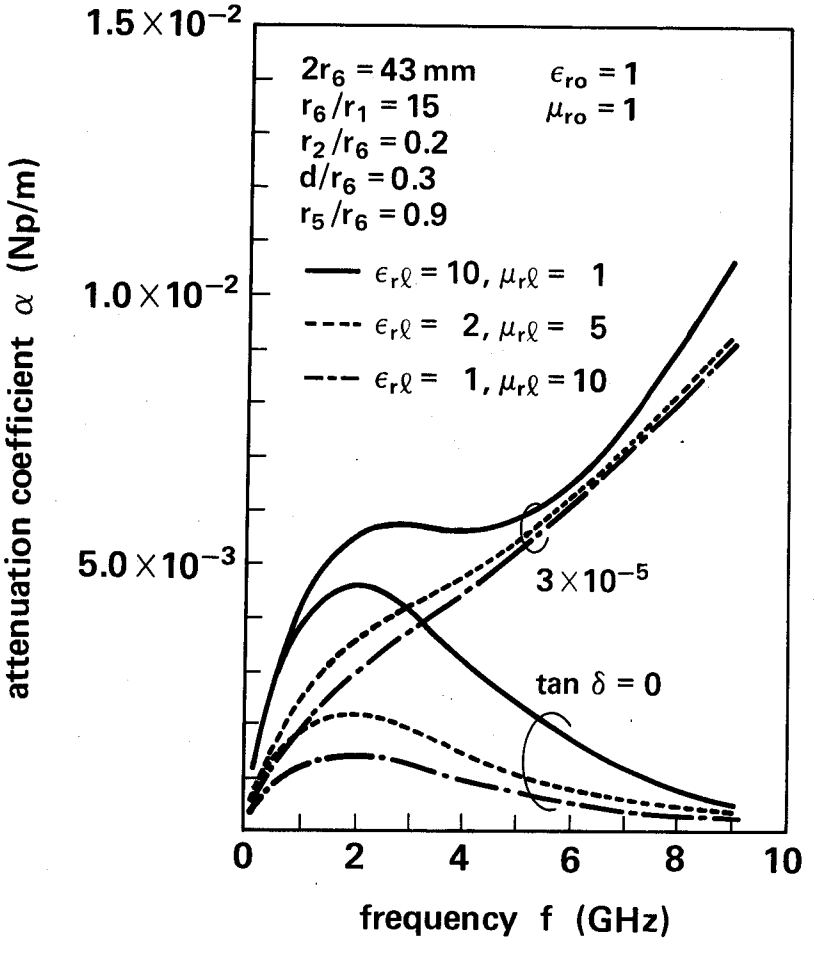


図6-3 減衰量周波数特性

以上のことから、媒質iのtan δ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 δが小さい場合、$\alpha_d \leqq \alpha_0$を満たす周波数領域$\Delta f\ (= f_H - f_L)$が

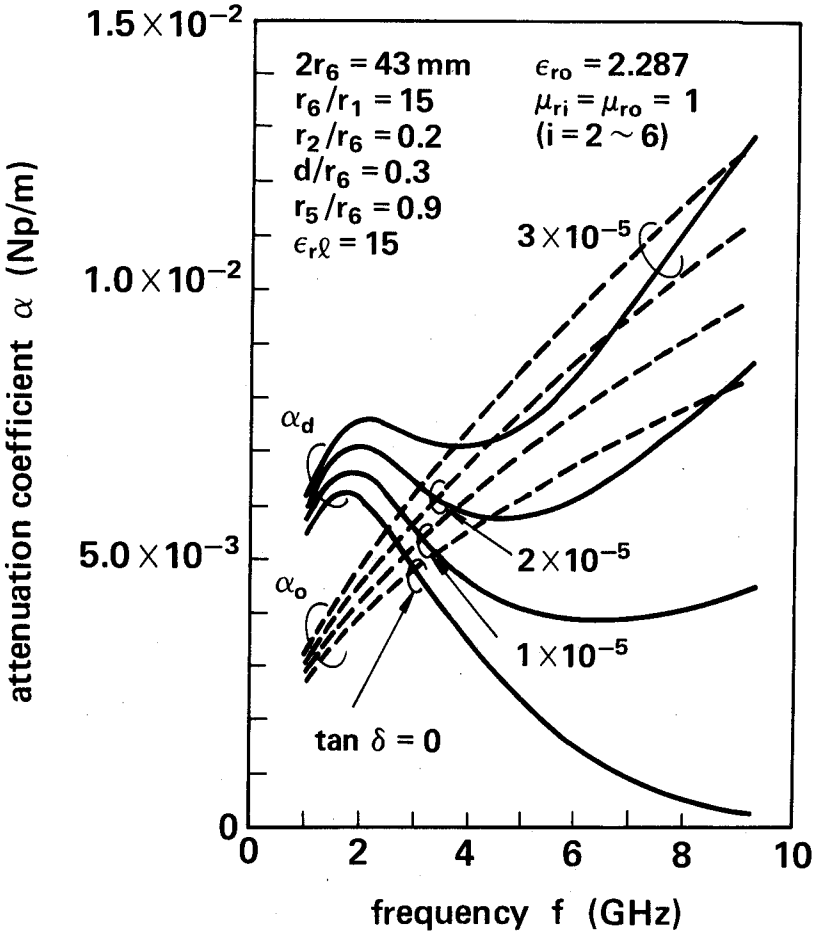


図6-4 誘電体同軸線路の減衰量周波数物性

存在する。 tan δ が減少するに伴って、領域Δ f 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 δ が小さい場合，$\alpha_m \leqq \alpha_\theta$を満たす領域Δ f が存在する。この領域は，tan δ 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 δ 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

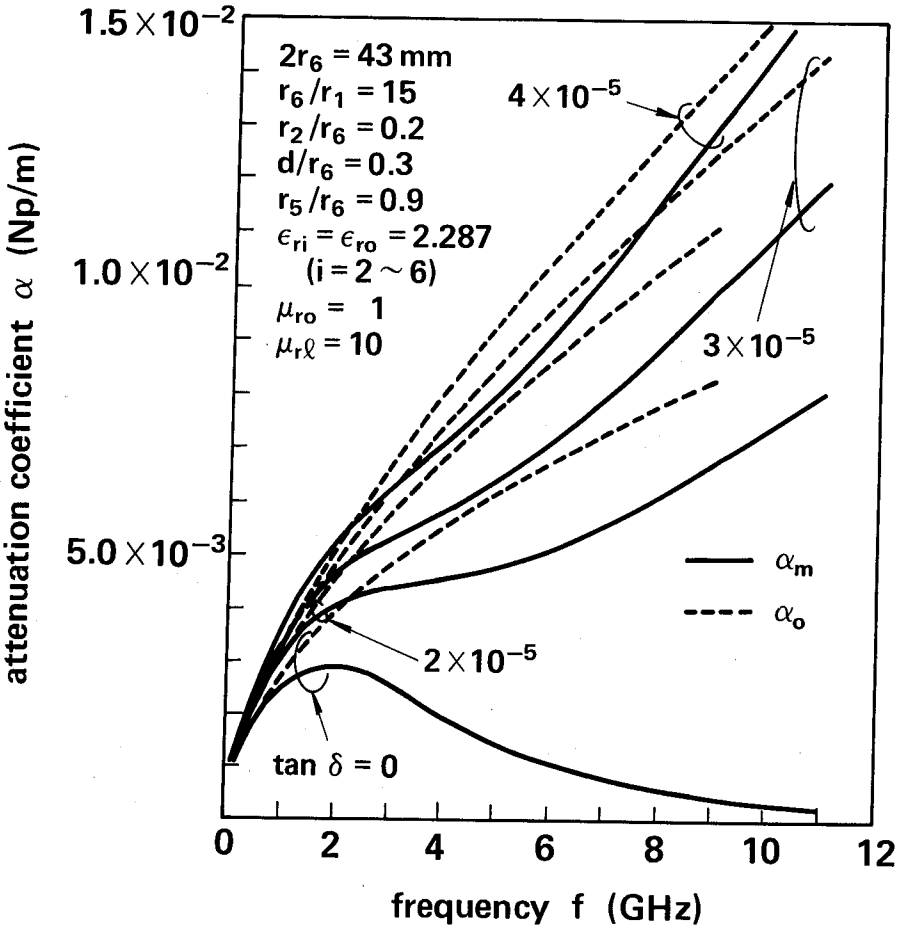


図6-5 磁性体同軸線路の減衰量周波数特性

比透磁率との関係を示す。

誘電体同軸線路ではtanδが小さい場合、$\alpha_d \leqq \alpha_0$を満たす比誘電率領域$\Delta\varepsilon_{r\ell}$ $(=\varepsilon_{r\ell H}-\varepsilon_{r\ell L})$が存在する。tanδが減少するに伴って、この領域は広くなる。この場合、$\varepsilon_{r\ell L}$は減少し、$\varepsilon_{r\ell H}$は増大する傾向にある。磁性体同軸線路でも、tanδが小さい場合、$\alpha_m \leqq \alpha_0$を満たす比誘電率領域$\Delta\mu_{r\ell}$ $(=\mu_{r\ell H}-\mu_{r\ell L})$が存在し、tanδが減少するに伴って、この領域は広くなる。この場合、$\mu_{r\ell L}$はほとんど変化せず、$\mu_{r\ell H}$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、tanδが小さい場合、$\alpha_d \leqq \alpha_0$を満たす装荷層の厚みの領域$\Delta d(=d_H-d_L)$が存在する。tanδ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、tanδが小さい場合、$\alpha_m \leqq \alpha_0$を満たす装荷層の厚みの領域が存在する。

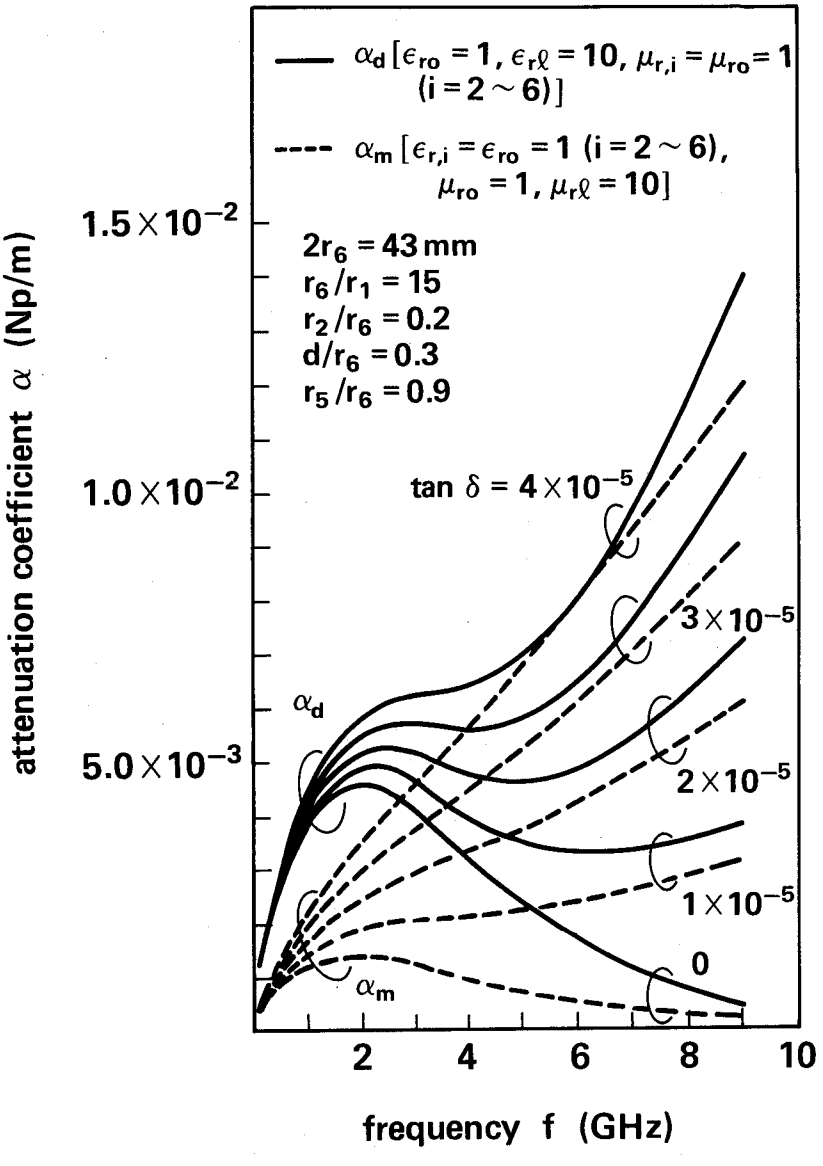


図6-6 誘電体同軸線路と磁性体同軸線路の減衰量周波数特性の比較

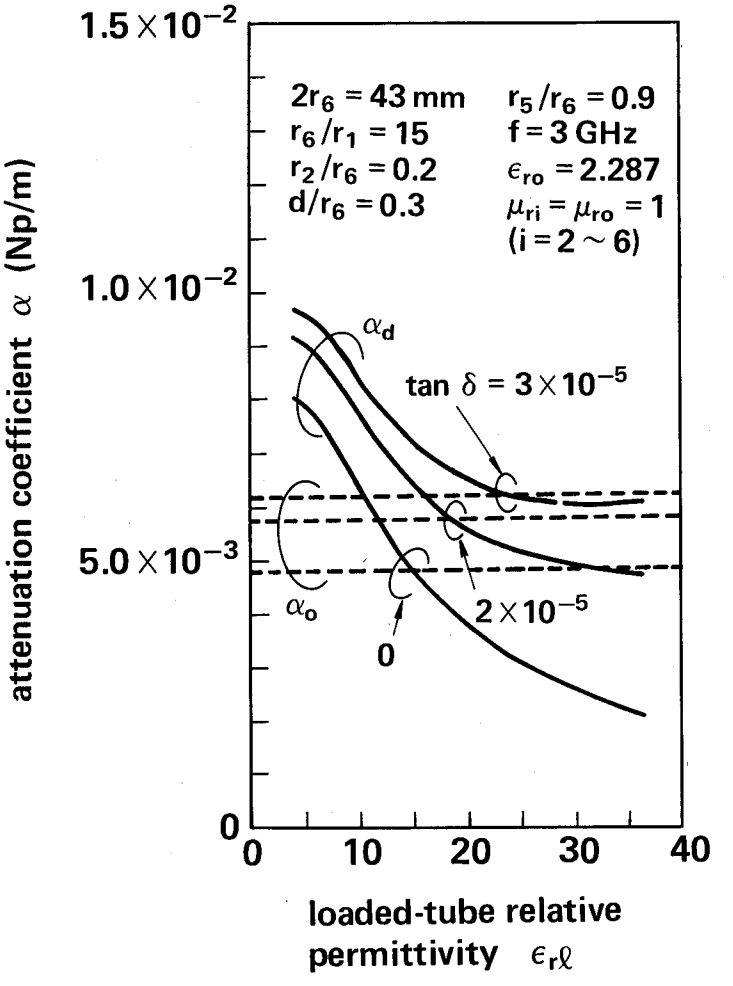


図6-7 減衰定数と比誘電率の関係

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 δ)、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、以下に示すﾊﾟ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。

$2r_1$=2.87mm、$2r_2$=8.60mm、$2r_3$=21.5mm、$2r_4$=25.8mm、$2r_5$=38.7mm、$2r_6$=43mm、

ε_{r0}=2.287、$\mu_{r\ell}=\mu_{r0}$=1、$\sigma_1=\sigma_7$=5.8x10^7 S/m

(6-25)

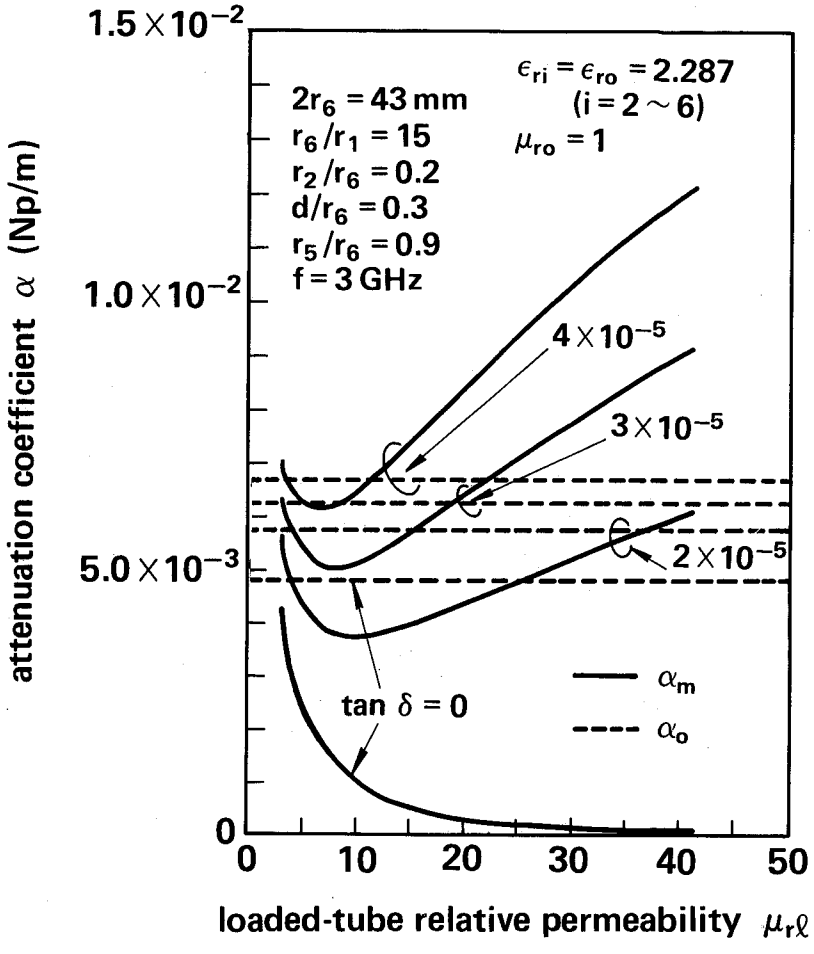


図6-8 減衰定数と比透磁率の関係

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

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

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

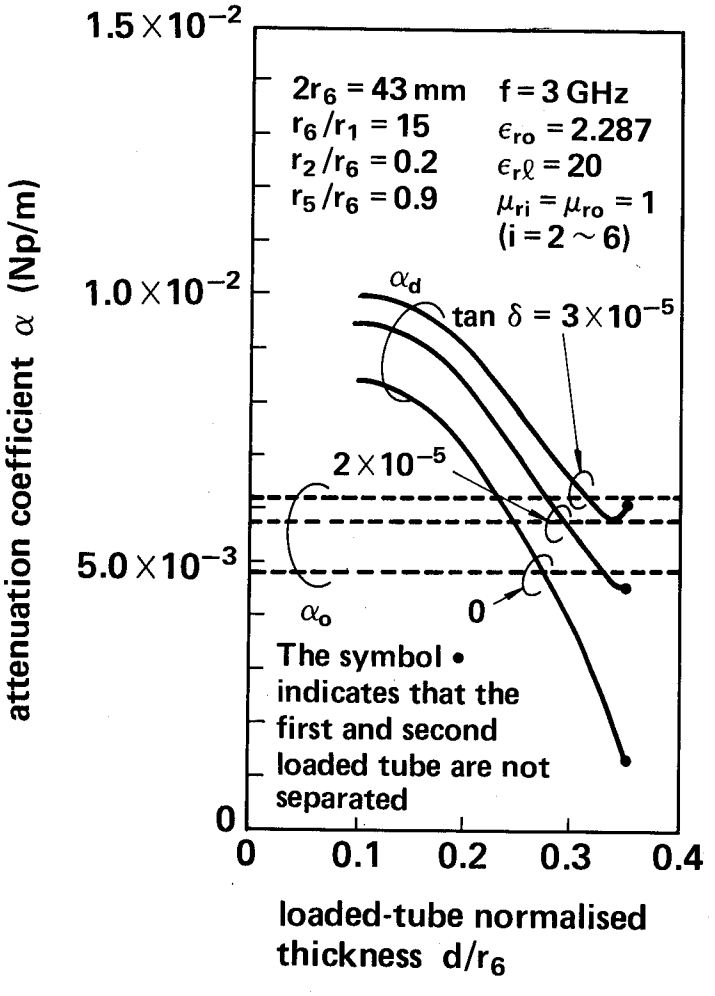


図6-9 減衰定数と誘電体層の厚みの関係

に伴って、減衰定数の極小値は減少するので、tan δ 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 δが零の場合には零に漸近し、tan δ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 δ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

