

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	光ファイバの非線形光学効果抑圧と波長分散補償による光伝送システム大容量化に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	高知尾昇
Author(English)	
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:乙第3500号, 授与年月日:2001年1月31日, 学位の種別:論文博士, 審査員:大津 元一
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:乙第3500号, Conferred date:2001/1/31, Degree Type:Thesis doctor, Examiner:
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

光ファイバの非線形光学効果抑圧と波長分散補償 による光伝送システム大容量化に関する研究

高知尾 昇

— 目次 —

第1章 本研究の背景と技術的課題	1
1. 1 本研究の背景	1
1. 1. 1 データトラフィックの急増と長距離伝送系における WDM 化のながれ ---	1
1. 1. 2 県内網における高速化の必要性	3
1. 2 将来の高速・大容量ネットワークを実現する上での課題	4
1. 2. 1 長距離伝送系に WDM 伝送システムを導入する際の課題	4
1. 2. 2 県内網における課題と光ヘテロダイン検波方式の適用	6
1. 2. 3 光ヘテロダイン検波方式の高速化における課題	8
1. 3 本論文の概要	9
文献	12
第2章 不等間隔波長配置 WDM システムにおける 四光波混合光発生による信号光パワー の減衰の影響	14
2. 1 まえがき	14
2. 2 1.55 μ m 零分散シフトファイバ(DSF)における伝送距離の限界	15
2. 2. 1 分散ゆらぎを考慮した不等間隔波長配置における誤り率の計算	15
2. 2. 2 シミュレーションによる誤り率特性の計算方法	19
2. 2. 3 解析的計算とシミュレーション結果との比較	20
2. 3 伝送特性計算結果と考察	22
2. 3. 1 DSF における伝送距離限界	22
2. 3. 2 N-DSF における伝送距離限界	25
2. 3. 3 SMF における伝送距離限界	27
2. 4 異なるシステムパラメータに関する伝送距離限界の推定法に関する考察	28
2. 4. 1 伝送距離の光受信回路受信感度依存性	28
2. 4. 2 ポストアンプへの入力パワー依存性	29
2. 4. 3 DSF における伝送距離の伝送速度依存性	31
2. 5 まとめ	32
文献	34
第3章 分布ラマン増幅による WDM 伝送システムの高密度化の検討	35
3. 1 まえがき	35
3. 2 分布ラマン増幅を用いた波長多重伝送システムの伝送限界の計算手法	36

3. 2. 1	信号光増幅にともなう励起光パワーの減衰が無視し得る入力信号光パワーの範囲	36
3. 2. 2	ファイバ内信号分布と等価ファイバ損失	39
3. 2. 3	ラマン増幅雑音と EDFA 雑音電力の比較	41
3. 2. 4	伝送後誤り率の計算	44
3. 3	シミュレーション結果	46
3. 3. 1	長波長帯における伝送距離限界	46
3. 3. 2	零分散領域における伝送距離限界	49
3. 3. 3	双方向励起を用いたとき伝送距離限界	50
3. 3. 4	伝送距離限界のチャネル数依存性に対する考察	51
3. 4	光 ADM ノードを用いた多中継伝送系におけるの伝送距離限界	53
3. 4. 1	伝送距離限界の計算方法	53
3. 4. 2	計算結果	54
3. 5	分布ラマン増幅を用いた伝送実験	56
3. 6	まとめ	60
	文献	61
第 4 章	光ヘテロダイン検波方式における光ファイバ波長分散補償	62
4. 1	まえがき	62
4. 2	分散補償法の原理	62
4. 2. 1	光ファイバ波長分散特性の IF 帯への移行	62
4. 2. 2	分散補償器の提案	65
4. 2. 2-1	マイクロストリップ線路の波長分散特性	65
4. 2. 2-2	分散補償器の損失特性の改善	67
4. 2. 3	原理確認実験	68
4. 3	分散補償を用いた超高速光ヘテロダイン検波伝送実験	70
4. 3. 1	8Gb/s、光 CPFSK 伝送実験	70
4. 3. 2	8Gb/s、光 PSK ヘテロダイン同期検波伝送実験	73
4. 4	マイクロストリップ線路による分散補償後の伝送距離限界	76
4. 5	まとめ	77
	文献	78
第 5 章	自己位相変調による光ファイバ波長分散補償後の伝送距離制限	80
5. 1	まえがき	80

5. 2	自己位相変調を考慮した波長分散補償後の伝送距離限界についての計算	81
5. 2. 1	評価モデル	81
5. 2. 2	計算結果	83
5. 3	伝送実験	87
5. 3. 1	実験系構成	87
5. 3. 2	実験結果	88
5. 4	まとめ	92
	文献	93
第6章	超広帯域光ヘテロダイン受信回路の試作	94
6. 1	まえがき	94
6. 2	ダブルバランスド受信の意義	95
6. 3	広帯域同調型光受信回路	96
6. 3. 1	光受信回路のモデル化	96
6. 3. 1-1	同調型光受信回路形式の比較	97
6. 3. 1-2	各回路形式における熱雑音の計算	98
6. 3. 1-3	ダブルバランスド受信における信号対雑音比の計算	102
6. 3. 2	熱雑音特性の比較	103
6. 3. 2-1	等価入力換算雑音電流特性の受光素子直列抵抗依存性について	103
6. 3. 2-2	同調周波数における等価入力換算雑音電流特性	104
6. 3. 2-3	熱雑音電力の比較	106
6. 3. 2-4	ダブルバランスド受信における信号対雑音比の比較	108
6. 3. 3	光受信回路の実験的評価	109
6. 3. 3-1	等価入力換算雑音電流の受光素子直列抵抗依存性	109
6. 3. 3-2	試作広帯域同調型ダブルバランスド受信器の特性	111
6. 3. 4	5Gb/s 光 CPFSK 変復調実験	113
6. 3. 5	まとめ	114
6. 4	分布型光受信回路	115
6. 4. 1	分布型光受信回路の構成	115
6. 4. 2	前置増幅器（分布型増幅器）の設計	116
6. 4. 2-1	分布型増幅器の原理	116
6. 4. 2-2	分布型増幅器の設計	117
6. 4. 3	分布型光受信回路雑音特性の解析	118
6. 4. 4	受光素子と分布型増幅器の接続	120
6. 4. 5	試作分布型光受信回路の特性	122

6. 4. 5-1 試作前置増幅器（分布型増幅器）の特性	122
6. 4. 5-2 試作分布型光受信回路特性	122
6. 4. 6 10Gb/s 光 CPFSK 変復調実験	126
6. 4. 7 まとめ	127
文献	128
第7章 まとめ	130
謝辞	133
関連発表論文	135

第1章 研究の背景と技術的課題

1. 1 本研究の背景

1. 1. 1 データトラフィックの急増と長距離伝送系における WDM 化の ながれ

今、情報ネットワークは大きな変革を迎えようとしている。すなわち、従来の通信トラフィックの主流であった音声電話に変わり、データトラフィックが急速に増えつつある。この様子を図 1. 1 に示す。

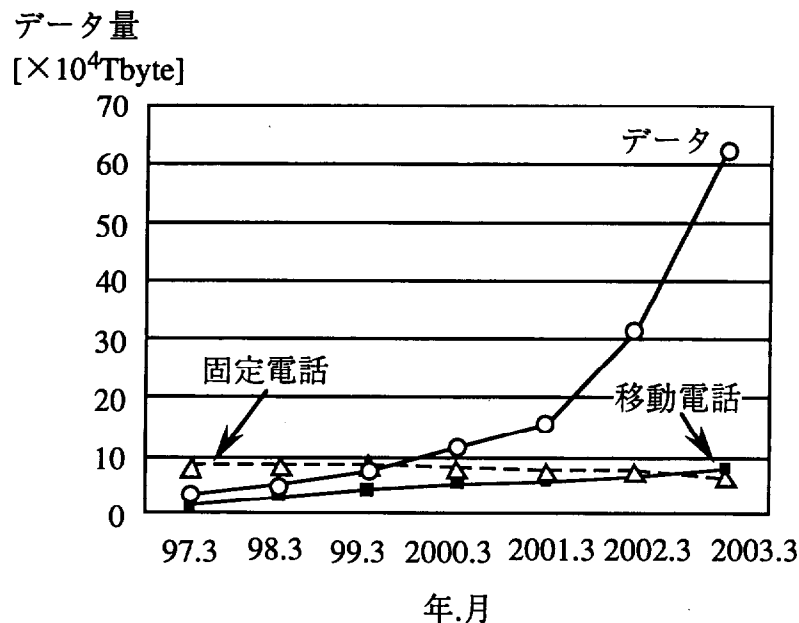


図 1. 1 国内データ通信量の推移予測[1]

図 1. 1 は、国内の通信量の動向について予測したものである。1997 年 3 月末においては、固定電話による音声トラフィックが最も多いが、年を追うごとにその増加は小さく 1999 年を境に減少に転じていることがわかる。また、携帯電話や PHS 等の移動音声トラフィックは緩やかな増加を示し、2001 年には固定電話を上回ると予想される。しかしながら、固定電話トラフィックを大きく上回ることはない。一方、1997 年その割合が小さかったデータトラフィックは毎年大きな増加を示し、2001 年にはついに音声トラフィックの総量を上回り、2003 年には音声トラフィックの四倍にも達することがわかる。このデータトラフィックの急激な増加の原因は、事業所および家庭へのインターネットの急激な普及にともなうコンピュータ通信の増大と考えることができる。ここで、表 1. 1 に電子商取引の今後の市場拡大について通産省が予測を行った結果を示す[2]。

この表より、企業間におけるビジネスユースあるいは、一般家庭におけるイ

ンター、ネットを利用した物品購入等の需要は今後ますます増大し、トラフィック増加の大きな要因となると考えることができる。これは一例にすぎず、さらに新たなサービスあるいはニーズが生ずるものと考えられる。

表 1. 1 日米の電子商取引市場規模

(単位：億円)

	企業-消費者間電子商取引		企業間電子商取引	
	日本	アメリカ	日本	アメリカ
1998 年	650	22,500	86,200	195,000
1999 年	1,900	42,700	120,000	300,000
2000 年	4,300	71,100	190,000	500,000
2001 年	8,700	106,900	290,000	790,000
2002 年	16,200	153,600	450,000	1,170,000
2003 年	31,600	213,200	684,000	1, 653,000

このようなデータトラフィックの急激な需要を支えるのが、光通信技術である。これまで、光通信技術の開発の歴史は高速・大容量化の歴史であったといっても過言ではない。特に日本においては、大容量化を実現するため、伝送速度の向上すなわちより高速の伝送技術を実現することを目的として研究・開発が行われてきた。図 1. 2 にこれまで、主に長距離伝送系において実現されてきた伝送システムの性能とその開発年代について示す[3]。この図に示したように、1980 年にはマルチモードファイバに変わってシングルモードファイバが導入されている。これは、ファイバを伝搬する光のモード分配雑音による伝送距離制限を改善するためである。つづいて、1.3 μm に零分散波長をもつシングルモードファイバから 1.55 μm 分散シフトファイバ (DSF) への移行が行われつつある。この理由は、光ファイバの伝送損失が最小となる 1.55 μm で伝送を行うことが有利との考え方から、この波長帯に零分散波長をシフトさせ、高速伝送において伝送距離の制限要因となる波形歪みを低減するためである。すなわち、これまで高速伝送を前提とした技術導入が行われてきたと言える。

しかしながら、もはや単一チャネルによる高速化のみではインターネット等のデータトラフィックの急激な需要増大に追い付くことはできなくなっているのが実状である。現在、商用ベースでは、10Gb/s までの伝送が可能ではあるが、これ以上の伝送速度においては、現状のネットワークにおける中継伝送距離(最大 80km)を維持していくのは非常に困難であり、多くの研究開発コストと時間を要することになる。図 1. 1 および表 1. 1 に示したような急速なデータトラフィックの増大に対応するには、研究開発期間の短縮が必要であり、高速

化のみの開発からの方向転換が必要である。

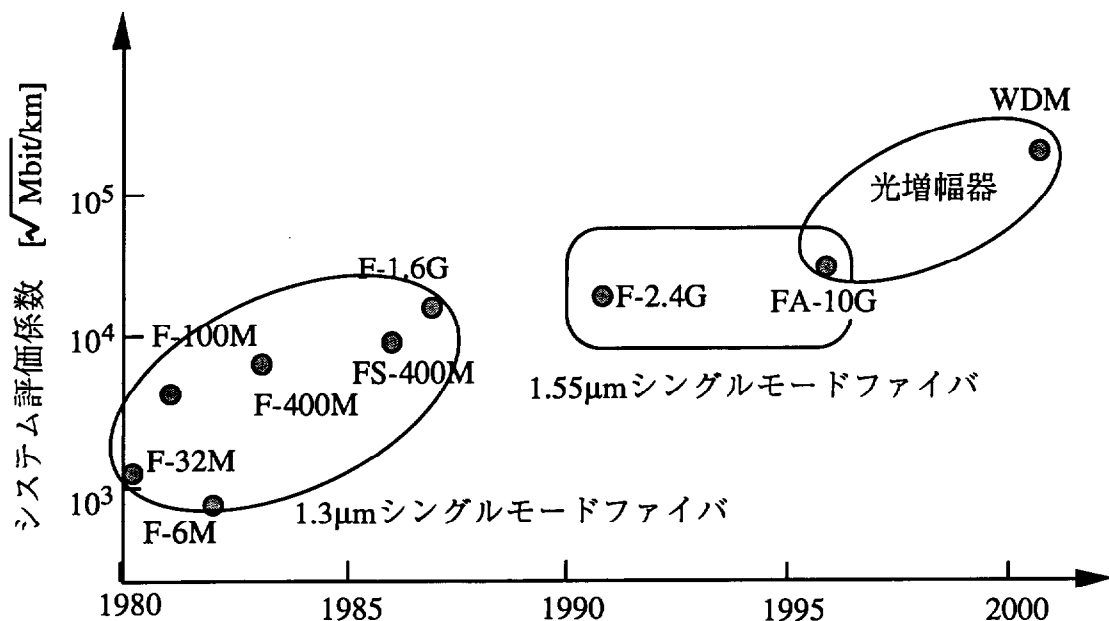


図 1. 2 実用長距離光伝送システムの発展

これを解決する手段の一つに波長多重（WDM; Wavelength Division Multiplexing）技術がある[4]。WDM 技術は、1 本の光ファイバに波長の異なる複数の信号を多重して伝送する技術であり、一つの光信号の伝送速度が小さくても、多くの信号を多重化することによって大容量伝送が可能となる。

1. 1. 2 県内網における高速化の必要性

今後予測されるデータトラフィックの増大に対処するには、県内網の大容量化も重要である。特に、最近では 10 ギガビット イーサーやギガビット イーサーといった高速の LAN 間接続の需要が北米の大都市を中心として出始めている[5]。

ここで、図 1. 3 にネットワークの構造を示す。実際のネットワークは、県間を結ぶ長距離伝送系、県内のトラフィックを集約するループ状の県内／幹線ループ、さらに一般家庭あるいは事業所と電話局とを結ぶスター状のアクセス系ネットワーク（加入者網）の 3 層構造となっている。加入網で発生したトラフィックは幹線ループに属するノードへ集約され、この集約されたトラフィックはさらに上位の県内ループに属する局へ集約される。すなわち、県内トラフィックは特定の局に集約されるため、スター状に伝送距離の異なる多くの伝送経路が存在することとなる。このため、県内網では多心の光ケーブルが敷設さ

れており、トラフィックが増大したとき、必要に応じて直接2局間を光ファイバでそのつと結ぶ構成となっている。

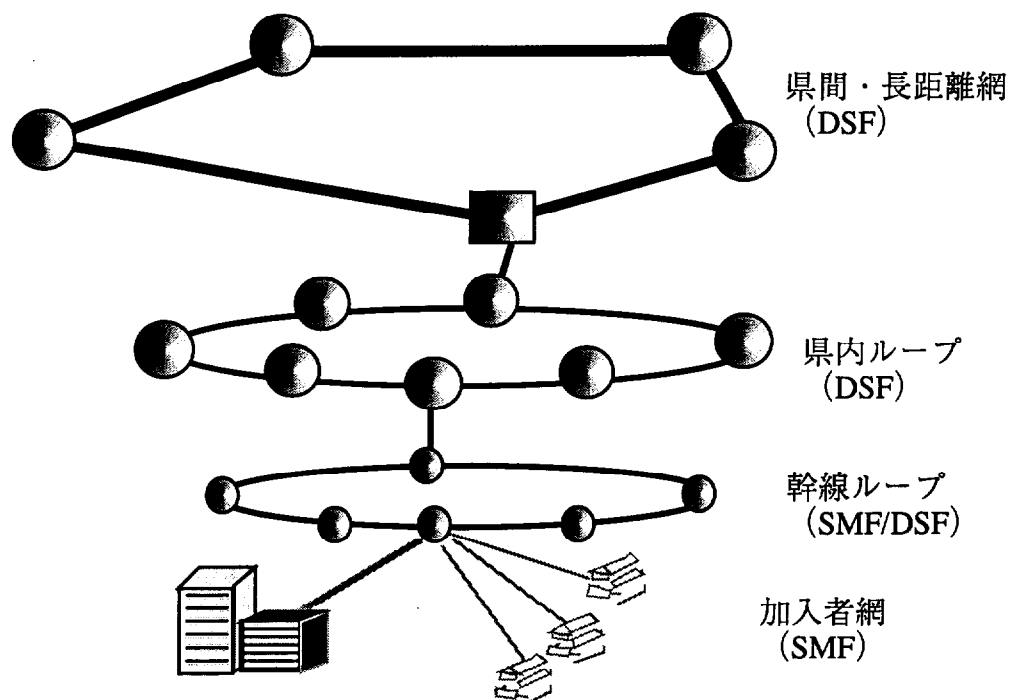


図1. 3 日本における通信網の構造

ところで、伝送距離の異なる伝送経路を1本の光ファイバで収容するひとつの方法として、波長多重技術を用いて、光波長レベルで分岐挿入を行う光ADM（Add/Drop Multiplexer）[6]の適用が考えられる。しかしながら、100Gb/sを越える大容量伝送が必要となる長距離伝送系に対して、伝送容量が小さい県内網においては、装置コストの観点からその導入は困難と考えられる。

すなわち、既存のネットワーク構造との整合性と装置コストを考えると、県内ネットワークにおいては、波長多重を用いた大容量化よりも必要に応じてPoint-to-pointの高速伝送システムを随時導入していくことが有利と考えられる。

1. 2 将来の高速・大容量ネットワークを実現する上での課題

図1. 3には実際に用いられている光ファイバが示されている。ここでは、現在敷設されている光ファイバを用いて高速あるいは大容量の伝送システムを構築する場合の課題について述べる。

1. 2. 1 長距離伝送系にWDM伝送システムを導入する際の課題

現在、長距離系で主に用いられている光ファイバは1.55 μ m 零分散シフトファ

イバ、(DSF) である。これは、伝送損失が最小となる $1.55\mu\text{m}$ の波長帯において、波長分散の値が零となる光ファイバである。波長分散とは波長によって光ファイバ内を伝搬する光の速度が異なることをいう。したがって、伝送速度が大きいと信号スペクトルの広がりも大きいため、信号スペクトル内で生じる伝搬時間の差も大きくなり、高速信号ほど伝送後の波形歪が大きくなる[7]。DSF が長距離系に導入されているのは、高速伝送において波長分散による波形歪を低減するためである。

DSF はシングルチャネルにおける単一チャネルの高速伝送においては有利であるが、WDM 伝送システムにとっては新たな問題が生じる。それは、光ファイバの持つ非線形効果[8]の一つである四光波混合 (FWM、Four Wave Mixing) によるクロストークである[9]。光ファイバは、伝搬する信号光パワーに比例して屈折率に変化する非線形媒質である。したがって、複数のチャネルを同時に入射すると各信号の差 (ビート) 周波数で他の信号光が位相変調される。FWM とは、たとえば 3 波の信号を同時にファイバに入射したときにこの位相変調によってあらたな光が発生する現象を言う。例えば、周波数 f_i 、 f_j 、 f_k により新たに発生する四光波混合光の周波数 f_{ijk} は次の関係が成り立つ。

$$f_{ijk} = f_i + f_j - f_k \quad (i, j \neq k) \quad (1-1)$$

したがって、この新たに発生した光と信号光が同じ周波数であった場合、発生した光は信号光と重なりあってクロストーク雑音となる。等間隔に配置された 3 チャネルの光信号より発生するこの様子を図 1. 4 に示す。

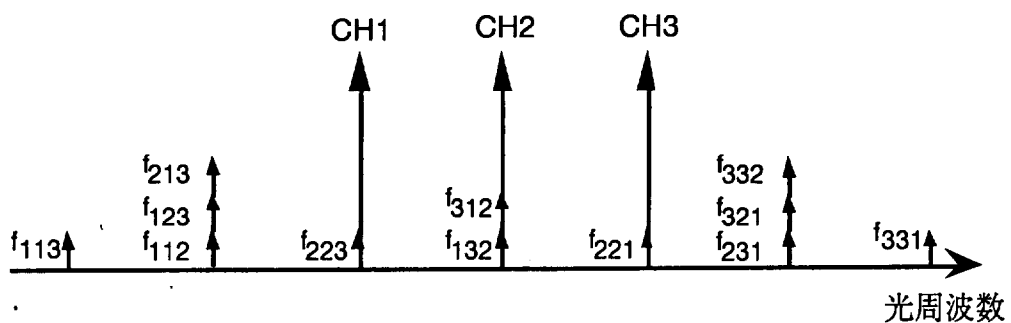


図 1. 4 等間隔に配置された 3 チャネル光信号より発生する FWM 光

この図に示されるように、チャンネル (CH) 1 の低周波側、あるいは CH 3 の高周波側に等間隔に配置された信号光がある場合、信号光と FWM 光である f_{113} 、

f_{213} 、 f_{123} 、 f_{112} 、 f_{332} 、 f_{321} 、 f_{231} 、 f_{331} と重なることがわかる。この発生する FWM 光の強度は、波長分散値が小さいほど大きく、DSF を用いた WDM 伝送システムを実現するには、何らかの解決策が必要である。

そこで本論では、発生した FWM と信号光が重ならない不等間隔波長配置について検討している[10]。ところで、ファイバ非線形光学効果の低減には、ファイバ入力パワーの低減が有効である。本論文では、ファイバ入力低減の観点から分布ラマン増幅の適用についても検討している。

1. 2. 2 県内網の高速化における課題と光ヘテロダイン検波方式の適用

また、図 1. 3 に示したように県内網の幹線ループにおいては、通常型のシングルモードファイバ (SMF) が用いられている。SMF は光伝送に用いられる $1.55\mu\text{m}$ の波長帯において $15\sim 18\text{ps}/(\text{km}\cdot\text{nm})$ の波長分散特性を有している。したがって、高速伝送においては分散補償が不可欠となる。SMF が長距離系にも多く用いられている北米では、分散補償ファイバが用いられている。というのは、長距離系においては中継距離がほぼいっていいであることと、波長多重による大容量化がはかられており、伝送容量あたりの装置コストの面で分散補償ファイバの適用が可能であるためである。しかしながら、国内の県内網においては、伝送距離がさまざまであるため、多種類の長さの分散補償ファイバを用意する必要があり適用が困難である。したがって、波長多重による大容量化が図られていない県内網においては、より自由度のある波長分散補償法が不可欠である。

1. 1. 2 で述べたように、県内網においては心線ごとに必要に応じて Point-to-point の伝送装置を付加していく方法がとられている。その場合には装置コストの低減が重要な課題である。そのためには、受信感度を向上し、無中継伝送距離を拡大して光中継器の数を低減することが有効と考えられる。光増幅器を前置増幅器として用いれば受信感度の改善が可能であるが[11]、装置コストの低減の観点から、これを用いずに高感度化がはかれることが望ましい。

以上のことから、SMF を用いている県内網における課題は次のようになる。

- (1) 光増幅器を用いなくても受信感度の向上が可能なこと。
- (2) 安価な自由度のある光ファイバ波長分散補償法の確立。

これらの課題を解決する方法として期待されるのが光ヘテロダイン検波方式である。ここで、光ヘテロダイン検波方式について図 1. 5 に示す[12]。

本方式は受信側に送信側とわずかに周波数が異なる半導体レーザーを局発光として用い、信号光と局発光を同時に受信する。そのとき、変調された信号光スペクトルがそのまま受光素子出力に電気信号として現われる。そのときの電気スペクトルの中心周波数は信号光と局発光の周波数の差となる。この電気信

号に変換された直後の周波数帯は中間周波数（Intermediate Frequency、IF）帯と呼ばれている。ここで、信号光および局発光の電界をそれぞれ $E_S \cos(\omega_S t + \theta_S)$ 、 $E_L \cos(\omega_L t + \theta_L)$ だと表わすと、帯域制限された IF 帯出力電流 I_{IF} は次式で表わされる。

$$I_{IF} = \frac{1}{2} \frac{\eta e}{h\nu} [E_S^2 + E_L^2 + E_S E_L \cos \{(\omega_S - \omega_L)t + (\theta_S - \theta_L)\}] \quad (1-2)$$

ただし、 E_S 、 E_L は電界振幅、 ω_S 、 ω_L は角周波数、 θ_S 、 θ_L は位相である。右辺第1項と第2項は信号光と局発光の直流パワーを表わしており、交流結合を行った受信回路の場合は除去される。第3項が信号に対応した項である。ここで、 η は受光素子量子効率、 e は電気素量、 h はプランク定数、 ν は光周波数である。式（1-2）より明らかなように、局発光に大きなパワーのレーザーを用いることで、IF 帯信号強度を強めることができる。このため、光ヘテロダイン検波方式では従来の直接検波方式に比較して15～20 dBもの高感度化がはかれる。したがって、受信側で光増幅器を用いることなしに、無中継伝送距離の拡大が期待される。

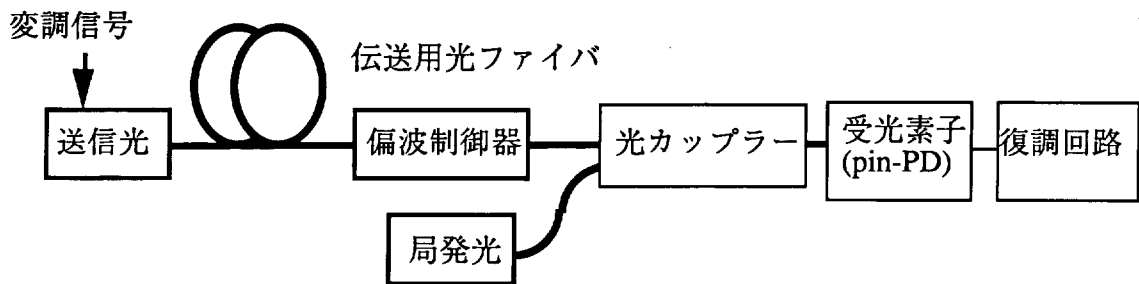


図1.5 光ヘテロダイン検波方式

光ヘテロダイン検波方式における変調方式については、従来無線で行われている場合と同様に振幅、周波数、位相を変調する各デジタル変調方式が考えられる。これらはそれぞれ、Amplitude-Shift-Keying（ASK）、Frequency-Shift Keying（FSK）、Phase-Shift Keying（PSK）方式と呼ばれる。ASK 変調には、半導体レーザーの直接変調と LiNbO₃ 等を用いた外部変調方式が考えられる。また、FSK 変調はバイアス電流をわずかに変調することで実現可能であり、PSK 変調は LiNbO₃ を用いた外部変調によって可能である。これらの変調信号はその変調方式に応じて、包絡線検波方式、遅延検波方式、同期検波方式等を用いて IF 帯信号からもとのベースバンド信号へと復調される。図1.6に主な変復調方式における受信感度の比較をまとめる。

また、県内網に用いられている SMF を用いた伝送距離は 100km を越える場合

があり、このため伝送速度が 5Gb/s を超える場合には波形歪が生じると考えられる。光ヘテロダイン検波方式の場合、光スペクトルがそのまま電気領域に変換できるため、電気領域においてその補償が可能となると考えられる。受信後電気領域で安価に、かつ伝送距離に応じた柔軟な分散補償が可能であれば、任意の伝送距離に対応した高速伝送システムが実現できる。

以上述べたように、SMF を用いた高速伝送方式として光ヘテロダイン検波方式は有利な点を持つ。しかしながら、その高速化に関する検討はほとんど行われていない。次に、光ヘテロダイン検波方式の高速化における課題について述べる。

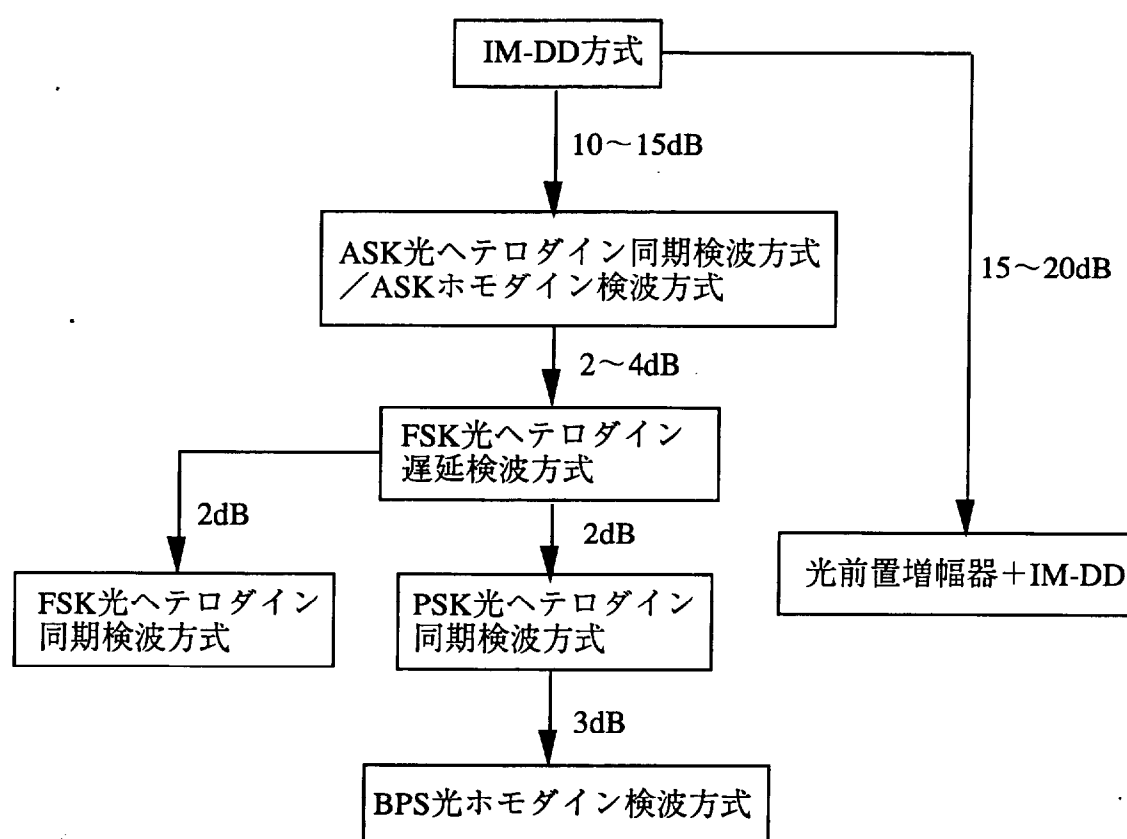


図 1. 6 変復調方式受信感度の比較

1. 2. 3 光ヘテロダイン検波方式の高速化における課題

課題として以下のものが上げられる。

- (1) 波長指定光源の低コスト化。
- (2) 信号光と受信側におかれる局発光の偏波を同一にするための偏波制御方式の実現。
- (3) 波長分散による波形歪みの安価な補償法の実現。

(4.) 低コストな広帯域光受信回路の実現。

以下に、これらの課題について考察する。光ヘテロダイン検波では受信側に信号光とわずかに周波数のことなる局発光が必要となる。したがって、波長を指定することによるコストの上昇が予想される。しかしながら、最近、SSG-DBR (Super Structure Grating Distributed Bragg Reflection) レザ[13]や光増幅器の ASE 雑音をチューニング光フィルタで切り出した連続波長可変光源が提案されてる[14]。このような波長可変光源を用いれば、任意の光信号に対して光ヘテロダイン検波が可能である。さらに、北米を中心として WDM 伝送システムの導入が進んでおり波長指定光源のコストも現在では大きく減少しつつある。

また、光ヘテロダイン検波方式は、信号光と局発光の干渉を用いているため、十分な受光素子出力を得るには両者の偏波を同一とすることが必要となる。この対策としては、偏波スクランブルを行うことや[15]、偏波ダイバーシチ受信[16]を行うことで解決可能である。

次に分散補償法について考えると、光ヘテロダイン検波方式の場合、光スペクトルがそのまま電気領域に変換できるため、電気領域において波長分散の影響の補償が可能となると考えられる。しかしながら、実用的な補償回路がこれまでは提案されていない。この課題については本論文で検討を行っている。

最後に、光ヘテロダイン検波方式においては光信号スペクトルがそのまま電気信号に変換されるゆえに、受信側では伝送速度の2倍程度の帯域幅を持つ広帯域光受信回路が必要となる。この課題についても本論文で検討を行っている。

1. 3 本論文の概要

本論文の目的は、光ファイバの非線形光学効果あるいは波長分散による伝送距離の制限を打破し、大容量の光伝送システムを実現することにある。

第2章と第3章においては、長距離伝送系において DSF を用いた大容量 WDM 伝送システムを実現するため、ファイバ非線形光学効果の影響を低減する方法について検討を行っている。

第2章においては、不等間隔波長配置 WDM 伝送システムにおける FWM の影響について検討を行った。等間隔波長配置においては信号光と FWM とのクロストークによって伝送距離が制限されるが、不等間隔波長配置においてはポンプディプレッションによって伝送距離が制限される。ポンプディプレッションとは、FWM を発生させることによって信号光自身のパワーが減衰する現象である。実際の敷設伝送線路は、数 km ごとに光ケーブルを融着して実現される。その結果、数 km ごとに 零分散波長が異なる伝送線路となる。第2章では、この零分散波長ゆらぎがある場合のポンプディプレッションの影響を考慮した、伝送後の誤り率の計算式を導出した。そしてこれをもとに、分散ゆらぎとポンプディ

プレッションの影響の関係を定量的に明らかにしている。また、導出した解析手法と従来から用いられているスプリットステップフーリエ法 (SSF 法) の計算結果の違いについて明らかにしている。さらに、これらとともに用いることにより実際のシステム設計に適用可能な設計的システム設計法について述べている。

第3章では、FWM の効果を抑圧し、等間隔の高密度 WDM 伝送システムを実現するため、分布ラマン増幅の適用について検討した。まず最初に、前方、後方、双方向の各励起手法に適用可能な新しいシステム設計法について提案を行っている。本設計法は、励起光波長から信号光波長のすべての波長範囲にわたって計算を必要とする従来の方法に比較して大幅な計算時間の短縮が可能となる。提案を行った方法は、分布ラマン増幅適用時の信号光に対する等価伝送損失を定義し、これを用いて信号光の存在する波長範囲に限って SSF 法を適用するものである。本章では、この方法を用いて各励起手法における伝送距離の限界を始めて体系的に明らかにしている。さらに、伝送実験により DSF においても分布ラマン増幅の適用により、50GHz 間隔の高密度 WDM 伝送システムの実現が可能であることを実証している。

第4章では SMF を用いて高速伝送を行う際に問題となる波長分散の影響を補償する方法について検討を行っている。具体的には、受信後に信号光スペクトルがそのまま受光素子出力にあらわれる光ヘテロダイン検波方式における分散補償法について提案を行っている。波長分散の影響を電気領域で補償するための補償器として、マイクロストリップ線路の適用を提案し、原理実験によりその有効性を実証している。さらに、8Gb/s という超高速の FSK および PSK 光ヘテロダイン検波伝送実験を行い、実際の伝送システムにおける有効性を実証している。

第5章においては、マイクロストリップ線路を用いて分散補償を行った多中継高速光 PSK ヘテロダイン検波方式において、光ファイバの持つ非線形光学効果のひとつである自己位相変調による伝送距離の限界について明らかにしている。位相あるいは周波数変調を用いた場合、振幅は変化していないため光ファイバの非線形光学効果の影響は無視できると考えがちであるが、波長分散によって位相あるいは周波数変調が振幅変調に変換され、その結果非線形効果の影響を受けることとなる。これまでは、海底伝送等の 1000km を越える長スパン伝送においてのみ、非線形効果の影響が検討されていたが、本章は、300km 程度の伝送距離においても自己位相変調によって伝送距離が制限されることを実証する。

第6章においては、光ヘテロダイン検波を用いた高速伝送システムの実現に不可欠な広帯域光ヘテロダイン検波回路について提案し、実際に試作を行った

結果について述べている。前半では、従来のベースバンド型の受信器と比較して低雑音化が可能な受信形式である、同調型光受信回路の広帯域化についての検討を行っている。本方式は、バンドパス型の周波数応答特性を有し、光ヘテロダイン検波回路として有望であると考えられる。また、後半では 10Gb/s の超広帯域光ヘテロダイン検波回路の実現を目指し、マイクロ波モノリシック IC (MMIC) 技術を適用した分布増幅型受信回路についての検討も行っている。実際に GaAs 基板を用いてモノリシック分布増幅器 IC を試作し、Twin-PIN フォトダイオードとの接続にハンダバンプ技術を用いて接続による寄生成分を低減し、23GHz の広帯域光受信回路モジュールを実現している。また、それぞれの回路について雑音特性を解析するとともに、実際に変復調実験を行いその適用性を実証している。本章で実験を行った 10Gb/s は現在報告されている変復調実験では最高速のものである。

最後に、第 7 章において本論文を要約する。

文献

- [1] 「家庭に届くか高速データ通信サービス」、NTT 技術ジャーナル、PP.32-45 より転載。出所 メリルリンチ。
- [2] 通商産業省「日米電子商取引きの市場調査」
- [3] H. Ishio, "Next generation lightwave communication technologies, " NTT Review, vol.4, no.6, pp.62-68, 1992
- [4] H. Ishio, J. Minowa and K. Nosu, " Review and status of wavelength-division-multiplexing technology and its application, " *J. Lightwave Technol.*, vol.LT-2, pp.448-463, 1984.
- [5] 「半導体レーザー2000年の動き」、OPTCOM、PP.42-63、2000年5月号。
- [6] K. Oda, A. Umeda, K. Shimano, M. Fukui, M. Fukutoku and T. Salamoto, " An eight-wavelength WDM ring network survivability experiment on NTT 's regional fiber network.," OFC'97, ThO5, 1997.
- [7] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics* California: Academic Press, 1989.
- [8] A. R. Chraplyvy, " Limitation on lightwave communications imposed by optical-fiber nonlinearities," *J. Lightwave Technol.*, vol.8, No.10, pp. 1548-1557, 1990.
- [9] N. Shibata, R. B. Braun, and R. G. Waarts, " Phase-matching dependence of efficiency of wave generation through four-wave mixing in a single-mode optical fiber, " *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. QE-23, pp.1205-1210, 1987.
- [10] F. Forghieri, R. W. Tach, A. R. Chraplyvy, and D. Marcuse, "Reduction of four-wave mixing crosstalk in WDM systems using unequally spaced channels," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 6, No. 6, pp. 754-756, 1994.
- [11] K. Hagimoto, K. Iwatuki, A. Takada, M. Nakazawa, M. Saruwatari, K. Aida, K. Nakagawa and M. Horiguchi, " 250 km non-repeated transmission experiment at 1.8 Gb/s using LD pumped Er-doped fiber amplifiers in an IM/Direct-detection system," *Electron Lett.*, vol.25, no.10, pp.662-664, 1989.
- [12] Y. Yamamoto, " Receiver performance evaluation of various digital optical modulation-demodulation system in the 0.5-10mm wavelength, " *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. QE-16, no.11, pp.1251-1259, 1980.
- [13] Y. Tohmori, Y. Yoshikuni, H. Ishii, F. Kano, T. Tamamura, Y. Kondo, and M. Yamamoto, "Broad-range wavelength-tunable superstructure grating (SSG) DBR lasers', *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. QE-29, pp.1817-1823, 1993
- [14] K. Suzuki, Y. Katagiri, M. Fujiwara, N. Takachio, " Suppression of four wave mixing near zero dispersion wavelength utilizing novel intensity-stabilized incoherent monochromatic light source," in *Tech.Dig., European Conference on Optical Communication* (Nice, France), 1999, vol.I, pp.202-203.

- [15] T. G. Hodgkinson, R. A. Harmon, and D. W. Smith, "Polarisation-insensitive heterodyne detection using polarisation scrambling, " *Electron. Lett.*, vol.23, no.10, pp.513-514, 1987.
- [16] T. Okoshi, S. Ryu, and Kikuchi, " Polarization-diversity receiver for heterodyne/coherent optical fiber communications," in Proc. IOOC'83, pp.386-387,1983.

第2章 不等間隔波長配置 WDM 伝送システムにおける四光波混合光発生による信号光パワーの減衰の影響

2. 1 まえがき

第1章で述べたように、高速伝送に有利な $1.55\mu\text{m}$ 分散シフトファイバ (DSF) を用いて波長多重信号を伝送する場合、その伝送距離は四光波混合 (FWM) により制限される[1]。この影響による伝送劣化を緩和させるため、不等間隔周波数配置[2]が提案され、現在、ITU-T 勧告の Appendix において具体的周波数配置例が示されている[3]。不等間隔周波数配置においては、等間隔波長配置の場合とは異なり、ポンプデプレッション (Pump depletion) のため劣化が生じることが知られている[4]。ポンプデプレッションとは、FWM 光を発生することにより、そのもととなる信号光のパワーが減衰する現象を言う。

ところで、実際の敷設伝送線路は数 km ごとに光ケーブルを融着して実現される。その結果、数 km ごとに零分散波長が異なることとなる[5]。このような場合には、ポンプデプレッションによる影響も緩和されると考えられ、伝送距離の限界を正確に見積もるにはこの分散ゆらぎを考慮する必要がある。しかしながら、この分散ゆらぎは統計量であり、ポンプデプレッションとの関係を定量的に明らかにした文献はみあたらない。すなわち、いまだ不等間隔波長配置を用いた WDM システムに適用できるシステム設計法は確立されていない。

第2章では、実際のシステム設計に適用可能な、分散ゆらぎの影響を考慮したシステム設計法について提案を行っている。2. 2 においては長手方向の波長分散ゆらぎが存在する場合の、ポンプデプレッションによる伝送後の誤り率の解析的な計算式を導出した。そしてこれをもとに、分散ゆらぎとポンプデプレッションの影響の関係を定量的に明らかにしている。また、導出した解析手法と従来から用いられているスプリットステップフーリエ法 (SSF 法) の計算結果の違いについて示している。さらに、これらから得られた知見をもとに、実際の敷設伝送線路を用いたシステム設計への適用を可能とする設計的システム設計法を確立している。

一方、北米を中心として波長多重に有利な光ファイバとして、Non-zero-Dispersion Shifted Fiber (N-DSF) が導入されている。この場合は、DSF の場合とはことなり Cross-phase-modulation (XPM) によって伝送距離が制限される[6]。また、既存の SMF を用いて NW を構築する場合には波長分散と Self-Phase-Modulation (SMP) [7]がその制限要因となる。このように、用いる光ファイバによって、伝送距離を制限する原因も異なり、伝送距離も異なる。そこで、2. 3 においては、DSF、SMF、N-DSF を伝送線路として用いる場合の伝送距離の限界を比較している。さらに、2. 4 においては、実際のシステム設計への応

用を考慮し、異なる感度の受光回路を用いた場合、ポスト光増幅器入力パワーが異なる場合、DSF において異なる伝送速度における伝送距離の推定方法について示している。

2. 2 1.55 μm 零分散シフトファイバ(DSF)における伝送距離の限界

2. 2. 1 分散ゆらぎを考慮した不等間隔波長配置における誤り率の計算

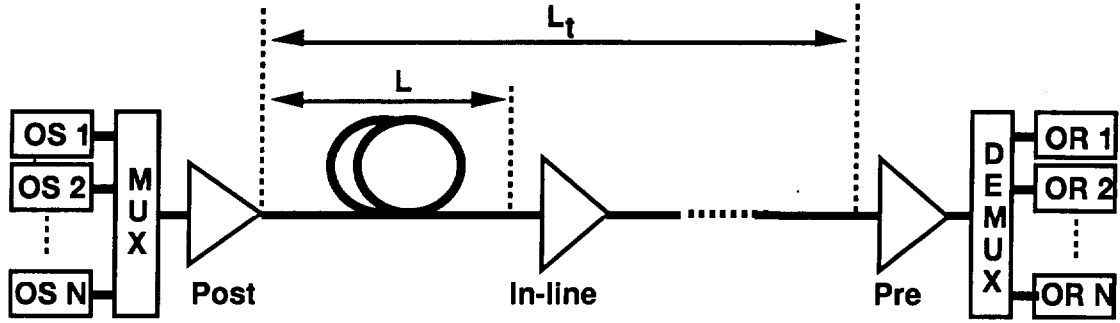


図 2. 1 波長多重伝送システムの構成

図 2. 1 に波長多重伝送システムの構成を示す。m 番目の中継区間はそれぞれ N 個のファイバセグメントより構成され、そのファイバセグメント中では分散は一定とする。このとき、周波数 f_p 、 f_q 、 f_r の 3 つの CW 光により、多中継伝送後に発生する FWM 光のパワーは次式で表わされる[8]。

$$P_{\text{FWM}} = \frac{1024\pi^6}{n_0^4 \lambda^2 c^2} (D\chi)^2 \frac{P_p P_q P_r}{A_{\text{eff}}^2} e^{-\alpha L \eta} \quad (2-1)$$

ここで、

$$\eta = \left| \sum_{m=1}^M \left[\exp \left(i \sum_{k=1}^{m-1} \Delta \Phi^{(k)} \right) \cdot \sum_{n=1}^N \left\{ \exp \left[\sum_{j=1}^{n-1} (-\alpha + i \Delta \beta^{(mj)}) L_0 \right] \cdot \frac{1 - \exp \left[(-\alpha + i \Delta \beta^{(mn)}) L_0 \right]}{\alpha - i \Delta \beta^{(mn)}} \right\} \right] \right|^2, \quad (2-2)$$

$$\Delta \beta^{(mn)} = \beta_p^{(mn)} + \beta_q^{(mn)} - \beta_r^{(mn)} - \beta_F^{(mn)} \quad (2-3)$$

$$= -\frac{\lambda^4 \pi}{c^2} \frac{dD_c}{d\lambda} \left((f_p - f_0^{(mn)}) - (f_q - f_0^{(mn)}) \right) (f_p - f_r)(f_q - f_r), \quad (2-4)$$

$$\Delta\Phi^{(m)}=\phi_p^{(m)}+\phi_q^{(m)}-\phi_r^{(m)}-\phi_F^{(m)} \quad (2-5)$$

であり、(2-1)式から(2-5)式に含まれるパラメータの意味を表2.1に示す。

表2.1 (2-1)式から(2-5)式に含まれるパラメータ

記号	意味
n_0	ファイバコア屈折率
λ	波長
c	真空中における光の速度
M	中継数
N	1 スパンの中に含まれるファイバセグメントの数
L_0	ファイバセグメント長 (ファイバセグメント内で波長分散値は一定)
L	中継距離。 $L=NL_0$
α	ファイバロス係数 [1/m]
$\beta_p^{(mn)}$	m 番目の中継区間の n 番目のセグメントにおける周波数 f_p の信号の伝搬定数
$\beta_q^{(mn)}$	m 番目の中継区間の n 番目のセグメントにおける周波数 f_q の信号の伝搬定数
$\beta_r^{(mn)}$	m 番目の中継区間の n 番目のセグメントにおける周波数 f_r の信号の伝搬定数
$\beta_F^{(mn)}$	m 番目の中継区間の n 番目のセグメントにおける FWM 光の伝搬定数
$f_0^{(mn)}$	m 番目の中継区間の n 番目のセグメントにおける零分散周波数
$\phi_p^{(m)}$	周波数 f_p の信号の m 番目の中継区間伝搬後の位相
$\phi_q^{(m)}$	周波数 f_q の信号の m 番目の中継区間伝搬後の位相
$\phi_r^{(m)}$	周波数 f_r の信号の m 番目の中継区間伝搬後の位相
$\phi_F^{(m)}$	FWM 光の m 番目の中継区間伝搬後の位相

ここで、

$$\phi_p^{(m)}=\sum_{n=1}^N \beta_p^{(mn)}L_0 \quad (2-6)$$

$$\phi_q^{(m)}=\sum_{n=1}^N \beta_q^{(mn)}L_0 \quad (2-7)$$

$$\phi_r^{(m)} = \sum_{n=1}^N \beta_r^{(mn)} L_0 \quad (2-8)$$

$$\phi_F^{(m)} = \sum_{n=1}^N \beta_F^{(mn)} L_0 \quad (2-9)$$

である。

不等間隔周波数配置を行った場合、伝送距離はポンプ・ディプレッションによって制限される。信号光のパワーは発生した FWM 光によって減衰するが、その減衰するパワーは、その信号が発生にかかわった FWM 光のパワーの総和より求めることができる。すなわち、チャンネル P の誤り率は次式で近似できる。

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\beta(P_p - e^{-\alpha L} P_{\text{dep}})}{\sigma_1 + \sigma_0} \right) \quad (2-10)$$

ただし、このときの P_{dep} はすべてのチャンネルが CW 発信していると仮定した時に、チャンネル P を含む 2 波あるいは 3 波によって発生した FWM 光の合計を 8 で割って平均化したものであり、

$$P_{\text{dep}} = \frac{1}{8} \frac{1024\pi^6 \chi^2 e^{-\alpha L}}{n_0^4 \lambda^2 c^2 A_{\text{eff}}^2} P_p \sum_{q,r=1}^n P_q P_r D^2 \tau \eta \quad (p, q \neq r) \quad (2-11)$$

である。8 で割る理由は、減衰が生じるのはすべての信号が“マーク”のときだけであり、その確率が $1/8$ だからである。ここで、 $p=q$ のとき $D=3$ 、 $\tau=1/2$ であり、 $p \neq q$ のとき $D=6$ 、 $\tau=1/3$ である。また、他のパラメータを以下に示す。

$$\beta = e^{-\alpha L} G_p \delta R \quad (2-12)$$

$$R = \frac{\eta e}{h\nu} \quad (2-13)$$

$$\sigma_1 = \sqrt{n_s^2 + n_{sp}^2 + n_{si_sp}^2 + n_{sp_sp}^2 + n_{fwm}^2 + n_{th}^2} \quad (2-14)$$

$$\sigma_0 = \sqrt{n_{sp}^2 + n_{sp_sp}^2 + n_{fwm}^2 + n_{th}^2} \quad (2-15)$$

$$n_s^2 = 2.0 e R (G_p \delta P_s) b_e \quad (2-16)$$

$$n_{sp}^2 = 2.0 e R P_{\text{ASE}} \delta b_e \Delta f \quad (2-17)$$

$$n_{si_sp}^2 = 4.0 R^2 \delta^2 P_{\text{ASE}} (G_p P_s) b_e \quad (2-18)$$

$$n_{sp_sp}^2 = 4.0 R^2 P_{\text{ASE}}^2 \delta^2 b_e \Delta f \quad (2-19)$$

$$n_{fwm}^2 = (RG_p \delta)^2 P'_{fwm} \quad (2-20)$$

$$n_{th}^2 = (20 \times 10^{-12})^2 b_e \quad (2-21)$$

$$P'_{fwm} = \sum_{N=-2}^{+2} \left(\frac{1}{8} h_f(\omega_p - N\Delta\omega) P_{FWM}(\omega_p - N\Delta\omega) \right)^2 \quad (2-22)$$

$$P_{ASE} = h\nu n_{sp} \{ (G_{post} - 1) + (G_L - 1)(m - 1) \} e^{-\alpha L} G_p + h\nu n_{sp} (G_p - 1) \quad (2-23)$$

表 2. 2 (2-12) 式から (2-23) 式で用いたパラメータ

記号	意味
δ	前置光増幅器と受光素子の間にある光選択フィルタ等の損失
η	受光素子量子効率
e	電気素量
h	プランク定数
ν	信号周波数
σ_1	マーク時の雑音電力
σ_0	スペース時の雑音電力
n_s^2	信号光に起因したショット雑音電力
n_{sp}^2	光増幅器 Amplified Spontaneous Emission (ASE) に起因したショット雑音電力
$n_{si_sp}^2$	信号光と光増幅器 ASE とのビート雑音電力
$n_{sp_sp}^2$	光増幅器 ASE どうしのビート雑音電力
n_{fwm}^2	発生した四光波混合光のパワークロストークに起因した雑音電力
n_{th}^2	受信回路熱雑音
P_s	チャネル p、q、r における信号光電力
Δf	信号選択光フィルタ 3dB 帯域幅
b_e	受信回路 3dB 帯域幅
$h_f(\omega)$	周波数選択フィルタの伝達関数
$P_{FWM}(\omega)$	角周波数 ω において発生する四光波混合光電力
ω_p	チャネル p の光周波数
$\Delta\omega$	四光波混合光と信号光との最小周波数差
G_p	前置光増幅器の利得
G_{post}	ポスト光増幅器の利得
G_L	線形中継用光増幅器の利得

ここで、(2-12)式から(2-23)式に示されるパラメータを表2.2に示す。本章では波長選択フィルタの透過特性は半値全幅が60GHzのガウス型を仮定した。(2-22)式は光フィルタによって選択されたFWMのパワーの総和の2乗を示している。したがって、(2-20)式はそれらのパワークロストークによって生ずる雑音を表わしている。

また、本章で用いる8チャンネルの不等間隔配置を表2.3に示す。

表2.3 8チャンネル不等間隔配置におけるチャンネル周波数間隔の例

チャンネル番号	周波数間隔 [GHz]	25[GHz]スロット数
1～2	225	9
2～3	150	6
3～4	175	7
4～5	250	10
5～6	200	8
6～7	275	11
7～8	125	5

この配置は発生するすべての四光波混合光と信号光が重ならないよう、各チャンネル間隔が25GHzの整数倍で選ばれている。このとき、発生する四光波混合光と信号光の最小周波数差は25GHzとなる[3]。

2.2.2 シミュレーションによる誤り率特性の計算方法

伝送波形を正確にシミュレートする方法として、スプリット・ステップ・フーリエ法が知られているが、以下にシミュレーションによる数値計算法について述べる。光ファイバ中を伝搬する光信号の電界は次に示すシュレディンガー方程式で表わされる[7]。

$$j\frac{\partial A}{\partial z} - \frac{\beta_2}{2}\frac{\partial^2 A}{\partial T^2} - j\frac{\beta_3}{6}\frac{\partial^3 A}{\partial T^3} + \frac{\omega n_2}{cS_{\text{eff}}}|A|^2 A = -j\frac{\alpha}{2}A \quad (2-24)$$

ここで、 A は波長多重された信号電界の振幅を表わし、一般には複素数である。また、

$$\gamma = \frac{\omega n_2}{cA_{\text{eff}}} \quad (2-25)$$

であり、本章においては波長による依存性はないものとして計算した。シミュレーションにおいては、非線形定数 $n_2=2.7 \times 10^{-20} [\text{W/A}]$ 、光ファイバ実効断面積 $A_{\text{eff}}=50 [\mu\text{m}^2]$ (DSF と N-DSF) または $80 [\mu\text{m}^2]$ (SMF)、光ファイバの損失 $\alpha=0.22 [\text{dB/km}]$ を用いた。各チャネルは 1 ビットずつずれた 32 ビットの NRZ 信号でそれぞれ強度変調されているとし、偶数チャネルと奇数チャネルとでことなる 32 ビットパターンを用いた。また、図 2. 1 に示す In-line 光増幅器の利得はスパンロスに等しいとし、NF は 6dB、Post-OA の入力は -15dBm/CH とした。このとき、誤り率は次式で計算できる[9]。

$$\text{BER} = \frac{1}{32} \sum_{i=1}^{32} \text{erfc} \left(\frac{|v_i - v_{\text{th}}|}{\sigma_k} \right) \quad (2-26)$$

ここで、 v_i 、 v_{th} はそれぞれ復調されたアイパタンの各ビットの識別時間における出力電圧としきい値電圧である。また、マークとスペースに対応した雑音電力である σ_1 、 σ_0 はそれぞれ次式で表わされる。

$$\sigma_1 = \sqrt{n_s^2 + n_{sp}^2 + n_{si_sp}^2 + n_{sp_sp}^2 + n_{th}^2} \quad (\text{マーク}) \quad , \quad (2-27)$$

$$\sigma_0 = \sqrt{n_s^2 + n_{sp_sp}^2 + n_{th}^2} \quad (\text{スペース}) \quad . \quad (2-28)$$

2. 2. 3 解析的计算とシミュレーション結果との比較

図 2. 2 に解析的手法により求めた誤り率特性とシミュレーションにより求めた誤り率特性の比較を示す。計算は、2.5Gb/s、8 チャネルの不等間隔周波数配置について、80km 中継 8 スパンの場合について行った。

また、周波数配置は、表 2. 3 に示す通りである。零分散波長の平均値はチャネル 2 とチャネル 3 の中心にあるとし、2km ごとに分散値がゆらいでいるとして計算した。その分散値の値はその発生確率がガウス分布となるような乱数発生プログラムを用いた。

図 2. 2 より明らかなように、解析的手法を用いた場合の方がシミュレーション結果に比較して伝送後の達成誤り率が悪いことがわかる。これは、解析的手法が、四光波混合光発生による信号光自信のディプレッションを考慮していないため、四光波混合光パワーを大きく見積もってしまうためと考えられる。例えば、 10^{-12} 以下の誤り率を確保できるファイバ入力パワーを許容入力パワーの上限とするならば、分散ゆらぎが 5nm の場合で約 1.5dB のずれが生ずることがわかる。また、達成誤り率を最小とするファイバ入力解析計算では -1.0dBm であるのに対して、シミュレーションでは +2.0dBm と 3.0dB の差が生じる。し

たがって、伝送特性をより正確に評価し、システム設計に過剰な伝送マージンを付加しないためにも、システム設計にはシミュレーションの方が適当と思われる。

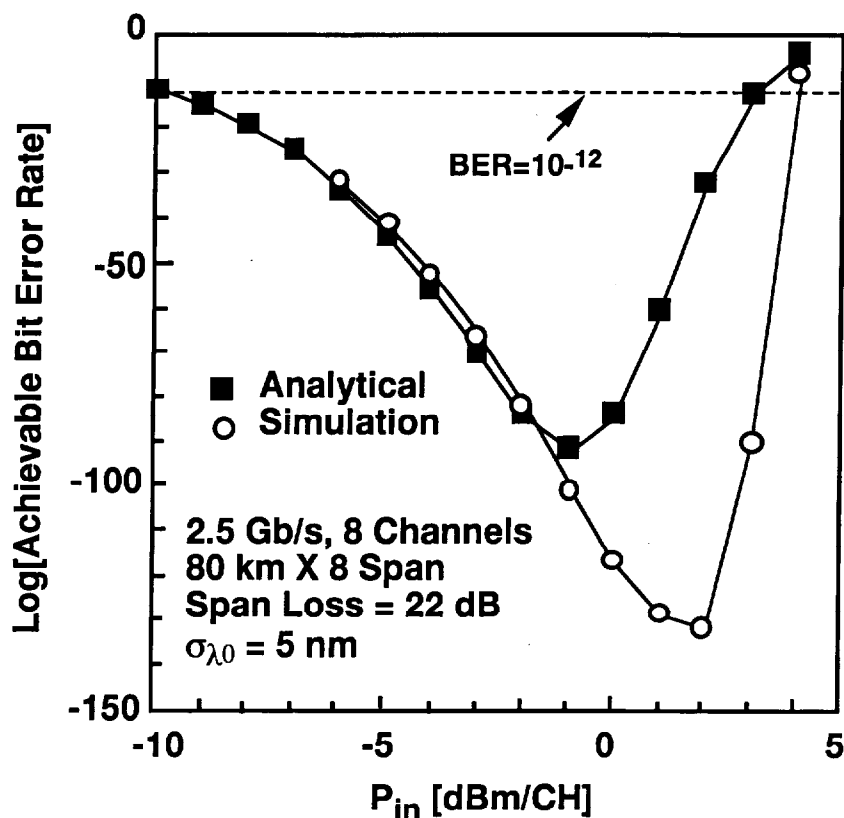


図 2. 2 解析計算とシミュレーションを用いた場合の達成誤り率の比較

表 2. 3 8 チャンネル不等間隔配置における
チャンネル周波数間隔の例

チャンネル番号	周波数間隔 [GHz]	25[GHz]スロット数
1～2	225	9
2～3	150	6
3～4	175	7
4～5	250	10
5～6	200	8
6～7	275	11
7～8	125	5

しかしながら、Sprit-Step-Fourier (SSF) 法は多くの計算時間を要することから統計設計に適していない。このため、本論文では2. 2. 1で述べたファイバ長手方向の波長分散ゆらぎを考慮した解析的手法により、1000通りの分散配置における誤り率を計算し、そのなかから最悪分散配置を決定し、その最悪分散配置に対してSSF法を用いたシミュレーションによって誤り率を計算することとした。最悪分散配置を求める際には、4中継分の分散配置を求め、それ以後はその分布を繰り返すとして全体の分散分布を定めた。

このような手法を用いることで、SSF法を用いた統計設計における計算時間を大幅に短縮できると同時に、四光波混合のみに対する解析計算では考慮することのできない波形歪みの影響や識別点に依存する誤り率の評価が可能となり、より正確な伝送限界の見積もりが可能となる。

2. 3 伝送特性計算結果と考察

2. 3. 1 DSFにおける伝送距離限界

図2. 3に不等間隔8チャンネルにおける、達成誤り率の零分散波長ゆらぎへの依存性を示す。計算では、In-line光増幅器の利得は22dBとした。また、誤り率 10^{-9} における受信感度は-42.9dBmを仮定した。

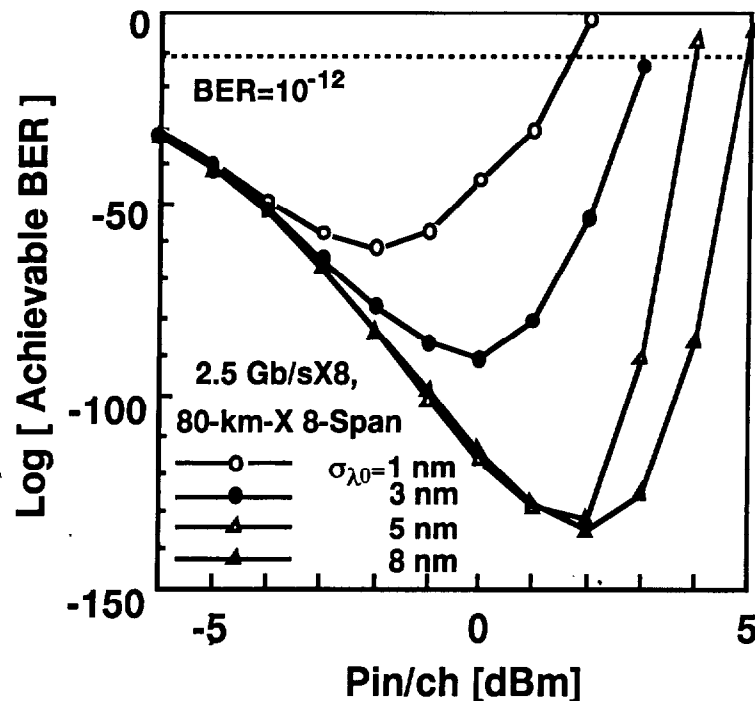


図2. 3 不等間隔配置における零分散波長ゆらぎの達成誤り率への影響

図2.、3に示されるように、ファイバ入力が $-4.0[\text{dBm/CH}]$ 以下においては誤り率は光増幅器のASEによって制限されるため、達成誤り率は分散ゆらぎに依存せずそれぞれの標準偏差における誤り率はほぼ同等である。しかしながら、ファイバ入力が $-3.0[\text{dBm/CH}]$ 以上においては、零分散波長のばらつきによりFWMによるディプレッションの影響が緩和され、ばらつきが大きくなるに従い誤り率も改善されていく。例えば、誤り率 10^{-12} を達成できるファイバ入力の上限值は分散揺らぎが 1nm から 8nm となることによっておよそ 3.0dB 増加する。しかしながら、 5nm 以上の分散ばらつきにおいては伝送特性に大きな差は見られなくなることがわかる。

図2.、4に、DSFを用いたWDM伝送における伝送可能なスパン数および最適ファイバ入力を示す。伝送速度は 2.5Gb/s である。不等間隔配置の場合は最悪条件を想定して周波数間隔が最も狭いチャンネル2と3の中心に、等間隔波長配置の場合はチャンネル4と5の中心に零分散波長の平均があるとし、零分散波長ゆらぎの標準偏差は 5nm であるとした。また、最後の中継区間において 3.0dB の伝送マージンを見込んでいる。また、光増幅器の利得偏差は考慮していない。(a)に示すようにスパンロスが 22dB (中継距離 80km)の場合、伝送限界は 2160km となる。この図より、不等間隔配置を用いた場合、伝送可能なスパン数を N_{span} とスパンロス $\delta_{\text{span}}[\text{dB}]$ との関係は次式で近似できる。

$$10 \cdot \log N_{\text{span}} = -\frac{2}{3} \delta_{\text{span}} + \text{const.} \quad (2-29)$$

また、(b)に示した最適ファイバ入力 $P_{\text{opt}}[\text{dBm}]$ に対しては、次式が成立する。

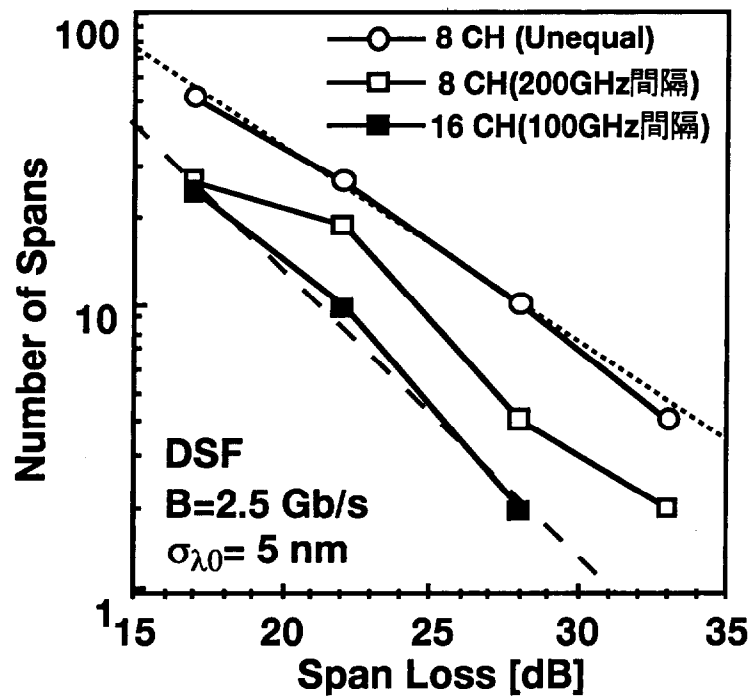
$$P_{\text{opt}} = \frac{1}{2} \delta_{\text{span}} + \text{const.} \quad (2-30)$$

(2-29)、(2-30)式に示される定数の値は受信感度と光増幅器の雑音指数によって定められる。受信感度と光増幅器の雑音指数がそれぞれ、 -42.9dBm と 6.0dB のとき両式は次式のようにになる。

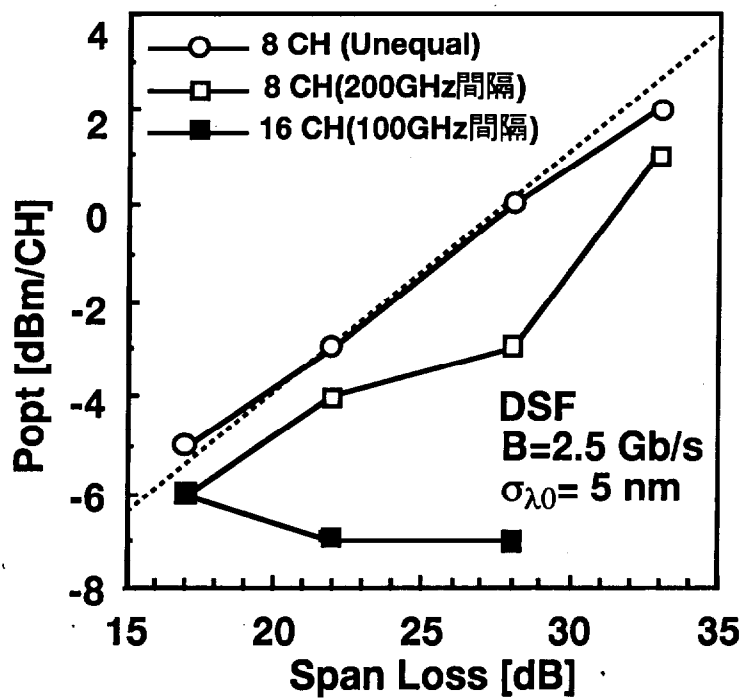
$$10 \cdot \log N_{\text{span}} = -\frac{2}{3} \delta_{\text{span}} + 28.7. \quad (2-31)$$

$$P_{\text{opt}} = \frac{1}{2} \delta_{\text{span}} - 14. \quad (2-32)$$

次に、等間隔配置の場合について考える。 16 チャンネルの周波数間隔は 100GHz 、 8 チャンネルの周波数間隔は 200GHz とした。スパンロスが 17dB 以下と小さい場合、両者の伝送可能距離および最適ファイバ入力はほぼ等しくなる。これは、



(a) スパンロスに対する伝送限界



(b) スパンロスに対する最適ファイバ入力

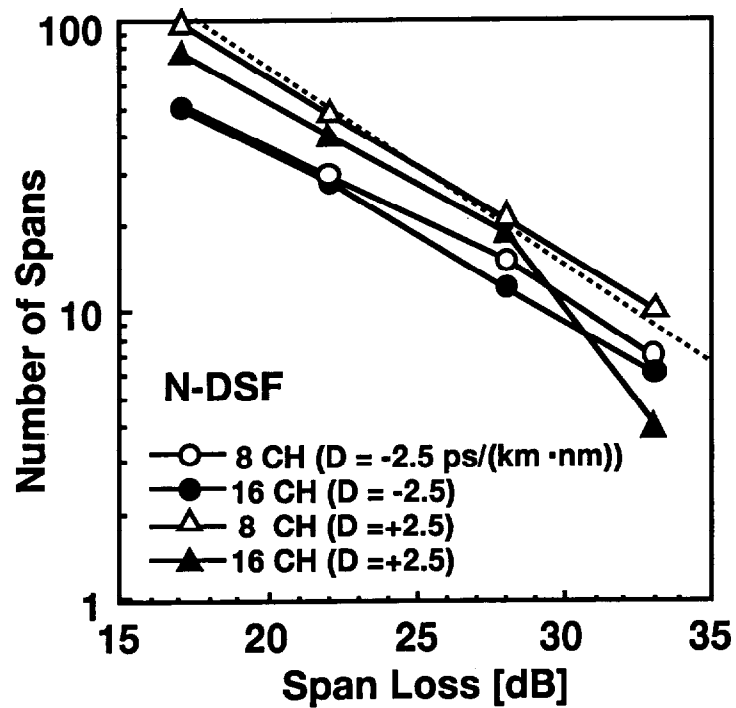
図 2. 4 1.55 μm 零分散シフトファイバを用いた WMD システム
の中継伝送可能距離と最適ファイバ入力

スパンロスが小さい場合は最適ファイバ入力も小さくなるが、その場合零分散波長ゆらぎによって FWM の影響は十分に緩和され、誤り率特性は主に光増幅器の ASE 雑音によって支配されているためと考えられる。しかしながら、スパンロスが大きくなるにしたがって、所要の S/N を得るためにファイバ入力を大きくしなければならないが、その結果として FWM のために伝送距離はスパンロスに反比例して減少する。特にスパンロスが 33dB と大きい場合、16 チャンネルの伝送は不可能となる。

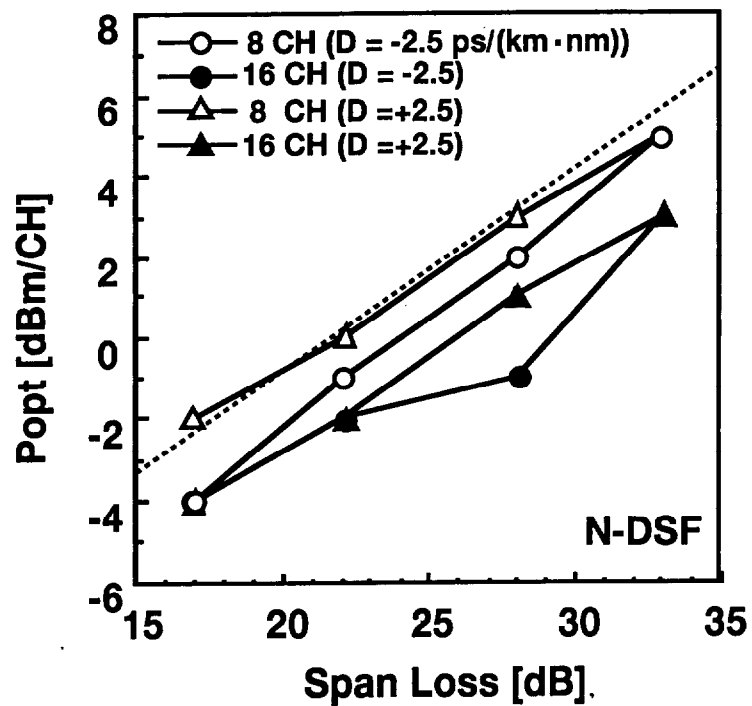
2. 3. 2 N-DSF における伝送距離限界

N-DSF に対する伝送限界を図 2. 5 に示す。分散値は $\pm 2.5\text{ps}/(\text{km} \cdot \text{nm})$ とした。伝送可能な中継数および最適ファイバー入力パワーとスパンロスの関係は、DSF において不等間隔周波数配置を用いた場合と同様に (2-29)、(2-30) 式で近似できる。すなわち、N-DSF においては主に XPM と波長分散との相互作用によって伝送距離が制限されると考えられるが、スパンロスに対する伝送可能距離の関係について見ると、ポンプディプレッションによって伝送距離が制限される DSF の場合と似た傾向を示している。

また、正常分散と異常分散領域における伝送距離を比較すると、8 チャンネル、16 チャンネルのシステムともに異常分散領域の方が伝送可能距離が大きい。これは、自己位相変調と波長分散の相互作用によりパルス圧縮が生ずるためである。また、最適ファイバー入力についても異常分散領域のほうが大きい。しかしながら、スパンロスが 33dB 場合、16 チャンネルのシステムの伝送距離はいちじるしく減少する。これは、変調不安定性によるものと考えられる。



(a) スパンロスに対する伝送限界



(b) スパンロスに対する最適ファイバ入力

図2. 5 N-DSFを用いたWMDシステムの中継伝送可能距離と最適ファイバ入力

2. 3. 3 SMF における伝送距離限界

SMF における伝送限界および最適ファイバ入力を図 2. 6 に示す。

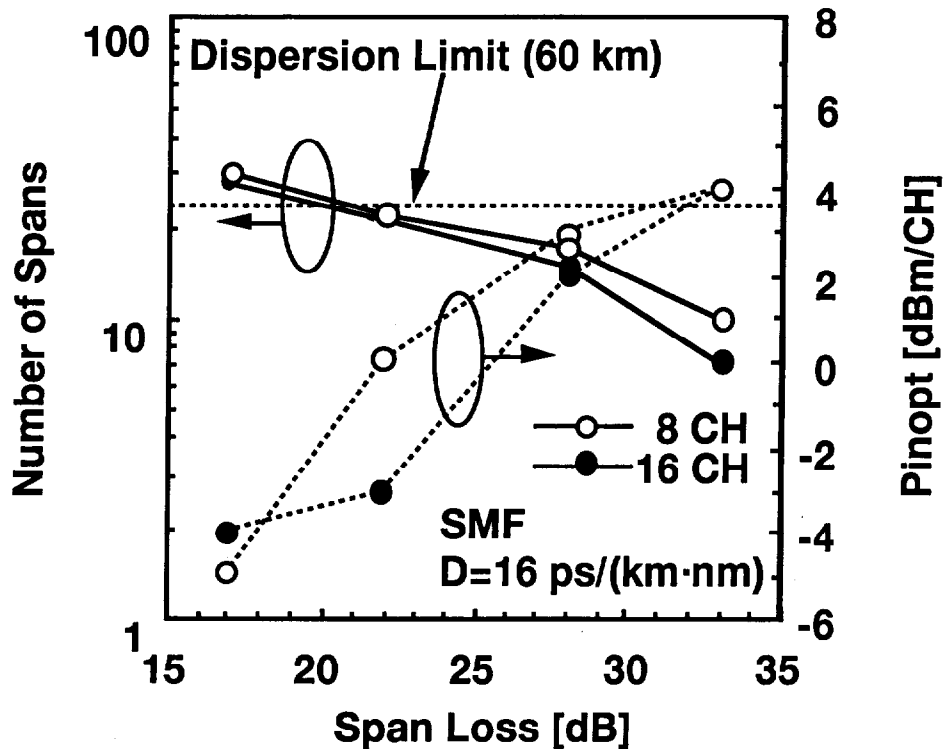


図 2. 6 SMF を用いた WDM システムの中継伝送可能距離と最適ファイバ入力

スパンロスが小さくなるに従い、最適ファイバ入力も小さくなり、伝送距離は分散によって制限される。同図には、中継距離を 60km (スパンロス=17dB) の場合に対する分散制限の計算値を点線で示してある。この伝送限界は、光増幅器の ASE と波長分散による波形歪のみを考慮して求めたものである。分散制限より、非線形を考慮した伝送距離のほうが長いことがわかる。これは、自己位相変調と波長分散の相互作用によって生じたパルス圧縮によりアイ開口度が改善されたためである。伝送距離は、スパンロスの増加とともに減少し、例えば 16 チャンネルでスパンロスが 33dB の場合、伝送距離は 840km となる。また、8CH の場合、スパンロスが 22dB 以下においては、DSF を伝送線路に用いた不等間隔周波数配置のほうが伝送可能距離が長いことがわかる。

2. 4 異なるシステムパラメータに関する伝送距離限界の推定法に関する考察

2. 4. 1 伝送距離の光受信回路受信感度依存性

いままで示した伝送距離に関する計算においては、Back-to-back における受信回路の受信感度は誤り率 10^{-9} 、伝送速度 2.5Gb/s において -42.9dBm である。しかしながら、実際のシステムに用いられる受光回路の受信感度はそれぞれの場合によって異なり、したがって伝送可能な距離も異なる。異なる受信感度を持つ受光回路に対する伝送距離は、Q-値を考えることで推定できる。ここで、Q-値と誤り率の関係は次式で表わされる。

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc}(Q). \quad (2-33)$$

(2-33) 式は、復調されたアイパタンに対して識別レベルを最適に選んだときに達成できる誤り率を示しており、その値から逆算することで Q-値を求めることができる[10]。

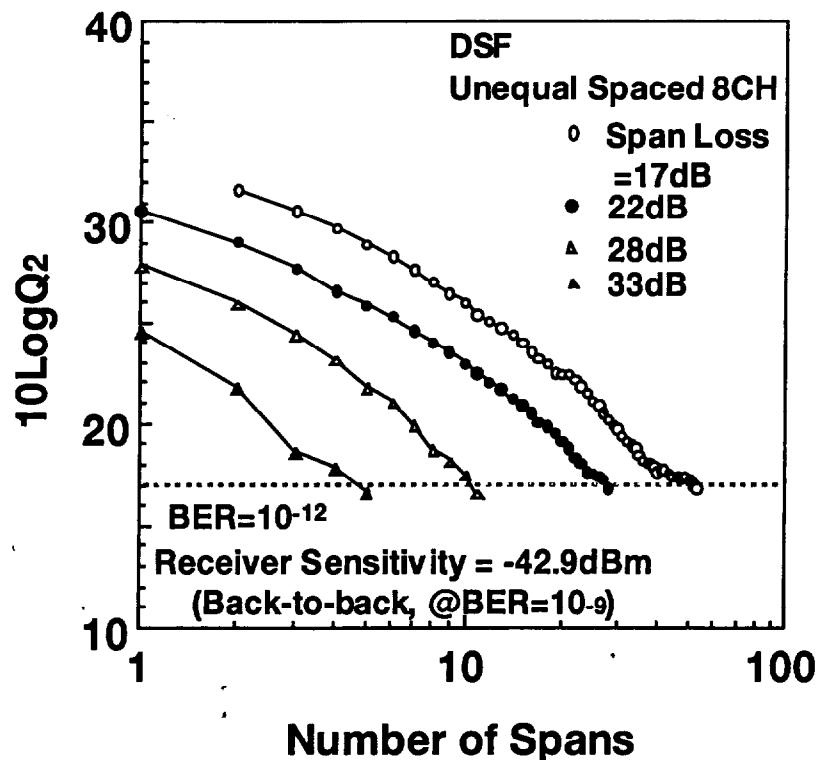


図 2. 7 不等間隔周波数配置における中継数に対する Q-値

図 2. 7 に DSF において 8 チャンネルの不等間隔配置を用いたときの中継回数に対する Q-値を示す。この図を用いることにより、システムマージンを見込んだ Q-値を確保したいときの伝送可能距離を求めることも可能である。

もし、受信感度が -37.0dBm の受光回路を用いたとすれば、 5.9dB ($=-37.0+42.9$) 分だけ信号光パワーを増加させたことを意味する。この状態で同じ Q-値を得ているとすれば、ASE 雑音が 5.9dB 増加したのと同じと考えることができる。したがって、(2-23) 式より受信感度の劣化分はスパンロスが 5.9dB 増加したことと等価と考えることができる。例えば、DSF を用いた 8 チャンネル不等間隔周波数配置において、スパンロスが 22dB のときに受信感度が -37.0dBm の受信回路を用いた場合、受信感度が -42.9dBm の受信器を用いてスパンロス 28dB の伝送を行ったものと等価と考えることができる。図 2. 7 より、スパンロスが 28dB のときの中継数をから、伝送可能スパン数は 10 と推定できる。

2. 4. 2 ポストアンプへの入力パワー依存性

WDM 伝送システムにおける送信側の構成によって、ファイバに入力される光信号の SN がことなるものと考えられる。本項では、このような場合における伝送距離の推定方法について示す。

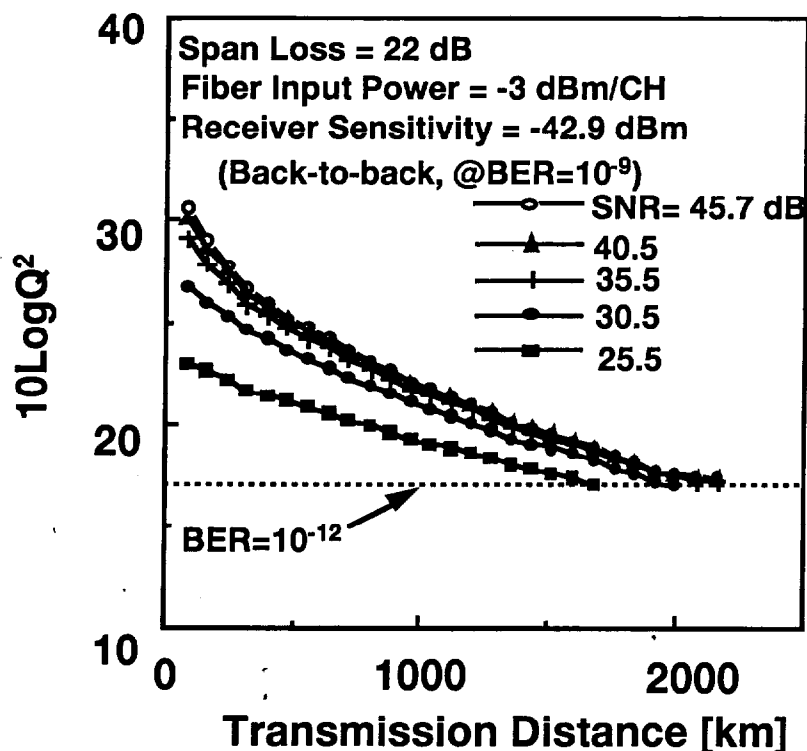


図 2. 8 Q-値の伝送路ファイバ入力信号 SN 比依存性

図 2. 8 は、不等間隔周波数配置を行った 8 チャンネルの WDM 伝送において、異なる入力信号の SN 比に対する伝送可能と Q-値の関係を示している。ただし、スパンロス は 22dB とし、Post-OA への入力が -15dBm の場合、最適ファイバ入力 は -3dBm である。光フィルタの帯域幅を 3.5GHz (電気フィルタの 2 倍) とすれば、Post-OA 出力における SN 比は 45.7dB となる。このときの伝送距離は 2160km である。しかしながら、Post-OA 入力が -35dBm となった場合、Post-OA 出力における SN 比は 25.5dB となり、伝送距離は 1680km まで減少する。