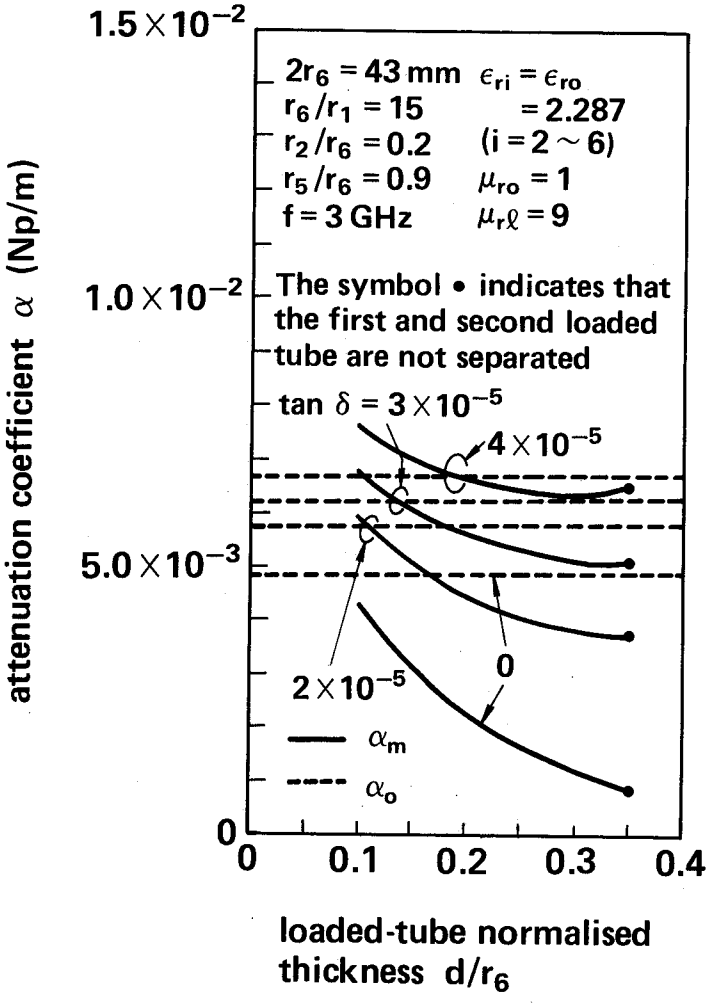


図6-10 減衰定数と磁性体層の厚みの関係

表6-1 誘電体同軸線路の低損失性

$\varepsilon_{r\ell}$	tanδ	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

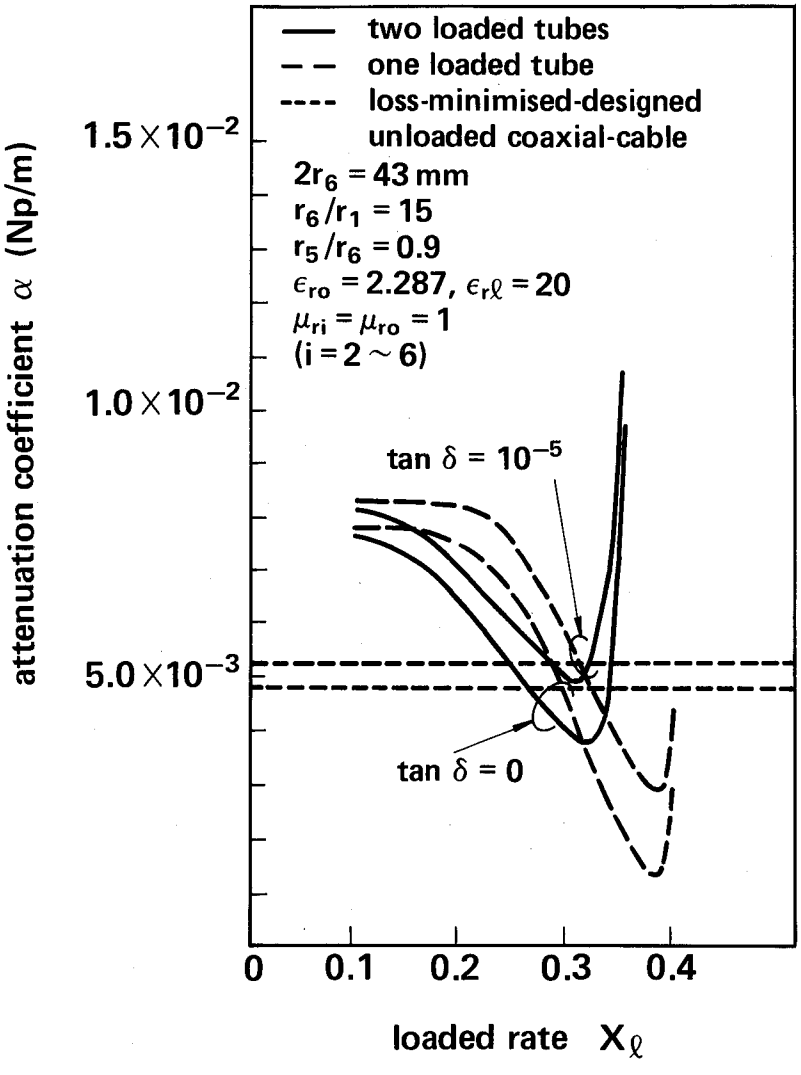


図6-11 誘電体同軸線路の減衰定数の装荷率依存性

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。

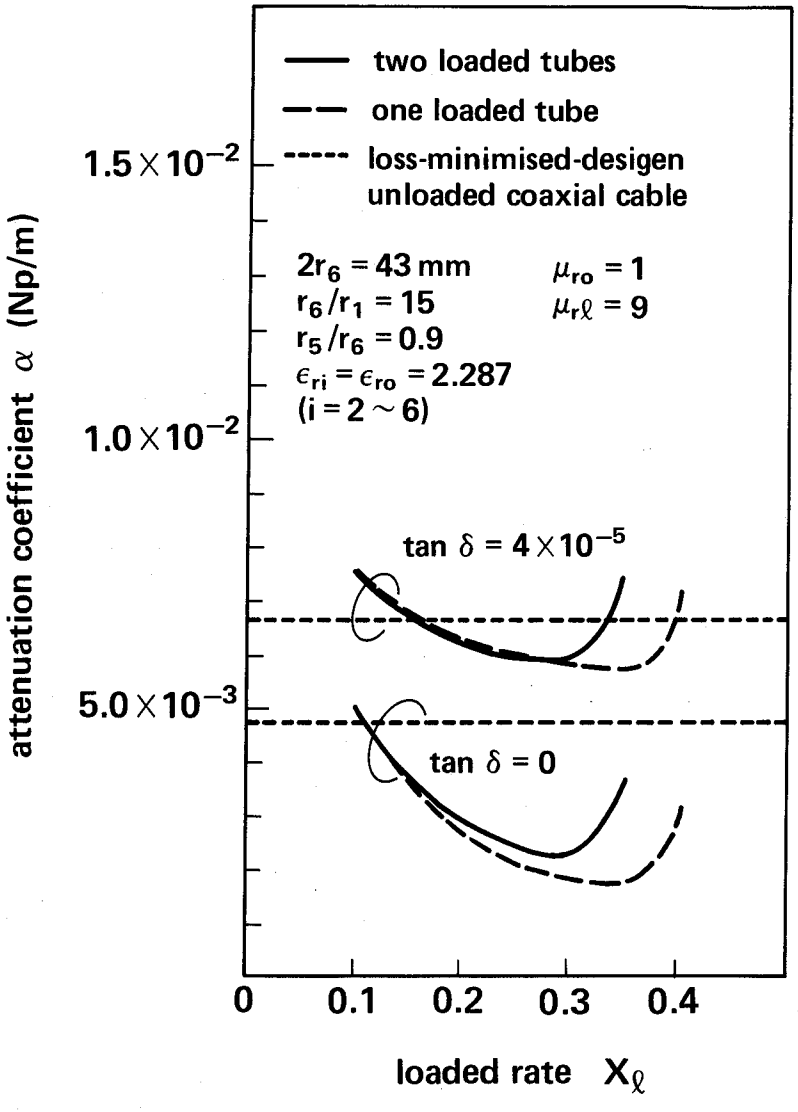


図6-12 磁性体同軸線路の減衰定数の装荷率依存性

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 δ 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

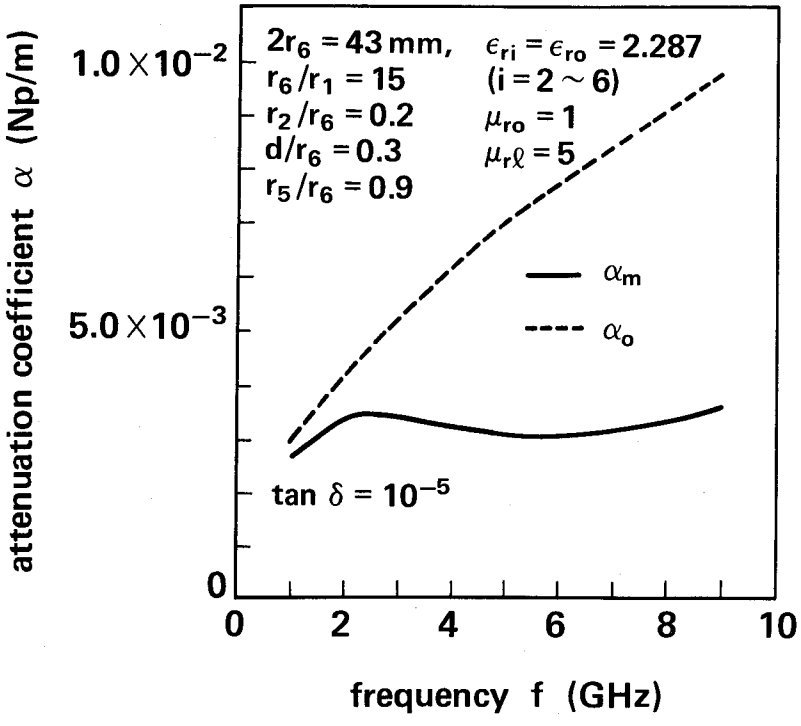


図6-13 減衰量周波数特性の平坦性

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tanδ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ｺﾋｰﾚﾝﾄ伝送方式では、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ﾊﾟﾜｰﾚﾍﾞﾙを下げることができる。[6)-(13)] しかしながら、受光ﾊﾟﾜｰﾚﾍﾞ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、光ﾌｧｲﾊﾞ線路として偏波保持性能の低い光ﾌｧｲﾊﾞを用いる場合、光ﾌｧｲﾊﾞ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，受光ﾊﾟﾜｰﾚﾍﾞﾙが変動する。受光ﾊﾟﾜｰﾚﾍﾞ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ﾀﾞｲﾊﾞｰｼﾃｨ法[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、光ﾌｧｲﾊﾞ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ﾊﾞ線路等のﾊｰﾄﾞの設計ならびにﾊｰﾄﾞ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ﾍﾟｸﾄﾙ、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、振動性外力のﾓﾃﾞﾙとして正弦振動を仮定する。このﾓﾃﾞ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ﾊﾞ線路に加わる振動性外力や、電話機のﾍﾞ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ﾊﾞに加わる外力がある。ここでは、単一ﾓｰﾄﾞ光ﾌｧｲﾊﾞ線路（以下、これを光ﾌｧｲﾊﾞ線路という）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ﾊﾞ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。次ぎに、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ﾊﾞの設計指針を示す。

7．2　伝搬光の偏光状態

図7-1に検討ﾓﾃﾞﾙを示す。光ﾌｧｲﾊﾞは無損失の真円ﾌｧｲﾊﾞであり、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。

$$E_{X0}=a_{X0}\exp(j\rho_X),\quad E_{Y0}=a_{Y0}\exp(j\rho_Y) \tag{7-1}$$

ただし、a_{X0}, a_{Y0}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_0及び方位角θ_0は次式で示すことができる[30]。

$$P_0=\cos(2\alpha_e)\,|\sec(2\theta_0)| \tag{7-2}$$

$$\tan(2\theta_0)=2a_X a_Y\cos(\rho_0)/(a_X^2-a_Y^2) \tag{7-3}$$

$$\cos(2\alpha_e)=(a_{X0}^2-a_{Y0}^2)/(a_{X0}^2+a_{Y0}^2) \tag{7-4}$$

$$\rho_0=\rho_Y-\rho_X \tag{7-5}$$

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

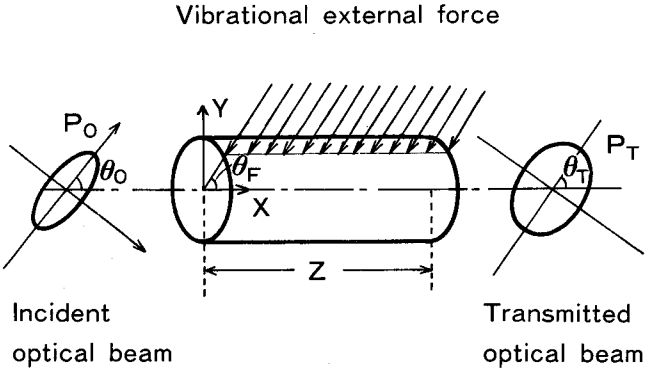


図7-1 検討モデル

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_0とすると

$$\Delta\sigma_F = D_0 F \tag{7-6}$$

となる。ここで、D_0は光ﾌｧｲﾊﾞの構造に依存する定数である。[63]

入射光は外力によってﾓｰﾄﾞ変換を受け、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]

$$\Delta\beta = -k C_E \Delta\sigma_F \tag{7-7}$$

ただし、kは波数、C_Eは光弾性定数である。また、ﾓｰﾄﾞ変換係数s_Mは次式となる[64]。

$$s_M = -2\theta_F \tag{7-8}$$

なお、ﾓｰﾄﾞ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]

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

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。

$$E_X = e^{-jq}(b_1 E_{X0} + b_3 E_{Y0}),\quad E_Y = e^{-jq}(b_3 E_{X0} + b_2 E_{Y0}) \tag{7-10}$$

ここで、

$$b_1 = \cos(p_F) - j\cos(s_M)\sin(p_F),$$

$$b_2 = \cos(p_F) + j\cos(s_M)\sin(p_F), \tag{7-11}$$

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

$$p_F = \Delta\beta z/2 \tag{7-12}$$

$$q = \{(\beta_X + \beta_Y)/2 + h_M\}z \tag{7-13}$$

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。

$$E_X = A_X \exp(j\phi_X)\exp[-j(q-\rho_X)],\quad E_Y = A_Y \exp(j\phi_Y)\exp[-j(q-\rho_X)] \tag{7-14}$$

ここで、

$$A_X^2/A_0^2 = 1 + H_0,\quad A_Y^2/A_0^2 = 1 - H_0 \tag{7-15}$$

$$\phi_X = \tan^{-1}(B_X),\quad \phi_Y = \tan^{-1}(B_Y) \tag{7-16}$$

$$\rho = \phi_Y - \phi_X,\quad A_0^2 = (a_{X0}^2 + a_{Y0}^2)/2 \tag{7-17}$$

$$H_0=E\{\cos(s_M)\cos(2\zeta+s_M)+\sin(s_M)\sin(2\zeta+s_M)\}\cos(2p_F)$$
$$-\sin(s_M)\sin(2\alpha_e)\sin(\rho_0)\sin(2p_F)$$
$$B_X=E\cos(s_M+\alpha_e)\tan(p_F)/[\cos(\alpha_e)-\sin(\alpha_e)\sin(\rho_0)\sin(s_M)\tan(p_F)$$
$$B_Y=[\sin(\alpha_e)\sin(\rho_0)+E\sin(\alpha_e+s_M)\tan(p_F)] \qquad (7\text{-}18)$$
$$/[\sin(\alpha_e)\cos(\rho_0)-\sin(\rho_0)\cos(s_M)\cos(\alpha_e)\tan(p_F)]$$
$$E^2=\cos^2(2\alpha_e)+\sin^2(2\alpha_e)\cos^2(\rho_0)$$
$$\zeta=\tan^{-1}\{\tan(2\alpha_e)\cos(\rho_0)\}/2$$

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。

$$P_T=\{\,|A_X^2-A_Y^2|/(A_X^2+A_Y^2)\}^{1/2}\sec(2\theta_T) \qquad (7\text{-}19)$$
$$\theta_T=\tan^{-1}\{2A_XA_Y\cos(\rho)/(A_X^2-A_Y^2)\}/2 \qquad (7\text{-}20)$$

外力の振動ﾓﾃﾞﾙを正弦波状であると仮定し、次式で表す。

$$F=F_0\{1-\cos(2\pi\nu t)\}/2 \qquad (7\text{-}21)$$

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、光ﾌｧｲﾊﾞの材料特性ならびに入射光の波長の関数となる。

$$p_F=p_{F0}\{1-\cos(2\pi\nu t)\} \qquad (7\text{-}22)$$
$$p_{F0}=k\,C_E\,D_0\,F_0\,z/4 \qquad (7\text{-}23)$$

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_{F0} 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_{F0} 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_{F0} 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、変動成分のｽﾍﾟｸﾄﾙを調べる。

干渉光のｉ（ｉ＝Ｘ，Ｙ）成分がﾍﾃﾛﾀﾞｲﾝ検波あるいはﾎﾓﾀﾞ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]。

$$P(t)=D_1 A_i^2 \tag{7-24}$$

従って、検出電力の時間的変動量の周波数ｽﾍﾟｸﾄﾙ$|W_i(f)|$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。

$$W_i(f)=W_{i0}\,\delta(f)+\sum_{-\infty(n\neq 0)}^{+\infty} W_{in}\{\exp(j\theta_{in})\,\delta(f-n\nu)+\exp(-j\theta_{in})\,\delta(f+n\nu)\},\quad (i=X,Y) \tag{7-25}$$

ただし、$\delta(f)$はﾃﾞﾙﾀ関数を表す。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。

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

$$W_{Xn}=-W_{Yn}=-GJ_n(-2p_{F0})\sin(2\theta_F)D_1/2 \tag{7-27}$$

$$\theta_{in}=(\pi/2)n+2p_{F0}+\xi \tag{7-28}$$

$$H_1=E\cos(2\theta_F)\cos(2\zeta-2\theta_F)-GJ_0(-2p_{F0})\sin(2\theta_F)\cos(2p_{F0}+\xi)$$

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

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

ただし、$J_0(-2p_{F0})$、$J_n(-2p_{F0})$はそれぞれ$-2p_{F0}$に関する0次、n次のﾍﾞｯｾﾙ関数である。

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

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

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

$$S_X=(1+H_2)D_1^2 \tag{7-31}$$

$$S_Y=(1-H_2)D_1^2 \tag{7-32}$$

$$H_2=E\cos(2\theta_F)\cos(2\zeta-2\theta_F)$$
$$-J_0(-2p_{F0})\sin(2\theta_F)\{E\sin(2\zeta-2\theta_F)\cos(2p_{F0})-\sin(2\alpha_e)\sin(\rho_0)\sin(2p_{F0})\} \tag{7-33}$$

$$N_{Xn}=N_{Yn}$$
$$=D_1{}^2\{J_n(-2p_{F0})\sin(2\theta_F)\}^2[\{E\sin(2\zeta-2\theta_F)\}^2+\{\sin(2\alpha_e)\sin(\rho_0)\}^2] \tag{7-34}$$

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。

$$N_T=\{1-J_0{}^2(-2p_{F0})\}[\{E\sin(2\zeta-2\theta_F)\}^2$$
$$+\{\sin(2\alpha_e)\sin(\rho_0)\}^2]\sin^2(2\theta_F)D_1{}^2/2 \tag{7-35}$$

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ＳＮ比（以下、これをＳN_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ＳＮ比（以下、これをＳN_Tで表す）はそれぞれ次式で表される。

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

$$SN_T=-10\mathrm{Log}(N_T/S) \tag{7-37}$$

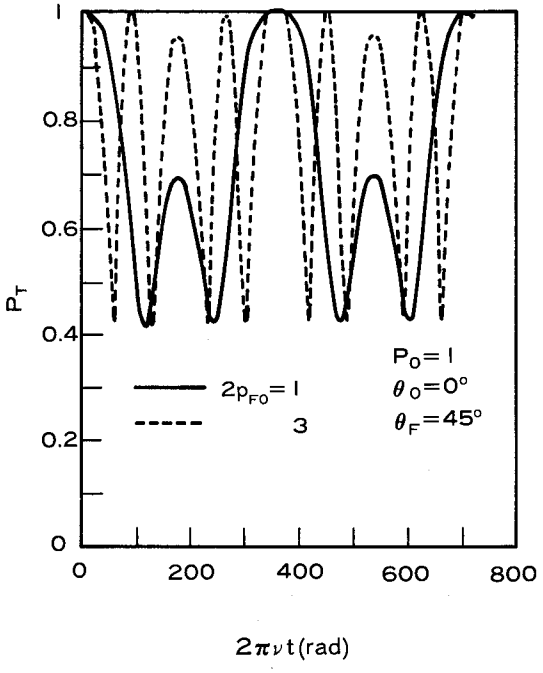
なお、以上の諸式は振動波形ﾓﾃﾞﾙが正弦波状の場合にのみ成立するものである。

７．４　考察

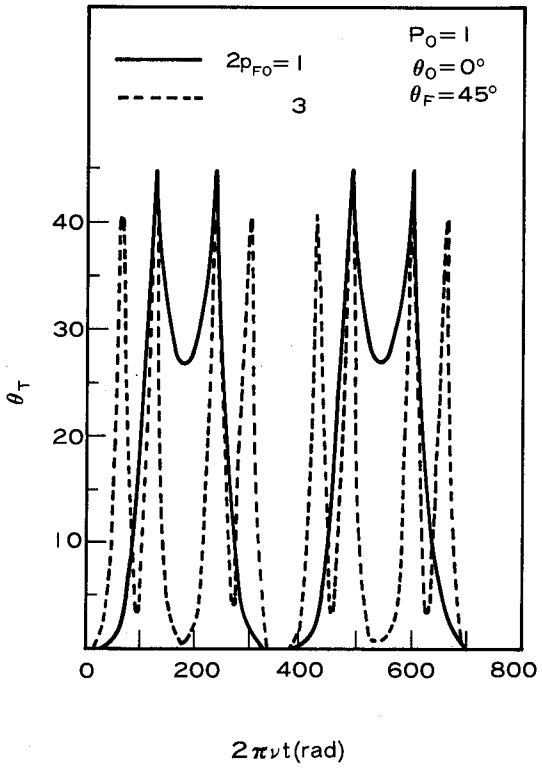
７．４．１　時間的変動特性

図７-２(a)、(b)に入射光が直線偏光の場合について、θ_0=0°かつθ_F=45°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θ_0=0°かつθ_F=45°の場合について、振幅の時間変動特性を示す。外力係数p_{F0}が大きくなる程、変動振幅が大きく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

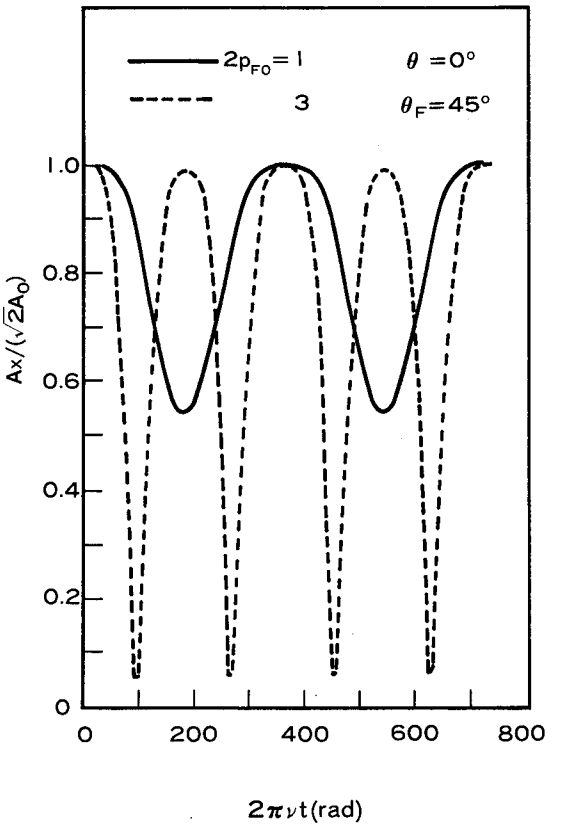


図7-3 振幅の時間的変動特性

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成分の間でﾊﾟﾜｰ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ｷﾞｰ交換が行われ、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、偏波ﾀﾞｲﾊﾞｰｼﾃｨ回路あるいは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、先ず、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

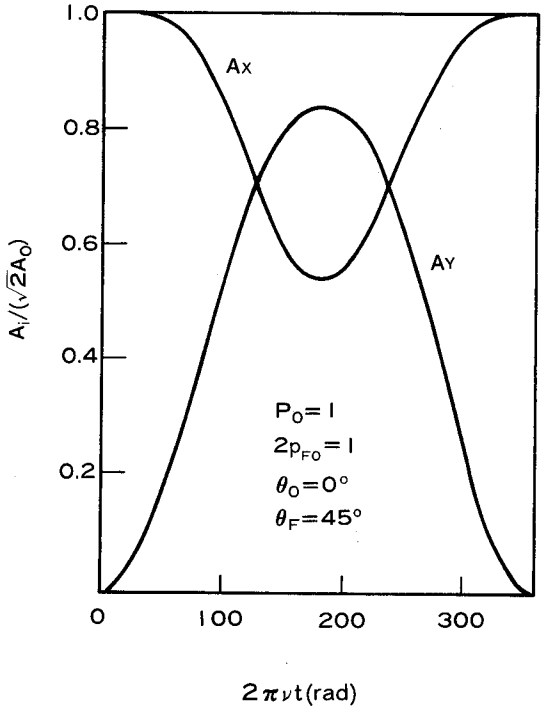


図7-4 X成分とY成分の関係

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$\pm\nu$、$\pm 2\nu$、---$\pm n\nu$---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、ﾍﾞ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がわかる。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±45°及び±135°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($p_{F0}<1$)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は一定ﾚﾍﾞ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$\theta_0=0°$かつ$\theta_F=\pm 45°$及び$\pm 135°$のとき最大となることを示している。

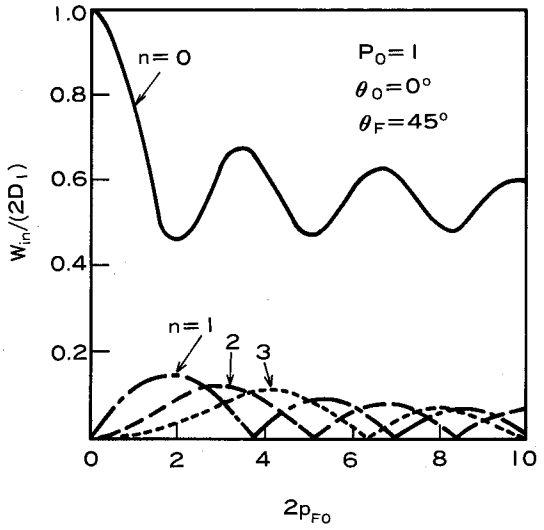


図7-5 外力係数と雑音成分別の成分割合の関係

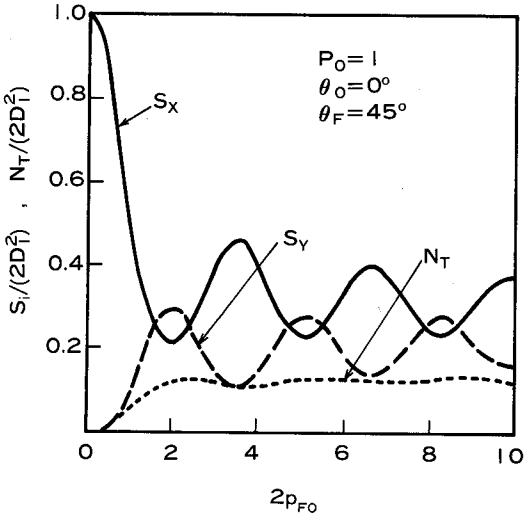


図7-6 外力係数とS_X,S_Y及びN_Tの関係

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_{F0}＜1の領域において急変し、p_{F0}＞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±45°及び±135°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_{F0}＜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。

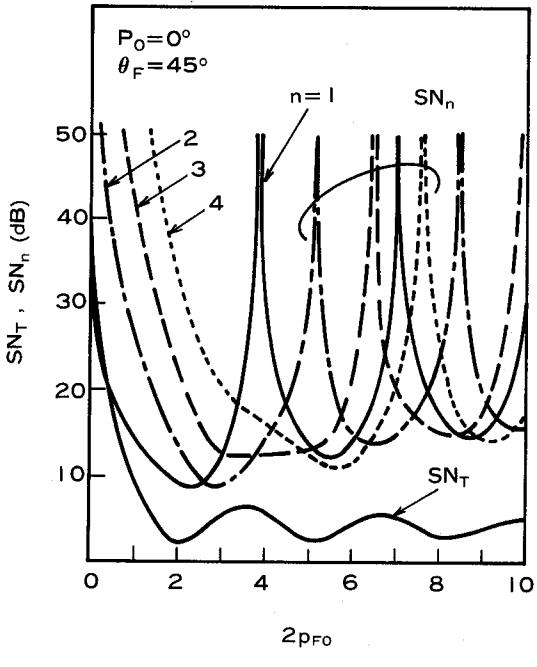


図7-7 外力係数とSN$_n$及びSN$_T$の関係

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ﾍﾃﾛﾀﾞｲﾝ検波の場合、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ＡＧＣ回路で補償することになっている。しかし、ＡＧＣ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ﾎﾓﾀﾞｲﾝ検波の場合、外力の振動で生じる交流成分が影響を及ぼし、ﾍﾃﾛﾀﾞ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、偏波ﾀﾞｲﾊﾞｰｼﾃｨ回路、ＡＧＣ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ﾊﾞ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。

$$R_U{}^2 = P_X(t)/(2A_0{}^2) \qquad (7\text{-}38)$$

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。

先ず、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、入射光の偏光度をﾊﾟﾗﾒｰﾀとして$R_U=0.5$を満たす印加角度と外力係数の関係を示す。

ただし、

$$\theta_F > 0 \text{ のとき } \theta_{F+} = \theta_F,$$
$$\theta_F < 0 \text{ のとき } \theta_{F-} = 180 + \theta_F \qquad (7\text{-}39)$$

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。

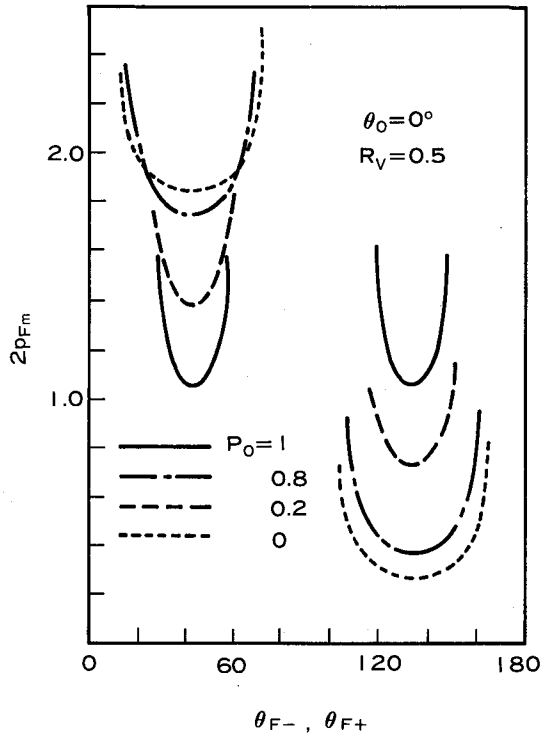


図7-8 印加角度と外力係数の関係

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、入射光の偏光度をﾊﾟﾗﾒｰﾀとして、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p_{Fm}とすると、外力係数が$p_{F0}<p_{Fm}$を満たすように光ﾌｧｲﾊﾞ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_{0m}あるいは許容主応力$\Delta\sigma_{Fm}$は次式を満たす必要がある。

$$F_{0m}<p_{Fm}/(k\,C_E D_0\,z) \qquad (7\text{-}40)$$

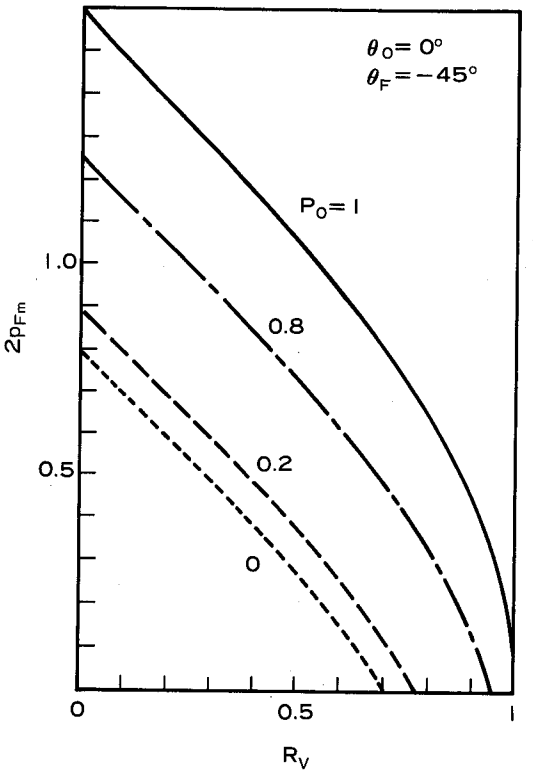


図7-9 低下率と臨界角度における外力係数の関係

または、

$$\Delta\sigma_{Fm} < p_{Fm}/(k\,C_E\,z) \qquad (7\text{-}41)$$

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$p_{Fm}=0.27$である。従って，$\lambda=1.5\,\mu m$，$C_E=3.44\times10^{-5}\ mm^2/kg$，$z=1mm$とすると、

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

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、光ﾌｧｲﾊﾞ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（$f_L \leqq f \leqq f_U$、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。

$$f_L \leqq m\nu \leqq f_U \tag{7-43}$$

ここで、mは

$$m_1 = [f_L / \nu] + 1 \quad 、m_M = [f_U / \nu] \tag{7-44}$$

で決まる$m_1, m_2, ---, m_M$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_{mi}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。

$$N_f = \sum_{i=1}^{M} N_{mi} \quad 、SN_f = -10\mathrm{Log}(N_f / S) \tag{7-45}$$

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p_{F0}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。

③N_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p_{F0}、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

光ﾌｧｲﾊﾞ線路中の任意の偏光状態を有する伝搬光について、光ﾌｧｲﾊﾞ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±45°,及び±135°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ﾍﾞ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、偏波ﾀﾞｲﾊﾞｰｼﾃｨ回路、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ﾊﾞ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、光ﾌｧｲﾊﾞ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)、光ﾌｧｲﾊﾞｺｲﾙ(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ﾃﾞﾙとして、汎用的な制御手順と制御系の設計指針を示す。(30)

先ず、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。次ぎに、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ﾃﾞﾙを示す。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

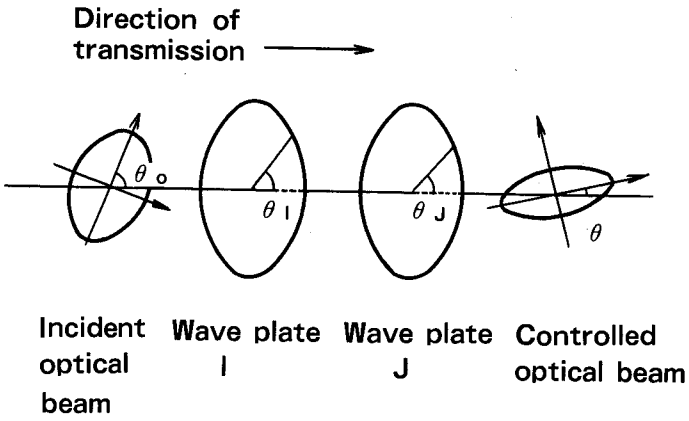


図8-1 偏光状態制御系のモデル

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]

$$[T_{AB}] = [F_{AB}]\ [S] \tag{8-1}$$

$$[F_{AB}] = [M_B]\ [M_A] \tag{8-2}$$

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、ｽﾄｰｸｽﾊﾟﾗﾒｰﾀという。）をs_ℓ，$t_{AB\ell}$ 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$m_{Ak\ell}$，m_{Bik}，$f_{ABi\ell}$ とすると次式が成立する。

$$t_{ABi} = \sum_{\ell=1}^{4} f_{ABi\ell}\ s_\ell\ ,(i=1\sim4) \tag{8-3}$$

ここで、

$$f_{ABi\ell} = \sum_{k=1}^{4} m_{Bik} m_{Ak\ell}\ ,\ (i=1\sim4、\ \ell=1\sim4) \tag{8-4}$$

図8-2に出射光ﾓﾃﾞﾙを示す。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ﾟﾜｰP(Ω)は次式となる。

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

ここで、$\Lambda_1 = a_X^2 + a_Y^2$、$\Lambda_2 = a_X^2 - a_Y^2$、$\Lambda_3 = 2a_X a_Y \cos\delta$、

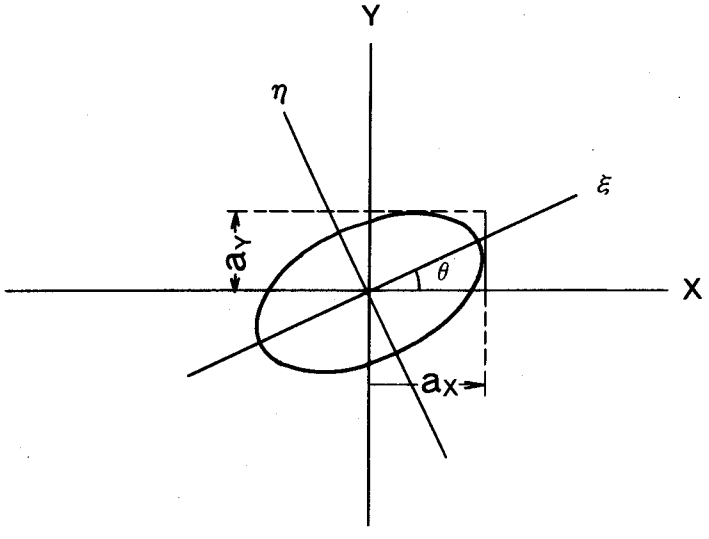


図8-2 出射光モデル

$$\Lambda_4 = 2a_X a_Y \sin\delta \tag{8-6}$$
$$= (\Lambda_1^2 - \Lambda_2^2 - \Lambda_3^2)^{1/2}$$

であり，Λ_1，Λ_2，Λ_3，Λ_4はｽﾄｰｸｽﾊﾟﾗﾒｰﾀ(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。

$$P = (P_{max} - P_{min})/(P_{max} + P_{min})$$
$$= \{(\Lambda_2^2 + \Lambda_3^2)/(\Lambda_2^2 + \Lambda_3^2 + \Lambda_4^2)\}^{1/2} \tag{8-7}$$