ここで、異なる Post-OA 入力における信号 SN 比における伝送距離を求める場合、Post-OA の ASE 増加による SN 劣化から伝送可能距離を求めると、伝送距離制限を過剰に見積もることとなる。それは、伝送距離が短くなるにつれて、アイ開口度も改善されるからである。

ここで、図 2. 9 に 8 チャンネル不等間隔周波数配置における伝送スパン数に対するアイ開口を示す。

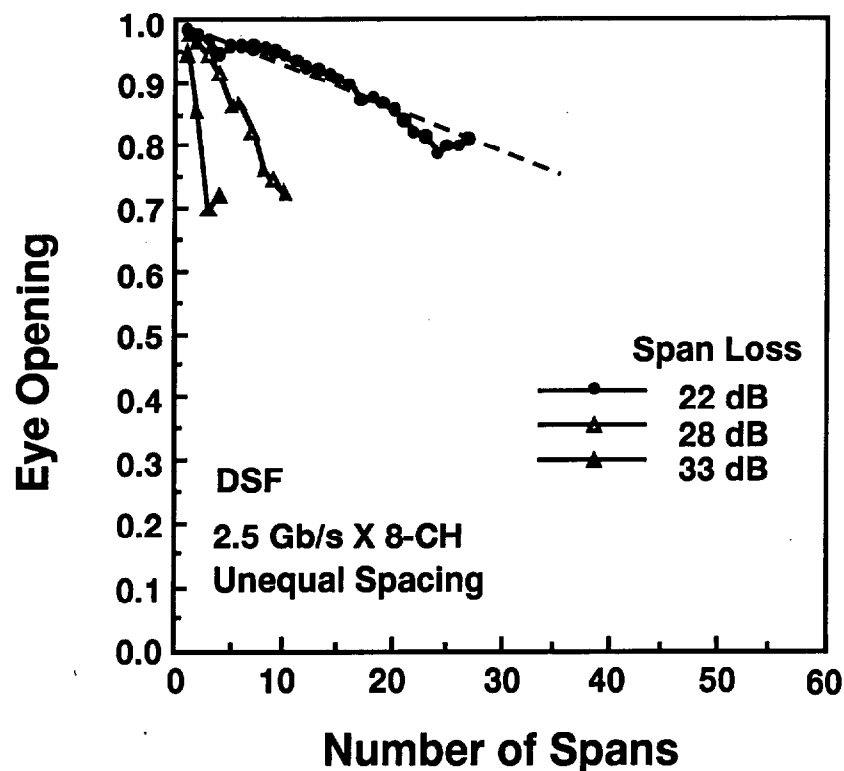


図 2. 9 8 チャンネル不等間隔周波数配置 WDM 伝送システムにおける
中継スパン数に対す最悪チャンネルのアイ開口度

このアイ開口を直線で近似すれば、Post-OA 入力が異なる場合の伝送可能スパン

ン数は次の連立方程式を解くことで求めることができる。

$$y = \frac{y_1 - y_{\text{limit}}}{N_{\text{limit}} - 1} (N_s - 1) + y_1, \quad (2-34)$$

$$\frac{y_{\text{limit}}}{\sqrt{P_{\text{NO}} + N_{\text{limit}} \cdot P_{\text{ASE_L}}}} = \frac{y}{\sqrt{P_{\text{NO}} + N_s \cdot P_{\text{ASE_L}}}}. \quad (2-35)$$

ここで、(2-34)、(2-35)式で用いたパラメータの意味を表2. 4に示す。

例えば、図2. 9においてスパンロスが22dBの場合、 $y_1=0.976$ 、 $y_{\text{limit}}=0.811$ 、 $N_{\text{limit}}=27$ である。この近似式を用いて Post-OA 入力 -35dBm (光 SNR $=25.5\text{dB}$) の場合のスパン数を求めると19中継 (1520km) となる。

表2. 4 (2-34)、(2-35)式における変数

記号	意味
N_s	求めるスパン数
y	N_s におけるアイ開口度
y_1	$N_s=1$ におけるアイ開口度
N_{limit}	図2. 4、2. 5、2. 6に示される伝送限界スパン数
y_{limit}	N_{limit} におけるアイ開口度
P_{NO}	Post-OA 入力 -15dBm 、図2. 4、2. 5、2. 6に示されるファイバ入力より計算される Post-OA 出力における ASE 雑音電力
$P_{\text{NO'}}$	計算するスパン数に対する Post-OA 出力における ASE 雑音電力
$P_{\text{ASE_L}}$	In-line OA で発生する ASE 雑音電力の総量

図2. 4～2. 6に示されるその他の WDM 伝送システムにおけるアイ開口度等の限界スパン数を表2. 5にまとめる。

2. 4. 3 DSF における伝送距離の伝送速度依存性

最適ファイバ入力においては、(2-10)式で示す誤り率を定める $(\sigma_1 + \sigma_0)$ に対して $n_{\text{si_sp}}$ が支配的となる。(2-18)、(2-23)式よりあきらかなように、伝送速度の増加分とスパンロスの増加分はほぼ等価となる。したがって、伝送距離を制限する主要因が伝送速度に依存しない四光波混合の場合、あるいは XPM や SPM によって伝送距離が制限される場合にも適当な分散補償を用いることで波形歪の伝送速度依存性を小さくしたことを条件とすれば、伝送速度の増加分をスパンロスの増加に置き換えることができる。たとえば、DSF

において、2.5Gb/s でスパンロスが 22dB に対する伝送限界が 2160km である場合、10Gb/s における伝送限界は 2.5Gb/s におけるスパンロスが 28dB の場合と等価とみなせ、その伝送距離は 1,000 km と見積もることができる。

表 2. 5 WDM システムの伝送限界に関する計算結果

ファイバ種類	波長分散 [ps/(km · nm)]	チャンネル数	スパンロス	y_1	y_{limit}	N_{limit}
DSF	0 (平均値)	8	22	0.98	0.81	27
			28	0.98	0.73	10
			33	0.95	0.72	4
N-DSF	+2.5	8	17	0.98	0.72	99
			22	0.98	0.73	48
			28	0.97	0.71	21
			33	0.94	0.68	10
		16	17	0.96	0.74	79
			22	0.91	0.77	41
			28	0.83	0.75	19
			33	0.72	0.70	4
	-2.5	8	17	0.98	0.65	52
			22	0.98	0.62	29
			28	0.96	0.66	15
			33	0.92	0.62	7
		16	17	0.96	0.59	51
			22	0.93	0.62	28
			28	0.91	0.78	12
			33	0.75	0.64	5
SMF	16	16	17	0.97	0.63	30
			22	0.96	0.65	22
			28	0.91	0.67	17
			33	0.95	0.67	10

2. 5 まとめ

本章では、不等間隔波長配置を行った WDM システムにおいて、零分散波長ゆらぎとポンプディプレッションの影響を考慮した伝送後の誤り率の解析的計算式を導出した。そして、これをもとに分散ゆらぎの標準偏差とポンプディプレッションの影響の関係を明らかにした。例えば、2.5Gb/s、8 チャンネルのシステムにおいて、誤り率 10^{-12} を達成できるファイバ入力の上限值は零分散波長のゆらぎの標準偏差が 1nm から 8nm となることによっておよそ 3.0dB 増加する。

また、導出した解析手法と従来から用いられているスプリットステップフー

リエ法（SSF 法）の計算結果の違いについて明らかにしている。さらに、これらをもとに用いることにより実際のシステム設計に適用可能な設計的システム設計法を確立した。

本章で提案した方法は、伝送系設計に統計的概念を取り入れた初めての設計手法である。

文献

- [1] N. Shibata, R. B. Braun, and R. G. Waats, "Phase-matching dependence of efficiency of wave generation through four-wave mixing in a single-mode optical fiber, " IEEE J. Quantum Electron., vol. QE-23, pp.1205-1210,1987.
- [2] F. Forghieri, R. W. Tach, A. R. Chraplyvy, and D. Marcuse, "Reduction of four-wave mixing crosstalk in WDM systems using unequally spaced channels," IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 6, No. 6, pp. 754-756, 1994.
- [3] ITU-T, G. mcs, Appendix.V, 2000.
- [4] F. Forghieri et al., "Power limitations due to four-wave mixing depletion in WDM systems with unequally spaced channels," in Proc. LEOS Topical Meeting, July, paper T1.4, pp. 29-30, 1993.
- [5] M. Fukui, S. Aisawa, O. Ishida, K. Shimano, A. Umeda, T. Sakamoto, K. Oda, and N. Takachio, "Allowable fibre input power for installed dispersion-shifted fibre in equal/unequal channel spaced WDM transmission systems," Electron. Lett., vol. 33, No. 8, pp. 693-694, 1997.
- [6] X. Y. Zou, M. Imran Hayee, S. M. Hwang, and Alan E. Willner, "Limitations in 10 Gb/s WDM optical-fiber transmission when using a variety of fiber types to manage dispersion and nonlinearities," J. Lightwave Technol., vol.14, no.6, pp.1144-1152, 1996.
- [7] G. P. Agrawal, Nonlinear Fiber Optics. Boston: Academic Press, 1989.
- [8] K.Inoue and H.Toba, "Fiber four-wave mixing in multi-amplifier systems with nonuniform chromatic dispersion,"J.Lightwave Technol.,Vol.13, No.1, pp.88-93, 1995.
- [9] K. Fukuchi, T. Ono, and S. Nakaya, "A study on the bit-error rate estimation using a lightwave transmission simulator," in Proc. 1995 Autumn Conf. Rec. IEIEC, B-736, 1995 (in Japanese)
- [10] N. S. Bergano, F. W. Kerfoot, and C. D. Davidson, "Margin measurements in optical amplifier systems", IEEE Photon.Technol. Lett., vol.5, No.3, pp.304-305, 1993.

第3章 分布ラマン増幅による WDM 伝送システムの 高密度化についての検討

3. 1 まえがき

分布ラマン増幅は伝送線路そのものを増幅媒体として用いる技術である。したがって、伝送される光信号に対する伝送損失を大幅に低減することが可能である。また、分布ラマン増幅は、現在の光伝送システムに用いられている光増幅器と比較して低雑音である。これらのことから、分布ラマン増幅技術の適用により従来の伝送システムと比較してファイバ入力を大幅に低減できるものと考えられる。

波長多重 (WDM) 伝送システムにおいては、様々な光ファイバの非線形効果によって伝送距離が制限される。非線形効果の影響を低減するにはファイバ入力パワーの低減が最も有効であることから、分布ラマン増幅は波長多重伝送システムにおける伝送距離の拡大に大きく寄与するものと期待できる。特に、 $1.55\mu\text{m}$ 分散シフトファイバ (DSF) を WDM 伝送システムに用いる場合、零分散波長近傍においては、四光波混合 (Four wave mixing, FWM) によって伝送距離がいちじるしく制限される[1]。これを緩和するため、不等間隔配置[2]や、長波長伝送[3]が検討されているが、分布ラマン増幅を適用することにより、C-Band (1550 nm 帯)においても、高密度の等間隔波長配置を行った WDM 伝送システムが実現できるものと期待できる。

また、最近では光クロストコネクトおよび光 ADM ノードといった波長によるルーティングを用いたフォトニックネットワーク実現への要求が高まりつつある。光線形中継器の変わりにこのような光ノードが用いられた場合、伝送距離あるいは中継距離を短くせざるを得ない。その要因の一つは、光ノードに含まれる光スイッチ等の損失を補うためにノードに置かれる光増幅器の利得が大きくなり、ASE 雑音が増加するためである。第二は、光スイッチ等で生じるコヒーレントクロストークである[4]。しかしながら、この距離の減少分を分布ラマン増幅で補うことにより、中継距離を変えることなく光ノードの配置が可能となると考えられる。

しかしながら、これまで分布ラマン増幅を適用した場合の伝送距離の限界について検討を行った文献は見あたらない。その理由のひとつは、ポンプ光が存在する波長帯から信号光が存在する波長帯までの 100nm 以上にわたる広い波長範囲にわたって、シュレディンガー方程式を数値解析的に解く必要があり、多くの計算時間を必要とするためである。

そこで、本論文では 3. 2 において分布ラマン増幅を適用した WDM 伝送システムの効率的な設計法について提案する。本章で提案する方法は、分布ラマン

増幅時の信号光に対する等価損失の概念を導入し、信号光の存在する波長範囲のみで数値解析を行うものである。この方法は、従来の方法に比較して大幅な計算時間の低減が可能となる。3. 3ではこの方法を用いて、前方、後方、双方向の各励起方式を用いた場合の、 $1.55\mu\text{m}$ 帯および $1.58\mu\text{m}$ 帯における伝送距離の限界および伝送距離のチャネル数依存性について示す。さらに、3. 4においては分布ラマン増幅を適用した光分岐挿入ノードを用いたリングネットワークの実現規模について明らかにする。3. 5においては、DSF の零分散領域において、50GHz 等間隔の、10Gb/s、32 チャネルの WDM 信号を双方向励起を用いて 640km 伝送した実証実験について述べる。同様な実験結果が、LUCENT より発表されているがこの実験は後方励起のみを用いているため、伝送距離が 320km にとどまっている[5]。

3. 2 分布ラマン増幅を用いた波長多重伝送システムの伝送限界の計算手法

本セクションでは、分布ラマン増幅を用いた場合の伝送距離の計算方法について述べる。図 3. 1 に本論文で考える伝送系の構成を示す。伝送線路としては、 $1.55\mu\text{m}$ 帯に零分散波長を持つ DSF を考える。集中型 EDFA を線形中継機として用い、さらに前方および後方励起を用いた分布ラマン増幅を併用した構成である。L で表わす中継距離は 80km であり、信号光損失は 0.22dB/km、ポンプ光に対する損失は 0.3dB/km とする。

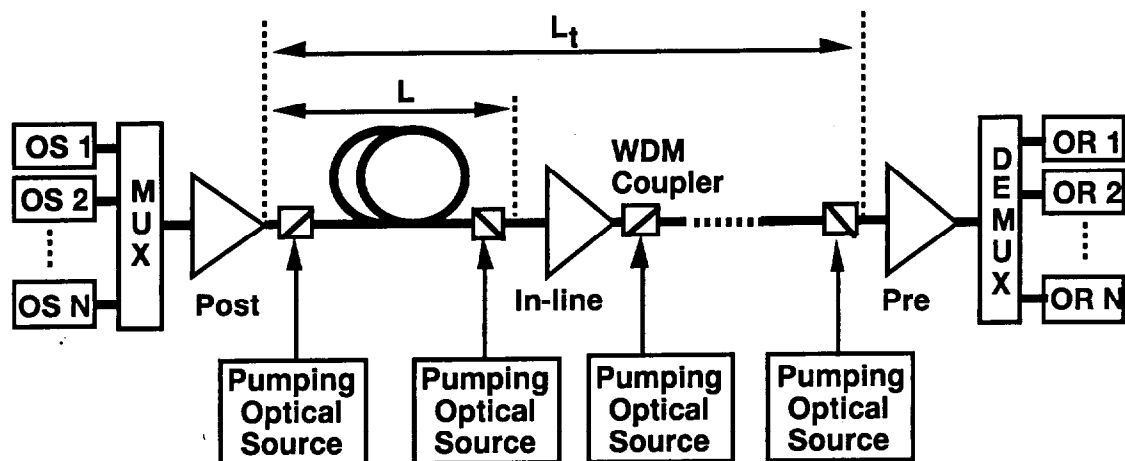


図 3. 1 ラマン分布増幅を用いた WDM 伝送システムの構成

3. 2. 1 ポンプディプレッションの影響が無視し得る入力信号光パワー

本論文では、信号を増幅することによってポンプ光のパワーが減衰するポンプディプレッションの影響は無視できるものとする。本項では、まずポンプディプレッションの影響が無視できる信号光パワーの範囲を明確化する。

次式で示される結合方程式を考える[6]。

$$\frac{dN_{pf}(Z)}{dz} = -\alpha_p N_{pf}(Z) - r_0 N_{pf}(Z)(N_{s1}(Z)+1) \quad (3-1)$$

$$\frac{dN_{pb}(Z)}{dz} = +\alpha_p N_{pb}(Z) + r_0 N_{pb}(Z)(N_{s1}(Z)+1) \quad (3-2)$$

$$\frac{dN_{s2}(Z)}{dz} = -\alpha_{s2} N_{s2}(Z) + r_1 N_{s1}(Z)(N_{s2}(Z)+1) - r_2 N_{s2}(Z)(N_{s3}(Z)+1) \quad (3-3)$$

$$\frac{dN_{s2}(Z)}{dz} = -\alpha_{s2} N_{s2}(Z) + r_1 N_{s1}(Z)(N_{s2}(Z)+1) - r_2 N_{s2}(Z)(N_{s3}(Z)+1) \quad (3-4)$$

$$\frac{dN_{s3}(Z)}{dz} = -\alpha_{s3} N_{s3}(Z) + r_2 N_{s2}(Z)(N_{s3}(Z)+1) - r_3 N_{s3}(Z) \quad (3-5)$$

ここで、 Z はファイバ入力端からの距離、 N_{pf} は前方励起光の光子数、 N_{pb} は後方励起光の光子数、 N_{sj} は j 次のストークス光の光子数、 α_{sj} は j 次のストークス光の伝送損失係数、 α_p は励起光の伝送損失、 r_j は j 次のストークス光のラマン利得係数を表わしている。したがって、 $N_{s1}(0)$ は入力信号における光子数を意味している。上記のパラメータに対して以下の値を仮定する。 $\alpha_p = 0.3$ dB/km、 $\alpha_{s1} = 0.22$ dB/km、 $\alpha_{s2} = 0.5$ dB/km、 $\alpha_{s3} = 1.0$ dB/km。また、励起光、1 次のストークス光、2 次のストークス光、3 次のストークス光の波長をそれぞれ、1.45、1.55、1.67、1.81 μm とする[6]。また、 r_j で示されるラマン利得係数は、すべて等しいとする。(3-1) 式から (3-5) 式をオイラー法を用いて数値解析的に解くことにより、ファイバ出力端における信号光の光子数である $N_{s1}(L)$ を求めることができる。ただし、 L はファイバの長さである。ファイバ入力端における信号光光子数と出力端における光子数密度より、次式で示す分布ラマン増幅利得が求められる。

$$\text{Raman Gain} = \frac{N_{s1}(L)}{N_{s1}(0) \cdot \exp(-\alpha_{s1} L)} \quad (3-6)$$

図3. 2に、ポンプディプレッションによって0.5 dBの利得減少を生じる信号光入力パワーを示す。ここで、励起光の光子数と光パワーとを関係づけるため、次式を用いている[6]。

$$r_0 N_{pf}(Z) = g_0 \frac{P_{pf}(Z)}{A_{\text{eff}}} \quad (3-7)$$

$$r_0 N_{pb}(Z) = g_0 \frac{P_{pb}(Z)}{A_{\text{eff}}} \quad (3-8)$$

ただし、 $P_{pf}(Z)$ と $P_{pb}(Z)$ はそれぞれ前方、後方励起光の光パワーである。したがって、 $P_{pf}(0)$ は前方励起におけるファイバ入力パワーを、 $P_{pb}(L)$ は後方励起におけるファイバ入力パワーを意味している。 A_{eff} は光ファイバの実効断面積を表わし、DSFの場合は $50 \mu\text{m}^2$ である。また、 g_0 はパワーラマン利得係数であり、DSFに対しては $6.7 \times 10^{-14} / K \text{ [m/W]}$ とした。 K はファイバ伝搬中の励起光と信号光の互いの偏波状態の効果を表わすファクターであって、一般に $K=2.0$ である。

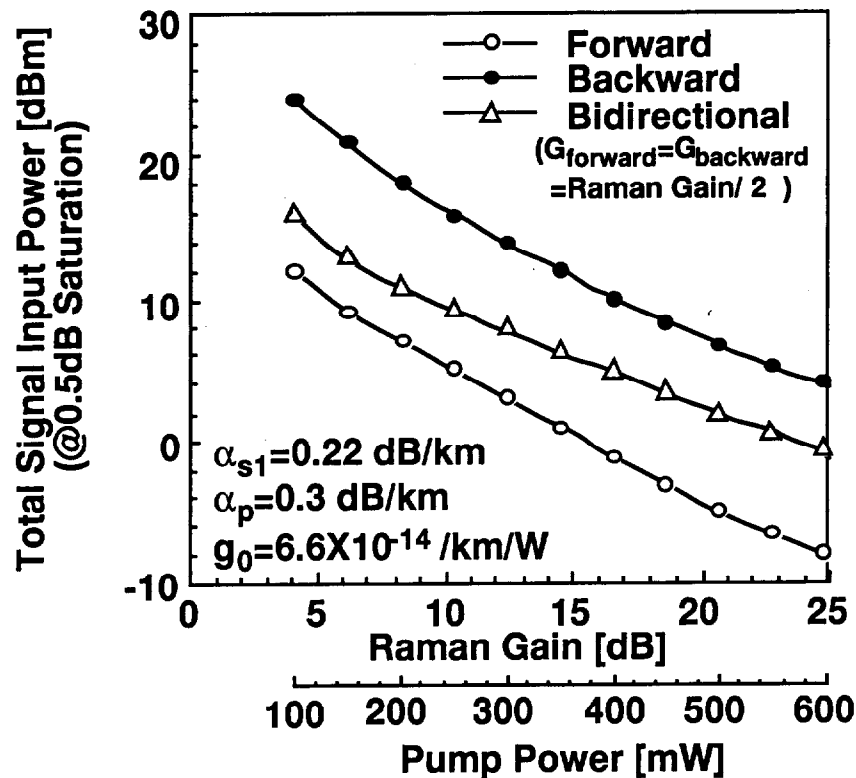


図3. 2 ポンプディプレッションによって分布ラマン増幅利得が0.5 dB減少する信号光入力

図3. 2では、双方向励起については前方励起によるラマン利得と後方励起によるラマン利得が等しい場合について計算を行った。すなわち、前方励起と後方励起それぞれの励起光パワーは等しいとした。たとえば、ラマン利得が20 dBであるとき、前方励起と後方励起によるラマン利得はともに10 dBである。

本章で提案する解析手法においては、図3. 2によって入力信号光パワーを規定することとした。たとえば、双方向励起による利得を20.0dBとしたとき、ポンプディプレッションの影響をさけるには入力信号光パワーを1.0 dBm以下と

しなければならない。ここで述べた解析は"1波"をファイバに入力した場合についての解析であるが、WDM 伝送の場合はトータルの信号光パワーに対して本図を適用すればよい。WDM 伝送においてはポンプデプレッションにより、ラマンクロストークが生じることが知られているが、図3. 2により入力パワーを規定することにより、励起光と信号光のインターアクションを無視することが可能となる。

3. 2. 2 ファイバ内信号分布と等価ファイバ損失

前方励起により分布ラマン増幅を行った場合の信号光パワーは、ポンプデプレッションが無視できるとき、次式で表わされる[6,7]

$$P_{sig}(Z) = P_{sig}(0) \cdot \exp \left\{ -\alpha_s Z + \frac{K}{L_{eff}} \ln(G_{forward}) \cdot \frac{1 - e^{-\alpha_p Z}}{\alpha_p} \right\} \quad (3-9)$$

ここで、Zはファイバの伝搬距離であり、 $P_{sig}(Z)$ 、 $P_{sig}(0)$ はそれぞれファイバ内の信号光パワーと入力信号光パワーである。 α_s 、 α_p はそれぞれ信号光およびポンプ光に対するファイバ損失である。 L_{eff} はEffective Lengthであり、中継距離がLであるとき次式で表わされる。

$$L_{eff} = \frac{1 - \exp(-\alpha_p L)}{\alpha_p} \quad (3-10)$$

また、 $G_{forward}$ は前方励起におけるラマン増幅利得であり、(3-6)式で示したようにラマン増幅を用いない場合と用いた場合とにおけるファイバ出力 $P_{sig}(L)$ の比で表わされる。

一方、後方励起を行った場合の信号パワーは、次式で表わされる。

$$P_{sig}(Z) = P_{sig}(0) \cdot \exp \left\{ -\alpha_s Z + \frac{K}{L_{eff}} \ln(G_{backward}) \cdot \frac{e^{-\alpha_p(L-Z)} - e^{-\alpha_p Z}}{\alpha_p} \right\} \quad (3-11)$$

ただし、 $G_{backward}$ は後方励起におけるラマン増幅利得であり、(3-6)式で示したようにラマン増幅を用いない場合と用いた場合とのファイバ出力 $P_{sig}(L)$ の比で表わされる。したがって、前方と後方励起の両方を用いた場合のファイバ内信号分布は、(3-9)式と(3-11)式より次式で表わされる。

$$P_{sig}(Z) = P_{sig}(0) \cdot \exp \left[-\alpha_s Z + \frac{K}{L_{eff}} \left\{ \ln(G_{forward}) \cdot \frac{1 - e^{-\alpha_p Z}}{\alpha_p} + \ln(G_{backward}) \cdot \frac{e^{-\alpha_p(L-Z)} - e^{-\alpha_p Z}}{\alpha_p} \right\} \right] \quad (3-12)$$

図3. 3に分布ラマン増幅を用いたときのファイバ内信号分布の一例を示す。ファイバ出力におけるパワーが一致するように増幅利得に応じて入力パワーを定めた。前方および後方励起における増幅利得はそれぞれ10dBとした。これより、分布ラマン増幅によってファイバ内パワー分布を小さくできることがわかる。また、前方励起に比較して後方励起の方が、パワー分布が小さいことがわかる。さらに、双方向励を用いた場合、ファイバ内パワー分布はほぼ一定とすることができ、最も非線形効果の低減が期待できる。

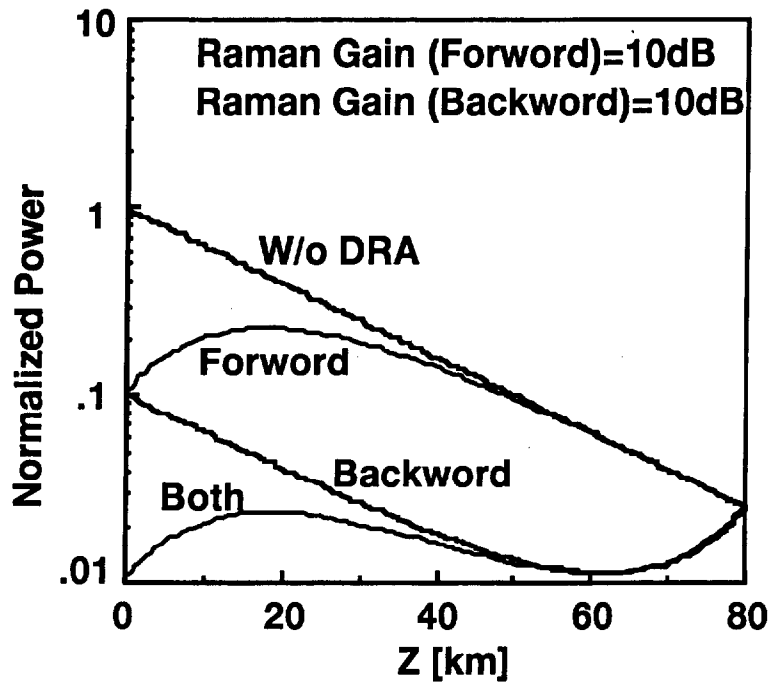


図3. 3 ラマン分布増幅を用いたときのファイバ内信号光パワー分布

ここで、次式を考える。

$$\alpha_{eq}(Z) = - \frac{P_{sig}(Z)}{dZ} \quad (3-13)$$

(3-13) 式に (3-12) 式を代入すると次式が得られる。

$$\alpha_{eq}(Z) = \alpha_s - \frac{K}{L_{eff}} \{ \ln(G_{forward}) \cdot e^{-\alpha_p Z} + \ln(G_{backward}) \cdot e^{-\alpha_p (L-Z)} \} \quad (3-14)$$

(3-14) 式は、分布ラマン増幅を用いた場合の信号光に対するファイバの

等価損失を表わしていると考えることができる。

図3. 4に(3-14)式で定義した等価ファイバ損失の計算結果を示す。ただし、分布ラマン増幅を用いないときの信号光損失は0.20dB/kmとした。等価損失がNegativeのときは信号が伝搬とともに増加することを意味している。分布ラマン増幅を用いない場合は、損失が一定であるのに対して、前方励起はファイバ入力部においては信号が増幅することとなり、非線形効果を考慮した入力パワーの設定が特に重要となる。また、後方励起においては、ファイバ入力部においては、ラマン増幅を用いない場合と同様の損失であるが伝搬するに従い等価損失は減少し、出力端では損失がNegativeとなる。双方励起の場合は、ファイバ入力および出力端の双方において信号光が増幅されることとなる。

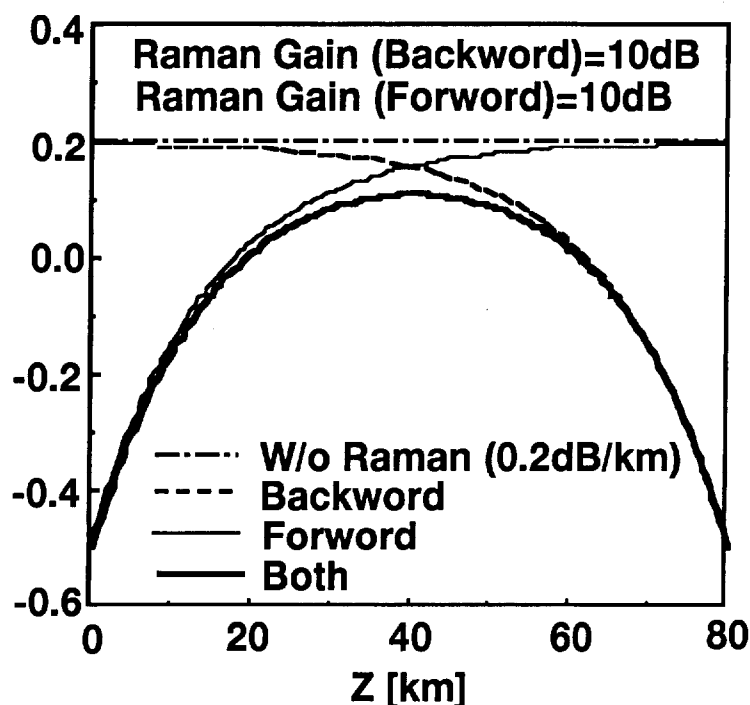


図3. 4 ラマン分布増幅を用いたときの光ファイバ等価損失

3. 2. 3 ラマン増幅雑音と EDFA 雑音電力の比較

前節においては、非線形効果抑圧の観点からは後方励起の方が前方励起より有利であることを述べた。本節では、分布ラマン増幅における雑音特性について考える。

双方向励起を適用した分布ラマン増幅における Amplified Spontaneous Emission (ASE) の単位周波数あたりの光子数を $N_{\text{noise}}(Z)$ とすると、 $N_{\text{noise}}(Z)$ は次式で表わされる[7]。

$$N_{\text{noise}} = \int_0^L r_0(N_{\text{pf}}(Z) + N_{\text{pb}}(Z)) \exp \left[\alpha_{s1}(Z-L) + \int_Y^L r_0(N_{\text{pf}}(y) + N_{\text{pb}}(y)) dy \right] dZ \quad (3-15)$$

ここで、ポンプディプレッションが無視できる場合、

$$N_{\text{pf}}(Z) = N_{\text{pf}}(0) \exp(-\alpha_p Z), \quad (3-16)$$

$$N_{\text{pb}}(Z) = N_{\text{pb}}(L) \exp(-\alpha_p(L-Z)). \quad (3-17)$$

であるから、

$$N_{\text{noise}} = \int_0^L r_0(N_{\text{pf}}(0) \exp(-\alpha_p Z) + N_{\text{pb}}(L) \exp(-\alpha_p(L-Z))) \cdot \exp \left[\alpha_{s1}(Z-L) + \frac{r_0 N_{\text{pf}}(0)}{\alpha_p} (e^{-\alpha_p Z} - e^{-\alpha_p L}) + \frac{r_0 N_{\text{pb}}(L)}{\alpha_p} (1 - e^{-\alpha_p(L-Z)}) \right] dZ \quad (3-18)$$

と書ける。さらに、ラマン利得と励起光光子数とは次式のような関係がある[6]。

$$\ln G_{\text{forward}} = \frac{r_0 N_{\text{pf}}(0) L_{\text{eff}}}{K}, \quad (3-19)$$

$$\ln G_{\text{backward}} = \frac{r_0 N_{\text{pb}}(L) L_{\text{eff}}}{K}. \quad (3-20)$$

さらに、ASE 雑音電力を $P_{\text{noise}}(Z)$ とすると、 $P_{\text{noise}}(Z)$ は次式で表わされる。

$$P_{\text{noise}}(L) = h\nu_s \Delta\nu N_{\text{noise}}(L). \quad (3-21)$$

ここで、 h はプランク定数、 ν_s は信号光周波数、 $\Delta\nu$ は雑音光帯域幅である。したがって、ASE 雑音パワーは分布ラマン利得を用いて次式のように書くことができる。

$$P_{\text{noise}}(L) = h\nu_s \Delta\nu \int_0^L \left(\frac{K \ln(G_{\text{forward}})}{L_{\text{eff}}} \exp(-\alpha_p Z) + \frac{K \ln(G_{\text{backward}})}{L_{\text{eff}}} \exp(-\alpha_p(L-Z)) \right) \cdot \exp \left[\alpha_{s1}(Z-L) + \frac{K \cdot \ln(G_{\text{forward}})}{\alpha_p L_{\text{eff}}} (e^{-\alpha_p Z} - e^{-\alpha_p L}) + \frac{K \cdot \ln(G_{\text{backward}})}{\alpha_p L_{\text{eff}}} (1 - e^{-\alpha_p(L-Z)}) \right] dZ$$

(3-22)

前方励起のみを行ったときの雑音電力は(3-22)式において、 $G_{\text{backward}}=0$ とすることにより、後方励起のみを行ったときの雑音電力は $G_{\text{forward}}=0$ とすることにより求めることができる。

一方、EDFA における ASE 雑音電力は次式で表わされる。

$$N_{\text{EDFA}} = h\nu_s n_{\text{sp}} (G_L - 1) \Delta\nu \quad (3-23)$$

ここで、 n_{sp} は誘導放出係数、 G_L は利得である。

図3. 5 にラマン増幅および EDFA の雑音特性を示す。これより、前方励起における ASE 雑音は、EDFA に比較して 15dB 以上小さいことがわかる。また、前方励起に比較して後方励起における雑音電力が 10dB あまり大きく、雑音特性の観点からは前方励起の方が有利である。しかしながら、たとえば利得 10dB において、後方励起を行ったラマン分布増幅の ASE 雑音は、EDFA の ASE 雑音に比較して 7dB 程度低いことがわかる。したがって、ラマン分布増幅を用いて、その利得分だけ、EDFA の利得を低減すれば、たとえ後方励起を用いたとしても EDFA のみを用いた場合に比較して雑音特性の改善が期待できる。

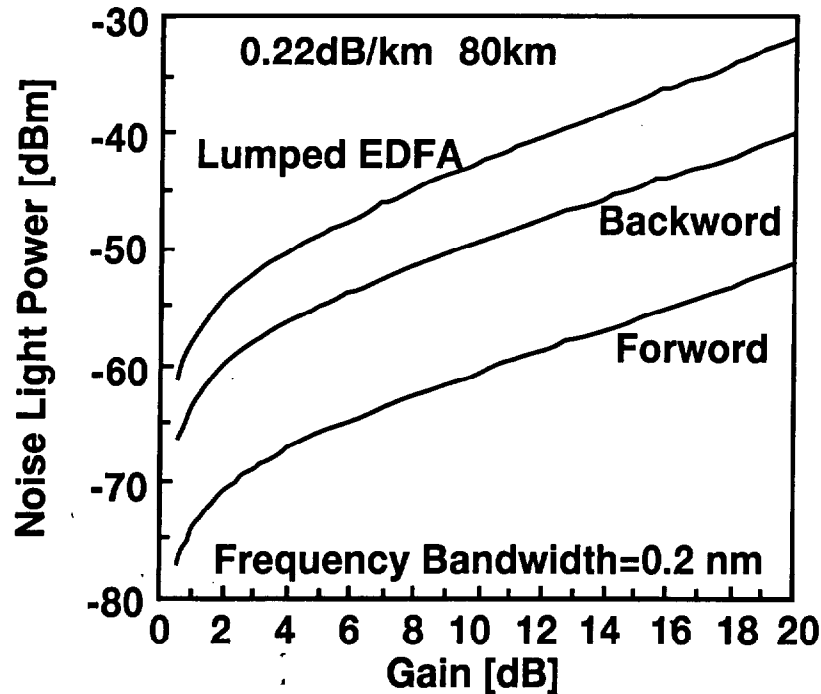


図3. 5 分布ラマン増幅および EDFA の雑音特性の比較

3. 2. 4 伝送後誤り率の計算

一般に、光ファイバ中を伝搬する光信号の電界は次に示すシュレディンガー方程式で表わされる[8]。

$$j\frac{\partial A}{\partial z} - \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} - j\frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A}{\partial T^3} + \gamma |A|^2 A = -j\frac{\alpha}{2} \quad (3-24)$$

伝送後の復調波形は、上式をスプリット・ステップ・フーリエ (SSF) 法を用いて数値解析的に解くことで得られる。ここで、 α は信号光に対するファイバ損失である。 A は波長多重された信号電界の振幅を表わし、一般には複素数である。ラマン分布増幅を用いたハイブリット伝送系における伝送後の復調アイパタンを求めるには、(3-24) 式に含まれる α の代わりに (3-14) 式に示される等価ファイバ損失を用いた式、すなわち、

$$j\frac{\partial A}{\partial z} - \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} - j\frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A}{\partial T^3} + \gamma |A|^2 A = -j\frac{\alpha_{eq}}{2} \quad (3-25)$$

に対して、信号帯域のみにおいて SSF 法を適用することによって求めることができる。ここで、

$$\gamma = \frac{\omega n_2}{c A_{eff}} \quad (3-26)$$

であり、本論文においては波長による依存性はないものとして計算した。シミュレーションにおいては、非線形定数 $n_2 = 2.7 \times 10^{-20}$ [W/A]、光ファイバ実効断面積 $A_{eff} = 50 [\mu m^2]$ を用いた。各チャネルはそれぞれ異なる 64 ビットの NRZ 信号でそれぞれ強度変調されているとた。また、EDFA の NF は 6.0dB とし、送信側の POST アンプへの入力は -15dBm/CH とした。このとき、誤り率は次式で計算できる[9]。

$$BER = \frac{1}{64} \sum_{i=1}^{64} \operatorname{erfc} \left(\frac{|v_i - v_{th}|}{\sigma_k} \right) \quad (3-27)$$

ここで、 v_i ($i=1,0$)、 v_{th} はそれぞれ復調されたマークとスペースに対応した出力電圧としきい値電圧である。また、 σ_i ($i=1,0$) はマークとスペースに対応し

た雑音電力である σ_1 、 σ_0 はそれぞれ次式で表わされる。

$$\sigma_1 = \sqrt{n_s^2 + n_{sp}^2 + n_{si_sp}^2 + n_{sp_sp}^2 + n_{th}^2} \quad (\text{マーク}) \quad , \quad (3-28)$$

$$\sigma_0 = \sqrt{n_{sp}^2 + n_{sp_sp}^2 + n_{th}^2} \quad (\text{スペース}) \quad . \quad (3-29)$$

ただし、

$$R = \frac{\eta e}{h\nu_s} \quad (3-30)$$

$$n_s^2 = 2.0eR\delta P_s b_e \quad (3-31)$$

$$n_{sp}^2 = 2.0eR\delta \frac{N_{ASE}}{\Delta\nu} b_e \quad (3-32)$$

$$n_{si_sp}^2 = 4.0R^2\delta^2 \frac{N_{ASE}}{\Delta\nu} P_s b_e \quad (3-33)$$

$$n_{sp_sp}^2 = 4.0 \left(R\delta \frac{N_{ASE}}{\Delta\nu} \right)^2 b_e \Delta\nu \quad (3-34)$$

$$n_{th}^2 = (20 \times 10^{-12})^2 b_e \quad (3-35)$$

ここで、 δ は分波器損失、 b_e は受信回路におけるベースバンドフィルタの帯域幅、 P_s は受信側に置かれた前置光増器出力にける信号光電力である。また、 N_{ASE} は EDFA と分布ラマン増幅によって生じた全 ASE 雑音電力である。(3-31) 式は、信号光によるショット雑音電力、(3-32) 式は ASE 雑音によるショット雑音電力、(3-33) 式は ASE と信号光によるビート雑音電力、(3-34) 式は ASE 同志によるビート雑音電力、(3-35) 式は光受信回路における熱雑音電力を表わしている。

EDFA とラマン増幅の双方を用いたハイブリッド伝送系においては、線形中継器の利得は次式が成立するように定める。

$$G_L = \frac{L_{span}}{G_{forward} \cdot G_{backward}} \quad (3-36)$$

ここで、 L_{span} は中継区間の伝送損失である。したがって、分布ラマン増幅と従来の集中型 EDFA を用いたハイブリッド伝送系において、多中継伝送後の前置増幅器出力における ASE 雑音は、次式となる。

$$N_{ASE} = \left\{ h\nu_s n_{sp} (G_{post} - 1) \Delta\nu + (M-1) h\nu_s n_{sp} (G_L - 1) \Delta\nu \right\} \frac{G_{pre}}{G_L} + h\nu_s n_{sp} (G_{pre} - 1) \Delta\nu + M P_{noise} G_{pre} \quad (3-37)$$

伝送後の光 SN はこの (3-37) 式および (3-38) 式より求めることができる。

3. 3 シミュレーション結果

3. 3. 1 長波長帯における伝送距離限界

本論文では、異なる入力信号光パワーに対して各スパン伝送後の誤り率とアイパタン開口度を計算した。そして、誤り率 10^{-12} 以下を達成できる伝送距離とアイ開口劣化が 1.0dB となる伝送距離とを比較して、短い方をその信号光入力における伝送限界とした。長波長帯における光ファイバの波長分散値は $+2.5\text{ps}/(\text{km}\cdot\text{nm})$ とし、分散スロープは $0.07\text{ps}/(\text{km}\cdot\text{nm})^2$ とし、伝送路の波長分散値は受信側で一括で補償することとした。分散補償には、分散スロープまでも含めて補償できる理想的分散補償器を仮定し、補償量は伝送線路の分散量と等しいとした。また、中継間隔は 80km、スパンロス は 22dB とした。ただし、復調波形を求める SSF 法による計算においては、信号光におけるファイバ損失を $0.22\text{dB}/\text{km}$ 、励起光のファイバ伝送損失を $0.3\text{dB}/\text{km}$ とした。伝送速度は、10Gb/s であり、チャンネル数およびチャンネル間隔はそれぞれ 32、50GHz である。