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。

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

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

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。

$$s_2/s_1 = \cos(2\beta_0)\cos(2\theta_0)$$
$$s_3/s_1 = \cos(2\beta_0)\sin(2\theta_0) \tag{8-10}$$
$$s_4/s_1 = \sin(2\beta_0)$$

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$m_{Ak\ell}$，m_{Bik}は次式となる。

（１）二分の一波長板の場合

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

（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。

$$\Lambda_i/\Lambda_1=\{A_{i1}\cos(2\theta_0)+A_{i2}\sin(2\theta_0)\}\cos(2\beta_0)+A_{i3}\sin(2\beta_0),\qquad (i=2\sim4) \tag{8-13}$$

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

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)よりｽﾄｰｸｽﾊﾟﾗﾒｰﾀを測定することにより、入射光の方位角θ_0,楕円角β_0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_0,楕円角β_0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０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、ｽﾄｰｸｽﾊﾟ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、

$$\Lambda_2/\Lambda_1=\cos(2\theta_a)\cos(2\theta_a-2\theta_0)\cos(2\beta_0)+\sin(2\theta_a)\sin(2\beta_0)$$

$$\Lambda_3/\Lambda_1=\sin(2\theta_a)\cos(2\theta_a-2\theta_0)\cos(2\beta_0)-\cos(2\theta_a)\sin(2\beta_0) \qquad (8\text{-}15)$$

$$\Lambda_4/\Lambda_1=-\sin(2\theta_a-2\theta_0)\cos(2\beta_0)$$

［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、

$$\Lambda_2/\Lambda_1=\cos(4\theta_a-2\theta_0)\cos(2\beta_0)$$

$$\Lambda_3/\Lambda_1=-\sin(2\beta_0) \qquad (8\text{-}16)$$

$$\Lambda_4/\Lambda_1=-\sin(4\theta_a-2\theta_0)\cos(2\beta_0)$$

式(8-15),式(8-16)より、方位角θ_0、楕円角β_0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δ=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

$2\theta_a-\theta_b=\theta_0$のとき、

$$\Lambda_2/\Lambda_1=\cos(2\theta_b-2\beta_0)$$

$$\Lambda_3/\Lambda_1=\sin(2\theta_b-2\beta_0) \qquad (8\text{-}17)$$

$$\Lambda_4/\Lambda_1=0$$

［Ⅱ］入射光が波長板Ｂから波長板Ａへ通過する場合

$\theta_b=\theta_0$のとき、

$$\Lambda_2/\Lambda_1=\cos(4\theta_a-2\theta_b-2\beta_0)$$

$$\Lambda_3/\Lambda_1=\sin(4\theta_a-2\theta_b-2\beta_0) \qquad (8\text{-}18)$$

$$\Lambda_4/\Lambda_1=0$$

式(8-17),式(8-18)より、［Ｉ］の場合には波長板Ｂの方位角を$\theta_b=\theta_M+\beta_0$に、波長板Ａの方位角を$2\theta_a-\theta_b=\theta_0$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$\theta_b=\theta_0$に,波長板Ａの方位角を$\theta_a=(\theta_0+\theta_M+\beta_0)/2$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。この制御誤差はｺﾋｰﾚﾝ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、次ぎに、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。

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

$$E_1=\{(\Lambda_1A_{23}-\Lambda_2A_{13})(\Lambda_1A_{31}-\Lambda_3A_{11})-(\Lambda_3A_{13}-\Lambda_1A_{33})(\Lambda_2A_{11}-\Lambda_1A_{21})\}$$

$$E_2=\{(\Lambda_3A_{13}-\Lambda_1A_{33})(\Lambda_2A_{12}-\Lambda_1A_{22})-(\Lambda_1A_{23}-\Lambda_2A_{13})(\Lambda_1A_{32}-\Lambda_3A_{12})\} \tag{8-20}$$

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

$$F_1=(\Lambda_2A_{11}-\Lambda_1A_{21})\cos(2\theta_0)+(\Lambda_2A_{12}-\Lambda_1A_{22})\sin(2\theta_0)$$

$$F_2=\Lambda_1A_{23}-\Lambda_2A_{13}$$

$$G_1=(\Lambda_1A_{31}-\Lambda_3A_{11})\cos(2\theta_0)+(\Lambda_1A_{32}-\Lambda_3A_{12})\sin(2\theta_0) \tag{8-22}$$

$$G_2=\Lambda_3A_{13}-\Lambda_1A_{33}$$

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ﾊﾟﾗﾒｰﾀを測定し、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(θ_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。

$$P=\{\cos^2(2\beta_0)\cos^2(2\Delta\theta_b)+\sin^2(2\beta_0)\}^{1/2}$$

$$\theta=\tan^{-1}[\{\tan(2\beta_0+2\theta_M+4\Delta\theta_a-2\Delta\theta_b)\cos(2\Delta\theta_b)-\tan(2\beta_0)\}$$
$$/\{\cos(2\Delta\theta_b)+\tan(2\beta_0+2\theta_M+4\Delta\theta_a-2\Delta\theta_b)\tan(2\beta_0)\}] \quad (8\text{-}23)$$

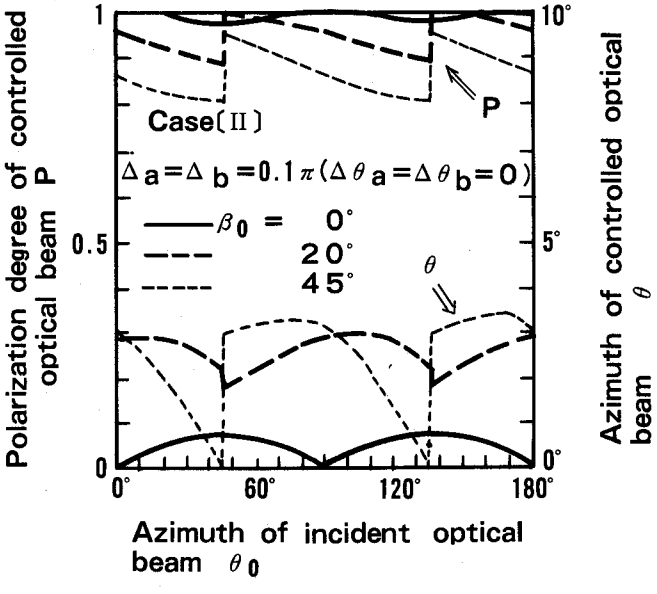


図8-3 位相誤差のみがある場合の入射光と出射光の偏光状態の関係

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。

$$I=Q_P^2 I_1+I_2+2Q_P(I_1 I_2)^{1/2} \qquad (8\text{-}24)$$

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。

$$Q_P^2=\{1+P\cos(2\theta)\}/2 \qquad (8\text{-}25)$$

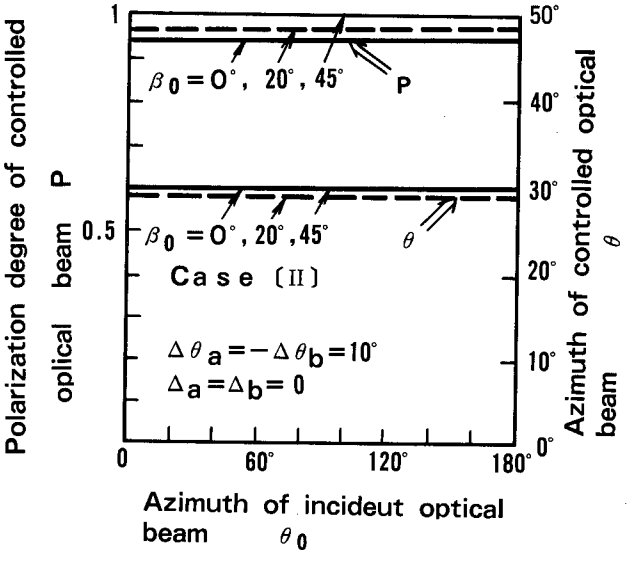


図8-4 角度誤差のみがある場合の入射光と出射光の偏光状態の関係

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。

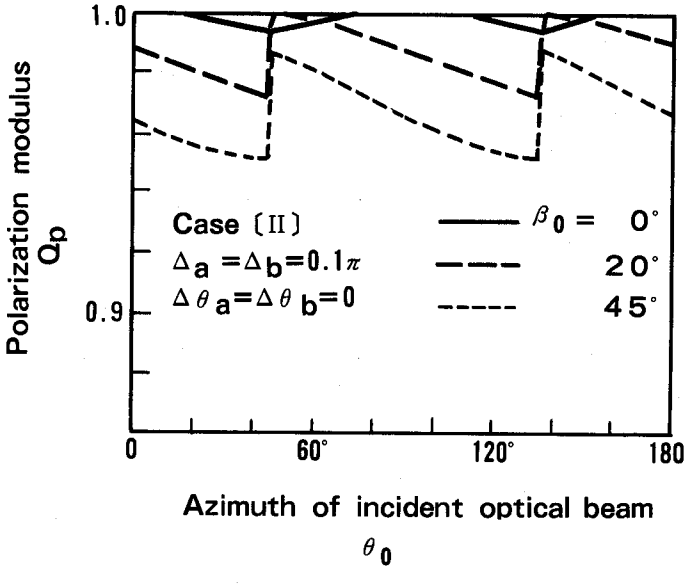


図8-5 位相誤差のみがある場合の入射光の偏光状態と出射光の偏光係数の関係

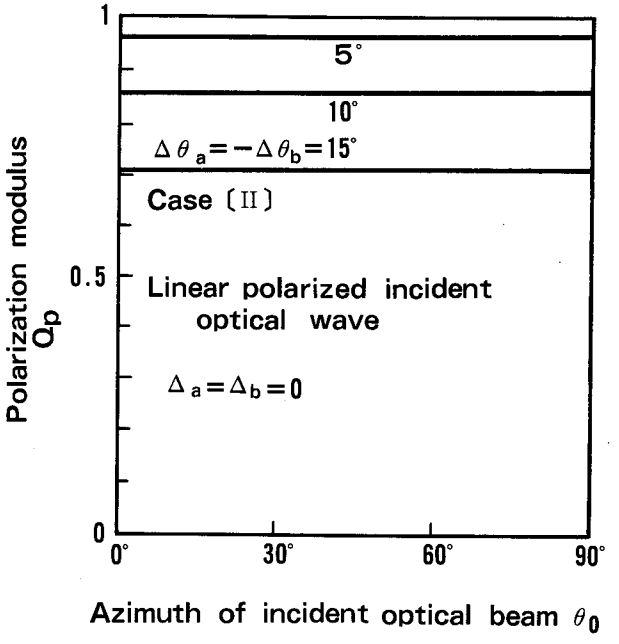


図8-6 角度誤差のみがある場合の入射光の偏光状態と出射光の偏光係数の関係

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、偏光係数をﾊﾟ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。$\Delta_{a0}\Delta_{b0}>0$の場合、Δ_{a0}、Δ_{b0}は次式で表せる。

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

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。$\Delta_{a0}\Delta_{b0}<0$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。

$$|\Delta_b|=-c_2^2|\Delta_a|+d_2 \qquad (8\text{-}27)$$

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

波長λが1.5μm、電力ｽﾍﾟｸﾄﾙ幅$\Delta\lambda/\lambda$が10^{-8}の光源を用い、符号誤り率10^{-9}、ﾋﾞｯﾄﾚｰﾄ1 Gb/sのＦＳＫのｺﾋｰﾚﾝﾄ光伝送を想定し、許容ｺﾋｰﾚﾝｽ度を0.74と仮定すると、許容偏光係数は

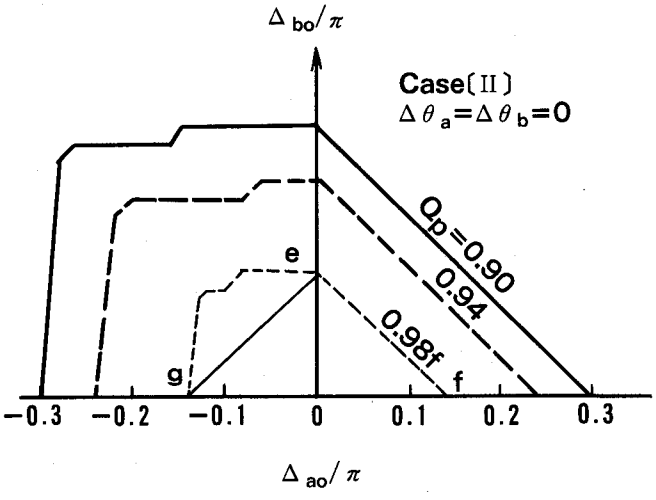
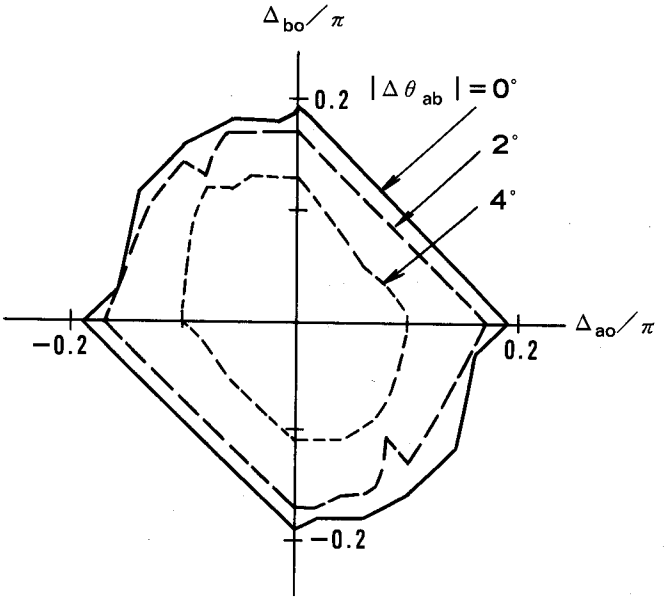


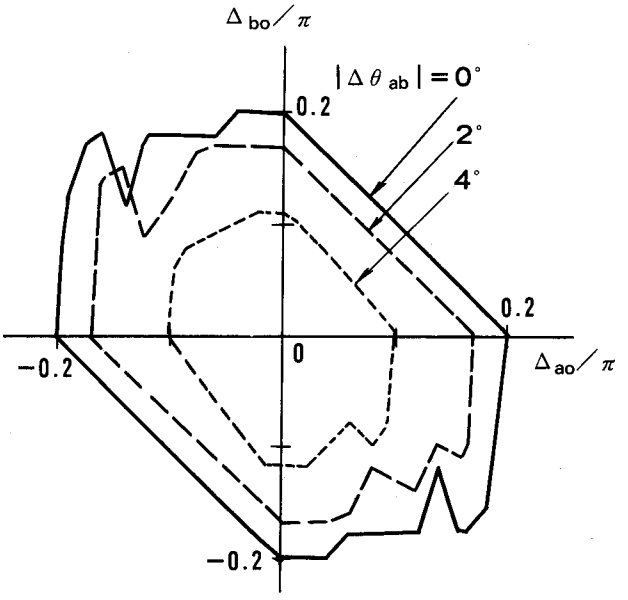
図8-7 角度誤差がない場合の位相誤差の許容値

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Δ_{a0},Δ_{b0}は、角度誤差$\Delta\theta_{ab}$（=|$\Delta\theta_a$|=|$\Delta\theta_b$|）に依存して変化し、$\Delta_{a0}\Delta_{b0}>0$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、$\Delta_{a0}\Delta_{b0}<0$の領域では、Δ_{a0},Δ_{b0}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。$\Delta_{a0}\Delta_{b0}>0$、$\Delta_{a0}\Delta_{b0}<0$の領域を比較し,小さい方のΔ_{a0},Δ_{b0}を許容値として求める。その結果,|Δ_{a0}|と|Δ_{b0}|の差は数％であることから、|Δ_{a0}|と|Δ_{b0}|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|Δ_{a0}|、|Δ_{b0}|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°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

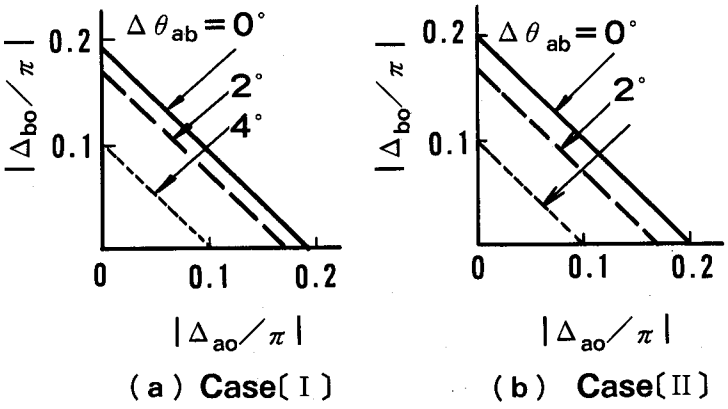


図8-9 設計のための許容値

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ﾊﾟ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）$\theta_a=\theta_0$、$\theta_b=\theta_0+\pi/4$

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

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

$$\begin{aligned}\Lambda_2/\Lambda_1&=-x_a\cos(2\theta_0)+x_b y_a\sin(2\theta_0)\\ \Lambda_3/\Lambda_1&=-x_b y_a\cos(2\theta_0)-x_a\sin(2\theta_0)\\ \Lambda_4/\Lambda_1&=y_a y_b\end{aligned} \tag{8-29}$$

［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。光ﾌｧｲﾊﾞ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、これをﾒﾓﾘすることにより、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ﾃﾞﾙとして、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。

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

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

単一ﾓｰﾄﾞ光ﾌｧｲﾊﾞ線路（以下、これを光ﾌｧｲﾊﾞ線路という）を用いて、ｺﾋｰﾚﾝﾄ光伝送方式を行場合、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ﾍﾟｸﾄﾙ幅、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、光ﾌｧｲﾊﾞ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、ﾍﾃﾛﾀﾞ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ﾊﾞ線路長、分散値、光ﾌｧｲﾊﾞ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ﾍﾟｸﾄﾙ幅の影響を検討し、光ﾌｧｲﾊﾞ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ﾊﾞ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、次ぎに、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

検討ﾓﾃﾞﾙを以下のように設定する。図9-1にﾍﾃﾛﾀﾞｲﾝ検波の場合の信号光と局発光との干渉ﾓﾃﾞﾙを示す。中心周波数f_s、ｽﾍﾟｸﾄﾙ幅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ﾊﾞ線路を伝搬し、W点(z_s=L)に到達する。中心周波数f_L、ｽﾍﾟｸﾄﾙ幅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〈〈L)の非分散媒質である空気中を伝搬し、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、光ﾌｧｲﾊﾞ線路を伝搬中に光ﾌｧｲﾊﾞ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で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$\phi_t$は

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

であり、その光強度Iは次式で表わせる。[79]

$$I = \langle \phi_t \ \phi_t^* \rangle$$

$$= I_{sX} + I_L + I_c \tag{9-2}$$

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

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

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_c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。

$$I_c = I_h + I_h^* \tag{9-5}$$

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

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

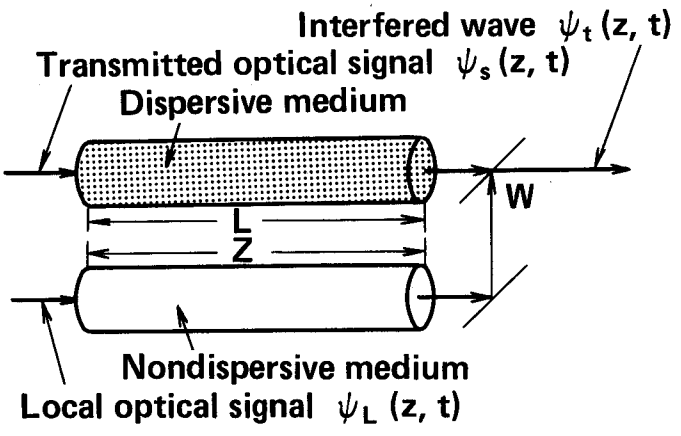


図9-1 干渉モデル

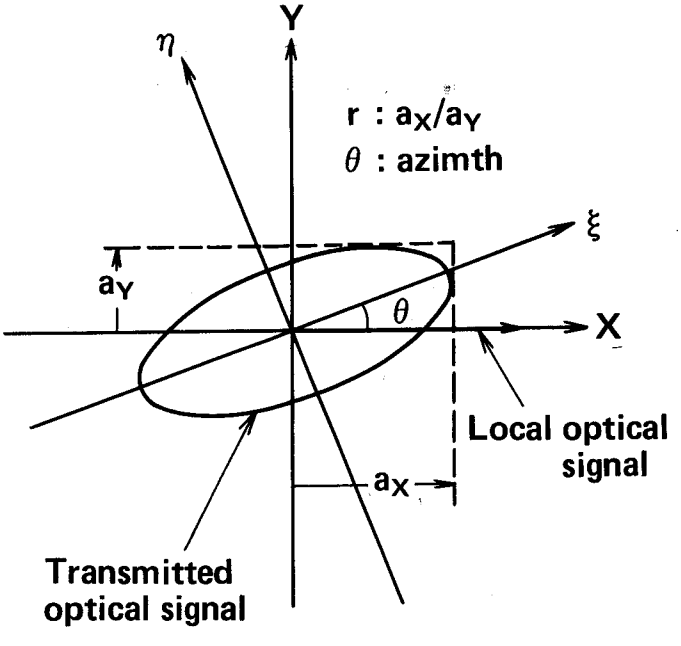


図9-2 信号光と局発光の偏光状態の関係

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ﾊﾞ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。光ﾌｧｲﾊﾞ線路の波長分散をD_c、光ﾌｧｲﾊﾞ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ﾍﾟｸﾄﾙ$S_{SL}(f,f_s,f_L,\Delta f_s,\Delta f_L)$を用いて、

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

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。

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

次ぎに、I_{SX}を信号光強度I_sと信号光の偏光状態を表すﾊﾟ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、

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

であることがわかる[77]。一方、信号光の偏光状態を表すﾊﾟ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、

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

の関係があるので、I_{SX}は次式のようになる。

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

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。

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

ただし、

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

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，$0\leqq Q_P\leqq 1$ 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ﾊﾟﾗﾒｰﾀで直接関係付ける有用なﾊﾟ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。

$$Q=\Gamma_c Q_P \tag{9-14}$$

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,ﾍﾃﾛﾀﾞｲﾝ検波の場合の符号誤り率を明らかにする。ﾍﾃﾛﾀﾞ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。

$$S_h=Q\langle M\rangle e\sqrt{2(\eta_0 P_s)(\eta_0 P_L)}/(h\nu) \tag{9-15}$$

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_0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、ﾌﾟﾗﾝｸ定数を表す。

ASK,FSK,PSK によるﾍﾃﾛﾀﾞ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]

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

ただし、erfc(x)=1-erf(x)であり、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。

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

所要符号誤り率E_0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、$\eta_0 P_{sm}$で表す。$\eta_0 P_{sm}$は式(9-15)～(9-17)よりE_0、Q、伝送速度f_B等の複雑な関数となる。ところで、ﾍﾃﾛﾀﾞ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_0,QにおけるASK,FSK,PSKでの等価雑音電流の間に

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

の関係が成立する。この場合、$E_i=E_0$を満たす各方式における$[\eta_0 P_{sm}]_i$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。

$$[\eta_0 P_{sm}]_i = -20\mathrm{Log}Q_i + 10\mathrm{Log}\, f_B - 3(n_c-3) + 20\mathrm{Log}\{\chi_c(E_0)\} + 20\log U_c \quad (\mathrm{dBm}) \tag{9-19}$$

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、

$$\chi_c(E_0) = \mathrm{erfc}^{-1}(2E_0) \tag{9-20}$$

であり、U_c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。

$$Q_i = U_c\, f_B^{1/2}\{\chi_c(E_0)\} \times 10^{-\{[\eta_0 P_{sm}]_i + 3(n_c-3)\}/20} \tag{9-21}$$

また、ASK を基準にすると、次式が成立する。

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

式(9-19),(9-21)は受光系で一義的に決まる定数U_c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1.5μm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)

ﾄﾗﾝｽﾌｧｺﾝﾀﾞｸﾀﾝｽg_m：6×10^{-3}mho 、　指数Γ：1.1

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

ミキサ回路

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

ﾊﾟﾙｽ波形に関する定数$I_1 = I_2 = 0.5$、　$I_3 = 0.03$

図９－３に伝送方式別に最小受光電力$\eta_0 P_{sm}$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。

$$[\eta_0 P_{sm}]_i = -20\mathrm{Log}\, Q_i + 10\mathrm{Log}\, f_B - 3(n_c-1) - 50 \quad (\mathrm{dBm}) \tag{9-23}$$

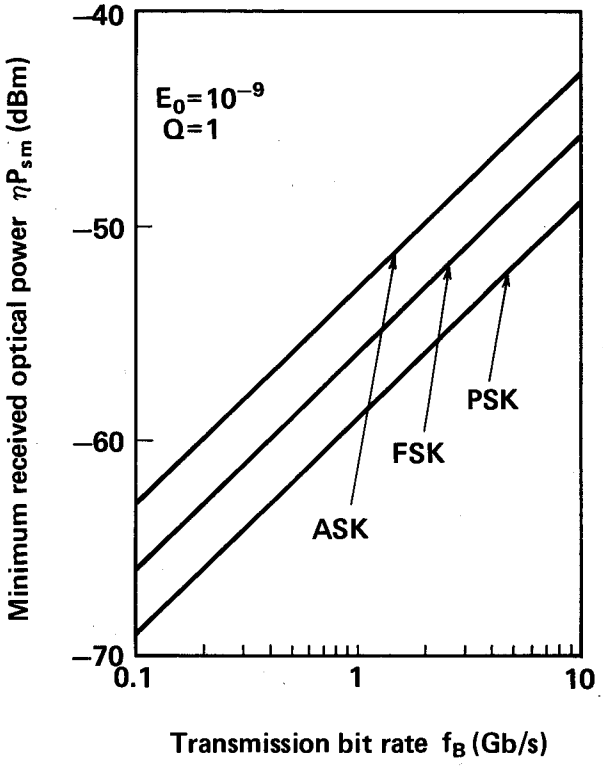


図9-3 最小受光電力と評価係数の関係

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出された。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ﾍﾟｸﾄﾙ幅、光ﾌｧｲﾊﾞ線路の波長分散値、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。

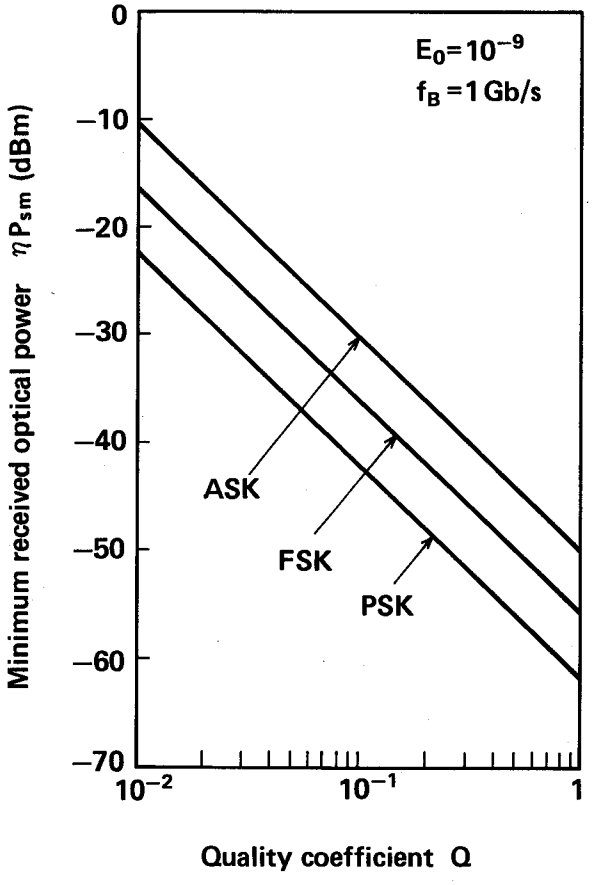


図9-4 最小受光電力と伝送速度の関係

表9-1　許容評価係数

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

f_B：伝送速度

9．3．1　コヒーレンス度の特性

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

$$k(f,D_c)=2\pi\{f_s/v_P+(f-f_s)/v_G+(f-f_s)^2/(2v_D)\} \tag{9-24}$$

v_P：位相速度、v_G：群速度、$v_D=-f_s/cD_c$

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。

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

ここで、

$$\gamma_c\{z,t,f_s,f_L,\Delta f_s,\Delta f_L,D_c\}/(I_s\times I_L)^{1/2}$$
$$=(2G_c)^{1/2}\exp[j\phi_P-\{(f_s-f_L)/2\Delta f_L\}^2-G_c\,\Delta f_s\,\Delta f_L\{\phi_G/f_s+j(f_s-f_L)/2\Delta f_L{}^2\}^2 \tag{9-26}$$

$$G_c=\Delta f_s\,\Delta f_L/\{\Delta f_s{}^2+\Delta f_L{}^2-j2(\Delta f_s\,\Delta f_L)^2(z/v_D)\} \tag{9-27}$$

$$\phi_P=2\pi f_s(z/v_P-t),\ \phi_G=2\pi f_s(z/v_G-t) \tag{9-28}$$

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ﾎﾓﾀﾞｲﾝ検波の場合のｺﾋｰﾚﾝｽ度に一致し、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

$$\Delta f_s=\Delta f_L=\Delta f_0、f_s-f_L=\Delta f_0 \tag{9-29}$$

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。

$$\Gamma_c=\Gamma_c\,[L,(Z/c-T_0),f_s,\Delta f_0,D_c]$$
$$=\alpha_c{}^{-1/4}\exp[-[\{(\phi_G\,\Delta f_0/f_s)^2+2\pi cLD_c\,\phi_G(\Delta f_0/f_s)^3-1/4\}/(2\alpha_c)]+1/4] \tag{9-30}$$

$$\alpha_c=1+\{2\pi cLD_c(\Delta f_0/f_s)^2\}^2 \tag{9-31}$$

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

式(9-30)より、ｺﾋｰﾚﾝｽ度は光源のｽﾍﾟｸﾄﾙ幅Δf_0、光ﾌｧｲﾊﾞの波長分散値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、ﾍﾃﾛﾀﾞｲﾝ検波の場合、最高の干渉光強度を得るために、$\phi_G=0$の状態で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、$D_c=10$ps/nm-kmの場合について、比ｽﾍﾟｸﾄﾙ幅をﾊﾟﾗﾒｰﾀとして、ｺﾋｰﾚﾝｽ度と光ﾌｧｲﾊﾞ線路長の関係を図９－５に示す。コ

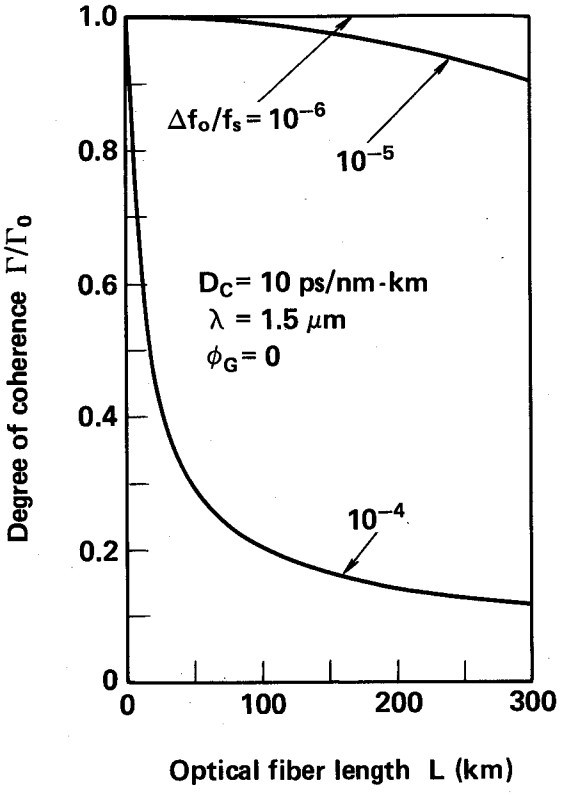


図9-5 コヒーレンス度と光ファイバ線路長の関係

ﾋｰﾚﾝｽ度が波長分散の影響を受けないためには、$\Delta f_0/f_s \leqq 10^{-6}$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$\Gamma_c=\Gamma_{c0}=e^{-1/8}$となる。

図9-6に、L=200km、D_c=10ps/nm-kmの場合について、比ｽﾍﾟｸﾄﾙ幅をﾊﾟﾗﾒｰﾀとし、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、光ﾌｧｲﾊﾞ線路の温度変化である。

そこで、$\Delta f_0/f_s \leqq 10^{-6}$であると仮定して、温度変化の影響を定量的に検討する。光ﾌｧｲﾊﾞ線路に及ぼす温度変化がΔT_eであるとすると、式(9-32)を用いて、光ﾌｧｲﾊﾞ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。

$$\Delta\phi=(d\phi_G/dT_e)\Delta T_e \qquad (9\text{-}33)$$

ここで、光源が安定化されているとし、またL〉〉Zであるので、

$$d(Z-cT_0)/dT_e=0 \qquad (9\text{-}34)$$

また、光ﾌｧｲﾊﾞ線路材料の特性として、屈折率をn(f)で表すと、

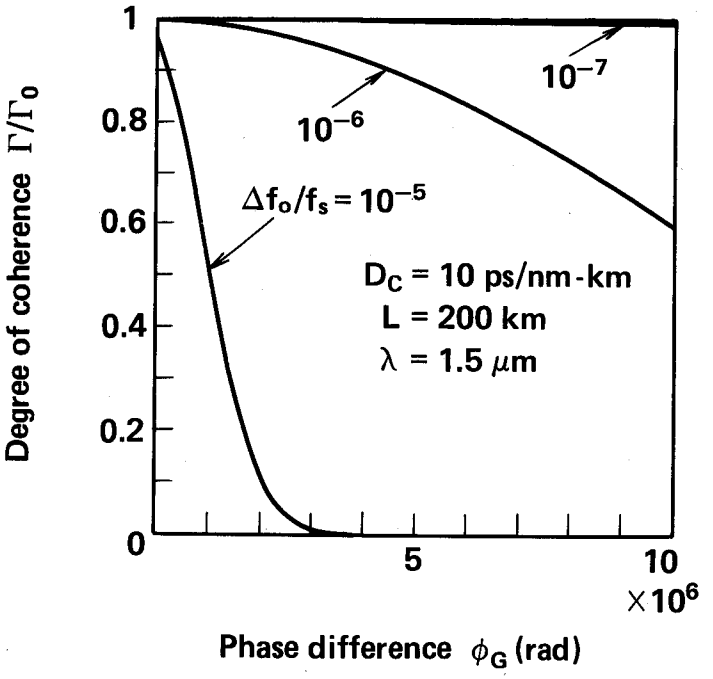


図9-6 コヒーレンス度と位相差の関係

$$dn(f_s)/dT_e \gg d\{f_s[dn(f)/df]_{f=f_s}\}/dT_e \qquad (9\text{-}35)$$

が成り立つ。さらに、

$$(df_s/dT_e)/f_s,\ (dL/dT_e)/L \ll [dn(f_s)/dT_e]/n(f_s) \qquad (9\text{-}36)$$

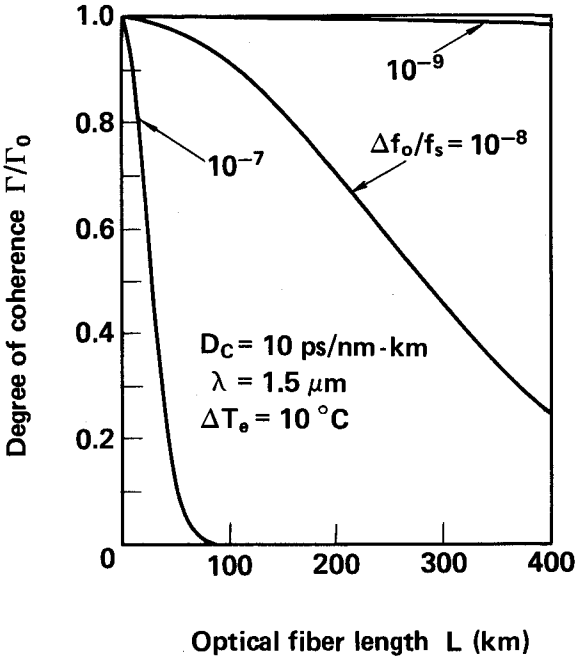
が成立するので[84]、$\Delta\phi$は近似的に次式で与えられる。

$$\Delta\phi=(2\pi f_s L/c)[dn(f)/dT_e]_{f=f_s}\Delta T_e \qquad (9\text{-}37)$$

具体例として、$\lambda=1.5\mu m$とし、$D_c=10$ ps/nm-km、$\Delta T_e=10°C, 40°C$の場合について、ｽﾍﾟｸﾄﾙ幅をﾊﾟﾗﾒｰﾀとして、式(9-30)と式(9-37)を用いて、ｺﾋｰﾚﾝｽ度と光ﾌｧｲﾊﾞ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、$dn(f_s)/dT_e=10^{-5}$とした。[85] 光ﾌｧｲﾊﾞ線路長$L \leqq 400$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も影響を受けない。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、光ﾌｧｲﾊﾞ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。



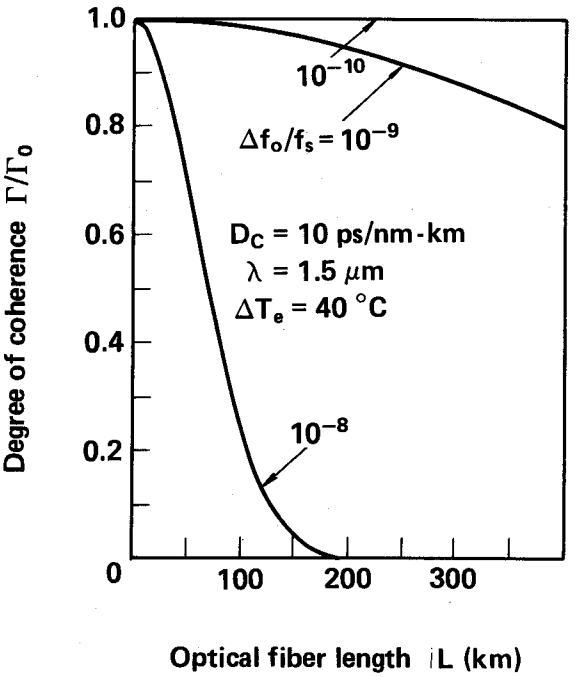


図9-7 コヒーレンス度に及ぼす温度の影響

L=300km、$\Delta f_0/f_s=10^{-9}$、$\Delta T_e=40°C$に対して、図9-7(b)より、$\Gamma_c=0.77$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≧0.71、PSK伝送ｼｽﾃﾑでは、Q≧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≧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。

$$P\cos(2\theta)\geqq 0.69 \qquad (9\text{-}38)$$

L=350km、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。光ﾌｧｲﾊﾞ線路長が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_cが既知の条件で求めたものであり，光ﾌｧｲﾊﾞ線路の波長分散が小さく，光源のｽﾍﾟ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。