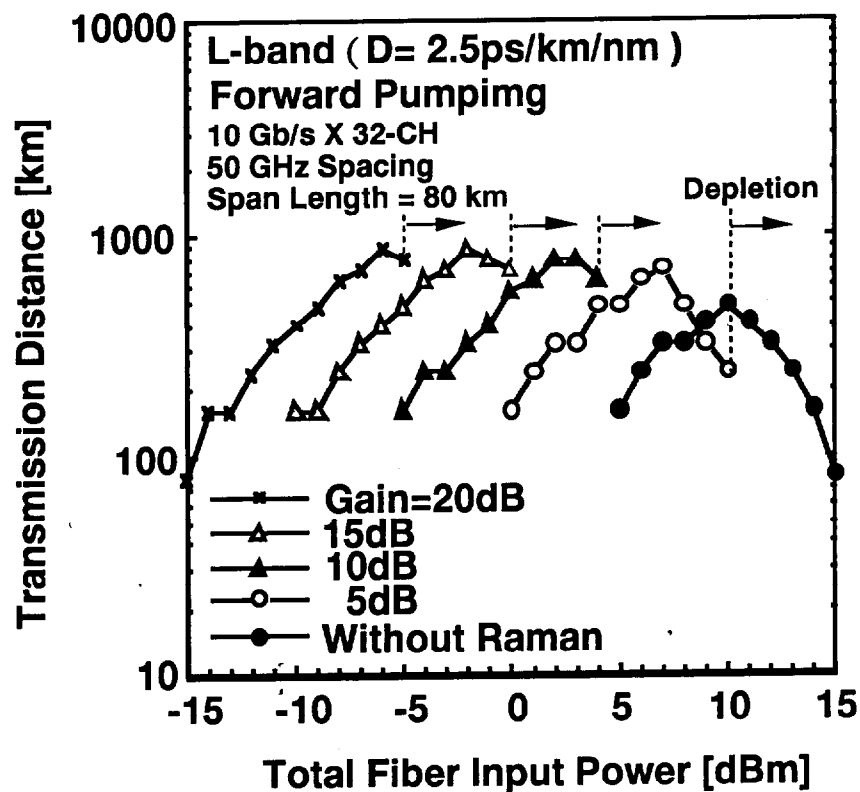


図 3. 6 前方励起を用いたラマン分布増幅による中継伝送距離の改善

図3. 6に前方励起を行ったときのファイバ入力に対する伝送距離の計算結果を示す。計算におけるファイバ入力信号光電力の上限は図3. 2によって規定した。図3. 6より、前方励起においては、分布ラマン増幅利得を増加させても達成伝送距離の改善は小さく、同じ伝送距離を与える入力パワーが小さくなって行くことが分かる。これは、分布ラマン利得の増加によって、ファイバ入力端における信号光電力が増加し波形歪が増加するとともに、トータルのASE雑音量が減少するためである。ASE雑音量がラマン利得の増加とともに減少するのは、図3. 5に示したように前方励起によるラマン増幅によって発生するASE雑音はEDFAに比較して無視でき、またEDFAの利得を(3-35)式によって定めているためである。

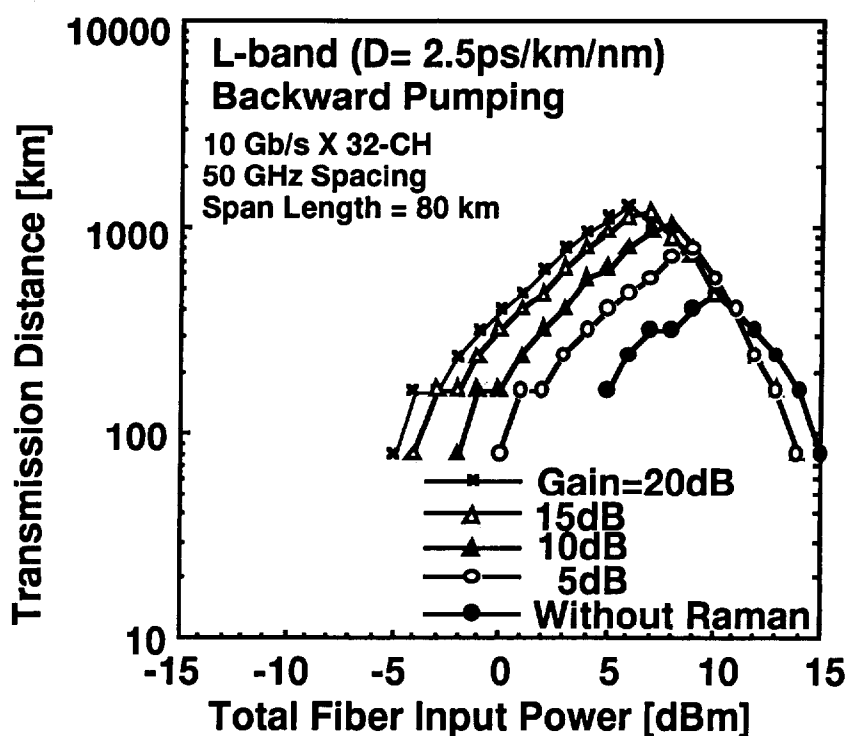


図3. 7. 後方励起を用いたラマン分布増幅による中継伝送距離の改善

図3: 7に、後方励起を行った場合のファイバ入力に対する伝送距離を示す。図3. 7より、ラマン利得を増加させるにつれて、すなわちEDFAの利得を下げるに従い、伝送距離が改善されることがわかる。例えば、ラマン増幅を用いない場合の伝送距離が480kmであるのに対して、ラマン利得が10dBのときはトータル入力が8dBmにおいて伝送距離が1040kmまで改善されることがわかる。いずれのラマン利得においても、最大伝送距離を与える最適入力パワーより低

い入力パワーの領域においては、伝送距離は入力パワーに比例して増加していることがわかる。これは、最適入力パワーより低い入力パワーの領域においては SN 比によって伝送距離が制限されているためである。また、最適入力パワーより大きい入力パワー領域においては、伝送距離は Cross-phase-modulation(CPM)あるいは FWM によって制限されていると考えられる。この領域においては、ラマンゲインを上げても伝送距離の改善が見られないことがわかる。たとえばトータル入力パワーが 10dBm のとき、ラマン利得を 5dB から 20dB としても伝送距離の改善は見られない。これは、ファイバ入力端で生じている非線形効果による波形歪によって伝送距離が制限されているためと考えられる。

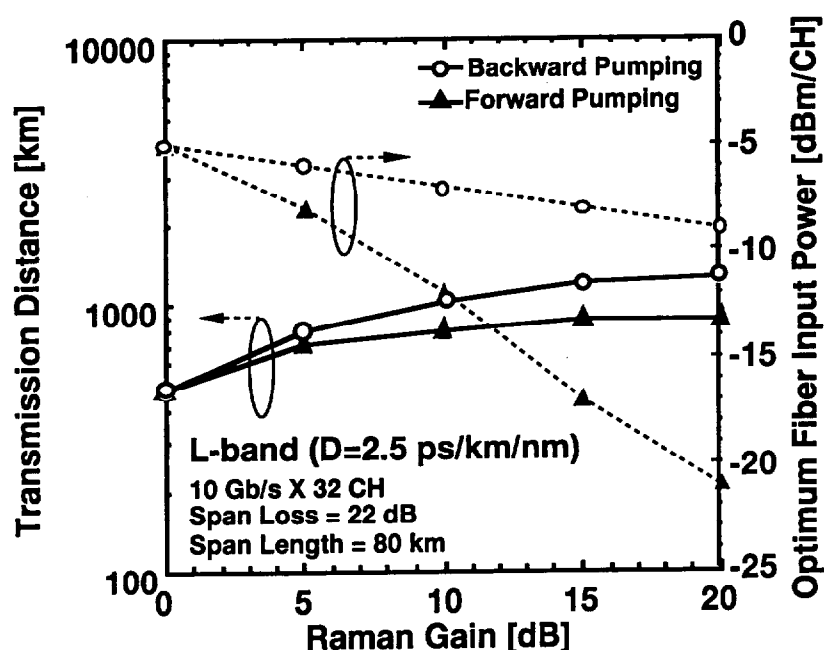


図3. 8 長波長帯におけるラマン分布増幅利得に対する線形中継距離と最適ファイバ入力

図3. 8に、前方励起と後方励起における増幅利得に対する到達伝送距離と最適入力パワーを示す。まず、最適入力パワーについて考える。それぞれの励起方式において、ラマン利得の増加とともに最適入力パワーが小さくなることがわかる。しかしながら、後方励起においては、前方励起の場合に比べてラマン利得を大きくしたときの最適入力パワーの減少分が小さいことがわかる。例えば、後方励起におけるラマン利得を 10dB としたとき伝送距離は、480km から 1040km へと拡張されるが、最適入力パワーは 10dBm から 8dBm と 2dB 程度の減少となる。後方利得の場合は、ラマンゲインを 5dB 上げるごとに、ファイバ入力を 1.0dB 落とせばよいことがわかる。一方、前方励起における最適入力パワーはラマン利得が 5dB 増加するごとに 4dB ずつ小さくなることがわかる。す

なわち、前方励起においてはラマン利得の増加にはほぼ半比例して入力パワーを落とす必要がある。ここで重要なのは、双方とも伝送距離の改善を行うにはラマン利得の増加とともにファイバ入力パワーを落とすことである。

また、後方利得の場合はラマン利得が大きくなるにしたがって、伝送距離の改善が小さくなるのがわかる。これは、ラマン利得が大きくなるにしたがって、ファイバ出力端近傍における信号光パワーが増加し、出力端近傍においてもファイバ非線形効果による劣化が生じるためと考えられる。

3. 3. 2 零分散領域における伝送距離限界

図 3. 9 に、零分散波長域における伝送距離のラマン利得依存性を示す。チャンネル数およびチャンネル間隔はそれぞれ 32、50GHz とした。零分散波長の平均値はチャンネル 16 と 17 の中心にあり、2km のファイバセグメントごとに標準偏差 5.0nm で長手方向に零分散波長がばらついているとした。4 スパン (80 km × 4) の分散分布は、発生確率がガウス分布を持つ乱数を用いて、1000 通りの中から FWM によるダメージが最も大きい分布を解析的[10]に求め、その分布に対して SSF を用いてアイパタンシミュレーションを行った。5 スパン以降はこの分散分布を繰り返すとした。

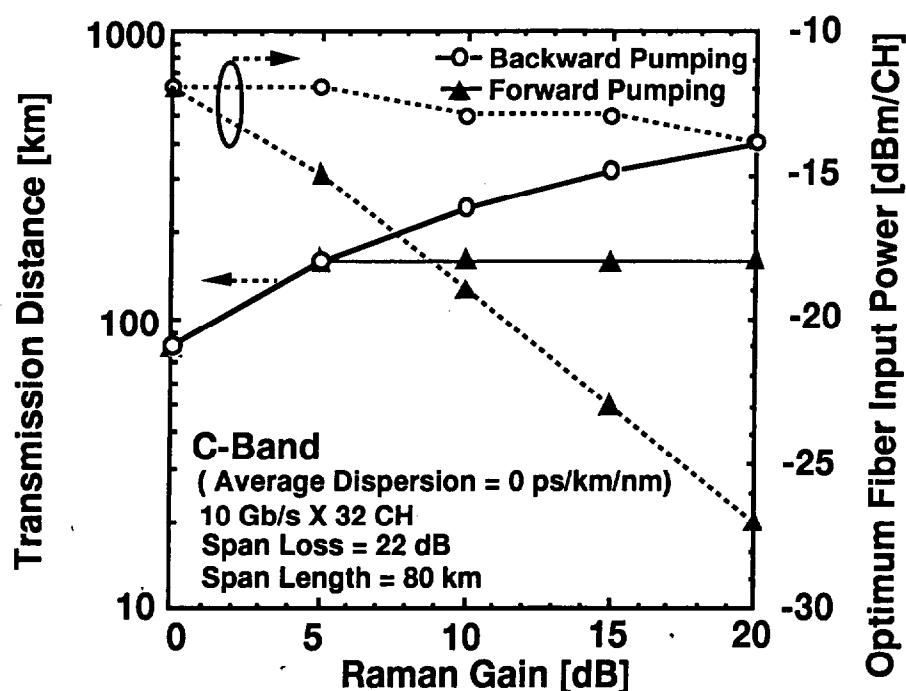


図 3. 9 零分散波長領域におけるラマン分布増幅利得に対する線形中継距離と最適ファイバー入力

図3. 8に比較して明らかなのは、最適入力パワーが長波長帯と比較して低いことである。これは、零分散領域で伝送劣化の主要因である FWM の影響が大きいためである。特に、前方励起を用いた場合、ラマン利得が 5dB を越えるとその FWM の影響で伝送距離の改善がほとんど見られないことがわかる。入力端で信号光パワーが増加する前方励起は零分散領域においては特に不利となる。

後方励起の場合は、入力端での信号パワーの増加がないため、ファイバ入力低減すれば伝送距離が拡大されることがわかる。ラマン増幅を用いない場合の伝送距離がただか 1 スパン程度であることを考えると零分散領域におけるラマン増幅のメリットは非常に大きいといえる。後方励起の場合は、長波長帯と同様にラマン増幅利得を上げたときの最低入力パワーの変化が最も小さく、ラマン利得 10dB に対して 1.0dB 程度である。

3. 3. 3 双方向励起を用いたとき伝送距離限界

本項では双方向励起を行ったときの伝送距離の拡大について議論する。図3. 8に示したように、長波長帯においては後方励起を行った場合、ラマン利得が 15dB を越えると伝送距離の改善が小さい。したがって、双方向励起による伝送特性の改善を評価するため、後方励起によるラマン利得を 15dB に固定し、前方励起によるラマン利得を可変として伝送距離を計算することとする。伝送距離の計算結果を図3. 10に示す。

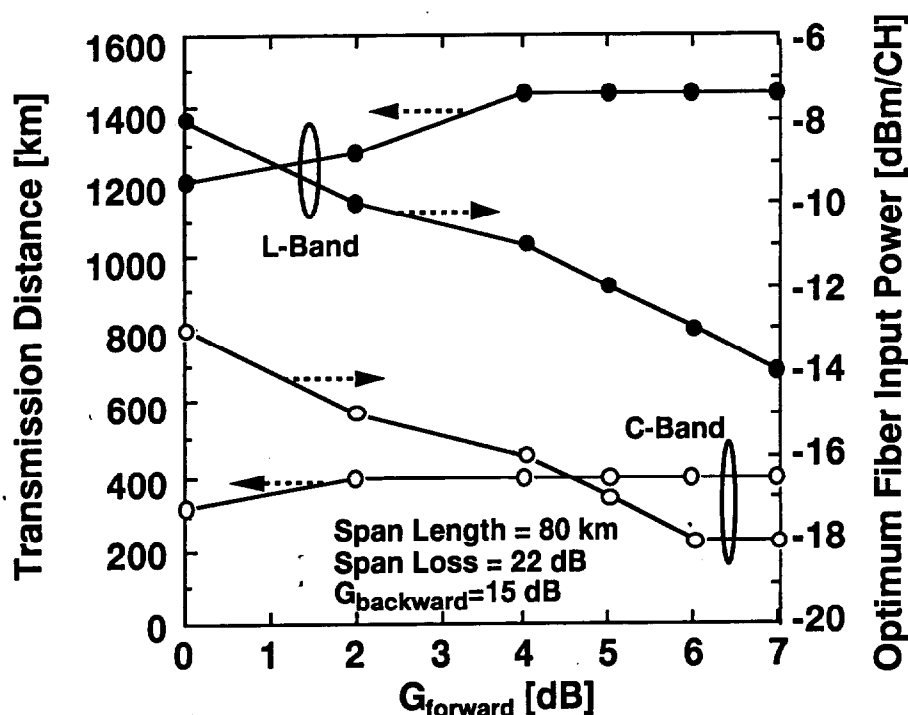


図3. 10 双方向励起による伝送距離の改善

零分散領域である C-Band では、前方励起によるラマン利得が 2dB を越えると、また長波長領域である L-Band では 4dB を越えると伝送距離の改善は見られなくなることがわかる。また、零分散領域においては、後方励起から双方励起とすることで改善される伝送距離はただか 1 スパンである。一方、長波長帯においては 3 スパンが改善される。本計算においては、いずれもアイ開口劣化すなわちファイバ非線形効果によって伝送距離が制限されている。これは、前方励起によってファイバ入力端における信号光パワーが増加するためと考えられる。前方励起によるラマン利得の増加とともに最適ファイバ入力パワーが減少するものこのためである。長波長帯においては双方向による伝送距離の改善が認められ、双方向励起が最も有利な励起方式と考えられる。また、図 3. 10 に示した前方励起のラマン利得に対する伝送距離の計算結果から、双方向励起におけるラマン利得は前方 5dB、後方 15dB を例として計算を行うこととする。

3. 3. 4 伝送距離限界のチャンネル数依存性に対する考察

ここで、チャンネル増設性について考える。WDM システムの場合、必要となる伝送容量に応じてチャンネル数を増設することが考えられる。ラマン増幅を用いることでファイバ入力を小さくすれば、非線形効果の影響が低減できるため、チャンネル数増加に伴う伝送特性劣化も低減できると考えられる。

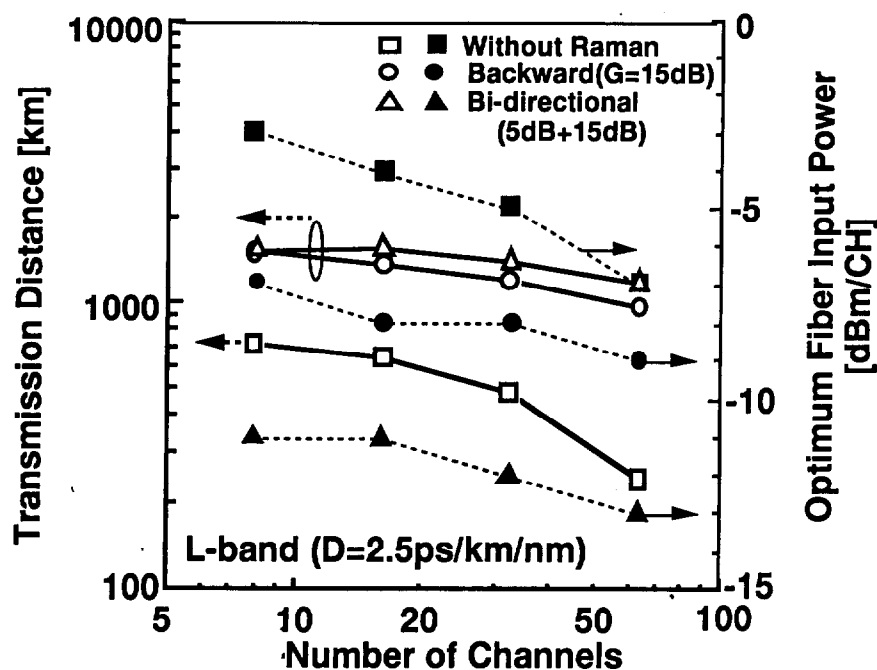


図 3. 1 1 長波長領域における伝送距離および最適入力パワーのチャンネル数依存性

図3. 1 1に長波長帯における伝送距離のチャンネル数依存性を示す。ラマン増幅を用いない場合、チャンネル数の増加により伝送距離は大きく減少し、64チャンネルにおいては240kmと16チャンネルの場合の伝送距離の半分以上となる。それに対して、後方励起を行いラマン利得を15dBとしたときの伝送距離は64CHにおいても960kmまで伝送可能である。さらに5dBの前方励起を行って双方向励起とした場合、64チャンネルにおいても1200kmの伝送が可能である。これは、分布ラマン増幅を用いない8チャンネルのシステムの伝送距離より大きな伝送距離である。したがって、分布ラマン増幅を用いることでチャンネル増設による伝送距離の低減を抑えることができ、フレキシブルな伝送システムが構築できると期待される。

図3. 1 2に零分散領域における伝送距離のチャンネル数依存性について示す。双方励起および後方励起を用うことで、64チャンネルにおいてそれぞれ320kmの伝送が可能となることがわかる。分布ラマン増幅を用いない場合の32チャンネルにおける伝送距離がたかだか80kmであるから、零分散領域においてラマン分布増幅を用いるメリットは大きいといえる。

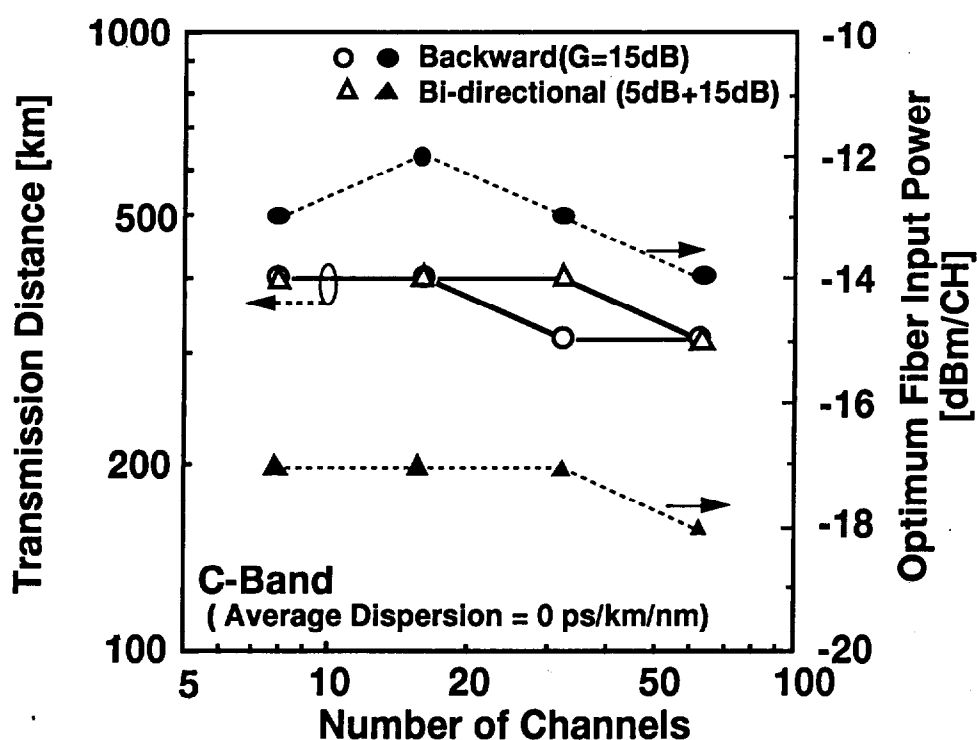


図3. 1 2 零分散領域における伝送距離および最適入力パワーのチャンネル数依存性

3. 4. 光 ADM ノードを用いた多中継伝送系における伝達限界

前章では、Point-to-point の伝送システムについて述べた。本節では、線形中継器の代わりに図 3. 1 3 に示すような光 ADM ノードを用いたときの伝達限界について考える。ここで、AWG とは Arrayed waveguide grating を意味する。ファイバを伝送された WDM 信号は、前置増幅器によって増幅され、AWG によって分波される。波長ごとに分波された信号は、必要に応じて光スイッチによって分岐され受信回路で受信される。その後、同じ波長をもつ光信号が挿入される。また、分岐する必要のない光信号はそのまま光スイッチを通過した後、AWG によって合波される。

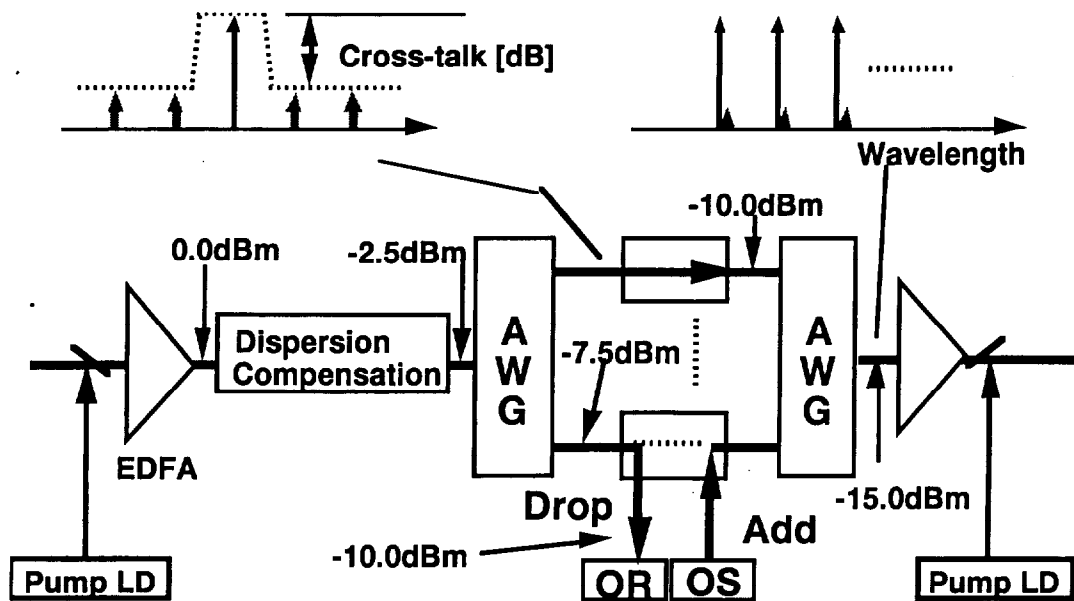


図 3. 1 3 光分岐・挿入ノード構成の一例

3. 4. 1 伝送距離限界の計算方法

分波および合波用 AWG の光領域におけるクロストークを CT_{AWG} 、また分岐挿入スイッチのクロストークを CT_{sw} とおくと、受信後のコヒーレントクロストークに起因した雑音電力は次式で表わされる[4]。

$$n_{ct}^2 = (RSP_s)^2 \{ 2.0CT_{sw} + CT_{AWG}^2(N-1)(M-1) \}. \quad (3-39)$$

ここで、 N はチャンネル数、 M は伝達されるスパン数である。このとき、マークに対応した雑音電力は (3-39) 式で表わされる雑音が加わり次式となる。

$$\sigma_1 = \sqrt{n_s^2 + n_{sp}^2 + n_{si_sp}^2 + n_{sp_sp}^2 + n_{CT}^2 + n_{th}^2} \quad (3-40)$$

また、光 ADM ノードにおいては、用いられる光合分波器と光スイッチの損失を補償するため、ノードに含まれる光増幅器の利得が増加する。その結果、線形中継器の場合よりも、ノードで発生する ASE 雑音電力が増加する。

これらの、 CT_{sw} と ASE 雑音電力の増加のために、point-to-point の伝送の場合より伝達距離が制限される。

3. 4. 2 計算結果

図 3. 1 4 に長波長帯における AWG クロストークに対する伝達距離の計算結果を示す。

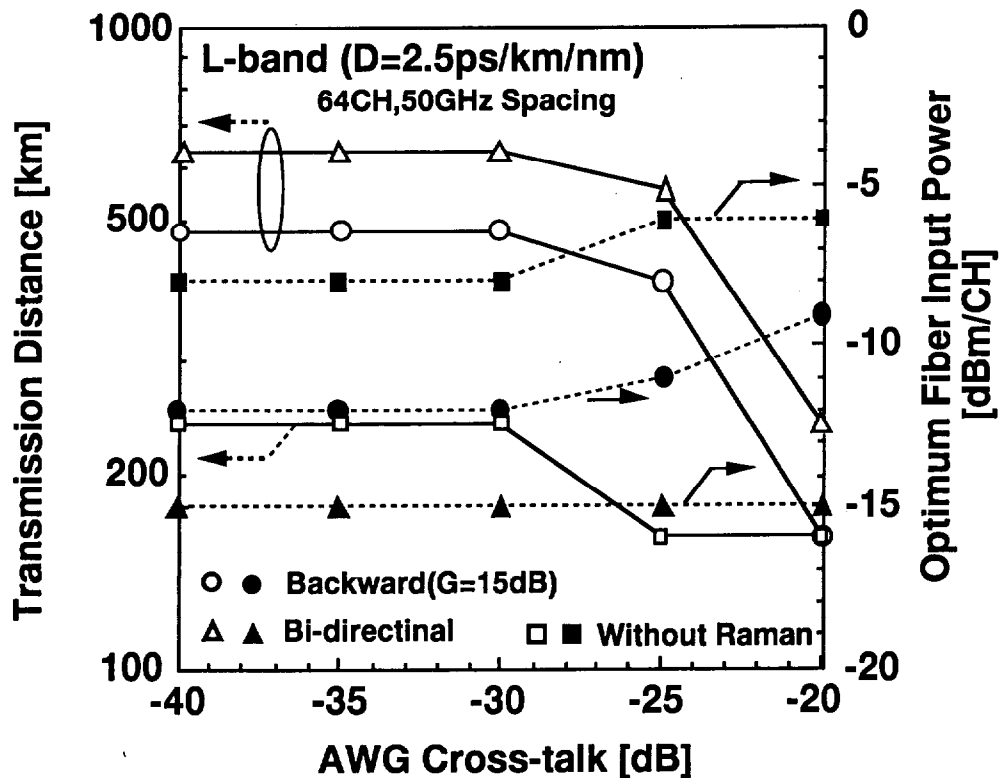


図 3. 1 4 長波長帯における光分岐・挿入ノードによる伝達限界

本計算においては、光受信回路 (OR) 入力 = -10.0dBm、前置増幅器出力 = 0.0dBm、後置光増幅器入力 = -15dBm を仮定した。また、AWG の透過特性は理想的なフラットトップ特性を仮定し、AWG を多段化したときの通過帯域狭窄化の影響は無視した。また、チャンネル数は 64 チャンネルであり、チャンネル間

隔は 50GHz とした。波長分散は、チャンネル 3 2 と 3 3 の中心波長において 2.5 ps/(km・nm) とした。分岐挿入スイッチにおけるクロストークは -40dB を仮定した。

双方向励起 ($G_{\text{forward}}=5\text{dB}$ 、 $G_{\text{backward}}=15\text{dB}$) によるラマン分布増幅を行った場合、640km の伝達距離を確保するには AWG クロストークを -30dB 以下とすることが必要である。後方励起によるラマン利得が 15dB すなわち EDFA の利得を 7dB とした場合、480km の伝送距離を確保するためには、クロストークを -30dB 以下とすることが必要である。また、分布ラマン増幅を用いないとき、クロストークを -30dB 以下とすれば、Point-to-point の伝送距離である 240km と同じ伝達距離を維持できる。一方、クロストークが -25dB 以上では、クロストークによる伝達距離の制限が顕著になることがわかる。

図 3. 1 4 には、各分布ラマン利得における最適入力パワーについても示してある。ラマン増幅を用いない場合と後方励起のみを用いた場合においては、クロストークが -30dB 以上となると SN 劣化のため最適入力パワーが増加していることがわかる。

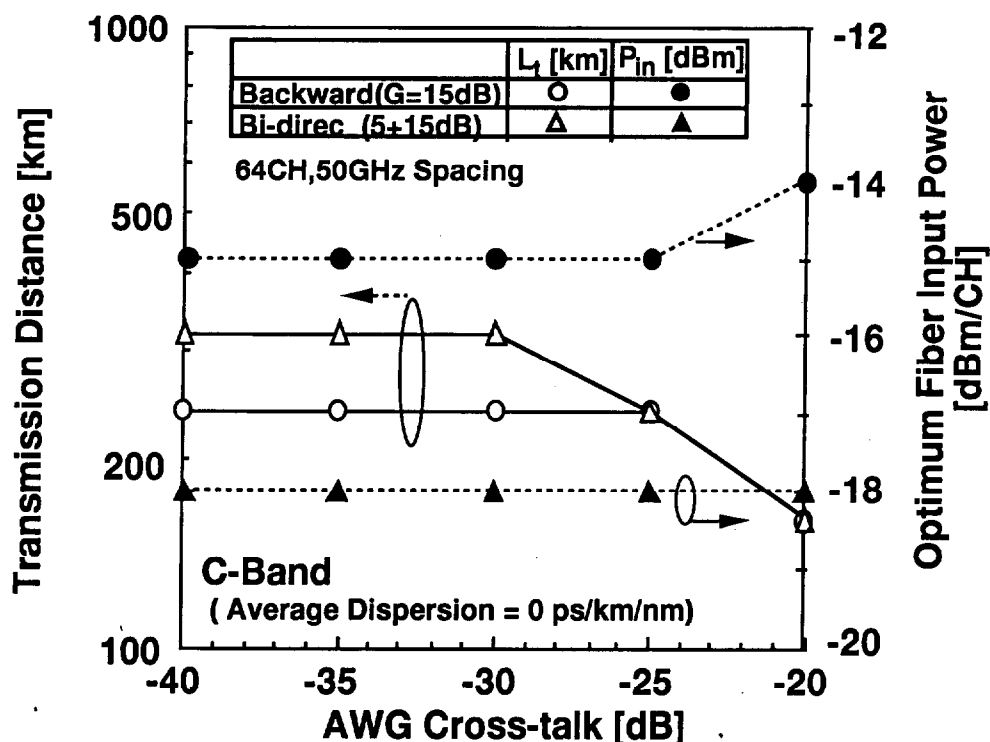


図 3. 1 5 零分散領域における光分岐・挿入ノードによる伝達限界

図 3. 1 5 に零分散領域 (C-Band) における伝達距離を示す。本計算では、Point-to-point の場合と同様、チャンネル 3 2 と 3 3 の中心波長における波長分散の

平均を零とし、光ファイバの長手方向の分散分布は図 3. 10 と同様 1000 通りの中から最悪分散配置を仮定した。これより、双方向励起を行って AWG クロストークを -30dB 以下とすれば、ADM ノードを用いて 320km の伝達が可能であることがわかる。しかしながら、後方励起を用いた場合では AWG クロストークを低減しても 320km の伝達距離を確保できないことがわかる。すなわち、零分散領域においては双方向励起が必要と考えられる。

3. 5 分布ラマン増幅を用いた伝送実験

これまでシミュレーションを用いて、分布ラマン増幅を用いることによる伝送距離の改善について述べた。3. 5 においては、伝送実験によりその有効性を実証する。

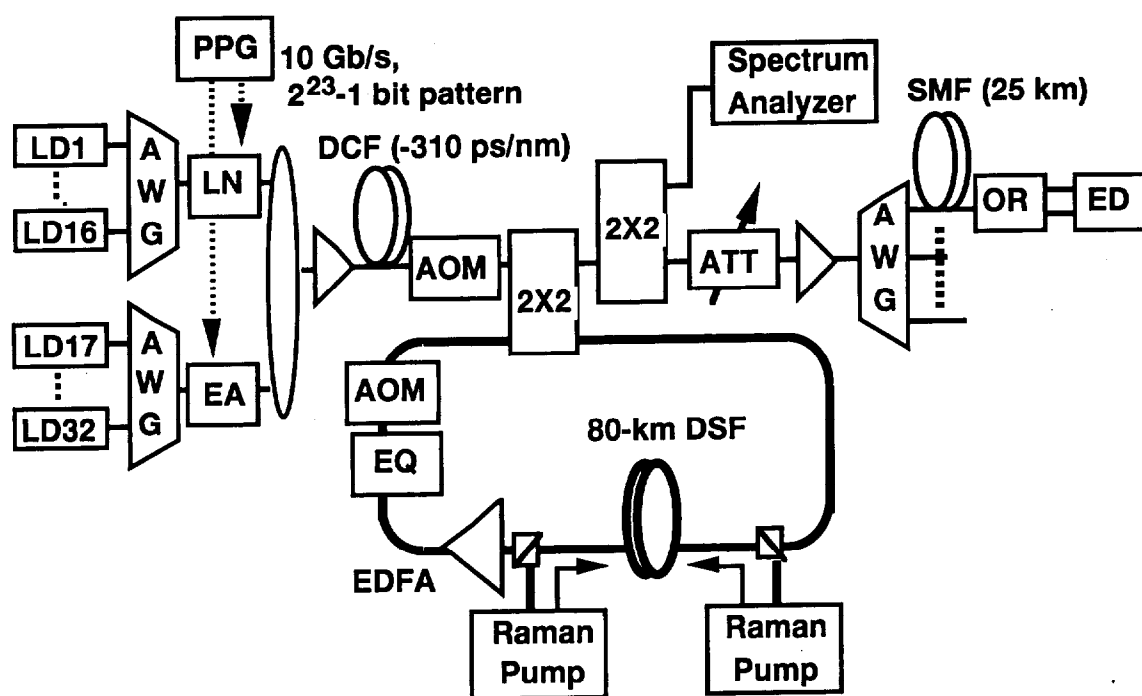


図 3. 16 伝送実験系

図 3. 16 に伝送実験系を示す。50GHz 間隔で等間隔に配置された 32 チャンネルの CW 光を 10Gb/s の $(2^{23}-1)$ 段の疑似ランダムビットパターンで変調する。それらの波長は、 1545.3nm から 1557.8nm の範囲である。16 チャンネルの信号は一つの LiNO_3 (LN) 変調器によって変調され、残りの 16 チャンネルは一つの電界吸収型 (EA) 変調器によって強度変調されている。これらの信号は、AWG によって合波され、チャンネル間の変調信号の相関をなくすため、 -310ps/nm の

波長分散値を持つ分散補償ファイバ (DCF) を通される。次に、これらの WDM 信号は、80km の DSF、従来の”集中型”光増幅器 (Erbium-Doped Fiber Amplifier, EDFA)、分布ラマン増幅を行うための励起光源、開閉スイッチとして用いる AO 変調器 (Acousto-Optic Modulator, AOM) と利得等化器 (Gain Equalizer, EQ) からなる光周回ループへ入射される。光周回ループの合計伝送損失は 31.5dB である。周回ループ内の DSF ファイバへの各チャンネルの入力パワーは、FWM の影響を抑圧するため、-13.0dBm に設定した。DSF における平均零分散波長はチャンネル 14 の波長に等しい (1550.5nm)。-13.0dBm という低いファイバ入力において、必要となる信号対雑音比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR) を確保するため、分布ラマン増幅を適用する。

分布ラマン増幅と集中型 EDFA の利得の波長依存性を図 3. 17 に示す。後方励起と前方励起による分布ラマン利得は、波長 1552.0nm において、それぞれ 15.3dB と 4.3dB である。ファイバ非線形効果を抑圧するには、前方励起より後方励起の方が優れているため、後方励起による利得が支配的となるように利得を設定した。前方励起は、ラマン利得の平坦性を改善する目的にも用いられている。前方励起および後方励起に用いた励起波長はそれぞれ、1450、1465nm である。集中型 EDFA の利得は、ASE 雑音の総量を低減するため、およそ 13.5dB に設定した。

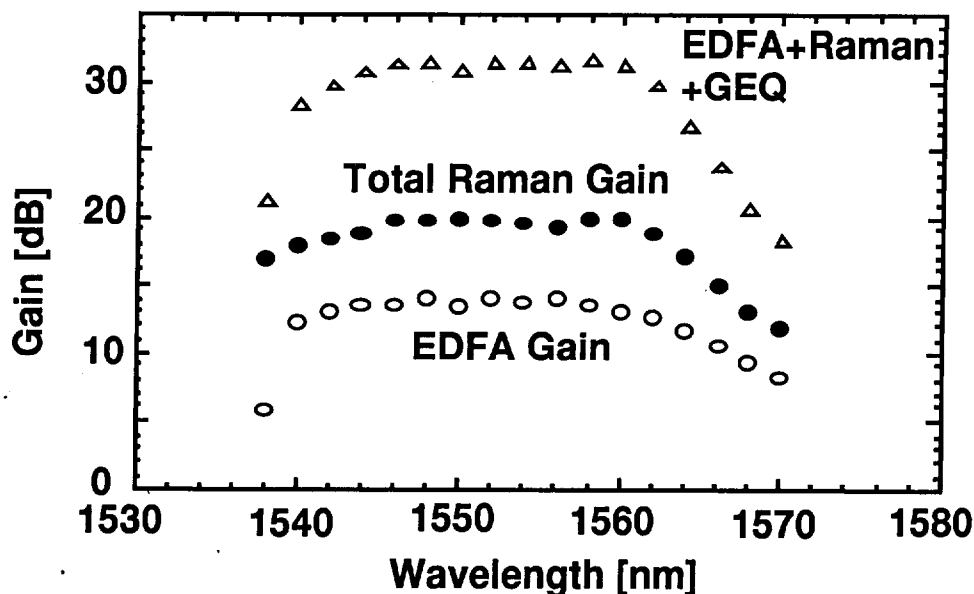


図 3. 17 ラマン分布増幅と集中型 EDFA の利得の波長依存性

図 3. 18 に伝送後のスペクトルを示す。ラマン増幅の励起パワーの最適化と利得等化器によって、640km 伝送後の各チャンネルのパワー偏差は 4.3dB に抑

圧できている。図3. 18はチャンネル16のみを抜いたスペクトルを示している。この図に示されるように、チャンネル16の周波数位置にFWMによって発生する光のパワーは、信号光パワーより17.8dB小さい。そして、光帯域0.1nmにおいて測定した光SNRは最悪チャンネル（チャンネル1）において17.0dBであった。