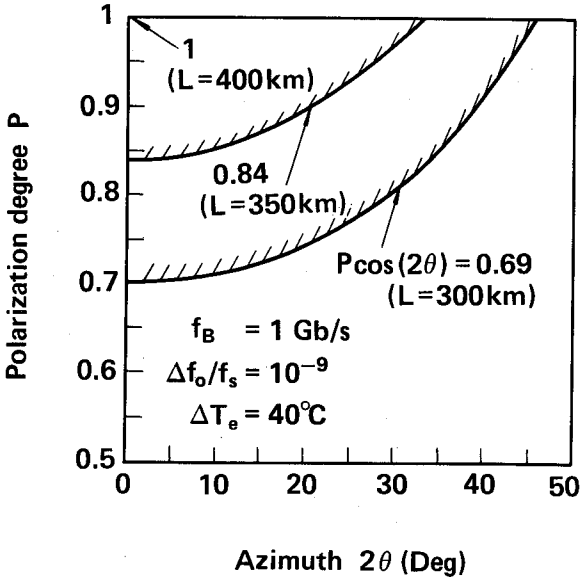


図9-8 偏光状態の許容条件

9．4　結言

ﾍﾃﾛﾀﾞｲﾝ検波するｺﾋｰﾚﾝﾄ光伝送方式において、光ﾌｧｲﾊﾞ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、光ﾌｧｲﾊﾞ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、光ﾌｧｲﾊﾞ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ﾄﾞ光ﾌｧｲﾊﾞ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ﾍﾟｸﾄﾙS_{12}、距離の差z，及び時間差tを用いると、次式となる。

$$\gamma_c[z,t,f_1,f_2,\Delta f_1,\Delta f_2,D_c]$$

$$=2\pi(I_{s1}I_{s2})^{1/2}\int_{-\infty}^{+\infty}S_{12}\exp[j\{k(f,D_c)z-2\pi f t\}]df \qquad \text{(A9-1)}$$

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

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$\Delta f_i$は光源$i(i=1,2)$のそれぞれ中心周波数及びｽﾍﾟｸﾄﾙ幅、$k(f,D_c)$は分散媒質の波数、$D_c$は媒質の波長分散、また$\Gamma_c$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、$\Theta_c$は$\gamma_c$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のｽﾍﾟｸﾄﾙがｶﾞｳｽ分布するとき、次式が成立する。

$$\gamma_c[z,t,f_1,f_2,\Delta f_1,\Delta f_2,D_c]/(I_{s1}I_{s2})^{1/2}$$
$$=(2G_c)^{1/2}\exp[j\phi_P-\{(f_1-f_2)/2\Delta f_2\}^2-G_c\Delta f_1\Delta f_2\{\phi_G/f_1+j(f_1-f_2)/2\Delta f_2^2\}^2]$$

(A9-3)

ここで、

$$G_c=G_c[z,f_1,f_2,\Delta f_1,\Delta f_2,D_c]$$
$$=\Delta f_1\Delta f_2/\{\Delta f_1^2+\Delta f_2^2-j2(\Delta f_1\Delta f_2)^2(z/v_D)\} \quad \text{(A9-4)}$$

$$\phi_P=\phi_P(z,t,f_1)=2\pi f_1(z/v_P-t) \quad \text{(A9-5)}$$

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

$$v_D=-2\pi f_1/(cD_c) \quad \text{(A9-7)}$$

特に、$\Delta f_1=\Delta f_2=\Delta f_0$，$f_1-f_2=\Delta f_0$のとき、ｺﾋｰﾚﾝｽ度$\Gamma_c$は次式となる。

$$\Gamma_c=\Gamma_c[z,t,f_1,\Delta f_0,D_c]$$
$$=\alpha_c^{-1/4}\exp[-[\{(\phi_G\Delta f_0/f_1)^2+2\pi czD_c\phi_G(\Delta f_0/f_1)^3-1/4\}/(2\alpha_c)]+1/4]$$

(A9-8)

$$\alpha_c=\alpha_c[z,f_1,\Delta f_0,D_c]$$
$$=1+\{2\pi czD_c(\Delta f_0/f_1)^2\}^2 \quad \text{(A9-9)}$$

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。

$$E_X=a_X\exp\{j(\phi_X+\beta z-2\pi ft)\}、E_Y=a_Y\exp\{j(\phi_Y+\beta z-2\pi ft)\} \quad (A9\text{-}10)$$

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。

$$P=(a_X^2-a_Y^2+2a_Xa_Y\cos\delta)^{1/2}/(a_X^2+a_Y^2) \quad (A9\text{-}11)$$

$$\theta=\tan^{-1}\{2a_Xa_Y\cos\delta/(a_X^2-a_Y^2)\}/2 \quad (A9\text{-}12)$$

ここで、

$$\delta=\phi_Y-\phi_X \quad (A9\text{-}13)$$

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。

$$P=\{(1-r^2)/(1+r^2)\}\sec(2\theta) \quad (A9\text{-}14)$$

付録 9 — 4　最小受光電力

”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)

$$\sigma_{h0}^2 = i_L^2 + i_b^2 + i_d^2 + i_k^2, \quad \sigma_{h1}^2 = \sigma_{h0}^2 + i_s^2 \qquad \text{(A9-15)}$$

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。

$i_L^2 \gg i_s^2, i_b^2, i_d^2, i_c^2$の場合，

$$\sigma_{h0}^2 \fallingdotseq \sigma_{h1}^2 \fallingdotseq i_L^2 \qquad \text{(A9-16)}$$

ただし，

$$i_L^2 = U_{c1}^2 (\eta_0 P_L) f_B \qquad \text{(A9-17)}$$

であり，U_{c1}は受光系で決まる定数である。

ｺﾋｰﾚﾝﾄ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。

$$\sigma_i \fallingdotseq U_{c1} k_i (\eta_0 P_L)^{1/2} f_B^{1/2} \qquad \text{(A9-18)}$$

ここで，

$$k_{AS} = 2, \quad k_{FS} = \sqrt{2}、k_{PS} = 1 \qquad \text{(A9-19)}$$

式(9-16)の根を$\chi_c(E_0)$とすると，式(9-15)と(A9-18)より，

$$S_h / \sigma_i = \chi_c(E_0) \fallingdotseq U_{c2} k_i^{-1} Q_i (\eta_0 P_{sm})^{1/2} f_B^{-1/2} \qquad \text{(A9-20)}$$

となる。従って、式(A9-20)より、

$$\eta_0 P_{sm} \fallingdotseq U_{c2}^{-2} k_i^2 Q_i^{-2} f_B \chi_c(E_0)^2 \qquad \text{(A9-21)}$$

または、

$$\eta_0 P_{sm} \fallingdotseq -20\mathrm{Log}Q_i + 10\mathrm{Log}\, f_B + 20\mathrm{Log}\{\chi_c(E_0)\} + 20\mathrm{Log}k_i - 20\mathrm{Log}U_{c2} \ \text{(dBm)} \qquad \text{(A9-22)}$$

$$= -20\mathrm{Log}Q_i + 10\mathrm{Log}\, f_B + 20\mathrm{Log}\{\chi_c(E_0)\} - 3(n_c - 1) + 6 - 20\mathrm{Log}U_{c2} \ \text{(dBm)} \qquad \text{(A9-23)}$$

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}は受光系で決まる定数である。

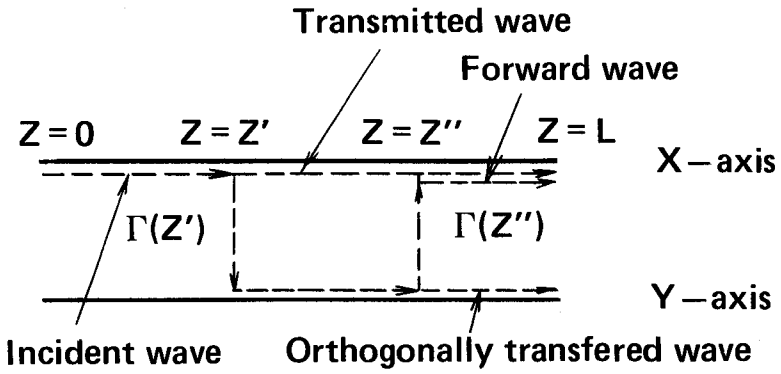
第１０章　コヒーレント光伝送方式に対する偏波保持光ファイバ線路の伝搬光の評価法

１０．１　緒言

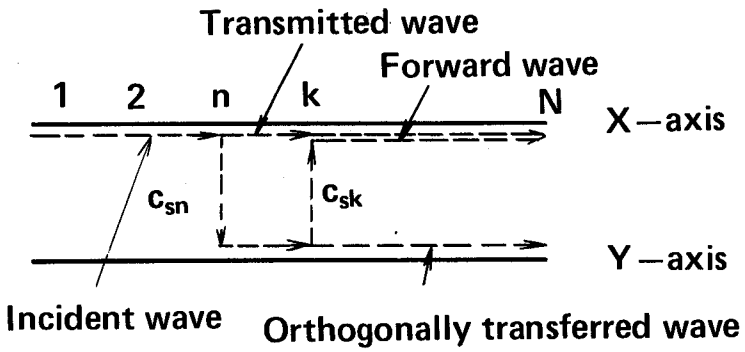
ｺﾋｰﾚﾝﾄ光伝送方式における伝送媒体として、第９章で述べた単一ﾓｰﾄﾞ光ﾌｧｲﾊﾞ線路だけでなく、偏波保持光ﾌｧｲﾊﾞ線路も有力であると考えられるため,[13],[86],[87]ｺﾋｰﾚﾝﾄ光伝送方式に対する偏波保持光ﾌｧｲﾊﾞ線路の特性を評価しておく必要がある。

偏波保持光ﾌｧｲﾊﾞ線路には、二種類の構造不均一性が存在する。一つは光ﾌｧｲﾊﾞ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ﾊﾞ線路の接続点に存在し、隣接光ﾌｧｲﾊﾞ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処では、信号光の偏光方向に対して直交する偏光成分(以下、直交ﾓｰﾄﾞという）が生じ、この直交ﾓｰﾄﾞは、伝搬途中に存在する別の不均一な箇処で、信号光と同一の偏光成分（以下,続流ﾓｰﾄﾞという）を発生する。この続流ﾓｰﾄﾞ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、光ﾌｧｲﾊﾞ線路内及び接続点の不均一性（ﾓｰﾄﾞ結合係数）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ﾊﾞ線路を設計するためには、ﾓｰﾄﾞ結合係数と干渉光強度との関係を定量化し、ﾓｰﾄﾞ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ﾊﾞ線路について、ﾓｰﾄﾞ結合係数を考慮して伝送品質を評価する。[32],[33]先ず、偏波保持光ﾌｧｲﾊﾞ線路（以下、これを光ﾌｧｲﾊﾞ線路という）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、光源のｽﾍﾟｸﾄﾙ幅を考慮して光ﾌｧｲﾊﾞ線路内及び接続点のﾓｰﾄﾞ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ﾄﾞ結合分布及び光源のｽﾍﾟ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、ﾓｰﾄﾞ結合係数の許容値の推定手順を示す。最後に、実際の光ﾌｧｲﾊﾞ線路のﾓｰﾄﾞ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。



(a) In case of mode coupling on fiber



(b) In case of mode coupling on splicing point

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

ﾓｰﾄﾞ結合部は光ﾌｧｲﾊﾞ線路内及び接続点に分布するため、直交ﾓｰﾄﾞ及び続流ﾓｰﾄﾞは、ﾓｰﾄﾞ結合分布に依存して発生し、すなわち、光ﾌｧｲﾊﾞ線路内の結合部間、接続点の結合部間、及び光ﾌｧｲﾊﾞ線路内の結合部と接続点の結合部との間で発生し、光ﾌｧｲﾊﾞ線路の出力端に向かって伝搬する。上記の直交ﾓｰﾄﾞ及び続流ﾓｰﾄﾞ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、直交ﾓｰﾄﾞ及び続流ﾓｰﾄﾞ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光ﾌｧｲﾊﾞ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ﾄﾞを無視する。②ﾓｰﾄﾞ結合係数は小さく、信号光の三回以上のﾓｰﾄﾞ変換光は無視する。③光ﾌｧｲﾊﾞ線路内の伝搬定数$\beta(\omega)$は次式で仮定する。[89]

$$\beta(\omega)=\beta_{x0}+(\omega-\omega_0)\beta'_{x0} \qquad (10\text{-}1)$$

図１０－１(a)に長さＬの光ﾌｧｲﾊﾞ線路内のﾓｰﾄﾞ結合による直交ﾓｰﾄﾞと続流ﾓｰﾄﾞの伝搬ﾓﾃﾞﾙを示す。Ｘ軸方向の直線偏光の信号光が光ﾌｧｲﾊﾞ線路の入力端(z=0)から距離z'の点に達する。信号光の一部はﾗﾝﾀﾞﾑに分布したﾓｰﾄﾞ結合部分［ﾓｰﾄﾞ結合係数C(z')］でＹ軸方向に偏光した直交ﾓｰﾄﾞに変換される。直交ﾓｰﾄﾞの一部は伝搬途中でﾓｰﾄﾞ結合部［ﾓｰﾄﾞ結合係数C(z")］でＸ軸方向に偏光した続流ﾓｰﾄﾞに変換され、光ﾌｧｲﾊﾞ線路の受信端(z=L)に向かって伝搬する。

図１０－１(b)に単長L_i(i=1～N)の光ﾌｧｲﾊﾞ線路を縦続接続した長さＬの光ﾌｧｲﾊﾞ線路について、接続点のﾓｰﾄﾞ結合による直交ﾓｰﾄﾞと続流ﾓｰﾄﾞの伝搬ﾓﾃﾞﾙを示す。直交ﾓｰﾄﾞと続流ﾓｰﾄﾞに及ぼす接続点ﾓｰﾄﾞ結合のみによる影響を調べる。ここでは光ﾌｧｲﾊﾞ線路は均質でﾓｰﾄﾞ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ﾊﾞ線路の入力端(n=0)からｎ番目の接続点(ﾓｰﾄﾞ結合係数c_{sn})に達し、信号光の一部はその箇処で直交ﾓｰﾄﾞに変換される。さらに、直交ﾓｰﾄﾞの一部は伝搬途中にｎ'番目の接続点(ﾓｰﾄﾞ結合係数$c_{sn'}$)で続流ﾓｰﾄﾞに変換され、受信端(n=N)に向かって伝搬する。次節では、この伝搬ﾓﾃﾞﾙを用いて、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

$$E_{x0}(z,t)=(I_0)^{1/2}\exp\{j(\omega_0 t-\beta_{x0}z+\phi_0)\}F(t-\beta'_{x0}z) \qquad (10\text{-}2)$$

$$F(t)=\int_0^{\infty} V(\omega)\exp\{j(\omega-\omega_0)t\}d\omega \tag{10-3}$$

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ﾊﾞ線路内のﾓｰﾄﾞ結合について考える。信号光が式(10-2)で与えられるとき、直交ﾓｰﾄﾞ$E_{Yc}(z,t)$及び続流ﾓｰﾄﾞ$E_{fc}(L,t)$は次式となる[89]。

$$E_{Yc}(z,t)=-j\int_0^{z}\exp\left[j\{\omega_0 t+\phi_0-\beta'_{X0}z-\beta_{Y0}(z-z')\}\right]$$

$$\times C(z')F\{t-\beta'_{X0}z'-\beta'_{Y0}(z-z')\}dz' \tag{10-4}$$

$$E_{fc}(L,t)=-(I_0)^{1/2}\exp\{j(\omega_0 t+\phi_0)\}$$

$$\times\int_0^{L}\int_0^{z'}\exp\{-j(\Delta\beta(z''-z')+\beta_{X0}L\}C(z')C(z'')$$

$$\times F\{t-\{D_P(z''-z')+\beta'_{X0}L\}\}dz'dz'' \tag{10-5}$$

ここで、

$$\Delta\beta=\beta_{X0}-\beta_{Y0}、\quad D_P=\beta'_{X0}-\beta'_{Y0} \tag{10-6}$$

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ﾄﾞ結合の場合、直交ﾓｰﾄﾞ$E_{Ys}(z,t)$及びは続流ﾓｰﾄﾞ$E_{fs}(z,t)$は次式で与えられる。

$$E_{Ys}(z,t)=\sum_{k=1}^{N}c_{sk}\exp\{j(\omega_0 t+\phi_0-\Delta\beta\sum_{i=1}^{k}L_i-\beta_{Y0}L)\}F\{t-D_P\sum_{i=1}^{k}L_i-\beta_{Y0}'L\} \tag{10-7}$$

$$E_{fs}(z,t)=(I_0)^{1/2}\exp\{j(\omega_0 t+\phi_0)\}\sum_{i=1}^{N-1}c_{si}\sum_{k=i+1}^{N}c'_{sk}\exp(-jh_1)F(t-h_2) \tag{10-8}$$

ここで、

$$h_1=\beta_{X0}L-\Delta\beta\sum_{n=i+1}^{k}L_n、\quad h_2=\beta'_{X0}L-D_P\sum_{n=i+1}^{k}L_n \tag{10-9}$$

L_iはi番目の光ﾌｧｲﾊﾞ線路の長さであり、Nは接続点の総数である。

10．3．2　消光比

消光比は、偏波保持光ﾌｧｲﾊﾞ線路の特性を評価する場合、重要な評価ﾊﾟﾗﾒｰﾀであるので[90],[91]、先ず、光ﾌｧｲﾊﾞ線路内のﾓｰﾄﾞ結合に関わる消光比を検討する。式(10-4)から，直交ﾓｰﾄﾞの光強度を I_{Yc} とすると、

$$I_{Yc}=\langle E_{Yc}E_{Yc}^{*}\rangle \tag{10-10}$$

$$=\left| I_0\int_0^z\int_0^z \exp\{-j\Delta\beta(z'-z'')\}\langle C(z')C(z'')\rangle R\{D_P(z'-z'')\}dz'dz''\right| \tag{10-11}$$

ここで、

$$R(\tau)=\langle F(t+\tau)F(t)^{*}\rangle/\langle F(t)F(t)^{*}\rangle$$

$$=2\pi\int_0^{\infty} P_{SP}(\omega)\exp\{j(\omega-\omega_0)\tau\}d\omega \tag{10-12}$$

$$P_{SP}(\omega)=2\pi\cdot\lim_{T\to\infty}|V(\omega)^2|/T \tag{10-13}$$

$$\langle F(t)F(t)^{*}\rangle=1 \tag{10-14}$$

$P_{SP}(\omega)$は振幅１の光源のﾊﾟﾜｰｽﾍﾟｸﾄﾙである。光ﾌｧｲﾊﾞ線路の長手方向にわたって、各場所で同じ様なﾗﾝﾀﾞ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]。

$$\langle C(z')C(z'')\rangle=C_T(|z'-z''|) \tag{10-15}$$

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、

$$\eta_c=\left|\int_0^z\int_0^z \exp\{-j\Delta\beta(z'-z'')\}C_T(|z'-z''|)R\{D_P(z'-z'')\}dz'dz''\right| \tag{10-16}$$

となる。光源のﾊﾟﾜｰｽﾍﾟｸﾄﾙ$P_{SP}(\omega)$がﾛｰﾚﾝﾂ型の場合、半値幅を$\Delta\omega$とすると

$$P_{SP}(\omega)=(\Delta\omega/\pi)/\{(\omega-\omega_0)^2+\Delta\omega^2\} \tag{10-17}$$

となるので、式(10-12)と式(10-13)より、次式が成立する。

$$R(\varepsilon D_P)=\exp(-\Delta\omega|\varepsilon D_P|) \tag{10-18}$$

また、式(10-15)は相関長L_c、$|z'-z''|=\xi$、結合係数の大きさc_cを用いると、

$$C_T(\xi)=c_c^2\exp(-\xi/L_c) \tag{10-19}$$

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。

$$\eta_c/2c_c^2=\left|(X_m/X_P^2)[1-\exp(-X_0L)\{Y_1+2X_0Y_2\Delta\beta/X_m\}]+LX_0/X_P\right| \tag{10-20}$$

ここで、

$$X_p=\Delta\beta^2+X_0^2、X_m=\Delta\beta^2-X_0^2、X_0=D_p\Delta\omega+L_c^{-1} \tag{10-21}$$

$$Y_1=\cos(\Delta\beta L)、Y_2=\sin(\Delta\beta L) \tag{10-22}$$

また、接続点のﾓｰﾄﾞ結合に関わる直交ﾓｰﾄﾞの光強度を I_{Ys} とすると、同様にして、式(10-7)より、

$$I_{Ys}=\left| I_0\sum_{k=1}^{N}\sum_{k'=1}^{N}c_{sk}c_{sk'}\{\exp(j\Delta\beta L_T)+\exp(-j\Delta\beta L_T)\}R(D_pL_T)\right| \tag{10-23}$$

ここで、

$$L_T=\sum_{i=1}^{k}L_i-\sum_{i'=1}^{k'}L_{i'} \tag{10-24}$$

となる。従って、消光比は次式で表せる。

$$\eta_s=\left|\sum_{k=1}^{N}c_{sn}^2+2\sum_{k=1}^{N}\sum_{k'=1(k>k')}^{N}c_{sk}c_{sk'}\exp(-D_p|L_T|\Delta\omega)\cos(\Delta\beta L_T)\right| \tag{10-25}$$

以下の検討を簡単化するために、次の条件を仮定する。

$$|c_{si}|=|c'_{sk}|=c_s、L_i=L_s \tag{10-26}$$

このとき、式(10-25)は

$$\eta_s/c_s^2=\left|N+2\sum_{k=1}^{N}\sum_{k'=1(k>k')}^{N}\exp(-D_p|L_{T0}|\Delta\omega)\cos(\Delta\beta L_{T0})\right| \tag{10-27}$$

となる。

ここで、

$$L_{T0}=L_s(k-k') \tag{10-28}$$

１０．３．３　続流係数

続流ﾓｰﾄﾞ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、次のﾀｲﾑｽﾛｯﾄで続流ﾓｰﾄﾞ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ﾄﾞ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ﾀﾞｲﾝ検波される場合,その干渉光の光強度 I_{h0} は、

$$I_{h0}=\langle E_{x0}E_{xL}^{*}+E_{x0}^{*}E_{xL}\rangle \qquad (10\text{-}29)$$

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

$$E_{xL}(z,t)=(I_L)^{1/2}\exp\{j(\omega_L t+\phi_L-k_0\Delta L+\omega_L\Delta t)F(t-\Delta L/c) \qquad (10\text{-}30)$$

で表せるので、式(10-2)を用いると次式が成立する。

$$I_{h0}=2\,|\,(I_0 I_L)^{1/2}R(\varepsilon)\cos(\Phi)\,| \qquad (10\text{-}31)$$

$$\varepsilon=\Delta L/c-\beta'_{x0}L-\Delta t$$

$$\Phi=k_0\Delta L-\omega_m\Delta t-\beta_{x0}L+(\Delta L/c+\beta'_{x0}L)\Delta\omega_{L0}+\phi_{L0} \qquad (10\text{-}32)$$

$$\phi_{L0}=\phi_0-\phi_L、\ \Delta\omega_{L0}=\omega_0-\omega_L、\ \omega_m=(\omega_0+\omega_L)/2$$

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、局発光の電場のﾌｰﾘｴ成分は信号光のものと等しいとした。[7]

光ﾌｧｲﾊﾞ線路内ﾓｰﾄﾞ結合による続流ﾓｰﾄﾞと局発光とで形成される干渉光の光強度I_{hc}は、式(10-5)と式(10-30)を用いると

$$I_{hc}=2(I_0 I_L)^{1/2}\,|\,G_c\,|\cdot|\,\cos(\Phi+\Phi_c)\,| \qquad (10\text{-}33)$$

となる。ここで、

$$G_c=\int_0^L\int_0^{z'}\exp\{-j(\Delta\beta-\Delta\omega_{L0}D_P)(z'-z'')\}\langle C(z')C(z'')\rangle R\{\varepsilon-D_P(z'-z'')\}dz'dz'' \qquad (10\text{-}34)$$

$$\Phi_c=\mathrm{Arg}(G_c) \qquad (10\text{-}35)$$

従って、この場合の続流係数ζ_cは、式(10-31)と式(10-33)を用いると、次式で表せる。

$$\zeta_c=|\,G_c\,|\cdot|\cos(\Phi+\Phi_c)\,|\,/\,|\,R(\varepsilon)\cos(\Phi)\,| \qquad (10\text{-}36)$$

また、一般に$\Delta\beta\gg D_P\Delta\omega_{L0}$、$\beta'_{x0}L\gg\Delta L/c$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。

$$\zeta_c/c_c^2=|\,H_c\,|\,|\cos(\Phi_c)\,| \qquad (10\text{-}37)$$

$$H_c=H_{c1}+j\,H_{c2} \qquad (10\text{-}38)$$

$$\Phi_c=\tan^{-1}(H_{c2}/H_{c1}) \qquad (10\text{-}39)$$

$$H_{c1}X_P=LX_0+[\{1-Y_1\exp(-X_0L)\}X_m-2X_0Y_2\Delta\beta\exp(-X_0L)]/X_P$$
$$H_{c2}X_P=L\Delta\beta-[X_mY_2\exp(-X_0L)+2X_0\{1-Y_1\exp(-X_0L)\}\Delta\beta]/X_P \qquad (10\text{-}40)$$

接続点のﾓｰﾄﾞ結合による続流ﾓｰﾄﾞと局発光とで形成される干渉光の光強度I_{hs}は、式(10-8)

と式(10-30)を用いて、

$$I_{hs}=2(I_0 I_L)^{1/2}\left|\sum_{i=1}^{N-1} c_{si}\sum_{k=i+1}^{N} c'_{sk} R(\varepsilon+D_p\sum_{n=i+1}^{k} L_n)\cos(\Phi+\Phi_s)\right| \qquad (10\text{-}41)$$

となる。ここで、

$$\Phi_s=(\Delta\beta-D_p\Delta\omega_{L0})\sum_{n=i+1}^{k} L_n \qquad (10\text{-}42)$$

続流係数ζ_sは、式(10-31)と式(10-41)より、

$$\zeta_s=\left|\sum_{i=1}^{N-1} c_{si}\sum_{k=i+1}^{N} c'_{sk} R(\varepsilon+D_p\sum_{n=i+1}^{k} L_i)\cos(\Phi+\Phi_s)/R(\varepsilon)\cos(\Phi)\right| \qquad (10\text{-}43)$$

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。

$$\zeta_s/c_s^2=\left|\sum_{i=1}^{N-1}\sum_{k=i+1}^{N}\exp\{D_p L_s(k-i)\Delta\omega\}\times\cos\{(k-i)\Delta\beta L_s\}\right| \qquad (10\text{-}44)$$

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ﾊﾟ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、続流ﾓｰﾄﾞ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

$$I=\langle(E_{x0}-E_f+E_{xL})(E_{x0}-E_f+E_{xL})^*\rangle \qquad (10\text{-}45)$$

で与えられるので、続流ﾓｰﾄﾞ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。

$$I_T=I_{h0}(1-I_{hf}/I_{h0}) \qquad (10\text{-}46)$$

ここで、

$$I_{hf}=E_{x0}E_f^*+E_{x0}^*E_f \qquad (10\text{-}47)$$

であり，I_{hf}は前述のI_{hc}，I_{hs}で表せる。従って，I_Tは続流係数ζ(=I_{hf}/I_{h0})を用いると，

$$I_T=I_{h0}(1-\zeta)$$

$$=2(I_0 I_L)^{1/2}\left|(1-\zeta)R(\varepsilon)\cos(\Phi)\right| \qquad (10\text{-}48)$$

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、ﾍﾃﾛﾀﾞｲﾝ検波電力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、

$$S_h = Q\langle M\rangle e\{2(\eta_0 P_0)(\eta_0 P_L)\}^{1/2}/(h\nu) \qquad (10\text{-}49)$$

となる。ここで、

$$Q = Q_1 \cdot Q_2 \qquad (10\text{-}50)$$

$$Q_1 = 1-\zeta、\ Q_2 = R(\varepsilon) \qquad (10\text{-}51)$$

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によるﾍﾃﾛﾀﾞ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。

$$[\eta_0 P_{m0}]_i = -20\mathrm{Log}\,Q_i + 10\mathrm{Log}\,f_B - 3(n_c-3) + 20\mathrm{Log}\{\chi_c(E_0)\} + 20\mathrm{Log}\,U_c \quad (\mathrm{dBm}) \qquad (10\text{-}52)$$

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。

$$[\eta_0 P_{m0}]_i = -20\mathrm{Log}\,Q_i + 10\mathrm{Log}\,f_B - 3(n_c-3) - 50 \quad (\mathrm{dBm}) \qquad (10\text{-}53)$$

通常,$\varepsilon=0$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。

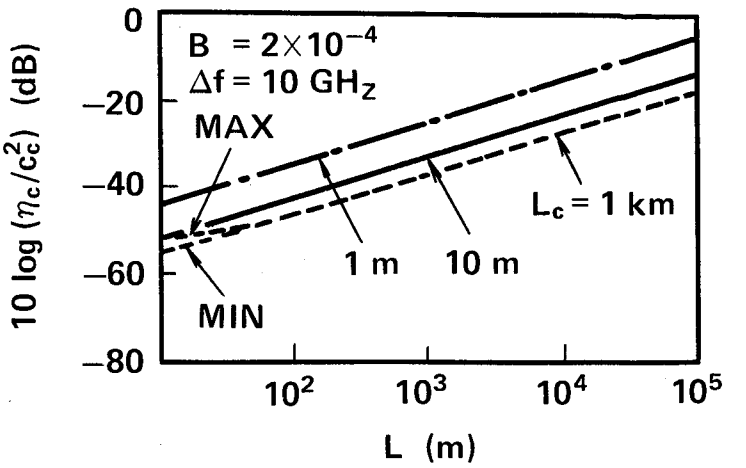
10.5 数値計算結果と考察

10.5.1 消光比特性と続流係数特性

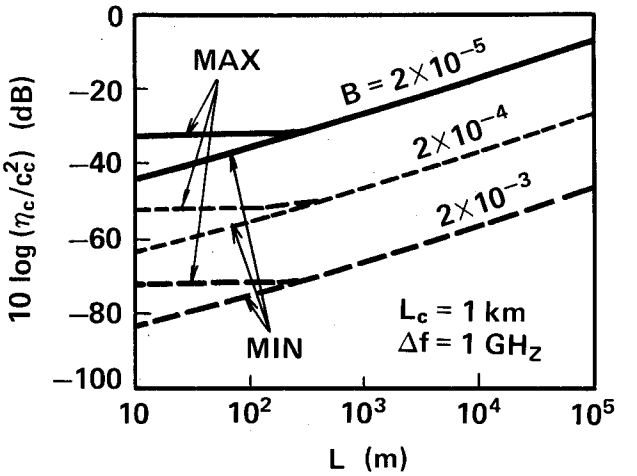
光ﾌｧｲﾊﾞ線路の評価において、最も重要な特性は距離依存性である。ここでは、消光比及び続流係数の距離特性と相関長L_cまたは接続点間隔L_s、複屈折率$B(=\Delta\beta/k_0)$、及びｽﾍﾟｸﾄﾙ幅$\Delta f(=\Delta\omega/2\pi)$に及ぼす影響を調べる。

(1) 光ﾌｧｲﾊﾞ線路内のﾓｰﾄﾞ結合による場合

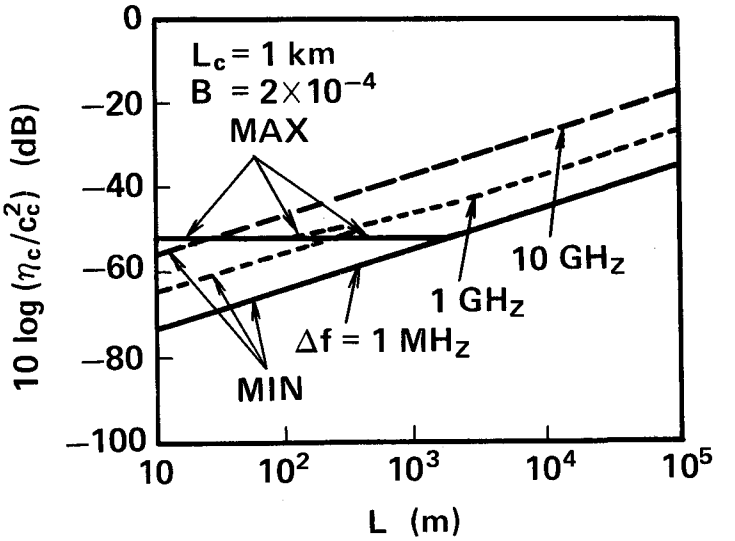
消光比は、式(10-20)において三角関数を含むので、距離の変化によりﾊﾝﾌﾟを打つことがわかる。図10-2(a)-(c)に消光比の距離特性に及ぼす相関長、複屈折率及び光源のｽﾍﾟｸﾄﾙ幅の影響を示す。図中にﾊﾝﾌﾟの上限、下限をそれぞれMAX、MINとして示しておく。消光比は、光ﾌｧｲﾊﾞ線路長が長い程、相関長が短い程、複屈折率が小さい程、ｽﾍﾟｸﾄﾙ幅が広い程、増大する傾向にある。通常のｽﾍﾟｸﾄﾙ幅の広い光源($\Delta f > 1$ GHz)を用いて、光ﾌｧｲﾊﾞ線路長が$10L_c$以上の長尺光ﾌｧｲﾊﾞ線路の消光比を測定すると、消光比のﾊﾝﾌﾟ(MAXとMINの幅)が微小となることがわ



(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、$\Delta\beta L_c \gg 1$、$\Delta\beta L \gg 1$であるから、

$$\eta_c / 2c_c^2 \propto |L/\Delta\beta^2| \qquad (10\text{-}54)$$

となることからもわかる。この場合,例えば長さ$10L_c$の消光比の測定値から、より長尺の光ﾌｧｲﾊﾞ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ｽﾍﾟｸﾄﾙ幅の影響を示す。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、ｽﾍﾟｸﾄﾙ幅が広い程、増大する傾向にある。このことは、式(10-37)において、$\Delta\beta L_c \gg 1$、$\Delta\beta L \gg 1$であるから、$\tan\Phi_c \to 0$となり、

$$\zeta_c / c_c^2 = |L/\Delta\beta| \qquad (10\text{-}55)$$

が成立することからわかる。なお、ｽﾍﾟｸﾄﾙ幅が狭く、$D_p \Delta\omega \langle\langle 1$、$\Delta\beta L \rangle\rangle 1$のとき、

$$\zeta_c / c^2 = |L/\Delta\beta| \, |\cos\{\tan^{-1}(\Delta\beta L_c)\}| \qquad (10\text{-}56)$$

となることから、ｺﾋｰﾚﾝﾄ光伝送用光源($\Delta f \leqq 1$MHz)を用いると、長尺の光ﾌｧｲﾊﾞ線路の続流係数は、光ﾌｧｲﾊﾞ線路長に比例して、単調に増大することがわかる。

（２）接続点のﾓｰﾄﾞ結合による場合

図１０-４(a)-(b)に消光比の距離特性に及ぼす接続点間隔、ｽﾍﾟｸﾄﾙ幅の影響を示す。消光比は接続点間隔が短い(接続点数が多い)程、ｽﾍﾟｸﾄﾙ幅が広い程、増大する傾向にある。このことは、式（10-27）より、$D_p L_{T0} \Delta\omega \gg 1$の領域において

$$\eta_s / c_s^2 \propto N \qquad (10\text{-}57)$$

となり、図１０-４(a)はこの様子を良く表している。特に、ｽﾍﾟｸﾄﾙ幅の広い光源($\Delta f > 1$GHz)を用いる場合、接続点数$N \geqq 10$の光ﾌｧｲﾊﾞ線路における消光比は、10個の接続点を有する光ﾌｧｲﾊﾞ線路の消光比から、ほぼ推定できると言える。一方、ｽﾍﾟｸﾄﾙ幅が狭くなると、消光比の距離特性がﾊﾝﾌﾟすることがわかる。このことは、$\Delta\omega \to 0$の領域において

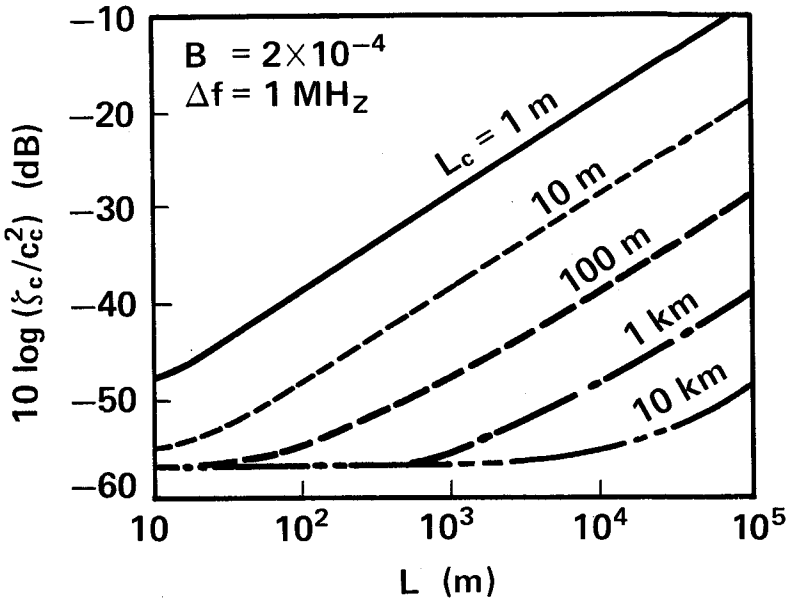
$$\eta_s / c_s^2 \propto \{\sin(NL_s \Delta\beta/2)/\sin(L_s \Delta\beta/2)\} \qquad (10\text{-}58)$$