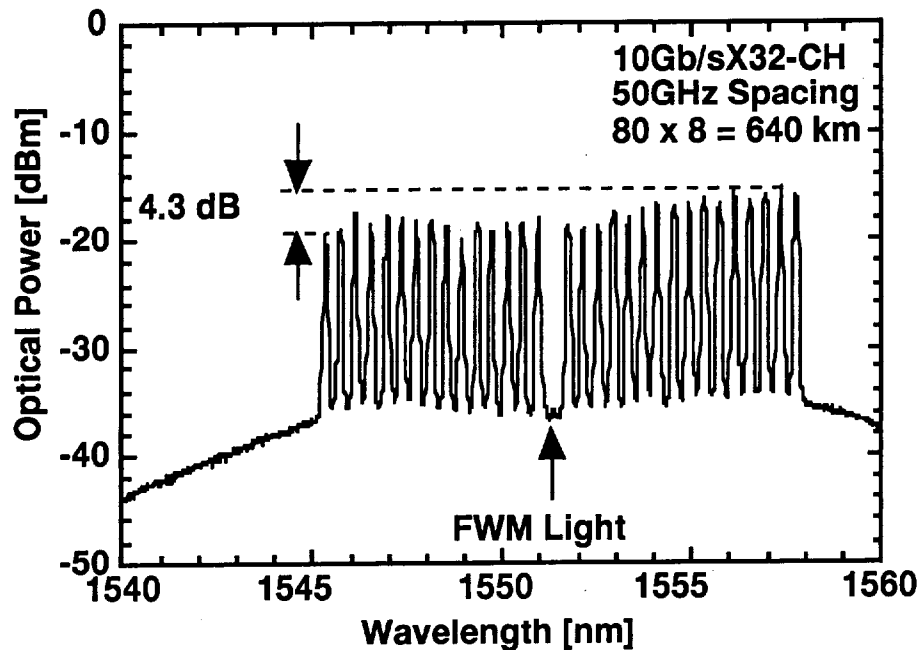
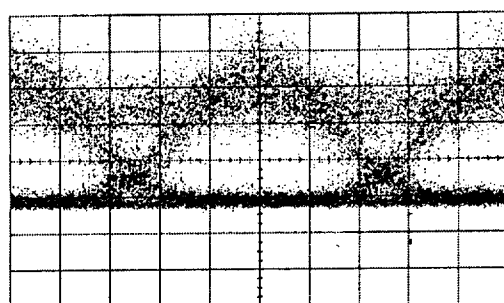
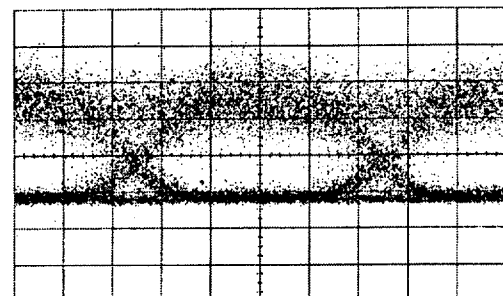


図3. 18 640km 伝送後信号スペクトル

図3. 19は、伝送前と伝送後のチャンネル16の復調アイパタンを示している。LN 変調器と EA 変調器のチャープパラメータは正の値であるから、NRZ (Non Return Zero) パルスは負の波長分散 (-310ps/nm) を持つ分散補償ファイバ (DCF) を用いて圧縮される。DCF の波長分散は受信側において25km の通常シングルモードファイバを用いて補償した。



(a) 伝送前



(b) 640 km 伝送後

図3. 19 チャンネル16の伝送前および640km 伝送後アイパタン

図3. 20は前置増幅器入力において測定された誤り率 (Bit Error Rate、BER) 特性を示している。誤り率 10^{-9} における受信感度は、伝送前、すべてのチャンネルにおいて-36.7dBmであった。640km 伝送後、零分散波長近傍のチャンネル16の受信感度は-29.5dBmであった。一方、零分散波長から遠く離れたチャンネル32の受信感度は-33.4dBmであった。

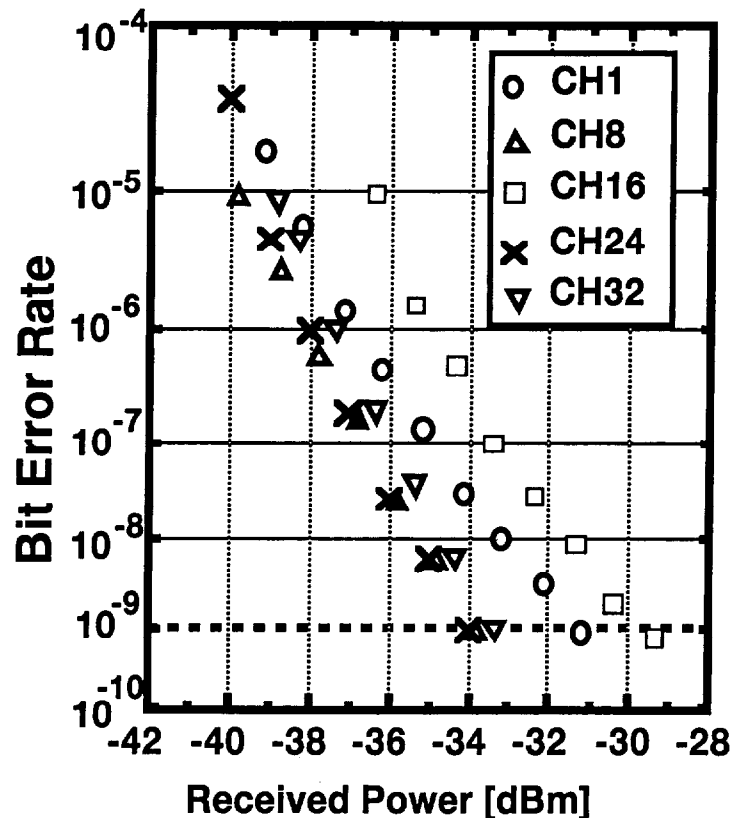


図3. 20 伝送後誤り率特性

図3. 21は各チャンネルの伝送後の誤り率 10^{-9} におけるパワーペナルティーを示している。零分散波長近傍に位置するチャンネル (チャンネル13から17) におけるパワーペナルティーは、四光波混合 (FWM) によって生じたものと考えられる。それに対して、短波長側のチャンネル (チャンネル1から10) で生じているパワーペナルティーは、ASE雑音の蓄積によるものと考えられる。同図に示されるように、FWMによる劣化が大きく見られるのは、平均零分散波長近傍に限られることがわかる。これは、実験に用いた80kmのDSFが、敷設DSFケーブルを模擬するために2kmごとに融着されたものあり、2kmごとに零分散波長が異なっているためと考えられる。

本実験においては、8スパン伝送後すべてのチャンネルにおいて 10^{-9} 以下の

誤り率を達成できた。この結果は、零分散領域における高密度 WDM システムの実現性を示すものである。

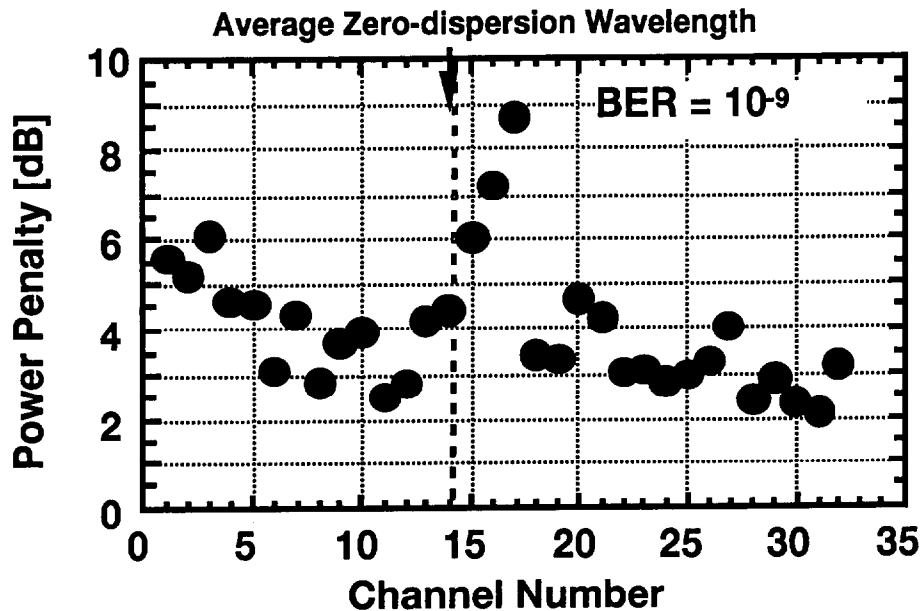


図3. 2.1 各チャネルの伝送後の誤り率 10^{-9} におけるパワーペナルティー

3. 6 まとめ

本論文では、分散シフトファイバと分布ラマン増幅を用いた高密度 WDM 伝送システムの設計手法について述べた。提案した手法は、ファイバ内の信号光パワー分布を考慮し、非線形効果の影響を考慮した。これらの計算結果から、実際の伝送システムでは前方励起より後方励起の方が有利であることがあきらかとなった。また、分布ラマン増幅による $1.55\mu\text{m}$ 帯および $1.58\mu\text{m}$ 帯それぞれにおける伝送距離の拡大と伝送限界について定量的に示した。また、トランスパレントな光 ADM ノードを用いた場合の伝達限界について示した。

さらに、伝送実験により分布ラマン増幅の零分散波長近傍における有効性を実証した。具体的には、50GHz 間隔という高密度に配置された 32 チャネルの信号を伝送速度 10Gb/s で変調し、DSF を用いて中継間隔 80km、8 スパンの伝送実験に成功した。本実験は、零分散近傍における高密度 WDM 伝送の実現性を初めて実証したものである。

文献、

- [1] N. Shibata, R. B. Braun, and R. G. Waarts, " Phase-matching dependence of efficiency of wave generation through four-wave mixing in a single-mode optical fiber, " *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. QE-23, pp.1205-1210,1987.
- [2] F. Forghieri, R. W. Tach, A. R. Chraplyvy, and D. Marcuse, " Reduction of four-wave mixing crosstalk in WDM systems using unequally spaced channels," *IEEE Photon. Technol. Lett.*,vol. 6, No. 6, pp. 754-756, 1994.
- [3]M. Jinno, T.Sakamoto, J. Kani, S. Aisawa, K. Oda, M. Fukui, H. Ono, and K. Oguchi, "1580 nm band, equally-spaced 8 x 10 Gb/s WDM channel transmission over 360 km (3 x 120 km) of dispersion-shifted fiber avoiding FWM impairment," *OECC'97, MC2*,1997
- [4] H. Takahashi, K. Oda and H. Toba, " Impact of crosstalk in arrayed-waveguide multiplexer on NxN optical interconnection ", *J. Lightwave Technol.*, Vol.14, No.6, pp. 1097-1105, 1996.
- [5] P. B. Hansen, A. J. Stentz, T. N. Nielsen, R. Espindola, L. E. Nelson and A. A. Abramov, " Dense wavelength-division multiplexing transmission in "zero-dispersion" DSF by means of hybrid Raman/erbium-doped fiber amplifiers", in *Proc. OFC'99*, postdeadline paper PD9, San Diego, CA, Feb. 1999.
- [6] Y.Aoki, " Properties of fiber Raman amplifiers and their applicability to digital optical communication systems ", *J. Lightwave Technol.*, Vol.6, No.7, pp. 1225-1239, 1988.
- [8] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*. Boston: Academic Press, 1989.
- [7] K. Mochizuki, "Optical fiber transmission systems using stimulated Raman scattering:theory ", *J. Lightwave Technol.*, Vol.3, No.3, pp. 688-694, 1985.
- [9] K. Fukuchi, T. Ono, and S. Nakaya, " A study on the bit-error rate estimation using a lightwave transmission simulator," in *Proc. 1995 Autumn Conf. Rec. IEIEC*, B-736, 1995 (in Japanese)
- [10] K.Inoue and H.Toba," Fiber four-wave mixing in multi-amplifier systems with nonuniform chromatic dispersion,"*J.Lightwave Technol.*,Vol.13, No.1, pp.88-93, 1995.

第4章 光ヘテロダイン検波方式における光ファイバ波長分散補償

4. 1 まえがき

アクセス系のネットワークにおいては、零分散波長が $1.3\mu\text{m}$ のシングルモードファイバ (SMF) が用いられていることは前に述べた。SMF は $1.55\mu\text{m}$ においては $15\sim 18\text{ ps/km/nm}$ の波長分散特性を有している。そのため、光ファイバの波長分散特性は SMF を用いた高速伝送システムにおいて、伝送距離を制限する要因の一つである [1-4]。従来用いられている直接検波方式においては、電気領域において波長分散の影響を補償することは不可能である。したがって、波長分散の影響は光領域で補償しなければならない [5]。しかしながら、その手段として用いられる分散補償ファイバのように損失をとまなうものであり、受信感度の劣化をまねくこととなる。それに対して光ヘテロダイン検波では、波長分散による位相歪が IF 帯にそのまま移行するため、電気領域において補償が可能となる。したがって、受信感度劣化が生じることがない。この点が光ヘテロダイン検波方式が持つ有利な点である。

最近、分散補償器として導波管を用いる提案がなされたが [6]、適用可能な周波数領域が高くなり受光回路の実現が困難となる。また、そのため実証実験も行われていない。したがって、より実用的な分散補償器の実現が必要である。

第4章では、光ヘテロダイン検波を用いたコヒーレント通信方式における、光ファイバ波長分散補償法について提案する。具体的には、ファイバの波長分散の影響を IF 帯においてマイクロストリップ線路の持つ波長分散特性で打ち消す方法について述べる。つづいて、その原理確認実験について述べる。さらに、その方法を用いて $1.55\mu\text{m}$ の光源を用いて零分散波長が $1.3\mu\text{m}$ のシングルモードファイバを伝送した実験結果について述べる。伝送実験は、 8 Gb/s の伝送速度において、光 CPFSK 遅延検波方式と光 PSK 同期検波方式の両方式について行った。いずれも、光ヘテロダイン検波を用いた伝送実験においては、現時点で報告されているなかで最高速となる。また、提案するマイクロストリップ線路を用いた本分散補償法を用いたときの伝送距離の限界についても言及する。

4. 2 分散補償法の原理

4. 2. 1 光ファイバ波長分散特性の IF 帯への移行

図4. 1 (a) に光ヘテロダイン検波方式における信号光および局発光のスペクトルについて示す。ここで、 ω_s は信号光キャリア周波数、 ω_{L1} 、 ω_{L2} は局発光キャリア周波数である。信号光のスペクトルは変調によって広がり、様々な周波数成分を持つ。光ファイバは波長分散特性を持つため、信号光スペクトルの各周波数成分ごとに光ファイバ内を伝搬する時間に違いが生ずる。よく知ら

れているように、零分散波長が $1.3\mu\text{m}$ であるシングルモードファイバを用いて $1.55\mu\text{m}$ の信号を伝送した場合、異常分散領域での伝送となり、周波数が高いほど伝搬時間が短いこととなる。

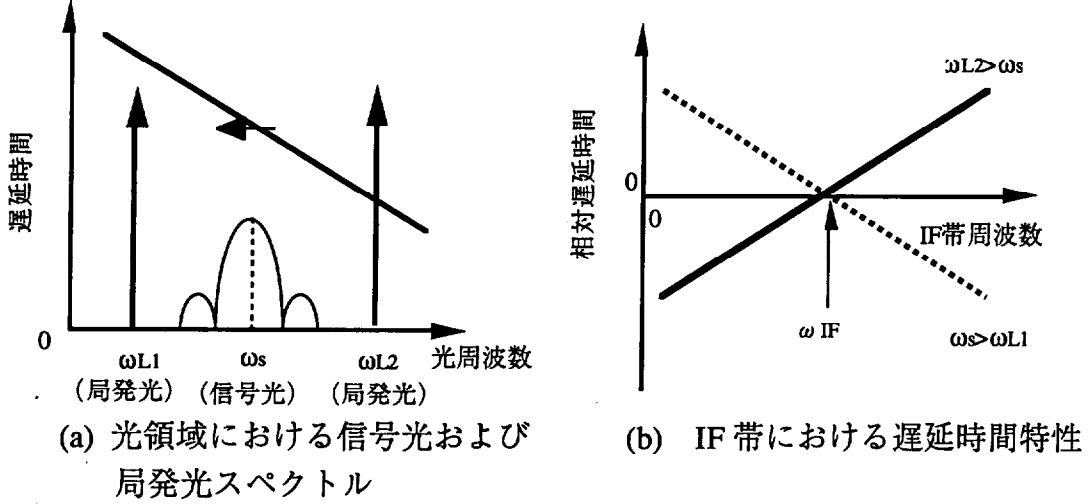


図 4. 1 光信号周波数と IF 帯における遅延時間特性

信号の伝搬定数は信号周波数 ω_s を中心としてテーラー展開を行うことによって次式で表わされる。

$$\beta(\omega) = \beta_0 + (\omega - \omega_s) \frac{d\beta(\omega_s)}{d\omega} + \frac{1}{2}(\omega - \omega_s)^2 \frac{d^2\beta(\omega_s)}{d\omega^2} + \frac{1}{6}(\omega - \omega_s)^3 \frac{d^3\beta(\omega_s)}{d\omega^3} + \dots, \quad (4-1)$$

このとき光ファイバの伝達関数は次式のように書ける。

$$H(\omega) = \exp \left\{ j \frac{1}{2} \frac{d^2\beta}{d\omega^2} (\omega - \omega_s)^2 \cdot L + j \frac{1}{6} \frac{d^3\beta}{d\omega^3} (\omega - \omega_s)^3 \cdot L \right\}, \quad (4-2)$$

ここで、

β_0 : 信号光キャリア伝搬定数

ω_s : 信号光キャリア角周波数

ω : 信号光角周波数

L : 光ファイバ長さ

である。また、伝搬による遅延時間 τ_0 は位相 θ を用いて、

$$\tau_0 = - \frac{d\theta(\omega)}{d\omega} \quad (4-3)$$

のように書くことができるから、光領域における信号光周波数の相対遅延時間 $\tau[s]$ は次式で表わされる。

$$\tau = -\frac{d^2\beta(\omega_s)}{d\omega^2}(\omega-\omega_s)L - \frac{1}{2}\frac{d^3\beta(\omega_s)}{d\omega^3}(\omega-\omega_s)^2L, \quad (4-4)$$

ただし、(4-4) 式において波形歪に影響しない伝搬定数の一次微分の項は無視している。ここで、シングルモードファイバの一般的な値として、伝搬定数の 2 次微分に対応した波長分散が $16\text{ps}/(\text{km} \cdot \text{nm})$ 、3 次微分に対応した分散スロープが $0.08 \text{ps}/(\text{km} \cdot \text{nm}^2)$ とすると、

$$\frac{d^2\beta(\omega_s)}{d\omega^2} = 2.04 \times 10^{-26} [\text{s}^2/\text{m}], \quad (4-5)$$

$$\frac{d^3\beta(\omega_s)}{d\omega^3} = 1.3 \times 10^{-40} [\text{s}^3/\text{m}], \quad (4-6)$$

となり、分散スロープは波長分散に比較してかなり小さいため、相対遅延時間 τ は周波数に対して直線的に変化する。

ところで、伝送に用いられた光ファイバの出力端における信号光電界は次式で表わされる。

$$E_s = E_{s0} \cos\{\omega_s t + \theta(\omega)\}. \quad (4-7)$$

また、局発光電界は次式で表わされる。

$$E_L = E_{L0} \cos\{\omega_L t + \theta_L\}. \quad (4-8)$$

したがって、光ヘテロダイン検波後の IF 帯における電気信号は次式のようにかける。

$$E_{IF} \propto 2E_{s0}E_{L0} \cos\{\omega_{IF}t + \theta(\omega) - \theta_L\}. \quad (4-9)$$

ただし、

$$\omega_{IF} = \omega_s - \omega_L \quad (4-10)$$

である。光ファイバの波長分散の影響は位相歪となって現われるが、(4-9)式より信号光に含まれる位相項は光ヘテロダイン検波後そのままIF帯に移行されることがわかる。したがって、(4-4)式で示される各周波数成分の伝搬時間の違いは、光ヘテロダイン検波により電気領域であるIF帯にそのまま移行される。さらに、信号光周波数と局発光周波数との大小関係に応じて、IF帯における遅延時間特性は図4.1(b)に示されるようになる。ここで、 ω_{IF} はIF中心周波数であり、図4.1 光信号周波数とIF帯における遅延時間特性 $\omega_{IF} = \omega_s - \omega_{L1}$ ($\omega_s > \omega_{L1}$) または $\omega_{IF} = \omega_{L2} - \omega_s$ ($\omega_{L2} > \omega_s$) である。したがって、IF帯において、逆の遅延特性を持つ分散補償器が実現できれば、光領域における波長分散特性の影響を電気信号領域において補償することができる。

4.2.2 分散補償器の提案

4.2.2-1 マイクロストリップ線路の波長分散特性

ファイバの波長分散が大きく問題となる伝送速度はおよそ 5Gb/s 以上であり[5,6]、そのとき必要となるIF帯のバンド幅は 10GHz 以上である。したがって、分散補償用の等化器としては、10GHz 以上の広帯域にわたって直線的な遅延特性を有し、かつ平坦な損失特性を持たねばならない。信号光周波数が局発光周波数より高いとき、ファイバの波長分散特性を補償するのに必要な分散補償器の遅延特性を図4.2に点線で示す。しかしながら、現在無線で現在用いられている分散補償器のなかにはこのような広帯域にわたって直線的な遅延特性を持つものは存在しない[7]。

そこで、光ファイバの波長分散特性をマイクロストリップ線路(MSL)の波長分散特性を用いて補償することを提案する。MSLは周波数に対してほぼ直線的な遅延時間特性を持つばかりでなく、伝送線路そのものであるため広帯域な分散補償器の実現が期待できる。

MSLの波長分散特性は周波数によって伝搬モードが異なることに起因している。低周波領域においては信号は進行方向に電界成分および磁界成分を持たないTEMモードで伝搬するが、高周波領域においては信号はTEモードに変換される。そのため、実効比誘電率が周波数依存性を持つこととなる。MSLの実効比誘電率は次式で近似できる[8]。

$$\epsilon_{\text{reff}}(f) = \epsilon_r \frac{\epsilon_r - \epsilon_{\text{reff}}(0)}{1 + G \cdot \left(\frac{f}{f_p}\right)^2} \quad (4-11)$$

ここで、

$$f_p = \frac{Z_0}{2\mu_0 d}, \quad (4-12)$$

$$G = \frac{\pi^2}{12} \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_{\text{reff}}(0)} \sqrt{\frac{2\pi Z_0}{\eta_0}}, \quad (4-13)$$

であり、 d は基板厚さすなわちストリップとグランド面との距離、 η_0 は Wave インピーダンス、 Z_0 は特性インピーダンスであり通常は 50Ω である。また、 ϵ_r は比誘電率である。

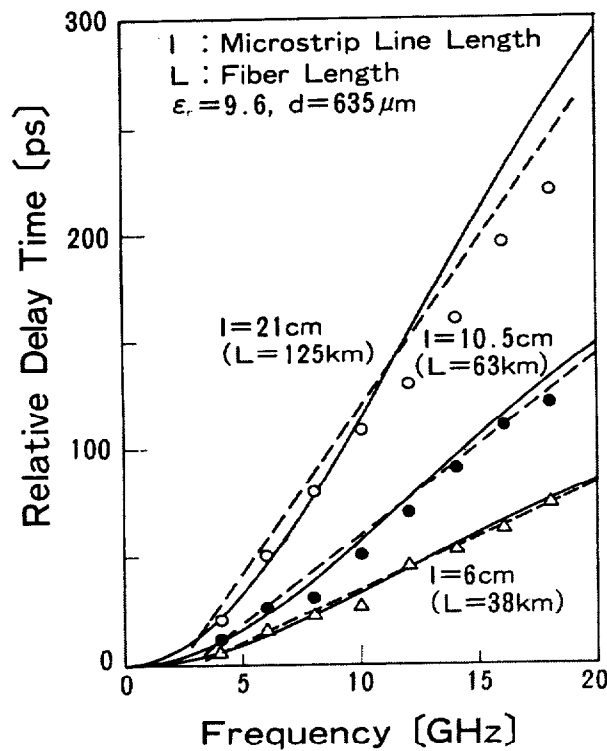


図4. 2 マイクロストリップ線路の相対遅延時間特性
(特性インピーダンス=50Ω、基板比誘電率=9.6)

MSL の長さを l_s 、伝搬波長を λ_g とするとき、

$$\tau = -l_s \frac{d\beta(\omega)}{d\omega} \quad (4-14)$$

$$\beta(f) = \frac{2\pi}{\lambda_g(f)} = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}(f)}}{\lambda_0} \quad (4-15)$$

であるから、MSL の遅延時間特性は次式で表わされる。

$$\tau = \frac{l_s}{c} \left\{ \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}(f)} + f \frac{d}{df} \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}(f)} \right\} \quad (4-16)$$

ここで、(4-16) 式と (4-12) 式より、MSL の遅延時間は長さ l_s に比例し、基板の厚さ d によって遅延特性が周波数方向に縮小拡大できることがわかる。すなわち、伝送速度が高く、より高い周波数まで直線的な遅延特性が必要な場合は、薄い基板を用いて MSL を形成すればよいことがわかる。(4-16) 式を用いて計算した長さ 21.0、10.5、6.0 cm の MSL の遅延時間を図 4. 2 に示す。また、実際に作成した MSL の相対遅延時間特性の測定値を図 4. 2 に△、○、×で示す。長さはそれぞれ、21.0、10.5、6.0cm である。作成に用いたセラミック基板の比誘電率 ϵ_r は 9.6 である。基板厚さは 635 μm 、ストリップ線路の太さは、特性インピーダンスが 50 Ω となるよう定めた。このとき、相対遅延時間は 3GHz から 20GHz まで直線的に増加することがわかる。また、その分散値は 0.8ps/(km $\cdot$ cm) である。したがって、例えば 16ps/(km $\cdot$ nm) の波長分散特性を持つ 100km のファイバの分散補償を行うには 21cm の MSL でよいこととなる。

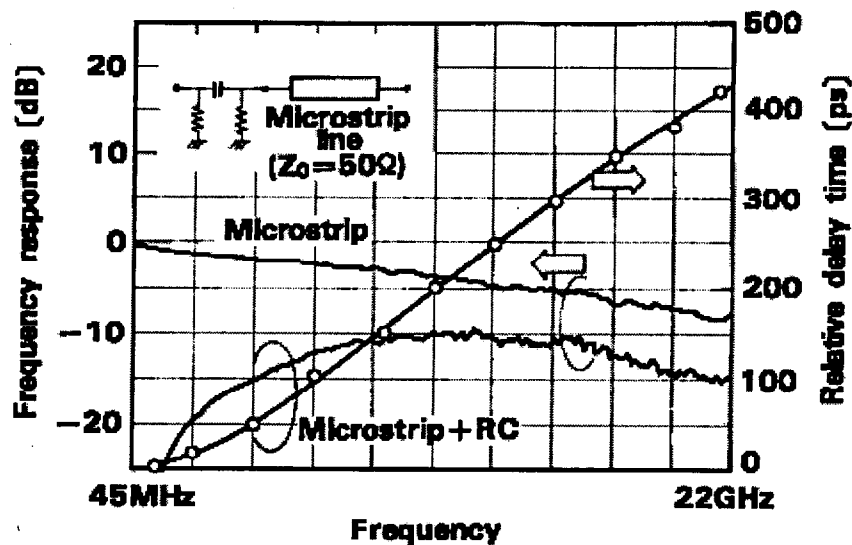


図 4. 3 帯域補償を行ったマイクロストリップ線路分散補償器周波数特性

4. 2. 2-2 分散補償器の損失特性の改善

MSL は導体損をもつため周波数が高くなるにつれてその損失は増加する。また高周波数において伝搬モードが TE モードとなることも損失の原因となる。結果的にこの損失に起因した MSL の周波数帯域が IF 帯の帯域幅を制限すること

となり、伝送速度あるいは伝送距離を制限することとなる。図4. 3に31cmのMSLの周波数特性を示す。損失のため3dB周波数帯域が10GHz程度に制限されていることがわかる。そこで、これを補償するためにRC π 型集中定数回路を用いることとした。これを図4. 3の図中に示す。直列容量は周波数帯域を改善しシャント抵抗はインピーダンス整合をとるためである。これによりIF帯の中心周波数12GHz付近において周波数特性が改善されていることがわかる。回路定数の値は伝送速度およびIF中心周波数に応じて定められる。この回路は遅延特性に影響を与えることなく周波数帯域幅を改善することができる。このときの分散特性は、22.7ps/GHzである。

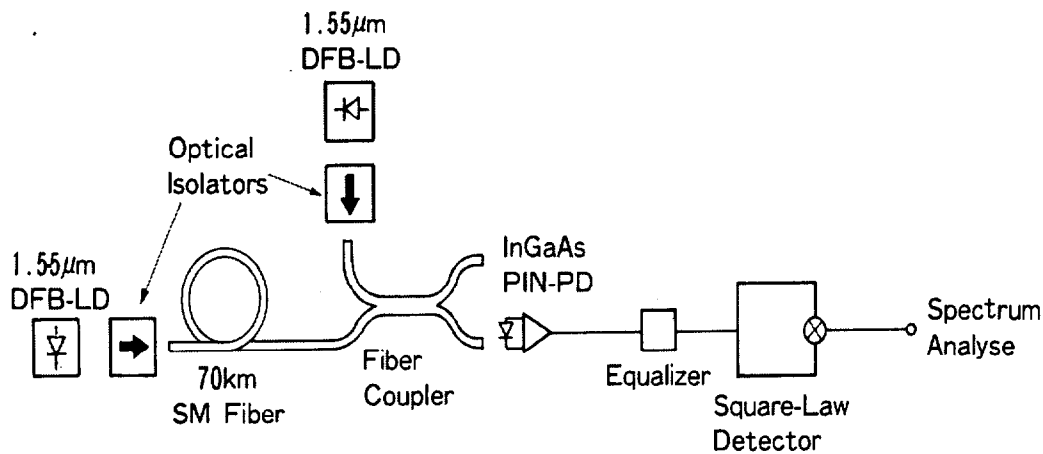


図4. 4 分散補償原理確認実験系

4. 2. 3 原理確認実験

原理確認実験の実験系を図4. 4に示す。送信側LDに発振波長1.55μmのDFB-LDを用い、正弦波で直接変調して周波数変調光を生成した。変調電流は、第一高調波がキャリア周波数の1/9のパワーとなるように、スキャンニング・ファブリペロー干渉計を用いて調節した。これは、(1, 0)で変調した場合変調指数0.5に対応する。変調された信号は長さ70kmのシングルモードファイバを伝送し、光ヘテロダイン検波される。IF帯の信号を2乗検波し、電気スペクトルアナライザを用いてAM成分の周波数とパワーを測定する。IF帯にMSL型分散補償器を挿入して、分散補償を行わない場合と行った場合のAM成分の大きさを比較した。光ファイバの波長分散によって受けた位相歪により、周波数変調は振幅変調に変換される[1,2]。この位相歪は光ヘテロダイン検波によってそのままIF帯に移行されるため、IF帯において2乗検波することによって、変換されたAM成分が検出できる。以下にAM成分の計算式を示す。

正弦波で周波数変調された信号光は光ファイバ伝送後において、変調指数が上記の値のように小さい場合、次式で近似できる。

$$E_s(\omega, t) = E_{s0} \left[J_0(h) \cos(\omega_s t - \beta_0 L) + J_1(h) \cos\{(\omega_s + \omega_m)t - \beta_1 L\} + J_{-1}(h) \cos\{(\omega_s - \omega_m)t - \beta_{-1} L\} + J_2(h) \cos\{(\omega_s + 2\omega_m)t - \beta_2 L\} + J_{-2}(h) \cos\{(\omega_s - 2\omega_m)t - \beta_{-2} L\} \right] \quad (4-17)$$

ここで、 $J_m(h)$ ($m=0, 1, 2, \dots$) は第一種 Bessel 関数、 h は変調指数、 ω_m は変調角周波数である。また、

$$\beta_m = \beta(\omega_s + m \cdot \omega_m) \quad (4-18)$$

である。したがって、光ヘテロダイン検波後の IF 帯信号は次式で表わされる。

$$E_{IF}(\omega, t) = R^2 E_{s0} E_L \left[J_0(h) \cos(\omega_{IF} t - \beta_0 L) + J_1(h) \cos\{(\omega_{IF} + \omega_m)t - \beta_1 L\} + J_{-1}(h) \cos\{(\omega_{IF} - \omega_m)t - \beta_{-1} L\} + J_2(h) \cos\{(\omega_{IF} + 2\omega_m)t - \beta_2 L\} + J_{-2}(h) \cos\{(\omega_{IF} - 2\omega_m)t - \beta_{-2} L\} \right] \quad (4-19)$$

ただし、 R は定数である。さらに

$$\beta(\omega_s + m \cdot \omega_m) = \beta_0 + m \cdot \omega_m \frac{d\beta(\omega_s)}{d\omega} + \frac{1}{2} (m \cdot \omega_m)^2 \frac{d^2\beta(\omega_s)}{d\omega^2} \quad (4-20)$$

であるから、2 乗検波器出力の変調周波数成分 ω_m における AM 変調成分の振幅を δ_m 、DC 成分を i_0 とすると次式が成立する。

$$\frac{\delta_m}{i_0} = 4 \left\{ J_0(h) J_1(h) \sin \frac{\omega_m^2 L}{2} \frac{d^2\beta}{d\beta^2} + J_1(h) J_2(h) \sin \frac{3\omega_m^2 L}{2} \frac{d^2\beta}{d\beta^2} + \dots \right\} \quad (4-21)$$

この相対振幅の測定値を図 4. 5 に示す。本測定では、受信回路に含まれる増幅器やミキサによって生ずる振幅成分をキャンセルするため、ファイバを伝送しないときの AM 変調成分の振幅を測定し、これを差し引いている。実線で式 (4-21) に示される計算値を示す。また、分散補償を行わないときの相対振幅を○で、分散補償を行った場合の相対振幅を×で示す。これより、MSL

型分散補償器によって、振幅変調成分は2.5%以下に減少することがわかる。したがって、提案した分散補法によって光ファイバの波長分散によって生ずる振幅変調成分が等化されているといえる。

以上より、提案したMSL型分散補償器は波長分散によって生ずる波形歪の改善に有効であると考えられる。

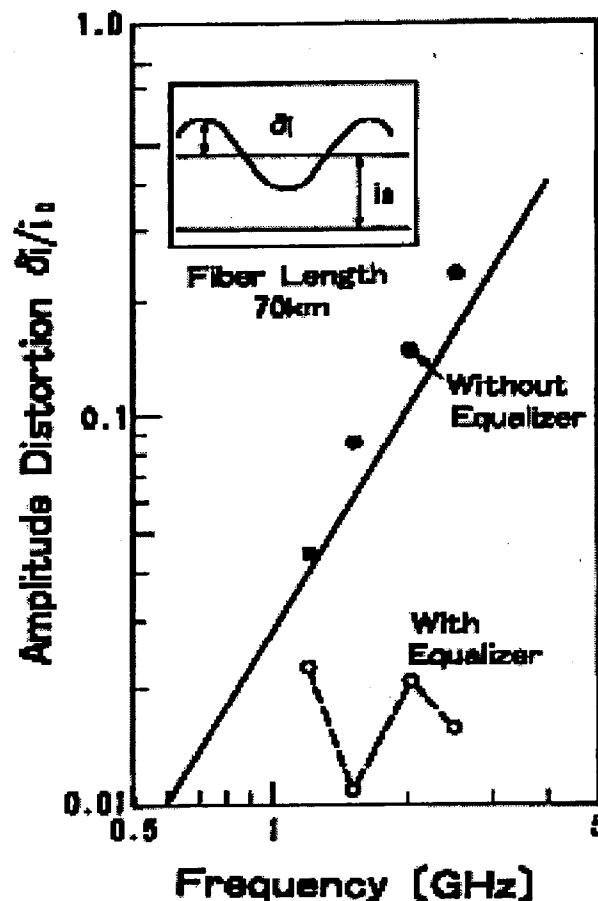


図4. 5 伝送によって生じた振幅変調成分の周波数依存性
(○：等化あり、●：等化なし)

4. 3 分散補償を用いた超高速光ヘテロダイン検波伝送実験

本節では、4. 2で述べた光ファイバの分散補償法を用いて実際に行った超高速光ヘテロダイン検波伝送実験について述べる。

4. 3. 1 8Gb/s、光 CPFSK 伝送実験

8Gb/s、光 CPFSK 伝送実験の実験系を図4. 6に示す。光送信器には発振波長 $1.55\mu\text{m}$ の多電極 DFB-LD を用い[9]、8Gb/s の NRZ 信号で直接変調した。周波数変調の3dB 周波数帯域幅は12GHz、変調効率は200 MHz/mA である。8Gb/s の変調信号は4Gb/s の 2^7-1 ビットの疑似ランダム RZ 信号を2つに分岐し、その

一方に5ビット程度の遅延を付加したのち合波して作成した。マークとスペースに対応した周波数偏差は4.8 GHzである。信号光周波数は、IF帯において分散補償が可能となるよう局発光周波数より高周波数側に設定した。

変調信号は、長さ202kmのSMFを伝送される。ファイバ入力パワーは8.5dBmであり、伝送用ファイバの損失は39dBであり、波長分散値は16ps/(km・nm)である。

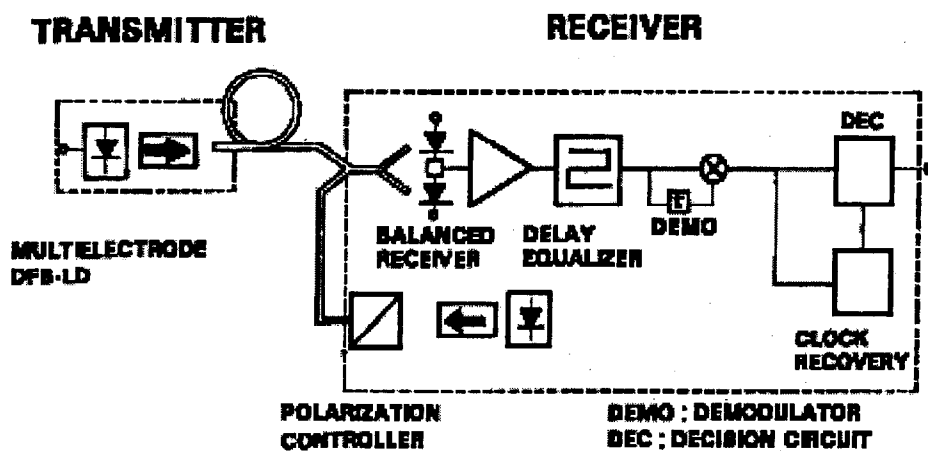


図4.6 8Gb/s光CPFSK実験系

伝送された信号は受信器側において光カップラーを用いて局発光と合波され、その出力信号はダブルバランストレシバー (DBOR) で受信される。また、局発光の偏波は信号光の偏波と同一となるようファイバ型偏波制御器を用いて手動で調整した。局発光のパワーはカップラー入力で7dBmである。

本実験においては分散補償を用いた伝送が主な目的であるため、DBORを構成するのに個別の広帯域 pin-PD と電力結合器を用いた。p-i-n-PD の3dB 周波数帯域幅は21.3GHz、量子効率 は56%である。

IF帯中心周波数は12GHzであり、帯域幅は6GHzから18GHzである。帯域幅は復調に用いた遅延検波回路のミキサーによって制限されている。IF信号からベースバンド信号への復調には遅延検波を用いた。遅延検波回路における遅延時間は0.83bitとした。IFビート線幅は15MHzである。また、ベースバンド信号から4GHzのクロック信号を再生し、誤り率特性を測定した。IF帯には全節

で述べた MSL 型分散補償器を挿入し、挿入の有無による誤り率特性の比較を行う。

測定された誤り率特性を図 4. 7 に示す。伝送を行わないときの受信感度は誤り率 10^{-9} において、-31.5dBm であった。IF 帯の帯域幅 14GHz を仮定した場合のショットノイズリミットからの劣化は 10.4dB である。この劣化は、3.0dB が受信回路熱雑音によるもの、0.5dB が LD の線幅によるもの、残りは IF 帯に用いられたミキサの帯域制限によるものと考えられる。

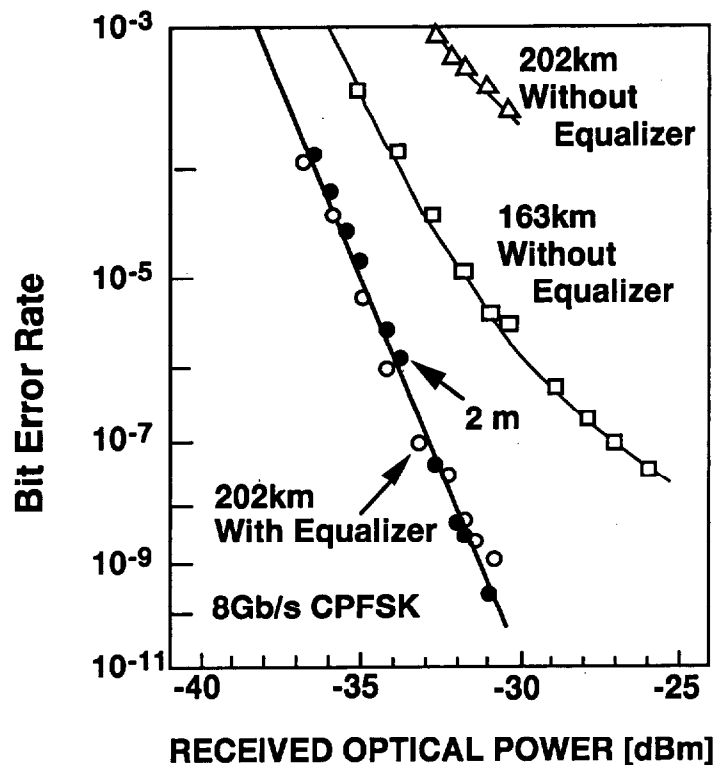


図 4. 7 8Gb/s 光 CPFSK 信号の 202km 伝送後の誤り率特性
(Δ : 202km 等化なし、 $\square$: 163km 等化なし、 $\circ$: 202km 等化あり、 $\bullet$: 0km)

163km と 202km のファイバを伝送したときの波長分散特性による誤り率の劣化を図 4. 7 に重ねて示す。伝送後の誤り率にフロアーが生じていることがわかる。これは、波長分散の影響でアイパタンの波形が歪み、識別タイミングおよび識別点が最適ポイントからずれるためと考えられる。また、同図に分散補償を行った場合の誤り率特性を示す。これより、MSL を用いた分散補償により、ファイバの波長分散特性による影響は完全に除去できていることがわかる。また、図 4. 8 にアイパタンを示す。この図からも等化によるアイ開口度の改善は明らかである。したがって、8Gb/s 光 CPFSK ヘテロダイン検波システムにお

いて、本分散補償法が十分有効であることがわかる。

本実験に分散補償器として用いたMSLはファイバ長さでは182kmのファイバに相当する。実際に用いたファイバ長さに比較すれば20kmほど短いが誤り率の劣化はみられなかった。また、ここで報告した伝送実験は現時点で報告されている光CPFSK光ヘテロダイン検波伝送実験としては最も高速・長スパンのものである。

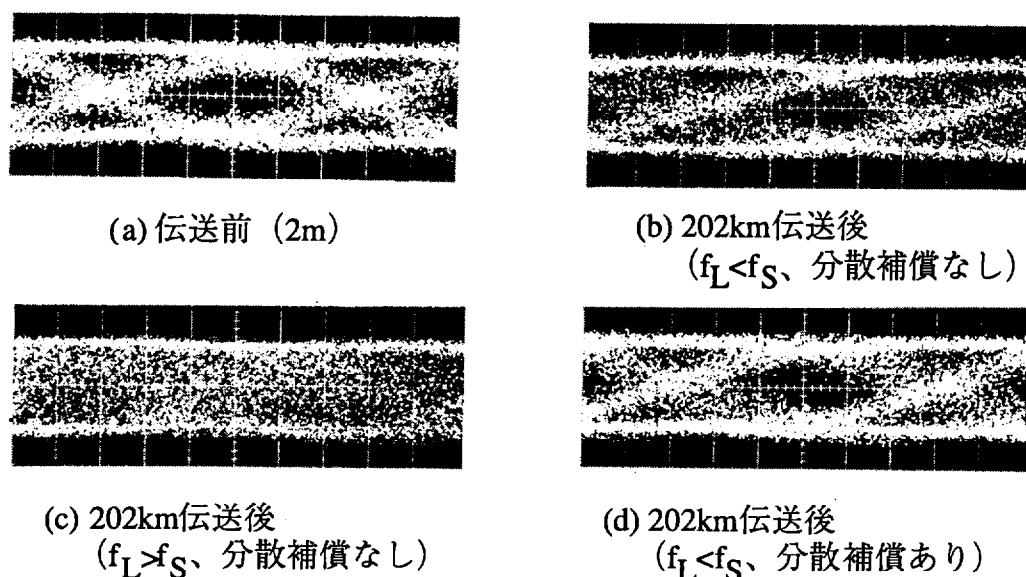


図4. 8 8Gb/s光CPFSK信号の202km伝送後アイパターン

4. 3. 2 8Gb/s、光PSKヘテロダイン同期検波伝送実験

光ヘテロダイン検波を用いた変復調方式のなかで、PSK同期検波方式は最もよい受信感度を持つ。さらに、DPSK方式で用いられる遅延検波回路を必要としないため、IF帯の中心周波数を任意に選ぶことができ、DPSK方式に比べてIF中心周波数を低く設定できる。また、IF帯の中心周波数を低くしたことによって生ずる劣化が小さいとの報告もある[10]。

現実の光伝送システムでは半導体レーザーが光源に用いられると考えられる。半導体レーザーを用いた同期検波方式の例としては、IF信号を2乗してから分周してキャリア再生を行い、同期検波を行った実験が報告されており、その伝送速度は1.2Gb/sである[11]。この方式では、IF信号を2乗してキャリア再生を行うため高速化には不利である。これに対してコスタスループは復調されるベースバンド信号を用いてキャリア再生が行えるため[12]、高速信号の復調に適している。しかしながら、この方式においてはLDのみを用いた実験報告がまだなされていない。さらに、現在報告されているコスタスループを用いた伝送実験

の伝送速度も 4Gb/s にとどまっている[13]。

そこで今回、LD のみを用いた 8-Gb/s 光 PSK ヘテロダイン同期検波伝送実験を行い、本章で提案した分散補償が有効であることを実証する。

実験系を図 4. 9 に示す。発振波長が $1.549\mu\text{m}$ の外部共付 LD を光送信器および局発光に用いた。ビート線幅は 70kHz である。位相変調信号は、 LiNbO_3 位相変調器を 2^7-1 段の NRZ 疑似ランダム信号で変調して得た。伝送速度は 8Gb/s である。位相変調器の 3dB 周波数帯域と π の位相変調を得るのに必要な半波長電圧は、それぞれ 6.0GHz、6.0V である。位相変調信号は光ファイバ増幅器で増幅され、零分散波長が $1.3\mu\text{m}$ である長さ 188km の SMF を伝送される。ファイバ入力パワーは、14.9dBm である。信号波長における伝送ファイバの波長分散は 18.5ps/km/nm であり、損失は 38.1dB である。受信に用いたダブルバランスドレシーバーは CPFSK に用いたものと同様である。ただし、局発光は LD 出力を光増幅器で増幅し、帯域幅 1nm の光フィルタで ASE 雑音を抑圧したものを用いた。局発光パワーは光カップラー入力で 1.0dBm である。IF 帯では CPFSK の実験と同様に MSL を挿入して分散補償をおこなった。IF 帯のバンド幅等は CPFSK と同様である。

ベースバンド信号の復調には、コスタス型同期検波方式である Decision Driven PLL を用いた。EX-OR 回路は DC からのミキサーとして機能する。EX-OR 回路出力にはループフィルタとしてラグリード・フィルタを用いた。 τ_1 と τ_2 はそれぞれ $4.5 \times 10^{-6}[\text{s}]$ 、 $7.5 \times 10^{-7}[\text{s}]$ とした。ループの遅延時間、DC におけるループゲインは、それぞれ 12[ns]、 $4.0 \times 10^8[\text{Hz}]$ である。これらのパラメータから計算される位相誤差分散は 5.2° となる[14]。

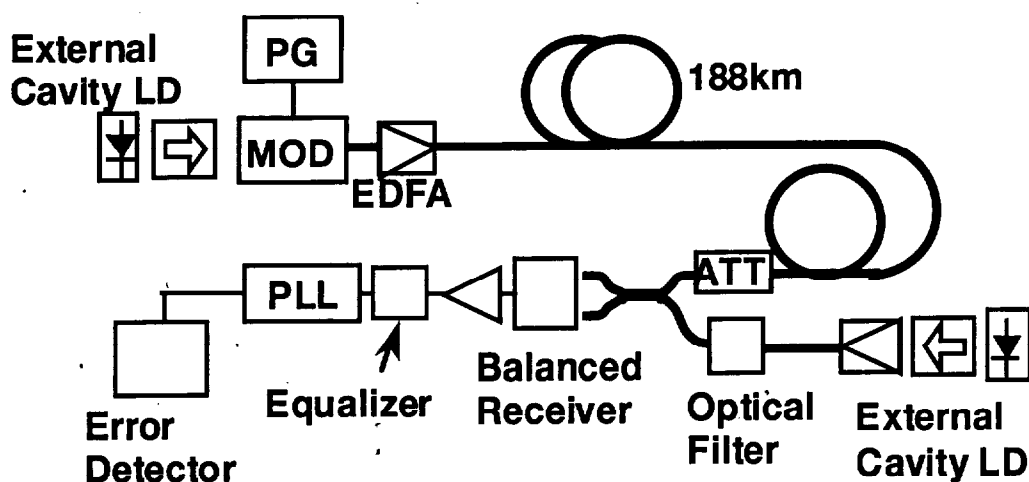


図 4. 9 8Gb/sPSK 同期検波方式分散補償伝送実験系

誤り率特性を図4. 10に示す。伝送前、誤り率 10^{-9} にを得るのに必要なカップラー入力は、-25.2dBmであった。Shot Noise Limit からの受信感度劣化は、21.4dBである。劣化の内訳は以下のように見積もることができる。1) 受光素子量子効率により 2.5dB、2) 光受信回路により 0.6dB、3) IF 帯域幅が Shot Noise Limit における仮定値より広いことによる 1.8dB、4) PLL の位相誤差による 0.1dB[15]、5) カップラー損失による 0.83 dB、6) その他送信側 LD における反射、7) 光位相変調および IF 帯電気回路の周波数特性による劣化が 15.57dBとなる。光 CPFSK における実験結果との比較から、IF 帯に用いたミキサの帯域制限等がある場合はスペクトルがコンパクトである CPFSK の方が現実には有利であると考えられる。

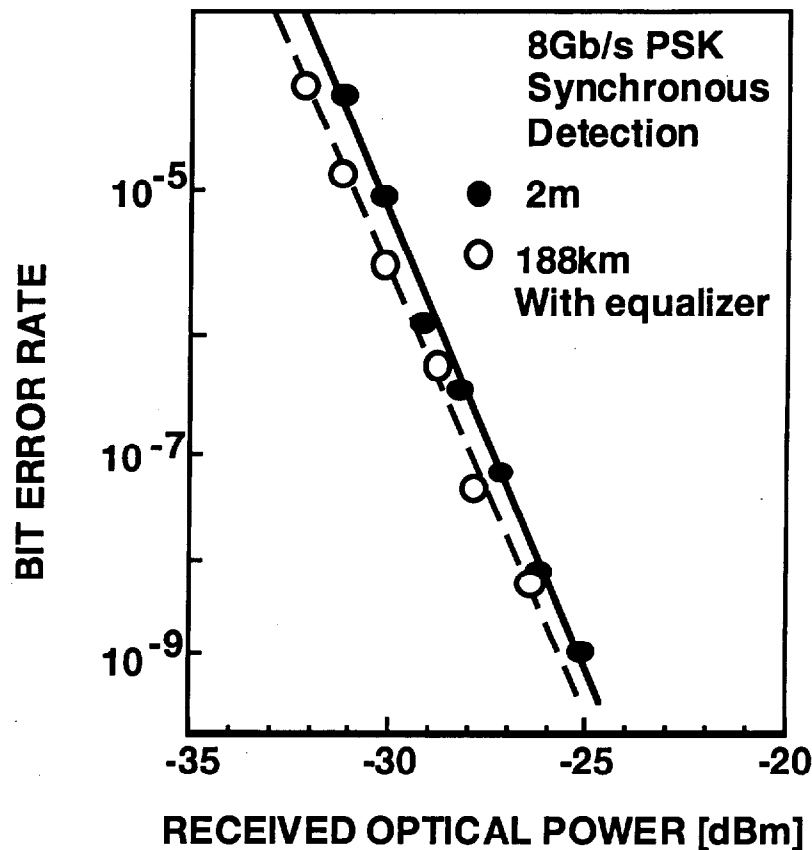


図4. 10 8Gb/sPSK 同期検波方式における誤り率特性

本実験において、伝送後分散補償を行わない場合は PLL での同期がとれない状態であった。また、188km の SMF 伝送後 MSL により分散補償を行ったときの受信感度は-25.7 dBmであった。伝送による 0.5 dB の受信感度改善は、IF 帯の電気回路の持つ分散特性が光ファイバの持つ分散特性によりその一部がキャンセルされたものと考えられる。実験に用いた MSL の長さは、163km のファイ

バに相当する分散量を有するものである。図4. 10に示すように、MSL 型分散補償は PSK 同期検波方式においても有効である。

また、本実験により半導体 LD のみを用いて光 PSK コスタス型同期検波方式が 8Gb/s の高速領域において実現可能であることを実証した。

4. 4 MSL による分散補償限界

本節では復調されたアイパタンの開口度の劣化によって分散補償の限界を計算する。ただし、光ファイバの非線形性は無視し、光ファイバと MSL 型分散補償器の波長分散特性の違いのみに着目する。光ファイバの非線形性による分散補償限界については、5章で述べる。復調アイパタンは高速フーリエ変換 (Fast Fourier Transmission、FFT) 法を用いて計算した。変調パタンとしては、 2^7-1 ビットの NRZ 疑似ランダムパタンを過程した。

ここで、前にも述べたように、(4-16) 式と (4-12) 式より、MSL の遅延時間は長さ l_s に比例する。また基板の厚さ d によって遅延特性が周波数方向に縮小拡大できる。すなわち、伝送速度が高く、より高周波数まで直線的な遅延特性が必要な場合は、用いる基板の厚さ d を薄くする。すなわち、伝送速度によって基板の厚さを定め、ファイバの長さに応じてマイクロストリップ線路の長さを定める。もうひとつのパラメータとして実効比誘伝率があるが、一般に用いられているものは実効比誘伝率=9.6 であるため、この基板を用いることを全提とした。最適分散補償器を作成する基板の、厚さおよび線路の長さは、IF 帯中心周波数において次式をみたすように定める。

$$l_s \left(\frac{d^2 \beta_s}{d\omega^2} \right)_{\omega=\omega_{IF}} + L_f \left(\frac{d^2 \beta}{d\omega^2} \right)_{\omega=\omega_s} = 0 \quad (4-22)$$

$$l_s \left(\frac{d^3 \beta_s}{d\omega^3} \right)_{\omega=\omega_{IF}} + L_f \left(\frac{d^3 \beta}{d\omega^3} \right)_{\omega=\omega_s} = 0 \quad (4-23)$$

ここで、 β_s はマイクロストリップ線路(MSL) の伝搬定数、 L_f 、 l_s はそれぞれ光ファイバと MSL の長さである。

文献[4]に示されるフーリエ変換を用いたアイパタンシミュレーションと同様の方法を用いて、アイパタンを計算し、アイ開口度劣化 1.0dB で伝送限界を定めたときの伝送距離限界を図4. 11に示す。ただし、Loss Limit はファイバ入力を 14.9dBm、ファイバ損失を 0.2dB /km としたときのショットノイズリミットにおいて誤り率が 10^{-9} となる伝送距離とした。また、IF 帯中心周波数は伝送速

度の1.5倍とし、ベースバンドフィルタは3dB周波数帯域が(伝送速度)×0.6の第5次ベッセルフィルタを仮定した。さらにCPFSKにおける変調指数は0.6とした。例えば、伝送速度10Gb/sの場合、分散補償によって伝送距離はPSK同期検波方式で50kmから1400kmへ、CPFSK方式で24kmから1200kmへ伝送距離が改善されることがわかる。また、伝送距離を200kmとしたとき、伝送可能な伝送速度はPSK同期検波方式で5Gb/sから22Gb/sへ、CPFSK方式で3.5Gb/sから22Gb/sへ改善されることがわかる。分散補償を行った場合、伝送限界を定めるのは、光ファイバとマイクロストリップ線路の遅延特性の違いである。図に示した○印は今回行ったPSK同期検波方式の実験結果である。

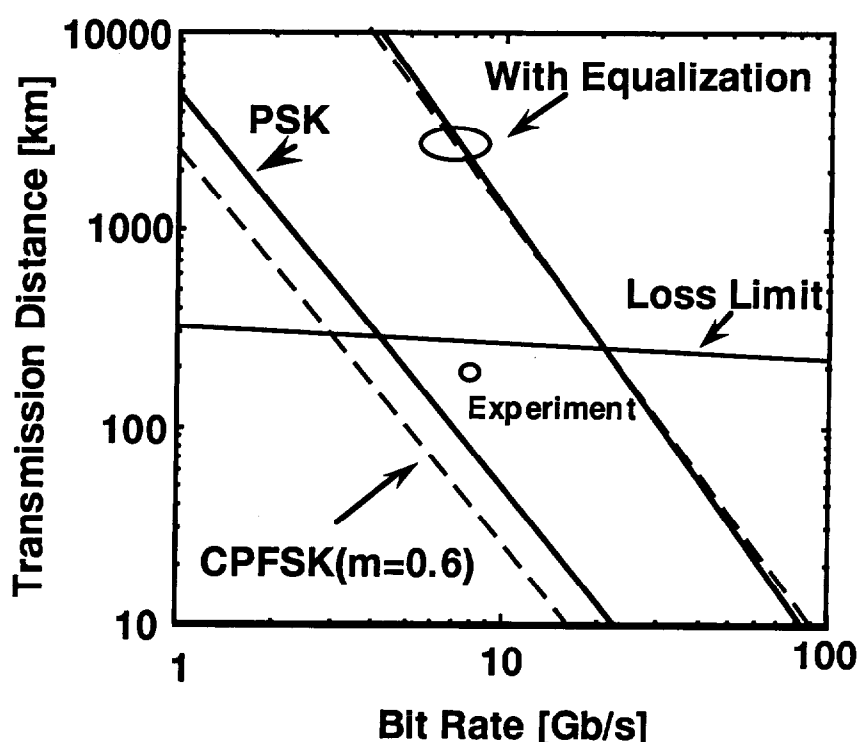


図4. 11 マイクロストリップ線路を用いて分散補償を行った場合の伝送限界(アイ開口劣化1.0dBで伝送限界を規定)

4. 5 まとめ

ファイバの波長分散特性に起因した周波数ごとに異なる伝搬時間の差は光ヘテロダイン検波によってIF帯にそのまま移行される。さらに周波数に対する遅延特性は信号光と局発光との周波数の大小関係により、その符号が逆転する。本章では、信号光周波数を局発光周波数より高く設定し、IF帯において分散補償器としてマイクロストリップ線路を用いることを提案し、その有効性を理論と実験の両面から実証した。

文献

- [1] K. Tajima, " Self-amplitude modulation in PSK coherent optical transmission systems, " in IOOC-ECOC Tech. Dig., 1985, pp.351-354.
- [2] A. R. Chraplyvy, R. W. Tkach, R. W. Buhl, and R. C. Alferness, " Phase modulation to amplitude modulation conversion of CW laser light in optical fibers, " Electron. Lett., vol.22, pp.409-410, 1986.
- [3] K. Iwashita and N. Takachio, " Compensation of 202km single-mode fiber chromatic dispersion in 4Gb/s optical CPFSK transmission experiment , " Electron. Lett., vol.24, pp.759-760, 1988.
- [4] A.E.Elrefaie, R.E.Wagner, D.A.Atlas and D.G.Daut, " Chromatic dispersion limitations in coherent lightwave transmission systems", IEEE J.Lightwave Technol., vol.6, no.5, pp.704-709, May, 1988.
- [5] Chinlon Lin, H. Kogelnik and L.G. Cohen, " Optical pulse equalization of low-dispersion transmission in single-mode fiber in the 1.3-1.7mm spectral region", *Opti. Lett.*, vol.5, no.11, pp476-478, 1980.
- [6] J. H. Winters, "Equalization in coherent lightwave systems using microwave waveguides", IEEE J.Lightwave Technol., vol.7, no.5, pp.813-815, May, 1989.
- [7] W. J. Steenaart, " The synthesis of coupled transmission line all-pass network in cascaded of 1 to n," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-11, pp.23-29, 1963.
- [8] E.Hammerstad and O.Jansen, "Accurate models for microstrip computer aided design", in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.Dig., pp.407-409, 1980.
- [9] K. Yoshikuni and G. Motosugi, "Multi-electrode distributed feed-back laser for pure frequency modulation and chirping suppressed amplitude modulation , " J. Lightwave Technol., vol.LT-5, pp.1188-1191, 1987.
- [10] D.A.Atlas and D.G.Daut, "Finite intermediate frequency penalty in optical PSK synchronous heterodyne receivers", IEEE, Photon. Technol. Lett., vol.3, no.8, pp.769-772, Aug.,1991
- [11] T.Chikama et al., "Modulation and demodulation techniques in optical heterodyne PSK transmission systems", IEEE J.Lightwave Technol., vol.8, no.3, pp.309-322, March, 1990.
- [12] R.C.Steele, M.J.Creaner, G.R.Walker and N.G.Walker, "Optical PSK transmission experiment at 565 Mb/s incorporating an endless polarization control system," Proc. SPIE, Boston, MA, vol.988, pp.302-309, Sept. 1988.
- [13] L.G.Kazovsky and D.A.Atlas, "Optical phase-lock heterodyne experiment at 4

Gb/s," IEEE, Photon. Technol. Lett., vol.2, no.8, pp.588-590, Aug.,1990

[14] S.Norimatsu and K.Iwashita, "PLL propagation delay-time influence on linewidth requirements of optical PSK homodyne detection," J.Lightwave Technol., vol.LT-9, no.10, pp.1367-1375, 1991

[15] V.K.Prabhu, "PSK performance with imperfect carrier phase recovery," IEEE Trans. Aero. Elect. Syst., vol.AES-12, pp.275-285, 1976.

第5章 自己位相変調による光ファイバ波長分散補償後の伝送距離制限

5.1 まえがき

第4では光ヘテロダイン検波方式における分散補償法について述べた。第5章では分散補償を行った場合の伝送距離を制限する要因について述べる。

分散補償を行った場合の伝送距離を制限する要因は、光ファイバと分散補償器の分散特性のずればかりではない。その他の要因として考えられるのは、光ファイバの非線形効果である。

これまで、周波数/位相変調を用いたコヒーレント光通信方式における非線形効果の影響は、1000kmを超える長スパン伝送方式において、その影響が検討されてきた[1-5]。すなわち、線形中継器として用いられる光増幅器の発生する Amplified Spontaneous Emission (ASE) 雑音による位相雑音の増大である。しかしながら、SMF を用いた高速伝送においてはこの場合とは異なるメカニズムで劣化が生じるものと考えられる。

周波数/位相変調された光信号が SMF を伝送された場合、前章で述べたように周波数/位相変調は光ファイバの波長分散によって、振幅変調へと変換される[6]。この振幅変調は非線形光学効果 (Kerr 効果) によってファイバの屈折率を変調することとなり、信号光自身が振幅に比例して位相変調を受けることとなる。SMF を用いた場合は、光ファイバの持つ非線形効果のなかでもこの自己位相変調 (SPM) 効果が支配的になると考えられる。この SPM によってひろがったスペクトルは波長分散の影響でさらに振幅変調に変換され、この振幅成分がまた SPM を生じさせる。このように SPM と波長分散はお互いに影響しあい、結果的に大きな波形歪みを生じて、受信感度を大きく劣化させることとなる。光増幅器を用いた多中継伝送系では、光ファイバ入力パワーが常に大きなパワーに保たれるため、SPM の影響も大きなものとなると考えられる。この SPM の影響は分散補償によって取り去ることはできないため、伝送距離を制限するものと考えられる。分散補償後の伝送特性が SPM により劣化することを実証した実験として文献[7]がある。しかしながら、本報告では 700km の長尺のシングルモードファイバを用いた実証実験にとどまっており、伝送距離の限界に関する議論はなされていない。

第5章では、5.2において光ファイバの非線形効果を考慮した数値解析により、分散補償を行った光 PSK ヘテロダイン同期検波方式の伝送距離限界について示す。そして、分散補償が有効な領域について定式化を行う。また、5.3では、8 Gb/s において、180km のシングルモードファイバを伝送し SPM による伝送劣化を実証する。これは、実際の県内網においても SPM による伝送距離の制限が生じることを示すものである。さらに、1.55 μ m 分散シフトファイバを

伝送した場合についても伝送実験を行い、波長分散を介した SPM による劣化であることをより明確に実証する。

5. 2. 自己位相変調を考慮した波長分散補償後の伝送距離限界についての計算

本節では、光 PSK ヘテロダイン同期検波方式において分散補償を行った場合の伝送限界を数値解析を用いて検討する。伝送限界は波形劣化の観点からアイ開口度劣化により定めることとした。

5. 2. 1 評価モデル

光 PSK ヘテロダイン同期検波方式の多中継伝送系の構成を図 5. 1 に示す。

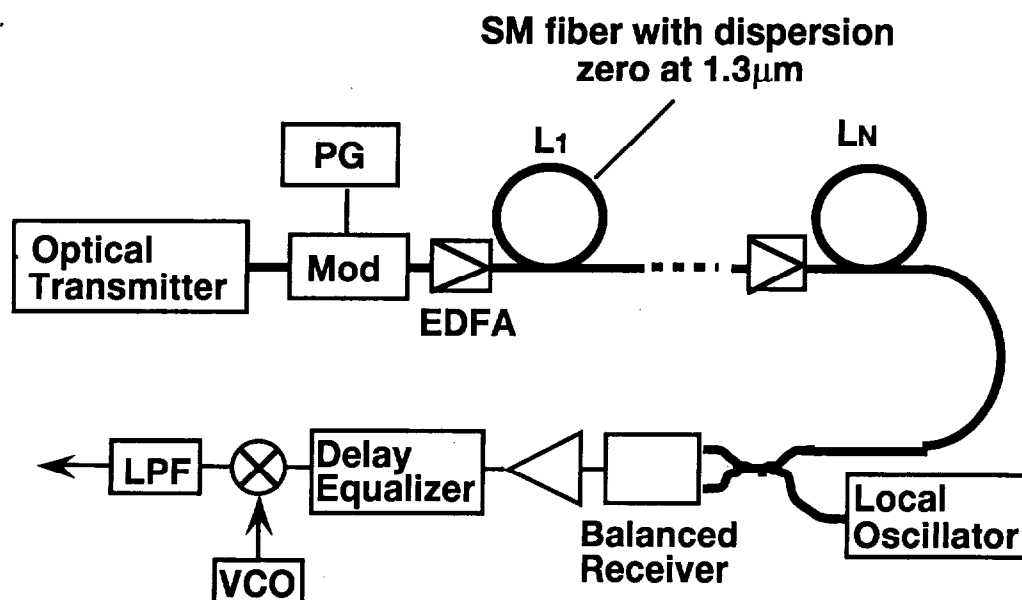


図 5. 1 光 PSK ヘテロダイン同期検波方式シミュレーションモデル

図 5. 1 に示されるように、光位相変調信号は光増幅器を用いて多中継伝送され、光ヘテロダイン検波後 IF 帯において分散補償を行う。一般に、光ファイバを伝搬する電界は次に示すシュレディンガー方程式で表わされる。

$$j \frac{\partial A}{\partial z} - \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} - j \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A}{\partial T^3} + \frac{\omega n_2}{c A_{eff}} |A|^2 A = -j \frac{\alpha}{2} A \quad (5-1)$$

ここで、表 5. 1 に (5-1) 式に示したパラメータの定義と計算に用いた具体的数値を示す。

本項では、スプリット・ステップ・フーリエ (SSF) 法を用いて計算したアイパタンのアイ開口劣化より定めた伝送限界について述べる。

表 5. 1 パラメータの定義と図 5. 2 の計算に用いた具体的数値

記号	意味	数値
B	伝送速度	8Gb/s
z	光ファイバ伝搬距離	
T	群速度で移動する光信号上に設けられた時間軸	
A	光信号の電界の振幅	
n_2	非線形 Kerr 定数	$2.4 \times 10^{-20} \text{ m/W[16]}$
ω	信号光キャリア周波数	$1.552 \mu\text{m}$
A_{eff}	ファイバ実効断面積	$7.85 \times 10^{-11} \text{ s}^2/\text{m}$
α	光ファイバの吸収係数	$4.605 \times 10^{-5} / \text{m} (0.2 \text{ dB/km})$
β_2	1 次の群速度分散 (波長分散)	$2.04 \times 10^{-26} \text{ s}^2/\text{m} \{16 \text{ ps}/(\text{km} \cdot \text{nm})\}$
β_3	2 次の群速度分散 (分散スロープ)	$1.3 \times 10^{-40} \text{ s}^3/\text{m} \{0.08 \text{ ps}/(\text{km} \cdot \text{nm})^2\}$
P_S	信号光パワー	
a_k	16 ビットの固定パターン	(00111001101010)
T_0	ビット時間 =1/ (伝送速度)	125ps
$B_s(T)$	変調波形	Super-Gaussian、 $m=1.436$
$S_{\text{vso}}(T)$	VCO 出力信号波形	
ω_{if}	IF 帯中心周波数	12GHz
P_{vco}	VCO 出力電力	
Φ_{vco}	VCO 出力信号位相	

ここで、ファイバ入力における PSK 信号は次式のように書ける[8]、[9]。

$$A(z=0, T)=\sqrt{2P_S}\exp\left\{i\pi\sum_{k=0} a_k B_s(T-kT_0)\right\} \quad (5-2)$$

変調パターン a_k には短いビットで波形歪を評価できるとして用いられている表 5. 1 に示したビットパターンを用いた[8,9]。また、 $B_s(T)$ は変調信波形を表わし、ここでは形状として $m=1.436$ の Super-Gaussian を仮定した。

図5. 1に示すように、光ヘテロダイン検波後のIF信号は分散等化器を用いて分散補償され、電圧制御発信器（VCO）を用いて同期検波される。ここで、VCO出力は次式で表わされる。

$$s_{VCO}(T) = \sqrt{2P_{VCO}} \exp\{j(\omega_{if}T + \Phi_{VCO})\} \quad (5-3)$$

本計算においては、VCOの位相 Φ_{VCO} はアイ開口度が最大となるように定めた。伝送限界は伝送後のアイ開口度が1.0 dB劣化する伝送距離として定めた。ただし、アイ開口劣化は $20\log\{(\text{伝送後アイ開口度}) / (\text{伝送前アイ開口度})\}$ とした。同期検波後のベースバンド信号等化フィルタには、3 dB周波数帯域が伝送速度 $\times 0.65$ である5次のベッセルフィルタを仮定した。

5. 2. 2 計算結果

SPMが無視できる場合、伝送速度8Gb/sにおける分散補償後の伝送限界は前章の図4. 10で述べたように1900kmとなる。この伝送距離の限界は光ファイバの波長分散特性と完全に直線的ではないマイクロストリップ線路（MSL）の波長分散特性とのずれによるものである。このとき、前章の（4-22）、（4-23）式より求められる基板厚さおよびMSLの長さはそれぞれ645 μm 、1.34mとなる。ただし、基板の比誘電率は9.6である。

図5.2にMSLを用いて分散補償を行ったときの、SPMを考慮したときの伝送可能距離を示す。計算に用いたパラメータの数値は表5. 1に示した。また、中継距離は50kmとした。分散補償を行わない場合、ファイバ波長分散によって生じる波形歪から定まる伝送限界は84kmである。図5. 2に示すように、ファイバ入力14dBmであるとき、分散補償を行った場合の伝送距離はこの距離と同等となる。これは、ファイバ入力14dBm以上と大きい場合はSPMと波長分散の相互作用の影響が大きくなり、もはや分散補償の効果がなくなることを意味している。分散補償による伝送距離の改善を得るにはファイバ入力をこの値より小さくしなければならない。例えば、伝送距離を500kmとするためには、ファイバ入力を5dBm以下とすることが必要である。一方、ファイバ入力-12dBm以下においては、波形歪を生ずる支配的要因はファイバと分散補償器との波長分散特性のずれとなることがわかる。実際には光増幅器のASE雑音によりファイバ入力の最低値が定まるが、本章では波形歪に対する分散補償と非線形効果の影響を明確化させる観点から、増幅器雑音を無視している。

図5. 2は伝送速度が8Gb/sの場合について述べたが、より一般的化した条件を明確化するため、（5-1）に示した方程式に対して次に示すような変数変換を行う。

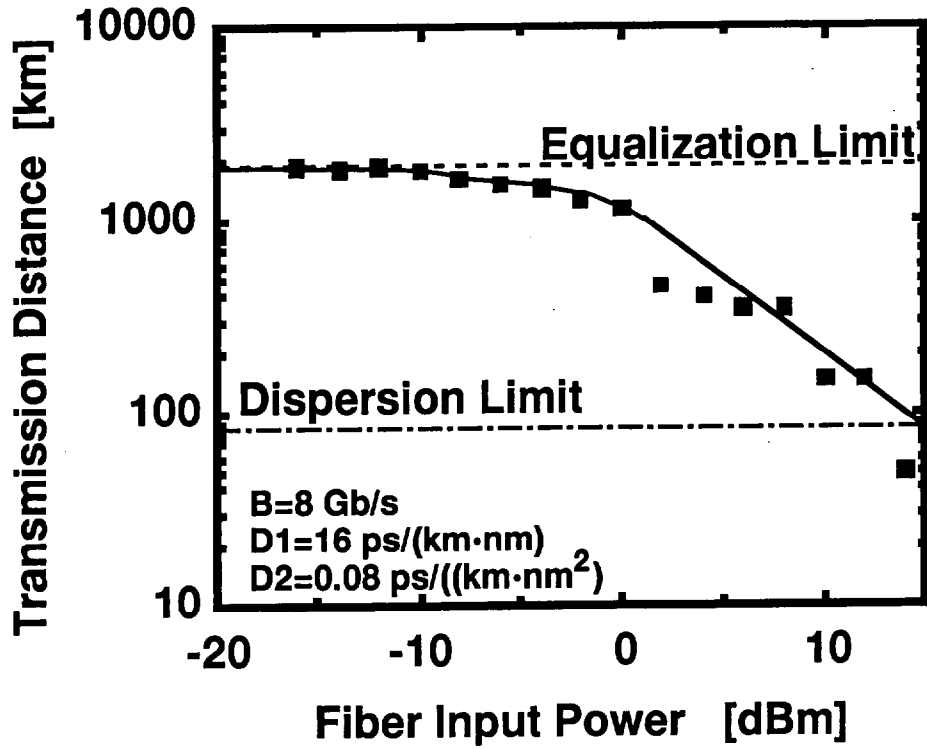


図 5. 2 8Gb/s 光 PSK ヘテロダイン同期検波方式における分散補償後の伝送距離

$$j \frac{\partial u}{\partial \xi} - \frac{1}{2} \text{sgn}(\beta_2) \frac{\partial^2 u}{\partial \tau^2} - j \frac{\beta_3 B}{6} \frac{\partial^3 u}{\partial \tau^3} + |u|^2 u = -j \frac{\alpha}{2B^2 |\beta_2|} \quad (5-4)$$

ここで、

$$u = \left(\frac{\gamma}{B^2 |\beta_2|} \right)^{\frac{1}{2}} A, \quad \xi = B^2 |\beta_2| z, \quad \tau = T \cdot B^2, \quad \gamma = \frac{n_2 \omega_0}{c A_{eff}} \quad (5-5)$$

である。(5-4) 式は、ファイバを伝搬する光信号の伝送特性は、 β_3 が無視し得るとき $\gamma A^2 / B^2 |\beta_2|$ と $B^2 |\beta_2|$ によって定められることを示している。

図 5. 3、5. 4 にそれぞれ正常分散領域と異常分散領域において 1 dB のアイ開口劣化を生ずる伝送距離を示す。両図では、横軸を $\gamma A^2 / B^2 |\beta_2|$ ($P_0 = A^2$) すなわち分散長と非線形長の比とし、縦軸は $B^2 |\beta_2| L$ とした。(5-4)、(5-5) 式に示されるように、伝送距離は $\gamma A^2 / B^2 |\beta_2|$ と $B^2 |\beta_2| L$ の関係で一般化できるからである。両図とも分散補償器として MSL を用いた場合と、スロープまで含めた分散特性が伝送用光ファイバと逆特性である理想的な補償器を用いた

場合の2つに場合について計算した結果を示している。前章で述べたように光ヘテロダイン検波においては、信号光と局発光の周波数の大小関係を逆転させることにより、IF帯信号の相対遅延時間特性を逆転させることができる。したがって、正常／異常のどちらの分散領域に対してもMSLは分散補償器として適用できる。計算においては、実際の伝送において正常分散と異常分散領域が容易に選択できる1.55 μm 分散シフトファイバ(DSF)を想定し、計算のパラメータは表5.2のように定めた。伝送速度は40Gb/sを仮定した。この伝送速度においては、波長分散の小さいDSFにおいても自己位相変調と波長分散の相互作用の影響が比較的短い伝送距離で顕著となると考えられる。また、波長分散値が $\pm 0.2\text{ps}/(\text{km} \cdot \text{nm})$ の場合、2次に対して1次の群速度分散の影響が支配的となると考えられる。

表5.2 図5.3、図5.4に用いられたパラータの具体的な値

記号	意味	数値
B	伝送速度	40Gb/s
n_2	非線形 Kerr 定数	$2.7 \times 10^{-20} \text{ m/W}$
A_{eff}	ファイバ実効断面積	$5.0 \times 10^{-11} \text{ m}^2$
β_2	1 次の群速度分散 (波長分散)	$\pm 2.04 \times 10^{-26} \text{ s}^2/\text{m}$ ($\pm 0.2\text{ps}/(\text{km} \cdot \text{nm})$)
β_3	2 次の群速度分散 (分散スロープ)	$9.75 \times 10^{-41} \text{ s}^3/\text{m}$ ($0.06\text{ps}/(\text{km} \cdot \text{nm}^2)$)

図5.3に正常分散領域における伝送限界を示す。理想的な補償器を用いた場合、 $\gamma P_0/B^2|\beta_2| < 10$ において伝送距離は $\gamma P_0/B^2|\beta_2|$ に反比例して増加することがわかる。一方、MSLを用いた場合、ファイバとMSLの波長分散特性の違いから伝送距離限界は $\gamma P_0/B^2|\beta_2| = 1.2$ となる。一方、 $\gamma P_0/B^2|\beta_2| > 10$ においてはSPMによる影響が大きくなり分散補償を行っても伝送距離は改善されず、伝送距離はファイバ入力の1/2乗に反比例して減少することがわかる。これは、分散補償のない場合の特性と一致する[9]。

図5.4に異常分散領域における伝送限界を示す。図5.3とは異なり計算された伝送限界は $\gamma P_0/B^2|\beta_2|$ に対して不連続となる。異常分散領域においては、変調不安定性のためあるスペクトル領域が選択的に成長するが、シミュレーションに用いたパタンが16ビットと短く光信号スペクトルが離散的なため、変調不安定性の影響も不連続となるためと考えられる。しかしながら、傾向としては図5.3の場合と同様、理想的な補償器を用いた場合、伝送距離は $\gamma P_0/B^2|\beta_2|$ に反比例して増加することがわかる。また、分散補償による伝送距離の改善は

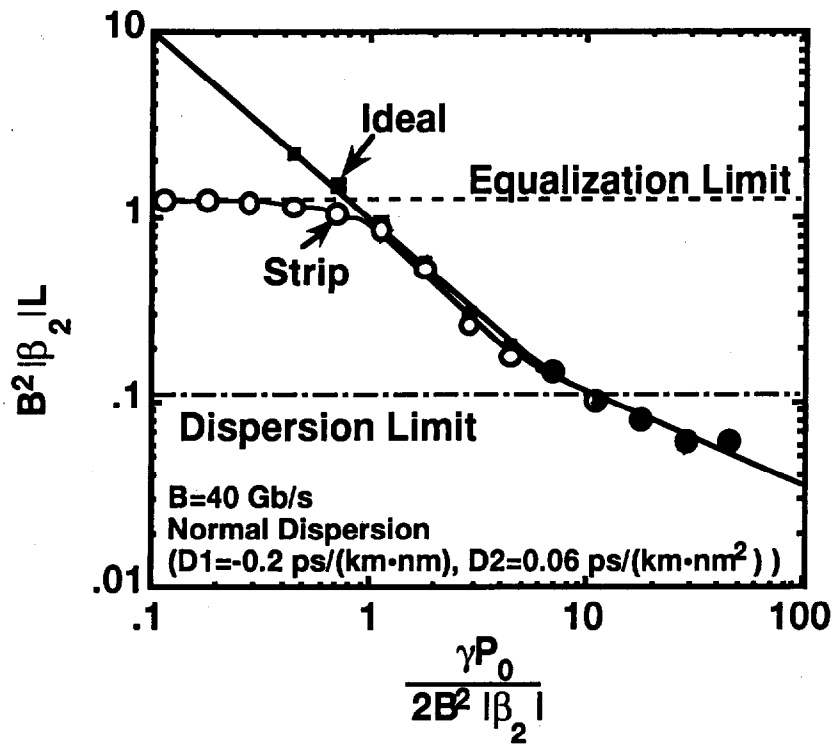


図 5. 3 正常分散領域における分散補償後の伝送距離

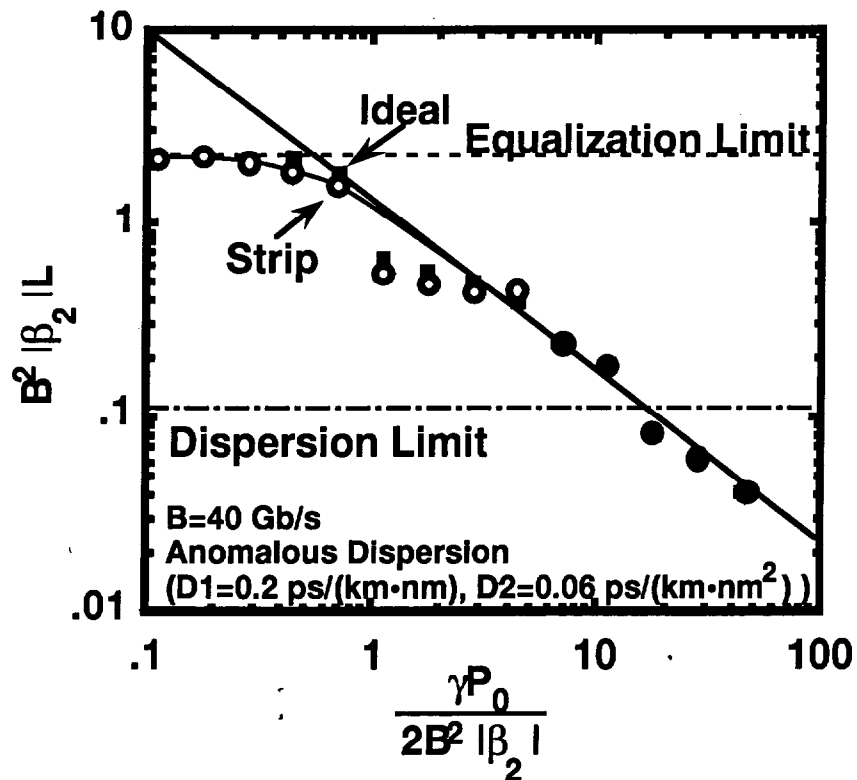


図 5. 4 異常分散領域における分散補償後の伝送距離

$\gamma P_0/B^2|\beta_2| < 15$ において生じていることがわかる。異常分散領域における伝送距離は $\gamma P_0/B^2|\beta_2| = 1$ となる領域を除けば、正常分散領域における伝送距離を上回っている。これは、異常分散領域においては自己位相変調による位相回りが、ファイバの波長分散による位相回りによって打ち消されるためと考えられる。一方、 $\gamma P_0/B^2|\beta_2| > 15$ の領域における伝送距離は、正常分散領域における伝送距離より短くなることがわかる。この原因は変調不安定性によるものと考えられる。

5. 3 伝送実験

本節では、光 PSK ヘテロダイン同期検波方式において、自己位相変調と波長分散の相互作用によって伝送距離が制限されることを実験的に示す。自己位相変調の影響が小さい無中継伝送については第 4 章で示したが、本節では光増幅器を用いた多中継伝送について示す。伝送特性の劣化の原因が相互作用によるものか、波長分散によるものかを区別するには、分散補償を行えばよい。