となることからもわかる。

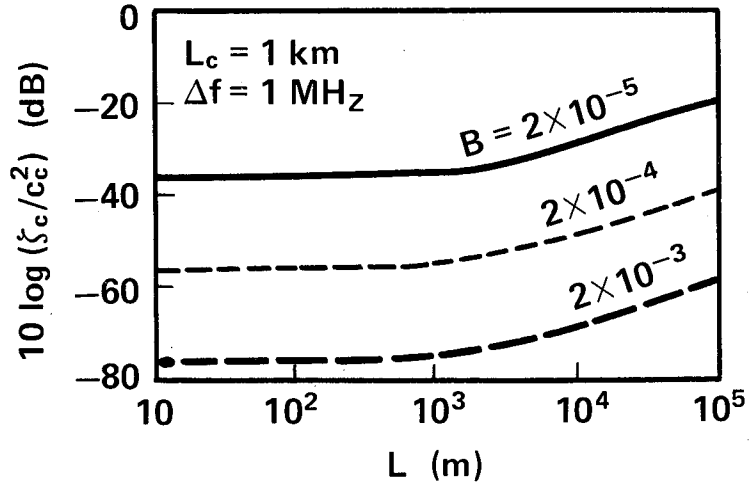
図１０-５(a),(b)に続流係数の距離特性に及ぼす接続点間隔、光源ｽﾍﾟｸﾄﾙ幅の影響を示す。接続点間隔が短い（接続点数が多い）程、ｽﾍﾟｸﾄﾙ幅が広い程、続流係数が増大する傾向にある。ｺﾋｰﾚﾝﾄ光伝送用光源($\Delta f \leqq 1$MHz)を用いる場合には、続流係数は接続点数に比例して単調に増大することがわかる。このことは式(10-44)において、$\Delta\omega \to 0$のとき、

$$\zeta_s / c_s^2 \to N-1 \qquad (10\text{-}59)$$

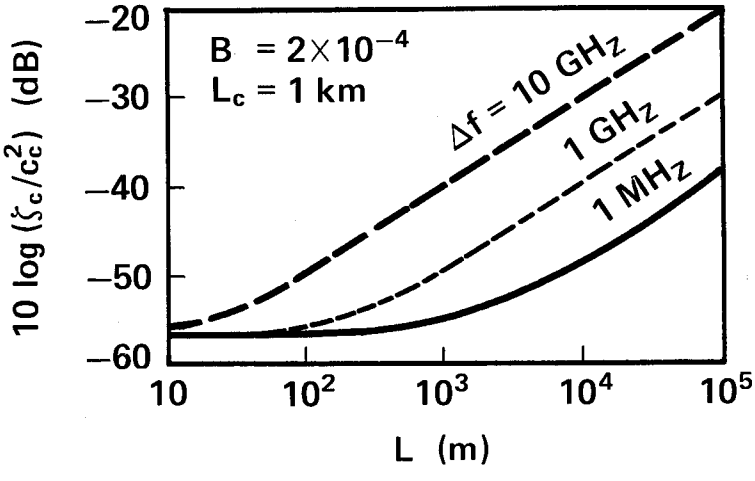
となることからもわかる。



(a) 相関長の影響

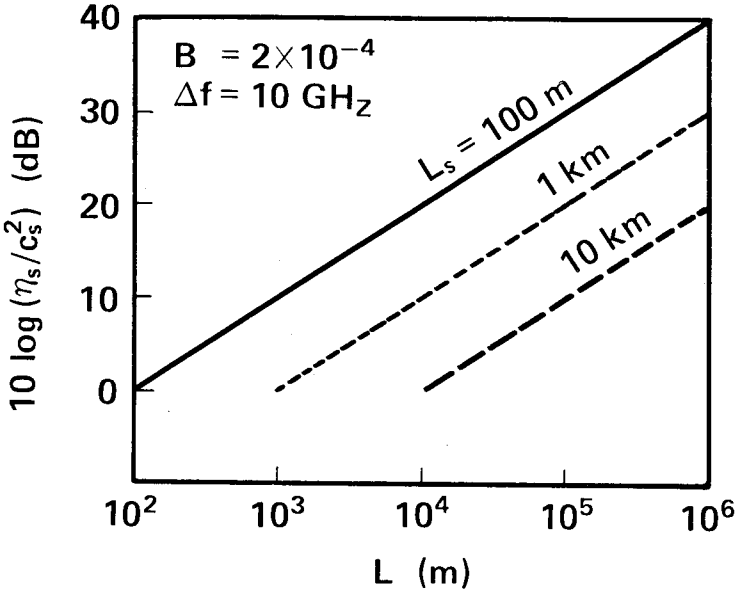


(b) 複屈折率の影響

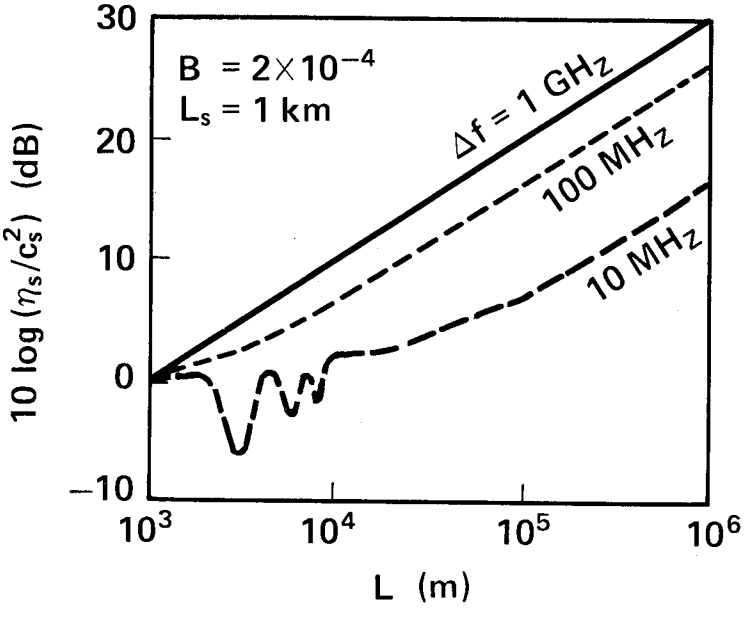


(c) スペクトル幅の影響

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

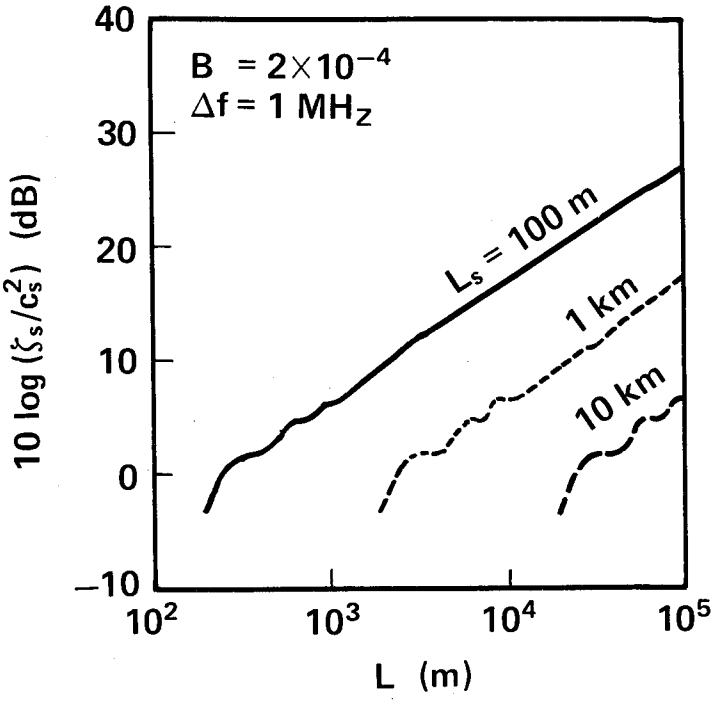


（a）接続点間隔の影響

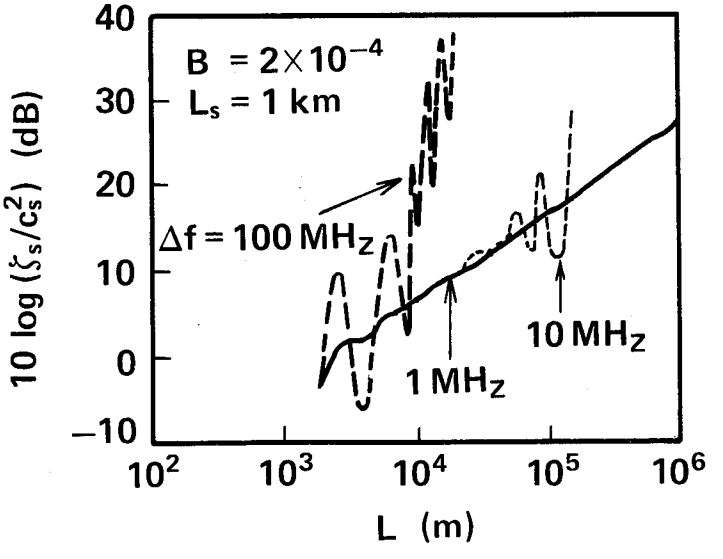


（b）スペクトル幅の影響

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ﾊﾞ線路に対して、ｺﾋｰﾚﾝﾄ光伝送用の光源(ｽﾍﾟｸﾄﾙ幅≦1MHz)を用いた場合、光ﾌｧｲﾊﾞ線路内のﾓｰﾄﾞ結合による続流係数は$L \geqq 10L_c$の光ﾌｧｲﾊﾞ線路長に対して、10LogLの割合で、また接続点のﾓｰﾄﾞ結合による続流係数は、接続点数($N=L/L_s$)が10個以上を有する線路では10LogNの割合で増大することがわかる。従って、長尺線路では、続流ﾓｰﾄﾞによって干渉光強度が変動し、伝送品質が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、光ﾌｧｲﾊﾞ線路は外部環境下で使用されるため、伝搬光は光ﾌｧｲﾊﾞ線路に加わる外力及び温度の影響を受ける。偏波保持光ﾌｧｲﾊﾞ線路の場合、真円光ﾌｧｲﾊﾞ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_eとすると、Q_2は次式で表せる。

$$Q_2=\exp\{-\beta'_{x0}L\Delta\omega\,[dn(f)/dT_e]_{f=f_s}\,\Delta T_e/2n\} \qquad (10\text{-}60)$$

ただし、温度変化に対する光ﾌｧｲﾊﾞ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ﾄﾞ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ﾄﾞ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ΔT_e=30C°のとき、式(10-60)に対して、$n(f_s)=1.45$、$[dn(f)/dT]_{f=f_s}=10^{-5}$を用いると[84]，$Q_2=0.74$となる。また、FSK伝送において$f_B$=1GHz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、所要のﾓｰﾄﾞ結合分布を求める。 例えば、光ﾌｧｲﾊﾞ線路内のﾓｰﾄﾞ結合の相関長が１mの

光ﾌｧｲﾊﾞ線路を、単長１kmで接続して、100kmの通信線路を構築し、Δf=1MHzの光源を用いてｺﾋｰﾚﾝﾄ光伝送を行なう場合、光ﾌｧｲﾊﾞ線路内のﾓｰﾄﾞ結合による続流係数は、図１０-３(a)より、$10\mathrm{Log}(\zeta_c/c_c^2)=-8$であるから、$c_c=0.5$となり、$C_T(\xi)=0.25\exp(-\xi)$のﾓｰﾄﾞ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ﾊﾞ線路の複屈折軸間のずれ角θをθ≦0.5°を満たすように接続されるので[92]、$c_s \leqq 8.7\times10^{-3}$となる。従って、図１０-３(a)及び図１０-５(a)より、$\zeta_c \gg \zeta_s$となることから、接続点のﾓｰﾄﾞ結合による続流係数は,光ﾌｧｲﾊﾞ線路内のﾓｰﾄﾞ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

実際に光ﾌｧｲﾊﾞ線路を製造した場合、その光ﾌｧｲﾊﾞ線路のﾓｰﾄﾞ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、偏波保持光ﾌｧｲﾊﾞ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、許容ﾓｰﾄﾞ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ﾍﾟｸﾄﾙ幅をそれぞれΔf_fあるいはΔf_eとすると、これらの間には次の関係式が成立する。

$$10\mathrm{Log}\,\eta = 10\mathrm{Log}\,\zeta - X_c + Y_c \qquad (10\text{-}61)$$

ここで、X_cは$\Delta f=\Delta f_f$での$10\mathrm{Log}(\zeta/c^2)$の値、$Y_c$は$\Delta f=\Delta f_e$での$10\mathrm{Log}(\eta/c^2)$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、$\Delta f_f=1$MHz、$\Delta f_e=10$GHzとし、$L_c=1$mの光ﾌｧｲﾊﾞ線路を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てみると、光ﾌｧｲﾊﾞ線路内のﾓｰﾄﾞ結合の場合には、(1)の結果から$\zeta_c=0.04$、$X_c=-8$、そして図１０-２(a)より$Y_c=-5$となるから、式(10-61)より、$10\mathrm{Log}\,\eta_c=-11$(dB)となる。また接続点のﾓｰﾄﾞ結合の場合、(1)の結果から$c_s \leqq 8.7\times10^{-3}$であり、また図１０-４(a)より、$10\mathrm{Log}\,\eta_s \leqq -20$(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ﾊﾞ線路を取り上げ、この線路の伝送品質を評価し、次の結果を得た。

①光ﾌｧｲﾊﾞ線路内及び接続点のﾓｰﾄﾞ結合分布によって生じる続流ﾓｰﾄﾞ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、光源のｽﾍﾟｸﾄﾙ幅を考慮して定式化できる。

③続流係数は、ｽﾍﾟｸﾄﾙ幅が 1 MHz以下のｺﾋｰﾚﾝﾄ光伝送用光源に対して，光ﾌｧｲﾊﾞ線路内のﾓｰﾄﾞ結合の相関長あるいは接続点間隔が短い程、また、光ﾌｧｲﾊﾞ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、ﾓｰﾄﾞ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ﾊﾞ線路が満たすべきﾓｰﾄﾞ結合係数の条件を消光比値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ﾊﾞ線路の設計指針を得ることができた。

第１１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ﾊﾞ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のようになる。

(1)　ﾊﾟﾙｽ性雑音の波形特性評価法により、信号送出ﾚﾍﾞﾙ、信号ﾊﾟﾙｽ繰返し周波数、等化器利得、ならび雑音波形ﾊﾟﾗﾒｰﾀ（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ﾊﾟﾙｽ性雑音を評価できる。

(2)　ﾊﾟﾙｽ性雑音の波形列を複数の正負の基準電圧ﾚﾍﾞﾙでの時間幅（基準電圧ﾚﾍﾞﾙを越える時間）と生起間隔（基準電圧ﾚﾍﾞﾙ点での前のﾊﾟﾙｽの後縁から次のﾊﾟﾙｽの前縁までの時間）のﾃﾞｰﾀ列として計測し、その収集ﾃﾞｰﾀ列を用いて波形列ﾊﾟﾗﾒｰﾀ（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)　ﾊﾟﾙｽ性雑音の時間幅特性評価法により、時間幅ﾃﾞｰﾀから直接的に符号誤り率を推定でき、また波形列ﾊﾟ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、ｱﾅﾛｸﾞ電話回線の接続ｼｰｹﾝｽにおけるｲﾝﾊﾟ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ﾍﾞﾙが大きく、100kHzでの線路損失が40dBを越える場合には、ﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ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ﾀﾞ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tanδ、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)　単一ﾓｰﾄﾞ光ﾌｧｲﾊﾞ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±45°，±135°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)　単一ﾓｰﾄﾞ光ﾌｧｲﾊﾞ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ﾊﾞ長、波長分散値、光ﾌｧｲﾊﾞ温度変化及び光源のｽﾍﾟ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、単一ﾓｰﾄﾞ光ﾌｧｲﾊﾞ線路における伝送品質の評価が可能となった。

(10)　偏波保持光ﾌｧｲﾊﾞ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（光ﾌｧｲﾊﾞ内及び接続点のﾓｰﾄﾞ結合分布で生じる続流ﾓｰﾄﾞの大きさを表すﾊﾟﾗﾒｰﾀ）、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、許容ﾓｰﾄﾞ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、偏波保持光ﾌｧｲﾊﾞ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ﾊﾞ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・工学部倉薗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、光ﾌｧｲﾊﾞ線路に関する研究（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章の光ﾌｧｲﾊﾞ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。光ﾌｧｲﾊﾞ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：ＩＮＳﾓﾃﾞﾙｼｽﾃﾑについて、通研研究実用化報告、vol.32, No.9, p.1987., 1983

(3) 福富：ＩＮＳ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：ＰＣＭ-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 :"Coherento 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.Quantumn 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 moduration", 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-Maintaing Fiber", Electron. Lett., vol.22, No.4, pp.214-215, (Feb. 1986)

(14) 東,森,大村,小島：ﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ伝送系におけるｲﾝﾊﾟ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：加入者線のｲﾝﾊﾟ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：ｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音波形のﾊﾟ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：ﾃﾞｨｼﾞ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

(18) 大村,東,富田,吉田：ﾒﾀ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：加入者線路のｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音特性,信学技報、信学技報、CS83-180,pp.9-16, 1984

(20) 東、鶴賀：加入者線路のｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音、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：加入者線路のｲﾝﾊﾟ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同軸ｹｰﾌﾞ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同軸ｹｰﾌﾞ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、vol28, 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ﾌﾞﾙ伝送特性の解析，信学技報、CS77-199, pp.73-80, 1978

(27) 東：誘電体装荷同軸ｹｰﾌﾞ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：光ﾌｧｲﾊﾞ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ﾊﾞのﾓｰﾄﾞ結合の評価法、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ﾊﾞのﾓｰﾄﾞ結合の評価法，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：ﾃﾞｨｼﾞ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加入者線ﾃﾞｰﾀ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：ｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音によろﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ加入者線路伝送への影響、信学技報、CS 80-108、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、ｺﾛﾅ社(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，ｺﾛﾅ社（昭38)

(41) 電子機器におけるﾉｲｽﾞ誤動作対策ﾃﾞｰﾀｼｰﾄ、ﾄﾘｹｯﾌﾟｽ社（昭52)

(42) 笹尾,上野,村井：回路開閉に伴うｻｰｼﾞ発生,信学技報、EMCJ79-24（昭54-09)

(43) 馬場：自動車ｴﾚｸﾄﾛﾆｸｽ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：ﾃﾞｨｼﾞ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：標準同軸ｹｰﾌﾞﾙの高周波特性、通研研究実用化報告，vol.25，No.1，pp.13-26

1979

(48) C231.010　9.5mm同軸ｹｰﾌﾞﾙの建設、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：同軸伝送路のｲﾝﾋﾟｰﾀﾞﾝｽ不均等とFDMﾃﾚﾋﾞｼﾞ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ﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ伝送系のｴｺｰ雑音、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心大口径同軸ｹｰﾌﾞﾙの曲げ特性，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.Arnbak: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 Charactristics 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: rotable fiber cranks", Electron. Lett. vol.21, No.20, pp.895-896 (Sep. 1985)

(62) 大越,笠,菊池:"ﾍﾃﾛﾀﾞｲﾝ/ｺﾋｰﾚﾝﾄ型光ﾌｧｲﾊﾞ通信のための偏波ﾀﾞｲﾊﾞｰｼﾃｨ光受信機"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.QE-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) 日野:"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 magnetooptic 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 hetrodyne 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ﾊﾞ導波路のゆらぎ計測への応用",信

学技報、OQE83-22, pp.17-24 (1983)

(77) 応用物理学会光学墾和会編:"結晶光学",最新応用物理学ｼﾘｰｽﾞ, 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:"光ﾌｧｲﾊﾞ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 Fibaer 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", Springverlag, Berlin Heidelberg New York, 1982

(84) T.Musha, J. Kamimura, and M. Nakazawa:" Optical phase fluctuations thermally induced in a single-mode optical fiber", APPLIDE OPTICS, vol.21, No.4, pp.694-698, 1982.

(85) N.Shibata, S.Shibata and T.Edahiro:"Refractive index dispision 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 Birefingent 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 本論文に関した原著論文

(1) 東,森,大村,小島：ﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ伝送系におけるｲﾝﾊﾟ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：ﾃﾞｨｼﾞ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：ﾒﾀ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, pp.353-367, 1983

(5) 東：9.5mm同軸ｹｰﾌﾞ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：光ﾌｧｲﾊﾞ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

(12) 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ﾊﾞのﾓｰﾄﾞ結合の評価法，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：同軸ｹｰﾌﾞ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ﾌﾞﾙ伝送特性の解析、信学技報、CS77-199、pp.73-80，1978

(3) 東：誘電体装荷同軸ｹｰﾌﾞ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：加入者線のｲﾝﾊﾟ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:ｲﾝﾊﾟ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：ｲﾝﾊﾟ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：ｲﾝﾊﾟ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：加入者線路のｲﾝﾊﾟ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：加入者線路のｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音特性、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：加入者線路のｲﾝﾊﾟﾙｽ性雑音特性、信学技報、CS83-180，pp.9-16，1984

(11) 東,坪川,柴田,青海：ｺﾋｰﾚﾝ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：ｺﾋｰﾚﾝﾄ光伝送における偏波保持ﾌｧｲﾊﾞのﾓｰﾄﾞ結合の評価法、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：標準同軸ｹｰﾌﾞﾙの高周波特性、通研研究実用化報告，vol25，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：同軸伝送路のｲﾝﾋﾟｰﾀﾞﾝｽ不均等とFDMﾃﾚﾋﾞｼﾞｮﾝ伝送に関する考察、通研研究実用化報告，vol28，No.8，pp.197-218，1979

(4) 山本,小島,東：同軸伝送路におけるﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ伝送系のｴｺｰ雑音、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：ｲﾝﾊﾟ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：同軸ｹｰﾌﾞﾙの電気的特性に及ぼすｺﾙｹﾞｰﾄ効果、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：標準同軸ｹｰﾌﾞﾙの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：標準同軸ｹｰﾌﾞﾙの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同軸ｹｰﾌﾞﾙの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値符号を用いたﾃﾞｨｼﾞﾀﾙ伝送系のｴｺ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形汎用ｽﾀﾌﾞｹｰﾌﾞﾙを用いた同軸線路のｴｺ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：光ｹｰﾌﾞ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：時時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