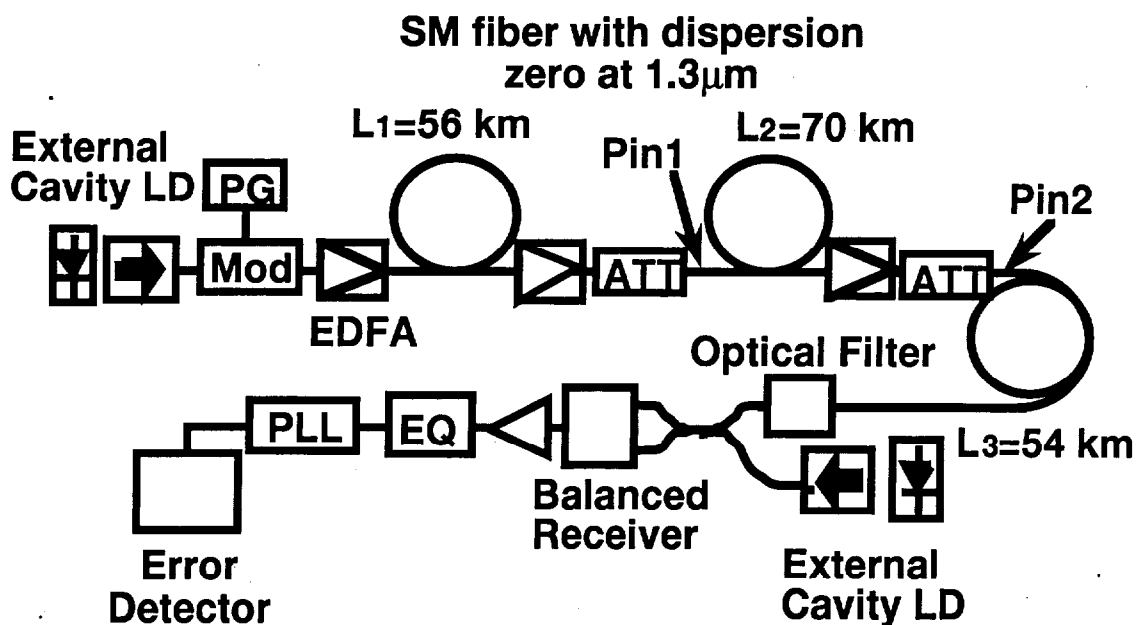


図 5. 5 8Gb/s 光 PSK ヘテロダイン同期検出方式伝送実験系

5. 3. 1 実験系構成

伝送線路に通常の $1.3\mu\text{m}$ 零分散シングルモードファイバを用いた実験系の構成を図 5. 5 に示す。ファイバの波長分散の値は信号波長において $16\text{ps}/(\text{km}\cdot\text{nm})$ である。送信器および局発光には発信波長 $1.552\mu\text{m}$ の外部共付レーザーを用いた。そのビート線幅は 70kHz である。光 PSK 信号は、 LiNbO_3 位相変調器を 2^7-1 の疑似ランダム NRZ 信号で変調することにより生成した。変調速度は 8Gb/s

である。位相変調器には損失があるため、信号光は光ファイバ増幅器で増幅してから伝送用光ファイバに入力した。図5. 5に示したように、光ファイバ増幅器を用いて3スパンの伝送実験を行った。各スパンのファイバの長さは、それぞれ56、70、54kmである。最初の中継区間のファイバ入力、11.2dBmである。また、その後の中継区間ファイバへの入力パワーを説明の都合上P1、P2とする。本実験ではP1、P2の値を変えて誤り率特性を測定する。

また、ファイバ伝送後、ダブル・バランスド・レシーバーを用いて光ヘテロダイン検波を行う。局発光出力は-0.73dBmである。IF 中心周波数は11.27GHzに設定した。IF 帯域は6.0GHzから18GHzであり、これは同期検波に用いたミキサによって制限されている。IF 信号はMSL型の分散補償器に入力され、Decision-driven-PLLを用いた同期検波によりベースバンド信号を復調する。ループフィルタとしてはラグリードフィルタを用いたが、 τ_1 、 τ_2 の値はそれぞれ 4.5×10^{-6} 、 7.5×10^{-7} に設定した。また、ループ遅延時間、DCループゲインはそれぞれ10ns、 4.0×10^8 Hzである。

5.3.2 実験結果

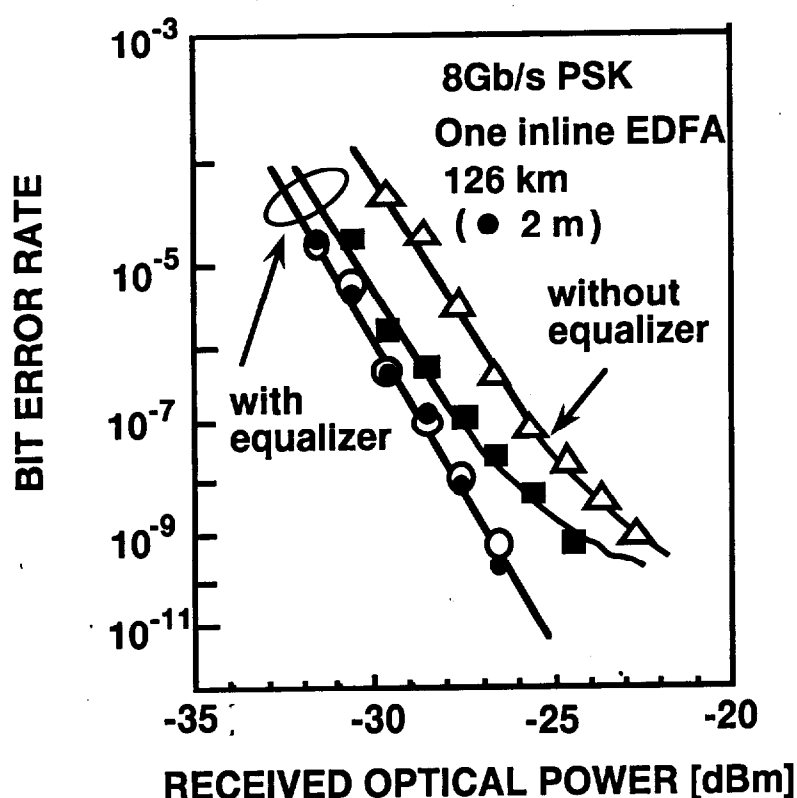


図5. 6 126kmの1.3 μ m零分散シングルモードファイバ伝送後の誤り率特性

図5. 6に1中継2スパン(56km+70km=126km)伝送における誤り率特性を示す。●に伝送前の誤り率特性を示す。△は126km無中継伝送を行った場合の誤り率特性を示す。この両者の比較において、誤り率 10^{-9} におけるパナルティは3.9dBである。無中継伝送においては波形歪の支配的要因はファイバの波長分散と考えられることから、このパナルティはファイバの波長分散によるものと考えられる。次に、光増幅器を用いて線形中継を行い、分散補償を行った場合の誤り率を○で示す。ただし70kmの伝送区間ファイバへの入力パワー P_1 は-2.2dBmである。これより、分散補償によって伝送後のパナルティは完全に補償できていることがわかる。ここで用いたMSL型分散補償器の分散特性は12GHzにおいて14ps/GHzである。

一方、 $P_1=14.8\text{dBm}$ であるときの誤り率特性を■で示す。このときの誤り率 10^{-9} におけるパナルティは1.7dBとなる。この異なる P_1 に対するペナルティの違いは、劣化の原因が自己位相変調と波長分散の相互作用によるものであることを示している。

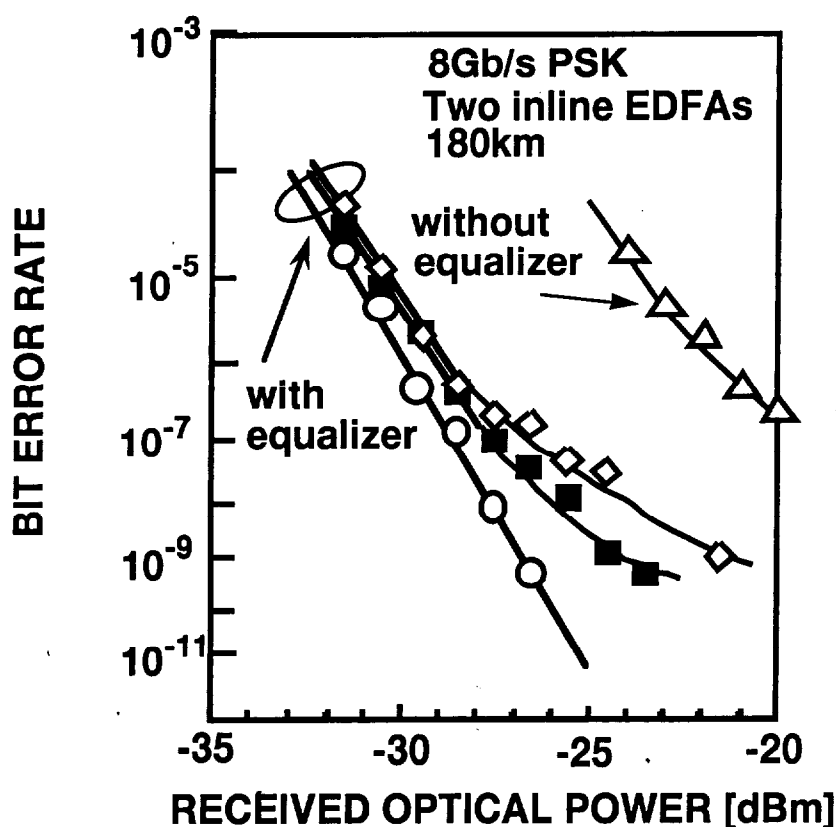


図5. 7 180km伝送後の誤り率特性

図5. 7に2中継3スパン(56km+70km+54km=180km)伝送における誤り率

特性を示す。△で無中継伝送を行った場合の誤り率特性を示す。誤り率 10^{-5} におけるパナルティーは 7.5dB であった。次に、 $P_1=5.4\text{dBm}$ 、 $P_2=-5.7\text{dBm}$ とし、分散補償を行った場合の誤り率を○で示す。これより、分散補償により伝送後のパナルティーは完全に除去できていることがわかる。しかしながら■で示すように、 $P_1=14.8\text{dBm}$ 、 $P_2=7.2\text{dBm}$ とファイバ入力を増加させたとき、誤り率 10^{-9} において 2.0dB のパナルティーが生じていることがわかる。さらに◇で示されるように、 $P_1=14.8\text{dBm}$ 、 $P_2=8.2\text{dBm}$ と P_2 をわずか 1 dB 増加させると、誤り率 10^{-9} におけるパナルティーは 5.2dB に増加することがわかる。図 5. 6 と図 5. 7 との比較から、光 PSK においても中継数の増加により受信感度劣化が増加するのはあきらかであり、パワーペナルティーを一定に保つためには、中継伝送距離が増加するにしたがってファイバ入力を低く抑える必要がある。また重要なのは、相互作用による劣化はたとえ誤り率誤り率 10^{-5} におけるパナルティーが小さくても誤り率 10^{-9} におけるペナルティーが大きいという点である。これは、波長分散による劣化と大きくことなる点である。これは、SPM による位相ゆらぎの速度は伝送速度と同等であり、同期検波そのものが困難となるためである。すなわち、アイ開口劣化による伝送特性の評価が有効となるのは、ペナルティーが 1 dB 程度の小さい領域に限られると考えられる。

SPM は瞬時的な位相変調を引き起こすため、スペクトル広がりを生じさせると考えられる。図 5. 8 に伝送前後のスペクトルを示す。ただし、 $P_1=14.8\text{dBm}$ 、 $P_2=8.2\text{dBm}$ である。図 5. 8 より相互作用によってスペクトルが広がっていることがわかる。

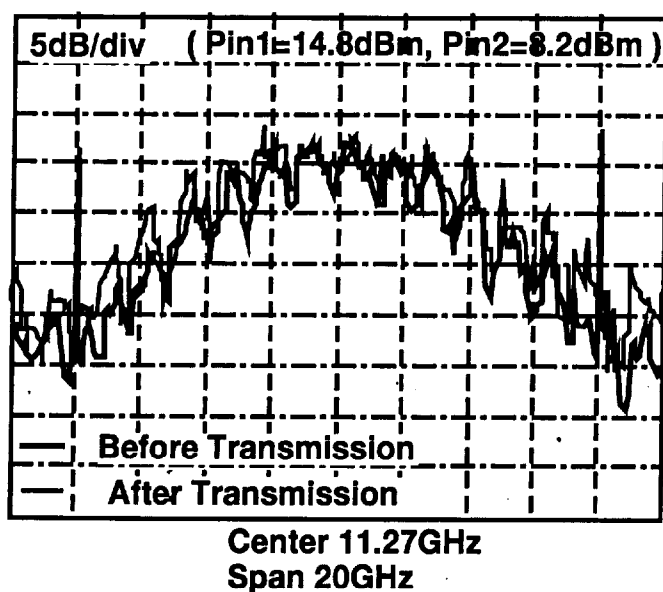


図 5. 8 伝送前後の信号光スペクトル

図5. 6、図5. 7で生じた伝送劣化の原因は、波長分散によって位相変調から振幅変調が生じ、その振幅変調が自己位相変調を起こすといった相互作用によるものである。したがって、この考えが正しければ、波長分散の小さい1.55 μm 分散シフトファイバ (DSF) においては劣化が生じないはずである。この検証を行うため、DSF を用いて伝送実験を行った。中継距離は80km であり、中継伝送距離は3スパンの240km である。波長分散の値は0.3ps/(km $\cdot$ nm)であり、波長分散による波形劣化は無視できる。それゆえ、SPM による位相ゆらぎは無視できると考えられる。また、ファイバ入力はSMF の場合と同様 $P_1 = 14.8\text{dBm}$ 、 $P_2 = 8.2\text{dBm}$ に設定した。図5. 9に、伝送前後の誤り率特性を示す。

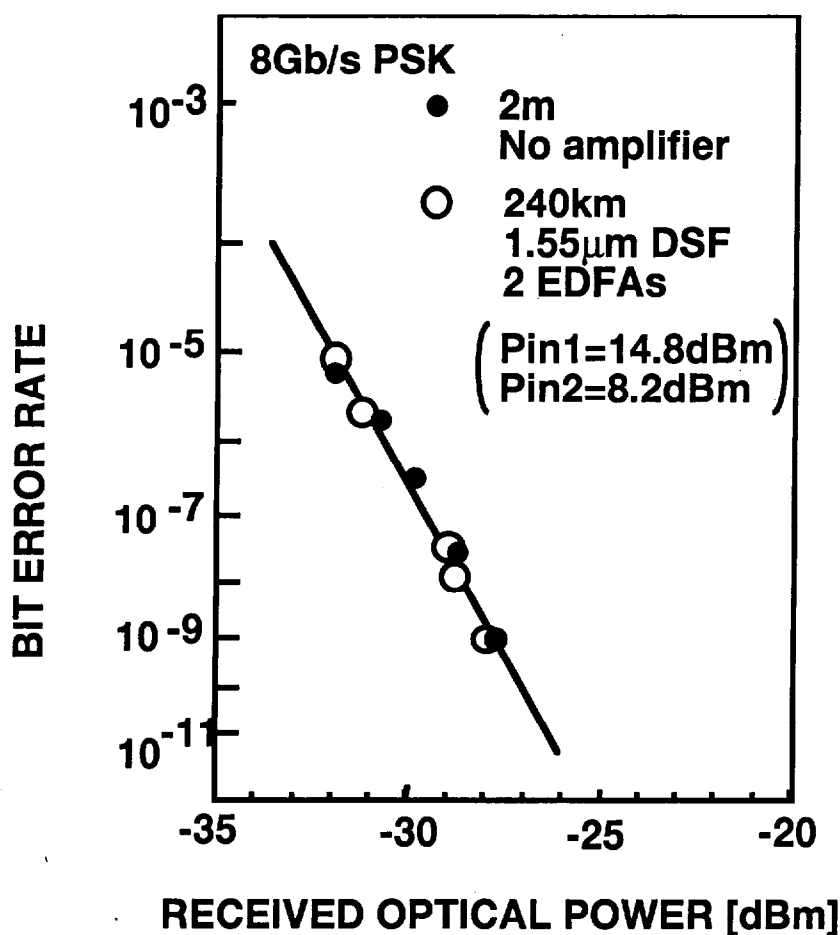


図5. 9 1.55 μm 分散シフトファイバ伝送後の誤り率特性

図5. 9に示されるように、伝送によるペナルティーは生じていないことがわかる。また、伝送によるスペクトル広がりも観測されなかった。DSF を用いた零分散波長近傍の伝送において、数千 km の超スパン伝送では光増幅器の ASE

雑音がスペクトル広がりを生じさせるとの報告があるが[10]、本実験においては3スパンと伝送距離が短いためそのような効果およびASEによる劣化は見られなかった。

これらに実験より、SMFに分散補償を適用した高速コヒーレント伝送システムにおいては、伝送距離がわずか数百 km においてもファイバ非線形効果の影響が顕著となるため、ファイバ入力を低く抑える必要があることがわかる。

5. 4 まとめ

本章では、分散補償を適用した光 PSK ヘテロダイン同期検波方式における自己位相変調とファイバ波長分散の相互作用による伝送特性劣化について検討した。

スプリットステップフーリエ法を用いた数値解析結果により、SPM 存在下でも正常分散領域においては $\gamma P_0/2B^2|\beta_2| < 10$ のとき、異常分散領域において $\gamma P_0/2B^2|\beta_2| < 15$ のとき分散補償が有効であることがあきらかとなった。また、正常分散領域において1次分散が支配的な場合は、分散補償後の伝送限界はファイバ入力に反比例して増加することがあきらかとなった。

さらに、伝送速度 8Gb/s において光 PSK ヘテロダイン同期検波方式の多中継伝送実験を行おこなった。たとえ振幅の一定な位相変調信号においても、この相互作用によって、伝送距離が 200 km 以下でファイバの非線形効果の影響が見られるようになり、システム設計には十分な注意は必要となることを示すものである。

文献、

- [1] J.P.Gordon and L.F.Mollenauer, "Phase noise in photonic communications systems using linear amplifiers," *Optics Letters*, vol.15, no.23, pp.1351-1353, 1990.
- [2] 菊地、「光増幅器の強度雑音と光ファイバのカー効果とによって誘起される位相雑音」、1992 年電子情報通信学会春季大会、B-922。
- [2] 村上、斎藤、「光増幅中継伝送系におけるファイバ非線形性による位相雑音」、1992 年電子情報通信学会春季大会、B-923。
- [3] 中元、内藤、石川、寄田、近間、「光ファイバ非線形性による位相雑音発生の検討」、1992 年電子情報通信学会春季大会、B-924。
- [4] 笠、「コヒーレント光増幅中継システムにおける相互位相変調効果における変調不安定現象」、1992 年電子情報通信学会春季大会、B-926。
- [6] K. Tajima, " Self-amplitude modulation in PSK coherent optical transmission systems, " in *IOOC-ECOC Tech. Dig.*, 1985, pp.351-354.
- [7] 山崎、緒方、小野、斎藤、江村、青木、「CPFSK コヒーレント光増幅中継システムにおける Modulational Instability の補償」、1992 年電子情報通信学会春季大会、B-927。
- [8] J. P. Hamaide, P. Emplit, L. Prigent, O. Audouin, and J. M. Gabriagues, "Effects of chromatic dispersion, kerr nonlinearity and amplifier noise in long PSK optical fiber systems," *Electron. Lett.*, vol.28, no.1, , pp.409-411, 1992.
- [9] S. Saito, A. Naka, and M. Murakami, "Kerr nonlinearity limits on Transmission distance and data rate of in-line optical amplifier systems," in *Tech. Dig. of Optical Amplifiers and their Applications*, Santa Fe, N.M., WC3-1, 1992.
- [10] D.Marcuse, "Single-channel operation in very long nonlinear fibers with optical amplifiers at zero dispersion," *J.Lightwave Technol.*, vol.LT-9, no.3, pp.356-361, 1991.

第6章 超広帯域光ヘテロダイン受信回路の試作

6.1 まえがき

光ヘテロダイン／ホモダイン検波方式は、前置光増幅器を用いなくても高い受信感度を得られることと、光ファイバの波長分散による影響を検波後の電気領域で補償できる利点を有している[1]、[2]。しかしながら、光ヘテロダイン検波方式を実現するには、受信回路の周波数帯域幅として、伝送速度の2倍以上が必要である。したがって、通常の汎用電子デバイスを個別に実装するハイブリッド技術を用いて、Gb/s を超える超高速光伝送システムに適用可能な光ヘテロダイン検波回路を実現することはたやすいことではない。これまで報告されている伝送実験においても、その伝送速度は 4.0Gb/s 以下にとどまっている[3-7]。また、光ヘテロダイン検波方式においては、偏波ダイバーシチやバランスト受信とするため、局発光のパワーが分割される。したがって、実際には熱雑音の影響は完全には除去されない。したがって、さらなる高速化を実現するには、広帯域でかつ低雑音の受信回路を実現することが重要である。

このような理由から、これまでいくつかのチューニング型光受信器とよばれるハイブリッド実装を用いた受信回路が提案されてきた。すなわち、Transformer tuned receiver[8]、[9]、Serial inductor tuning receiver[10]、同調型受信回路といった、フロントエンド部分にインダクタンスを挿入する回路形式である。Transformer tuned receiver あるいは Serial inductor tuning receiver 形式を用いて、数 Gb/s を超える高速伝送システムに適用可能な受信回路を実現しようとする、その作成が困難なものとなる。それは、同調周波数を上げるために、インダクタンスの絶対値が小さくなり、その値を正確に定めるには高い技術が必要となるためである。同調型受信回路 (Resonance Type Optical Receiver、ROR) は他の受信回路に比較し、一本のインダクタンスを接続すればよくその制作が比較的容易であり[11,12]、2Gb/s 程度の光ヘテロダイン回路への適用が可能と考えられる。しかしながら、同調形式をとっているため周波数帯域幅が制限され、それ以上の伝送速度における適用は現状では困難である。

また、フロントエンド部ではなく、各増幅段のトランジスタのドレイン側にインダクタンスを挿入する回路形式によって 15GHz を超える広帯域化を実現した光受信回路も報告されている[13]-[15]。これらの回路形式は広帯域ではあるが、ハイブリッド回路として製作するには実装による寄生成分の低減等、その製作にスキルを要するためシステムへの適用は实际的ではない。さらに、超広帯域の光ヘテロダイン受信回路を実現するには、広帯域前置増幅器のみならず広帯域 Twin フォトダイオードが不可欠である。Twin フォトダイオードが必要なのは、後述するように局発光の強度雑音をキャンセルするためにバランスト受信する

必要があるからである[16,17]。

本章では、前半において伝送速度が 5Gb/s 以下の場合に対する光ヘテロダイン受信回路として、広帯域同調型光受信回路を提案する。また、後半においては 10Gb/s の光ヘテロダイン検波回路の実現を目的として、マイクロ波モノリシック IC 化した分布増幅器と集積化した Twin InGaAs p-i-n フォトダイオードを用いた分布型光受信回路を提案する。IC と受光素子を接続する際には寄生成分の低減をはかるため、ハンダバンプ[17]を用いたフリップチップ実装技術を適用する。本章では、これら 2 つの光受信回路の雑音特性について解析するとともに、実際に行った超高速光ヘテロダイン検波実験について示す。

6. 2 光受信回路の構成とダブルバランスド受信の意義について

本節では、具体的な光受信回路の構成について述べる前に、光ヘテロダイン検波回路の共通の構成ともえるダブル・バランスド受信形式について述べる。光ヘテロダイン検波においては、局発光パワーを大きくするほど信号成分が大きくなるとともに局発光の持つ強度雑音成分も増加する。この強度雑音成分を除去できない限り、局発光による信号成分の増幅効果を十分に活かすことはできない。したがって、光ヘテロダイン検波においては、この強度雑音をキャンセルできるダブル・バランスド受信方式をとることが重要である。図 6. 2 - 1 にダブルバランスドレシーバーの構成を示す。

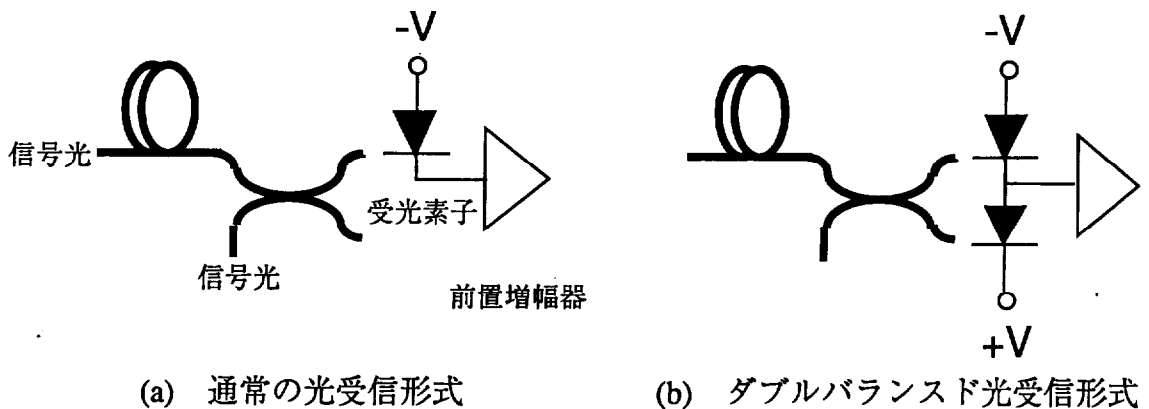


図 6. 2 - 1 ダブルバランスド光受信回路構成

光ヘテロダイン検波における信号対雑音比は近似的に次式で表わされる。

$$\text{SNR} = \frac{2\left(\frac{\eta e}{h\nu}\right)^2 P_S P_L}{N_{th} + \left\{ 2e\left(\frac{\eta e}{h\nu}\right) P_L + \xi \left(\frac{\eta e}{h\nu} P_L\right)^2 \right\} B}, \quad (6.2-1)$$

ここで、 P_S と P_L はそれぞれ信号光パワーと局発光パワーを示す。その他のパラメータを以下に示す。ここで、 N_{th} は光受信回路熱雑音電力、 B はIF周波数帯域、 η は受光素子量子効率、 e は電気素量、 h はプランク定数、 ν は光周波数、 ξ は相対強度雑音である。 $\xi(\eta e/h\nu)^2 P_L^2 B$ は局発光の強度雑音パワーを表わす。局発光を増加させたとき(6.2-1)式に示されるように、局発光を増加させた場合に局発光強度雑音も増加するためSN比が制限されることがわかる。

一方、2つの受光素子を用いてバランスド受信した場合、その受光素子からの出力は字式で表わされる[16,17]。

$$i_{s1}(t) = \Delta i + 2\left(\frac{\eta e}{h\nu}\right) \sqrt{P_L P_S} \sin(\omega_{IF} + \theta), \quad (6.2-2)$$

$$i_{s2}(t) = \Delta i - 2\left(\frac{\eta e}{h\nu}\right) \sqrt{P_L P_S} \sin(\omega_{IF} + \theta), \quad (6.2-3)$$

ここで、 Δi は局発光強度雑音に起因した雑音電流、 ω_{IF} はIF帯角周波数、 θ は信号光と局発光の位相差である。(6.2-2)、(6.2-3)式より $i_{s1}(t)$ から $i_{s2}(t)$ を引くことにより局発光強度雑音の影響をキャンセルできる。そのとき、局発光を増加させることにより(6.2-1)式に示されるSN比は次式で示されるショットノイズ限界に近づくことがわかる。

$$\text{SNR} = \frac{\eta P_S}{h\nu B}. \quad (6.2-4)$$

つまり、光ヘテロダイン検波方式においてはダブルバランスド光レシーバー(Double Balanced Optical Receiver、DBOR)が良好な受信感度を得るには不可欠となる。

6.3 広帯域同調型光受信回路

本節では、同調型光受信回路の広帯域化手法について述べる。

6.3.1 光受信回路のモデル化

6. 3. 1-1 同調型光受信回路形式の比較

光受信器の回路形式を図6. 3-1に示す。従来のトランスインピーダンス型の光受信回路を図6. 3-1 (a) に示す。この光受信器における熱雑音は周波数とともに増加する。それは、フロント・エンド回路のトランジスタおよび受光素子が持つ容量のため、周波数とともに入力インピーダンスが減少するからである。従来の光受信回路は1 GHzにおいて、等価入力換算雑音電流が $10 \sim 20 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 程度となる。光ヘテロダイン検波においては、中間周波数 (IF) 帯における中心周波数は伝送速度の2倍以上が望ましい。それゆえ伝送速度がGb/sを超える場合、中間周波数帯における雑音レベルは大きなものとなり、これを低減することは重要である。この目的のため同調型光受信器が用いられる。

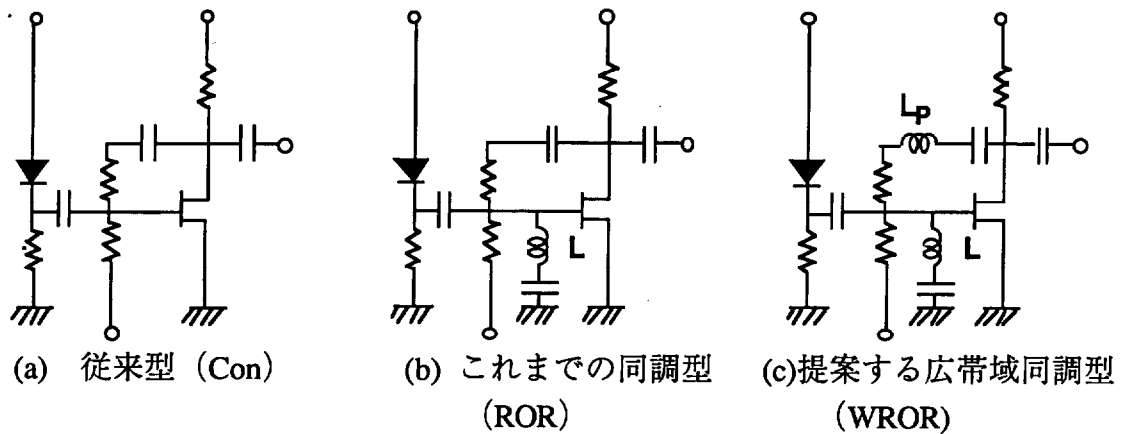


図6. 3-1 光受信回路フロントエンド部構成

現在提案されている同調型受信回路 (Resonance Type Optical Receiver、ROR) を図6. 3-1 (b) に示す。フロント・エンド回路部分の容量をキャンセルするため、受光素子と並列に同調用インダクタンスが挿入されている。フロント・エンド回路部分の容量と同調用インダクタンスによって定まる共振周波数において、等価入力換算雑音電流は最小値となる。したがって、光ヘテロダイン検波においてはこのRORは従来のトランスインピーダンス型光受信回路に対して有利となる。しかしながら、数GHz以上の3 dB周波数帯域幅を持つRORを実現するのはたやすいことではない。それゆえ、広帯域なRORを実現することは光ヘテロダイン検波方式の高速化を実現する上で重要となる。

本章で提案する広帯域 (Wideband) ROR (WROR) を図6. 3-1 (c) に示す。この光受信回路においては、同調周波数は (b) と同様フロント・エンド回路部分の容量と同調用インダクタンスLによって定まる。フィードバックインダクタンス L_p によって定まるピーキング周波数をその同調周波数より

高周波数側に設定することによって、雑音特性と周波数帯域幅の両方を改善することができる。このピーキング周波数を定めるインダクタンスの値は数 n H を超える大きな値となるので、製作精度の点からも実現が比較的容易である。この同調周波数とピーキング周波数を最適化することにより周波数帯域幅の改善がはかれる。

図 6. 3-2 に S P I C E による周波数特性のシミュレーション結果を示す。ただし、この計算においては受光素子の接合容量を 0.8pF とし、プリアンプとしては 3 段のトランスインピーダンス型増幅器を用いた。初段のフィードバック抵抗および各段のフィードバックインダクタンスはそれぞれ、300 Ω 、7.0nH とした。この図より、3dB 周波数帯域幅はインダクタンスピーキングによって従来の R O R の 2.2GHz から 6.4GHz に拡大されていることがわかる。また、トランスインピーダンスの絶対が増加するとともに、5GHz 以上の高周波数領域において雑音特性も改善されていることがわかる。

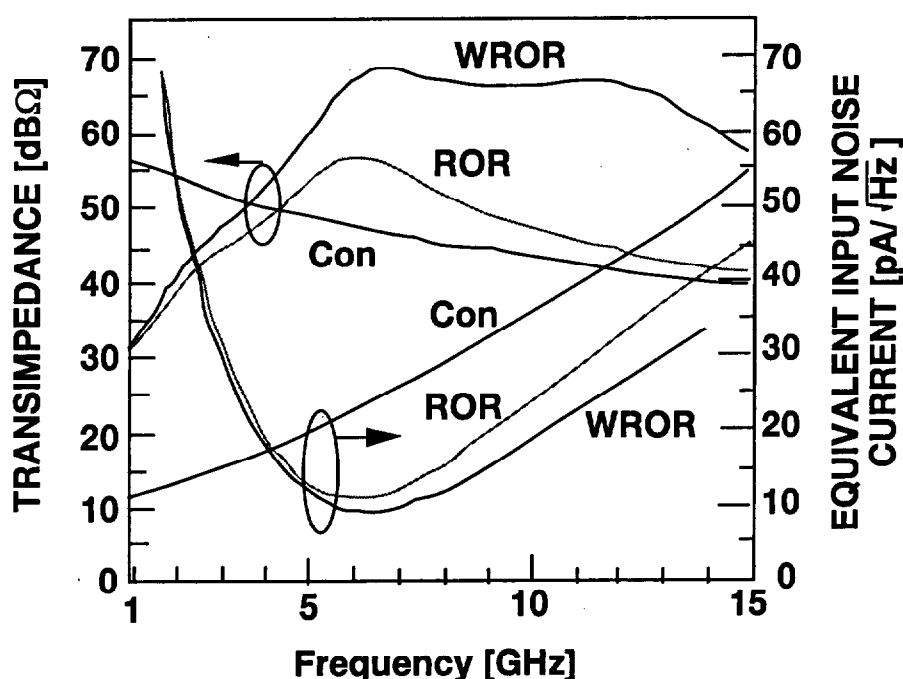


図 6. 3-2 S P I C E を用いた光受器周波数特性のシミュレーション結果

6. 3. 1-2 各回路形式における熱雑音の計算

以下の議論においては FET (電界効果トランジスタ) を用いた場合を考える。図 6. 3-1 (a) に示したトランスインピーダンスアンプに対して、出力電圧 v_{out} と FET 入力電流 i_{in} に対して $v_{out} = -Z_F i_{in}$ [18] が成立する。ここで、 Z_F は

フィードバックインピーダンスである。ループ利得が十分大きいとの仮定のもとでは、周波数応答特性は Z_F によって定まることとなる。

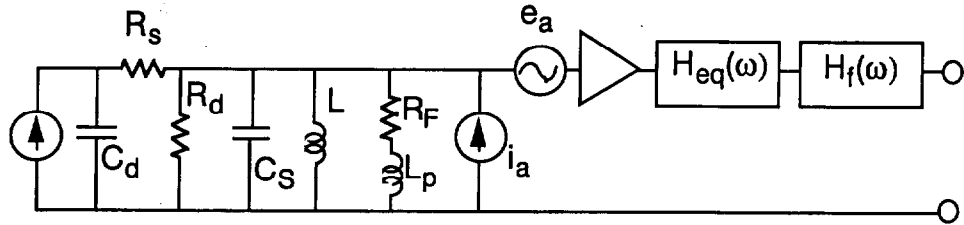


図 6. 3 - 3 広帯域同調型光受信回路の等化回路

ここで、等化器および IF 帯バンドパスフィルターの伝達関数をそれぞれ $H_{eq}(\omega)$ 、 $H_f(\omega)$ とするとき、WRO R の等価回路は図 6. 3 - 3 のように書ける。プリアンプは十分な利得を有し入力インピーダンスは無限大であるような雑音のない理想的な増幅器としてモデル化し、それとは独立に雑音源として電流雑音源 i_a 、電圧雑音源 e_a を考える。図 6. 3 - 3 に示した各回路要素の名称は表 6. 3 - 1 に示されている。ここで、 $C_s = C_{st} + C_a$ である。

表 6. 3 - 1 等化回路における回路定数

記号	意味	値
C_d	受光素子の接合容量	0.3 pF
R_s	受光素子の直列抵抗	32 Ω
R_b	バイアス抵抗	5.0 k Ω
C_{st}	寄生容量	0.2 pF
C_a	プリアンプ入力容量	0.4 pF
R_F	プリアンプ入力抵抗	300 Ω
L	同調用インダクタンス	1.2 nH
L_p	ピーキングインダクタンス	7.0 nH
Γ	材料定数	1.1
g_m	トランスコンダクタンス	40 mS

プリアンプ入力端から受光素子側を見たときのアドミッタンスを Y_{in} とするとき、Nyquist の定理により、等価入力換算雑音電流は次式で表わされる。

$$\frac{d\langle i^2 \rangle}{df} = 4kT \cdot \text{Re}(Y_{in}) + \frac{d\langle i_a^2 \rangle}{df} + \frac{d\langle e_a^2 \rangle}{df} |Y_{in}|^2 \quad (6.3-1)$$

ここで、 k は Boltzmann 定数である。 T 、 f はそれぞれ絶対温度および周波数である。またプリアンプとして FET が用いられたとき次式が成立する。

$$\frac{d\langle i^2 \rangle}{df} = 4kT \cdot \left\{ \text{Re}(Y_{in}) + \frac{\Gamma}{g_m} |Y_{in}|^2 \right\} \quad (6.3-2)$$

ここで、 Γ 、 g_m はそれぞれ材料定数とトランスコンダクタンスである。また、バンドパスフィルタ出力における熱雑音電力は次式で表わされる。

$$N_{th} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\langle i^2 \rangle}{|Y_{in}|^2} |H_{eq}(\omega)|^2 |H_f(\omega)|^2 d\omega \quad (V^2) \quad (6.3-3)$$

等化器はフロントエンド部の周波数特性 $H_{fe}(\omega)$ を補償するために用いられ、次式を仮定する。

$$H_{fe}(\omega) \cdot H_{eq}(\omega) \equiv 1 \quad (\Omega) \quad (6.3-4)$$

このとき、 N_{th} は次のように表わされる。

$$N_{th} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\langle i^2 \rangle}{|Y_{in}|^2} |H_{fe}(\omega)|^{-2} |H_f(\omega)|^2 d\omega \quad (V^2) \quad (6.3-5)$$

ここで、図 6.3-3 より WROR における $Y_{in}(\omega)$ は次式で表わされる。

$$Y_{in}(\omega) = \frac{1}{R_b} + \frac{\omega^2 C_d^2 R_s}{1 + (\omega C_d R_s)^2} + \frac{R_F}{R_F^2 + (\omega L_p)^2} + j \left\{ \frac{\omega C_d}{1 + (\omega C_d R_s)^2} + \omega C_s - \frac{1}{\omega L} - \frac{\omega L_p}{R_F^2 + (\omega L_p)^2} \right\} \quad (6.3-6)$$

従来のトランスインピーダンス型受信回路の場合は、 $L_p=0$ かつ $L \rightarrow \infty$ であり、ROR に対しては、 $L_p=0$ である。(6.3-6) 式より、

$$\frac{1}{R_F} \geq \frac{R_F}{R_F^2 + (\omega L_p)^2} \quad (6.3-7)$$

$$0 \geq -\frac{\omega L_p}{R_F^2 + (\omega L_p)^2} \quad (6.3-8)$$

であるから、従来の ROR の $|Y_{in}(\omega)|^2$ に比較して WROR の $|Y_{in}(\omega)|^2$ は高周波領域において減少することがわかる。さらに、式 (6.3-7) における帰還抵抗に相当する $\{R_F + (\omega L_p)^2 / R_F\}$ は L_p によって周波数とともに増加することがわかる。したがって、フィードバックインピーダンスが増加し、高周波領域において利得が増加することとなる。

また、フロントエンド部分の周波数応答特性は次式で表わされる。

$$H_{fe}(\omega)^{-1} = \frac{1}{R_b} - \omega^2 C_s C_d R_s + \frac{C_d R_s}{L} + \frac{R_F + \omega^2 C_d L_p R_s}{R_F^2 + (\omega L_p)^2} + j \left\{ \omega(C_d + C_s) - \frac{1}{\omega L} - \frac{\omega C_d R_s}{R_d} + \frac{\omega R_s R_F C_d - \omega L_p}{R_F^2 + (\omega L_p)^2} \right\} \quad (6.3-9)$$

ここで、もし受光素子の直列抵抗 $R_s = 0$ であれば、

$$Y_{in}(\omega) = \{H_{fe}(\omega)\}^{-1} \quad (R_s \equiv 0) \quad (6.3-10)$$

となる。ここで、IF バンドパスフィルタの伝達関数がガウシアンであると仮定する。すなわち、

$$H_f(\omega) = \exp \left\{ -\frac{\ln 2}{2} \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_e} \right)^2 \right\} \quad (6.3-11)$$

で周波数特性が表わされたとする。ただし、 ω_e 、 ω_0 はそれぞれ、半値幅および中心周波数である。ここで、周波数を次に示すよう中心周波数で正規化する。

$$\omega = \omega_0 u = 2\pi f_0 u \quad (6.3-12)$$

そのとき、フォトカレントを i_p 、プリアンプ入力電圧を v_{in} とすると

$$H_{fe}(\omega) \cdot H_{eq}(\omega) \equiv 1 \quad (6.3-13)$$

であるから、

$$N_{th} = 4kTf_0 \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\operatorname{Re}(Y_{in}(\omega_0 u))}{|Y_{in}(\omega_0 u)|^2} + \frac{\Gamma}{g_m} \right) |H_{fe}(\omega)|^{-2} |H_f(\omega)|^2 d\omega, \quad (6.3-14)$$

となる。ただし、

$$H_f(u) = \exp \left\{ -\frac{\ln 2 (f_0)^2}{2 (f_e)^2} (u-1)^2 \right\}, \quad (6.3-15)$$

$$f_e = \frac{\omega_e}{2\pi} \quad (6.3-16)$$

である。

6.3.1-3 ダブルバランスト受信における信号対雑音比の計算

光ヘテロダイン検波においては、熱雑音による受信感度劣化は局発光のパワーを増加させることにより低減される。もし、局発光の強度雑音がダブルバランストレシーバー (DBOR) [16,17] を用いることで低減されるならば、受信感度は熱雑音と局発光に起因するショット雑音によって定まる。この節においては、同調型受信回路をDBORに用いた場合の信号対雑音 (SN) 比を計算する。DBORの入力アドミッタンスを Y_{inD} とすると Y_{inD} は次式であらあらされる。

$$Y_{inD}(\omega) = \frac{1}{R_b} + \frac{2\omega^2 C_d^2 R_s}{1+(\omega C_d R_s)^2} + \frac{R_F}{R_F^2 + (\omega L_p)^2} + j \left\{ \frac{2\omega C_d}{1+(\omega C_d R_s)^2} + \omega C_s - \frac{1}{\omega L} - \frac{\omega L_p}{R_F^2 + (\omega L_p)^2} \right\} \quad (6.3-17)$$

ここで、従来のトランスインピーダンス型受信回路の場合は、 $L_p=0$ かつ $L \rightarrow \infty$ であり、RORに対しては、 $L_p=0$ とすればよい。

フロントエンドの伝達関数を $H_{feD}(\omega)$ とすると、 $H_{feD}(\omega)$ は次式で表わされる。

$$H_{feD}(\omega)^{-1} = (A_1 - \omega C_d R_s B_1) + j \{ \omega C_d (1 + A_1 R_s) + B_1 \} \quad (6.3-18)$$

ここで、

$$A_1 = \operatorname{Re}(Y_{in}) \quad (6.3-19)$$

$$B_1 = \operatorname{Im}(Y_{in}) \quad (6.3-20)$$

であり、 Y_{in} は (6.3-7) 式に示されている。ただし、DBORにおける入力光の分岐比は 1 : 1 であり、用いる 2 個の受光素子の量子効率等は等しいとする。このとき、DBORにおけるショット雑音電力と信号電力はシングルレシーバーの場合と等しい。ショット雑音電力 N_s は次式で表わされる。

$$N_s = 2e \left(\frac{\eta e}{h\nu} \right) P_L f_e \sqrt{\frac{\pi}{\ln 2}} \quad (6.3-21)$$

ここで P_L は局発光パワーである。また、信号電力は次式で表わされる。

$$S_D = \frac{1}{\pi} \left(\frac{\eta e}{h\nu} \right)^2 P_L \int_{-\infty}^{\infty} P_S(\omega) |H_f(\omega)|^2 d\omega \quad (6.3-22)$$

ここで、 $P_S(\omega)$ は信号光スペクトルである。そのとき SN 比は次式で計算できる。

$$\text{SNR} = \frac{S_D}{N_{th} + N_s} \quad (6.3-23)$$

6.3.2 熱雑音特性の比較

6.3.2-1 等価入力換算雑音電流特性の受光素子直列抵抗依存性について

本節では、等価入力換算雑音電流の受光素子直列抵抗依存性について検討する。計算結果を図 6.3-4 に示す。また、回路定数の値は表 6.3-1 に示されている。広帯域同調型光受信回路 (WROR) については、その同調周波数は 5GHz となるよう回路定数を決定した。

従来の光受信回路においては、7GHz 以上の高周波領域では雑音電流は直列抵抗が増加するにしたがって減少する。それは、(6.3-17) 式に示されるように実効的アドミタンスが直列抵抗の増加によって高周波領域で減少するからである。しかしながら、後に述べるように、直列抵抗の増加により信号も減少することとなり SN 比としては劣化することとなる。

WROR においては、同調周波数において雑音電流は最小となるが、その最小値は直列抵抗の増加にともない増加する。また、WROR の雑音電流は 3.5GHz

以上の周波数において、従来型と比較して低減されていることがわかる。したがって、IF 帯の雑音レベルはWRORを用いることにより低減される。

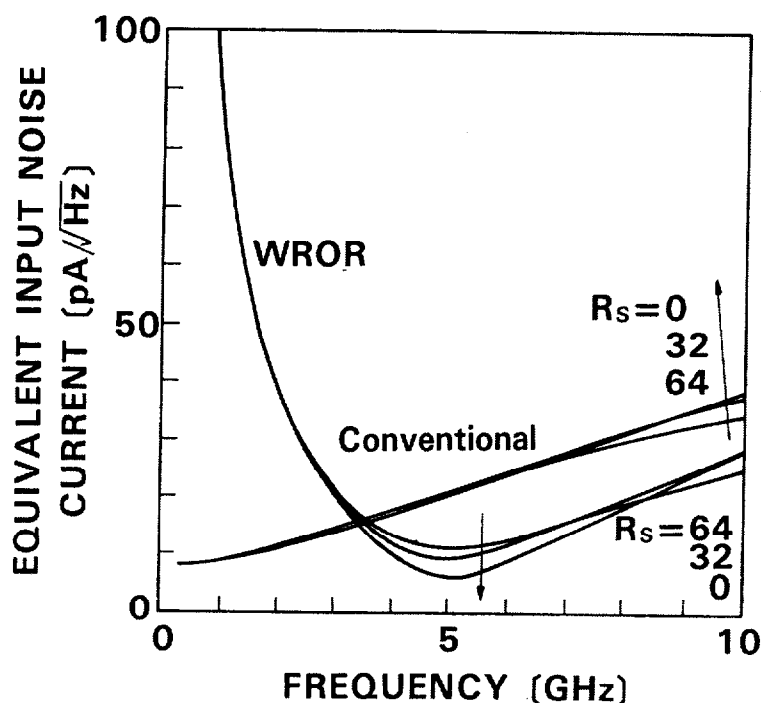


図 6. 3-4 広帯域同調型および従来型光受信器における
等価入力換算雑音電流の受光素子シリーズ抵抗依存性

6. 3. 2-2 同調周波数における等価入力換算雑音電流特性

異なる直列抵抗を持つ受光素子を用いた同調型光受信回路の同調周波数における入力雑音電流の計算結果を図 6. 3-5 に示す。それらの同調周波数は同調用インダクタンス L によって定められる。直列抵抗 R_s が 0 のとき、ROR の同調周波数における雑音電流は同調周波数に依らず等しくなる。しかしながら、 R_s が 0 でないときは同調周波数の増加とともに雑音電流の最小値は増加することとなる。その雑音電流の増加は 1GHz 以上で顕著となる。例えば、帰還抵抗 $R_F=300\ \Omega$ 、 $R_s=32\ \Omega$ の場合、10GHz における最小入力雑音電流の値は $R_s=0\ \Omega$ の場合の 2 倍にもなる。

WROR の入力換算雑音電流も図 6. 3-5 に示してある。 R_s に起因した同調周波数における最小入力換算雑音電流の増加は、 L_p によって改善されていることがわかる。その理由は、 L_p によって周波数の増加とともに帰還回路のインピーダンスが増加するためである。このため、WROR は従来の ROR に比べて高速光ヘテロダイン検波システムに適していると言える。

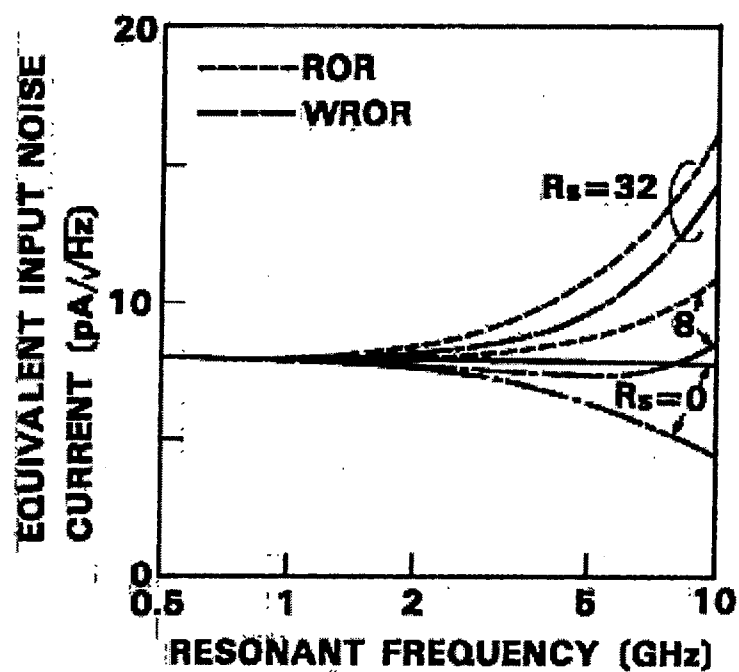


図 6. 3 - 5 同調周波数における等価入力換算雑音電流特性の受光素子シリーズ抵抗依存性

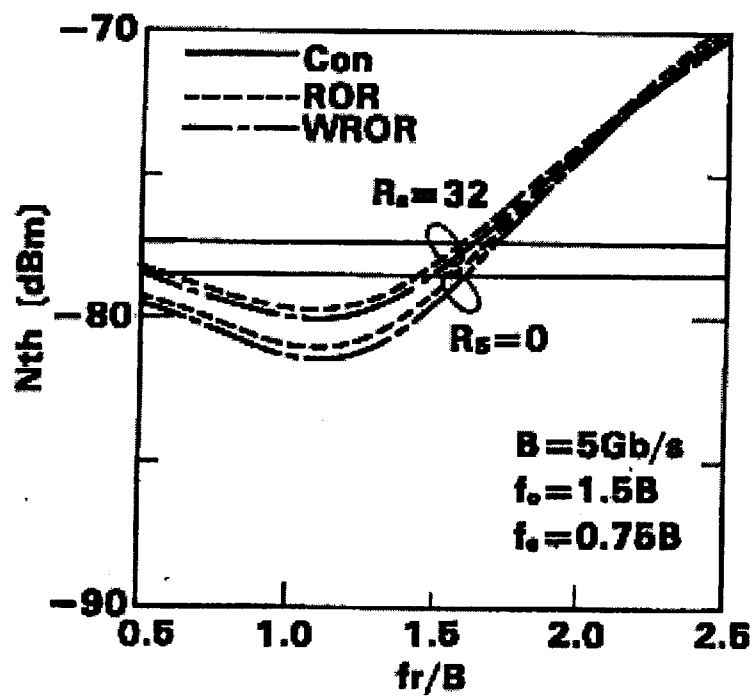


図 6. 3 - 6 熱雑音電力の同調周波数依存性

6. 3. 2-3 熱雑音電力の比較

熱雑音電力の同調周波数依存性を図 6. 3-6 に示す。この計算においては、伝送速度 B は 5Gb/s であり、IF 帯の中心周波数 f_0 は $1.5B$ 、半値幅 f_e は $0.75B$ とした。積分範囲は $0.2f_0$ から $4.0f_0$ とした。CPFSK において変調指数が 0.5 程度である場合はそのスペクトルのほとんどが $1.5B$ の周波数帯域幅に集中しておりまた IF 帯においてバンド・パス・フィルタ (BPF) によって帯域制限を行っているため、この仮定は妥当と考えられる。

図 6. 3-4 に示されるように、WRO R は低周波領域においては大きな入力換算雑音電流を持つ。WRO R と RO R を実際のコヒーレントシステムに適用するには、その低周波数領域における雑音を除去することが重要である。図 6. 3-6 に示すように、熱雑音電力は同調周波数を $1.1B$ としたときに最小となることがわかる。 R_s が $32\ \Omega$ の場合、この周波数に同調周波数が一致するように設計を行えば、従来の光受信器と比較して、WRO R で 2.5dB、RO R で 2.0dB の熱雑音電力の改善がはかれることがわかる。また、 R_s が $0\ \Omega$ の場合、WRO R で 3.0dB、RO R で 2.5dB の熱雑音電力の改善がはかれることがわかる。もし、従来型の受信回路と比較して熱雑音電力を 2.0dB 低減するのであれば、WRO R の場合その同調周波数を $0.75B$ から $1.3B$ の間とすればよい。また、 R_s による熱雑音電力の増加は同調周波数が $1.1B$ のとき、それぞれの光受信回路において 1.5dB である。

次に、さらなる高速伝送に対する見通しを得るため、伝送速度に対する熱雑音電力を考える。伝送速度に対する熱雑音電力の計算値を図 6. 3-7 に示す。IF 帯のバンドパスフィルタおよび IF 帯スペクトルの中心は伝送速度 B の 1.5 倍とした。また、RO R と WRO R の同調周波数は、熱雑音電力が最小となるように選んだ。帰還抵抗 R_F が $300\ \Omega$ の場合、その同調周波数は伝送速度が 9Gb/s 以下において伝送速度の 1.1 倍である。500Mb/s 以下の低い伝送速度においては、3つのタイプの光受信回路の熱雑音電力はほぼ等しくまた伝送速度に対し帯域幅あたり熱雑音電力はほぼ一定となることがわかる。それは、 R_F による熱雑音電力が支配的となるためである。図 6. 3-7 の縦軸は熱雑音電力を伝送速度つまり IF 帯の帯域幅で正規化したものである。したがって、IF 帯周波数に対して入力換算雑音電流が一定であれば、縦軸も一定となる。熱雑音電力は、 R_F が増加することにより低減される[11]。また、500Mb/s 以上の高い伝送速度においては伝送速度とともに帯域幅あたりの熱雑音電力は増加する。トランスインピーダンスタイプの光受信回路に対する WRO R の正規化熱雑音電力の改善度は 2Gb/s 以上の伝送速度においては 2.5dB と一定となる。

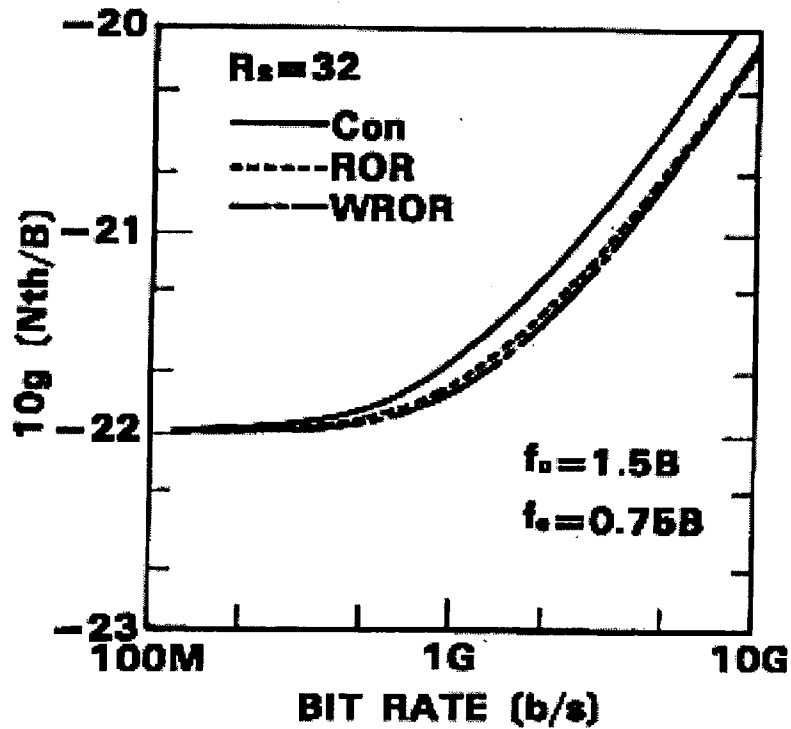


図6. 3-7 熱雑音電力の伝送速度依存性

D B O Rにおける熱雑音電力のフロントエンド回路定数に対する依存性は(6. 3-12)式より計算できる。伝送速度=5Gb/s、IF帯BPFの中心周波数=7.5GHz、同調周波数=5.5GHzとしたときの、熱雑音電力の回路定数依存性の計算値を図6. 3-8に示す。ここで、 k は表1に示される回路定数に乗ずる係数である。 $k=2$ の場合は表1に示される回路定数を2倍したことを意味している。熱雑音電力 N_{th} を N_{th0} で正規化することとする。 N_{th0} は表1に示される回路定数のときの熱雑音電力である。

図6. 3-8より以下のことがわかる。熱雑音電力は R_s の増加とともに増加する。これは、 R_s の増加とともに同調周波数における入力換算雑音電流が増加するためである。一方、 R_s が $1/10$ と減少しても熱雑音電力は $8/10$ までしか減少しない。これに対して、 C_d と C_s のどちらか一方のみが $1/10$ に減少すると熱雑音電力は半分以下となる。また、 R_F と L_p の影響は小さい。したがって、 L_p の値を変えて周波数帯域幅を変えても熱雑音電力はほぼ一定である。以上の議論から、熱雑音電力の改善度は用いる受光素子に依存していることがわかる。したがって、低雑音のWRORを実現するには C_d と C_s を小さくするため受光径の小さな受光素子を用いることが最も効果的である。

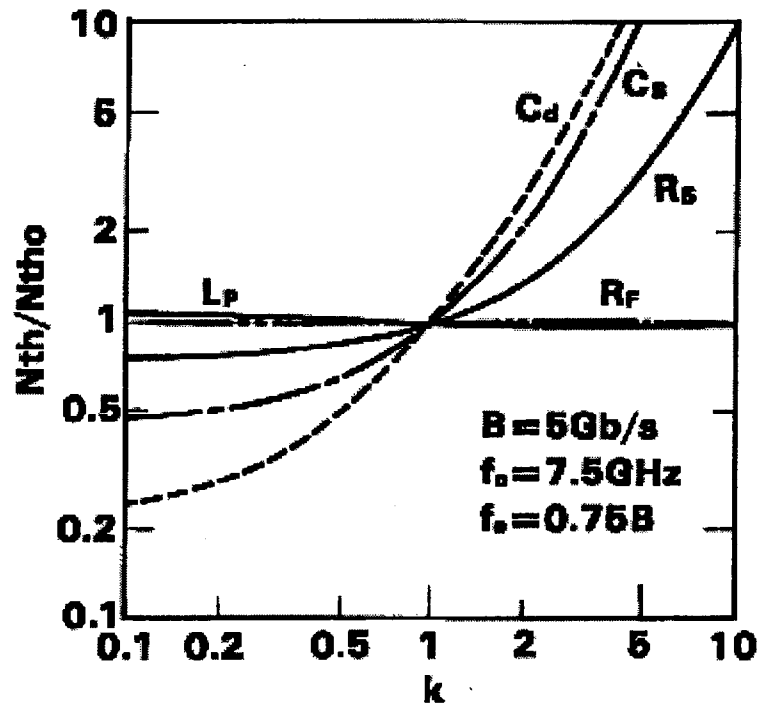


図6. 3-8 熱雑音電力のフロントエンド回路定数依存性

6. 3. 2-4 ダブルバランスド受信における信号対雑音比の比較

局発光パワー P_L が0.0dBmから増加するときの信号対雑音(SN)比の計算値を図6. 3-9に示す。ここで、局発光の強度雑音はバランスド受信することでキャンセルされると仮定する。また、計算では、受信信号光パワー=-35.0dBm、伝送速度=5Gb/s、IF帯BPFの中心周波数=7.5GHz、3dB帯域幅=7.5GHz($f_e=0.75B$)、同調周波数=5.5GHzとした。局発光パワーが増加するにつれて、SN比はショットノイズリミットに対応した値に漸近する。受光素子直列抵抗 $R_s=32\Omega$ のとき、 $P_L=0.0\text{dBm}$ において従来のトランスインピーダンス型に比較してRORのSN比は1.8dB、WRORのそれは2.0dB改善されている。

ショットノイズリミットから1.0dB劣化のSN比を得るために必要となる局発光パワーは、RORとWRORとでそれぞれ、9.0、8.5dBmである。これに対して、従来のトランスインピーダンス型の場合は、14dBmが必要となる。局発光のパワーが制限される場合、この5.5dBの差は重要である。 $R_s=0\Omega$ のとき従来型に対するSN比の改善は、RORとWRORとでそれぞれ、1.7、2.1dBである。また、 $P_L=2.0\text{dBm}$ のとき32 Ω の R_s によるSN比の劣化は、従来型、ROR、WRORでそれぞれ0.9、1.1、0.9dBである。

SN比に対する改善度は小さいものの、WRORは10nH程度の大きなインダ

クタンスの値によって同調周波数を高周波に設定できるので、高周波領域において広帯域化が容易に実現できる。また、WRORは設計パラメータが少なくその作成が比較的容易である特徴を有する。さらに、10dBm以上の局発光のパワーを得ることは容易ではない。したがって、WRORは高速の光ヘテロダイン検波回路として有利であると考えられる。

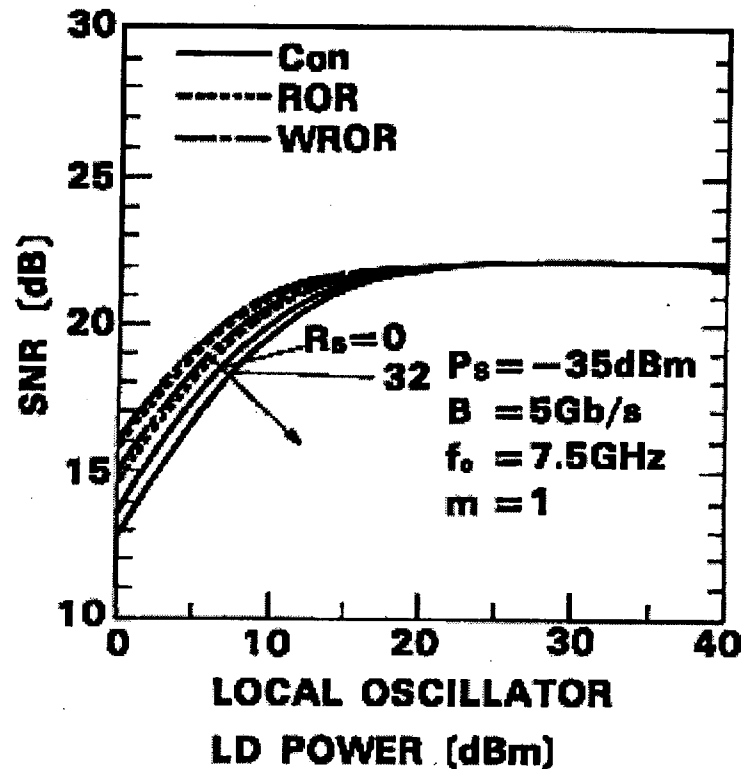


図 6. 3 - 9 IF段における S N 比の局発光パワー依存性

6. 3. 3 試作光受信回路の実験的評価

6. 3. 3 - 1 等価入力換算雑音電流の受光素子直列抵抗依存性

本項の目的は、実際に受光素子の直列抵抗 R_s が同調型光受信回路の雑音特性に影響を及ぼすことを示し、直列抵抗 R_s を考慮した受光素子等化回路の妥当性を示すことにある。

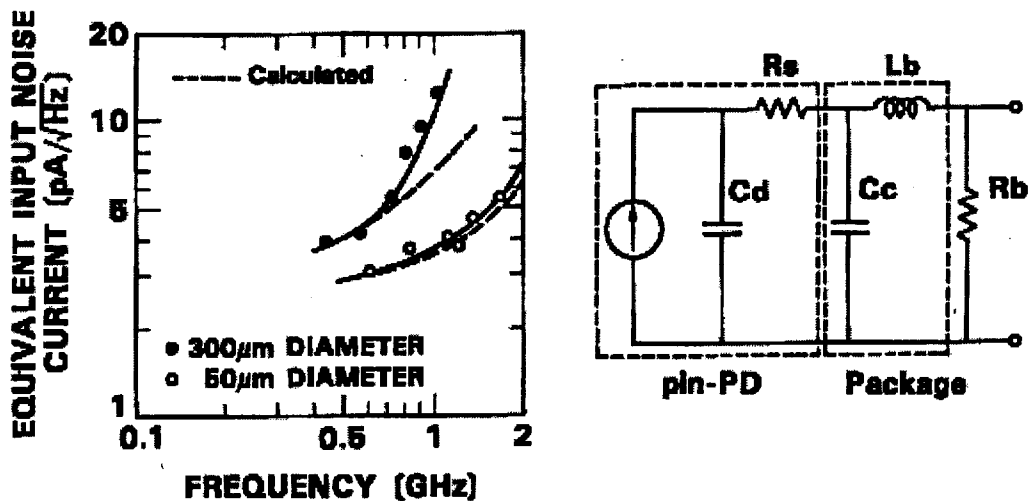
直列抵抗 R_s の影響を検証するため、受光径のことなる p-i-n フォトダイオードを用いた同調型光受信回路の等価入力換算雑音電流を LED を用いて測定した。まずその測定原理について以下に示す。光パワーがその光受信回路に入射するとき、その受信回路出力において測定される雑音電力はショットノイズに起因した雑音電力と熱雑音に起因した雑音電力との合計となる。一方、光パワーが入射しないとき、出力雑音電力は、熱雑音電力のみに起因したものとなる。あ

る IF 帯周波数において、光パワーが入射するときとしないときとの出力電力の差を $\Delta P[\text{dB}]$ とすると、 ΔP は次式で表わされる。

$$10 \cdot \log \frac{\frac{d\langle i^2 \rangle}{df} + 2eI_{op}}{\frac{d\langle i^2 \rangle}{df}} = \Delta P. \quad (6.3-24)$$

I_{op} は、光入射時のフォトカレントである。(6.3-24) 式に示すように、同一周波数において入射光がある場合とない場合の両出力電力の差をとることで、光受信回路の利得や周波数応答の影響を取り除いた等価入力換算雑音電流を求めることができる。本実験においては、HP8556B スペクトラムアナライザを用いて測定を行った。

図 6.3-10 (a) に同調周波数に対する最小入力換算雑音電流を示す。また、(b) に p-i-n フォトダイオードの等価回路を示す。図 6.3-3 に示した等価回路と比較してあきらかなように、実験に用いた受光素子はパッケージタイプであるため、パッケージに含まれるパッケージ容量とインダクタンスが付加されている。



(a) 最小等価入力換算雑音電流の
受光素子直列抵抗依存性

(b) パッケージタイプ p-i-n フォト
ダイオードの等価回路

図 6.3-10 同調型光受信回路における等価入力換算雑音電流の
同調周波数依存性

図6.3-10(a)において○と●は実験的に測定された受光径50 μm 、300 μm のp-i-nフォトダイオード(pin-PD)に対する入力換算雑音電流をそれぞれ示している。また、図中の点線はそれぞれに対する計算値を示している。本計算においては実測値にもとずいて、受光径50 μm 、300 μm のpin-PDの R_s の値をそれぞれ、32 Ω 、5 Ω とした。また、本実験に用いた受信回路の入力インピーダンスの純粋抵抗部分($R_T=R_bR_F/(R_b+R_F)$)は2.5k Ω である。同調周波数が低くなるにつれて、同調周波数における入力換算雑音電流は、 $\sqrt{4kT/R_T}$ (2.6pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)に漸近する。受光径のことなるPDについてみると、同じ同調周波数においては、大きな受光径を用いた場合の入力換算雑音電流が大きいことがわかる。これは、 R_s があるために同調用インダクタンスを用いてもフロントエンド部分の容量成分を完全にキャンセルできないことを示している。

ここで、測定誤差について考える。(6.3-24)式に示されるように、 I_{op} の値が小さく熱雑音電力が大きい場合、 ΔP の値が小さくなり測定径の持つ雑音の影響で大きな測定誤差を生じることとなる。本実験においては、(6.3-24)式に示される I_{op} の値は18mAと小さい値である。これは、実験に強度雑音が無視できるLEDを用いているためである。図6.3-10(b)に示した等価回路を用いた計算値と実測値とを受光径300 μm のpin-PDの場合について見ると、同調周波数が0.7GHz以上においては計算値と実測値とのずれが大きくなっていることがわかる。しかしながら、受光径50 μm のpin-PDの場合について見ると同調周波数が2.0GHzまで両者はよく一致していることがわかる。したがって、図6.3-10(b)に示した等価回路は回路の雑音特性を知るには妥当な等価回路と考えられる。6.3.2で述べた計算値からも、本項で述べた異なる受光径を持つpin-PDを用いた実験結果からも、フロントエンド部の容量成分だけでなく R_s も雑音特性に影響を及ぼし、その影響は高周波領域で顕著になることがわかる。したがって、同調型受信回路のように同調用インダクタンスを用いる光受信回路においては R_s を考慮する必要がある。

6.3.3-2 試作広帯域同調型ダブルバランスド受信器の特性

本項では、試作した広帯域同調型ダブルバランスド受信器の特性について述べる。試作回路は個別部品を用いたハイブリッド型である。試作した光受信回路の周波数特性を図6.3-11に示す。周波数応答特性は光ヘテロダイン法を用いて測定し[19]、(6.3-24)式に示される ΔP はHP8970B NFメーターを用いて測定した。また、本測定においてはDFBレーザーを用いた。その強度雑音はバランスド受信によってキャンセルされる。バランスド受信による抑圧比は5.5GHzから12GHzの周波数帯域内平均でおよそ5dBであった。また、

試作バランスド受信回路では、受光素子としては受光径 $50\mu\text{m}$ の InGaAs の pin-PD を使い、前置増幅器は HEMT を用いた 3 段構成とした。HEMT のゲート・ソース間の容量は 0.36pF であり、フロントエンド部のトータルの容量は 1.3pF である。また、初段 HEMT 増幅部の帰還抵抗は $300\ \Omega$ である。同調用インダクタンスはボンデングワイヤを用い、その値は 0.6nH である。広帯域化を行うフィードバックインダクタンスの値は 7nH である。

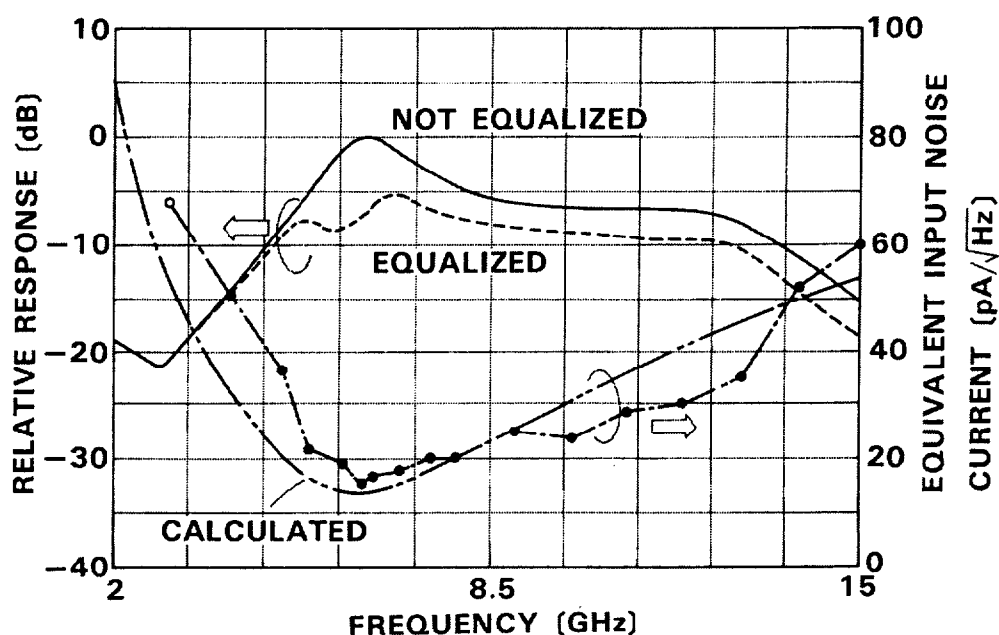


図 6. 3 - 1 1 試作広帯域同調型ダブルバランスド受信器の周波数特性

図 6. 3 - 1 1 に示すように最小雑音電流は 6.3GHz において $16.4\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ であった。一方計算値は、最小雑音電流 $14.5\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 、同調周波数 5.5GHz である。この同調周波数のずれによる雑音パワーの増加は図 6. 3 - 6 によればおよそ 1.0dB となる。設計値との違いの原因はハイブリット実装による寄生インダクタンス成分と考えられる。周波数 5.5GHz から 12GHz の周波数範囲における入力換算雑音電流は $30\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 以下である。同調周波数における入力換算雑音電流は $\sqrt{4kT/R_F}$ より計算される値より大きなものとなるが、これは受光素子の直列抵抗 R_s が原因である。さらに、試作受信回路においては周波数応答特性に関して図 6. 3 - 2 に示す設計値と比較して十分な平坦性が得られなかった。この原因は高周波数領域においてはチップ抵抗やインダクタンスは寄生成分を含んでおり、純粋な抵抗あるいはインダクタンスとはならないためである。そこで、本実験においては RLC を並列接続した集中定数型利得等価器を用いて、周波数応

答特性の改善を行った。等化後の周波数帯域は $\pm 2.5\text{dB}$ で規定した場合に5GHzから12GHzとなる。次に、この受信回路を用いて5Gb/sの光CPFSKヘテロダイン検波実験を行った。

6. 3. 4 5Gb/s 光 CPFSK 変復調実験

本実験においては、発振周波数 $1.55\mu\text{m}$ の3電極DFB-LDを直接変調して光CPFSK信号を生成した。変調指数は0.75である。この実験ではIF帯においてバンドパスフィルターを用いていない。IF帯の中心周波数は9.4GHzに設定した。その中心周波数は設計値である7.5GHzより高周波となっているが、それは復調に用いた遅延検波回路に含まれるミキサの周波数特性等によるものである。5Gb/sの $(2^{15}-1)$ 段の疑似ランダム信号で変調を行ったときの復調アイパタンを図6. 3-12に示す。

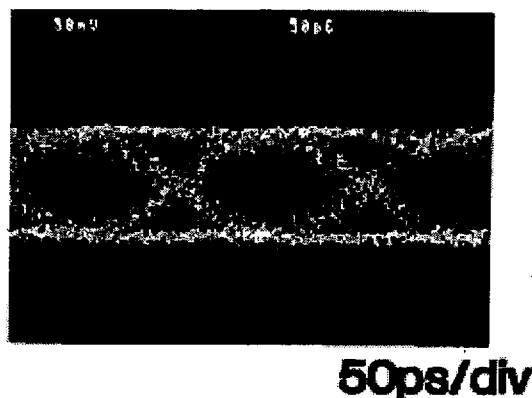


図6. 3-12 5Gb/s 光 CPFSK ヘテロダイン検波実験で得られた復調アイパタン

また、測定誤り率特性を図6. 3-13に示す。局発光パワーはカップラー入力で、2.0dBmである。誤り率 10^{-9} における受信感度は、-31.1dBmであった。一方、伝送速度の1.5倍の帯域幅をを仮定した場合のショットノイズリミットにおける受信感度は-45.8dBmとなる。それゆえ、理論限界からのペナルティーは14.7dBとなる。これは以下のように見積もることができる。熱雑音電力による劣化6.1dB、LDの線幅に起因した位相雑音による劣化0.4dB、残りの7.8dBは利得等価器、遅延検波器、識別器の不完全性による劣化と考えることができる。この実験結果より、試作回路は5Gb/s光CPFSK光ヘテロダイン検波システムに適用可能であると考えられる。

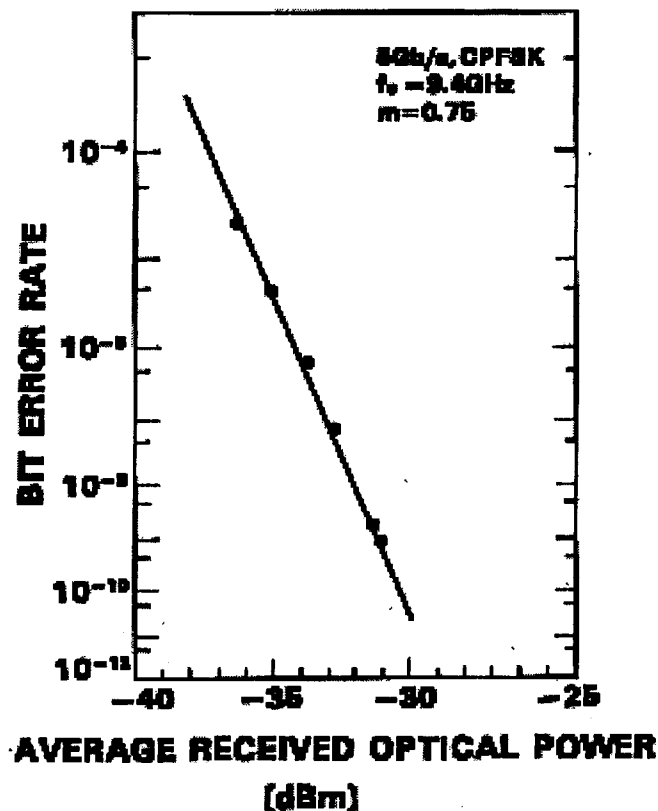


図6. 3-13 5Gb/s 光 CPFSK ヘテロダイ
 検波実験で得られた誤り率特性

6. 3. 5 まとめ

本節では高速光ヘテロダイ検波システムに用いる光受信回路として、帰還インダクタンスを用いた広帯域同調型光受信回路 (WROR) を提案した。帰還インダクタンスを用いることで、同調型光受信回路の帯域は 2 倍以上に拡大することが可能である。また、WROR の熱雑音電力は従来のトランスインピーダンス型受信回路に比較して 2.5dB 改善される。また、受光素子の接合容量を小さくすることが受信感度を改善するうえで最も有利であり、帰還抵抗 R_F と帰還インダクタンス L_p は熱雑音特性に及ぼす影響は小さいことを示した。したがって、この二つの回路定数は伝送速度に対応した周波数帯域幅を得ることを再優先に定めることができる。伝送速度の 1.5 倍の IF 帯中心周波数を仮定した場合、伝送速度の 1.1 倍に同調周波数を設定したときが最もよい受信感度を得られる。

また、高速ヘテロダイ検波方式においては受光素子の直列抵抗が受信感度に影響を及ぼすことを実験と計算により示した。

さらに、ダブルバランスト型の WROR を試作した。周波数帯域は 5GHz から

12GHz であり、等価入力換算雑音電流はその範囲で $30 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 以下であった。また、この受信回路を用いて 5Gb/s において光 CPFSK 光ヘテロダイン検波実験を行った。誤り率 10^{-9} における受信感度は、-31.1dBm であり上記システムに適用可能であると考えられる。

6. 4 分布型光受信回路

本節では、より広帯域の光ヘテロダイン検波回路を実現するため、モノリシック IC 技術とフリップチップ実装技術を適用した分布型光受信回路の製作手法とその特性について示す。

6. 4. 1 分布型光受信回路の構成

図 6. 4 - 1 に本節で述べる分布型光受信回路の構成を示す。これは、1 チップに集積化された Twin p-i-n フォトダイオードと、前置増幅器としてモノリシック集積化された分布型増幅器を用いるものである。

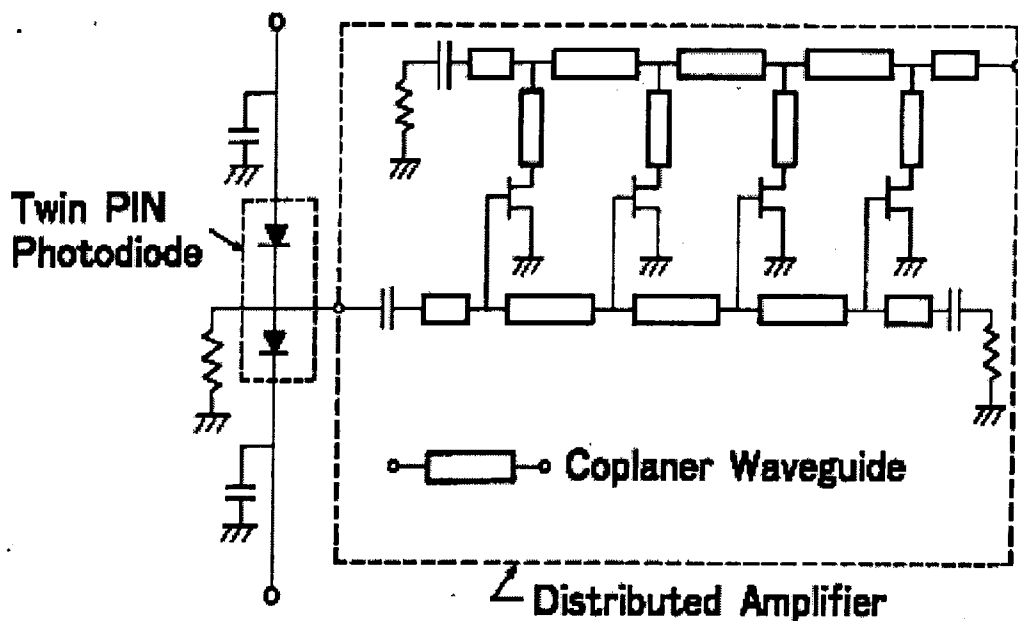


図 6. 4 - 1 分布型光受信回路の構成

本検討では、受光素子と前置増幅器の接続におけるボンディングワイヤ等の寄生インダクタンス低減の観点から、受光素子と前置増幅器との接続にはハンダバンプを用いたフリップチップ実装[20] を用いることとした。前置増幅器として用いる分布型増幅器においては、基板表面にグランド面を持ち、フリップ

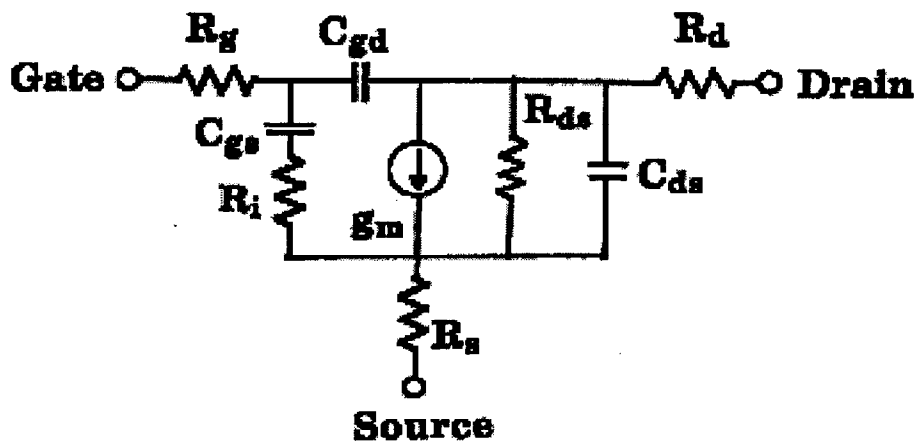
チップ接続に適したコプレナーラインを用いた回路形式をとることとした。

6. 4. 2 前置増幅器（分布型増幅器）の設計

まず最初に、前置増幅器として用いる分布型増幅器の設計について述べる。

6. 4. 2-1 分布型増幅器の原理

本項では、分布型増幅の原理について述べる。まず、図6. 4-1に示された分布型増幅器のゲート側（入力側）のコプレナーラインについて考える。伝送線路でもあるコプレナーラインはその幅に比較してその長さが十分長いとき、インダクタンスとして用いることができる。



$$\begin{aligned}
 C_{gs} &= 0.1 \text{ pF} & R_g &= 1.97 \Omega \\
 C_{gd} &= 0.013 \text{ pF} & R_d &= 8.1 \Omega \\
 C_{ds} &= 0.01 \text{ pF} & R_s &= 9.7 \Omega \\
 R_{ds} &= 386 \Omega & g_m &= 37 \text{ mS} \\
 R_i &= 2.0 \Omega
 \end{aligned}$$

図6. 4-2 分布型光受信回路の設計に用いたFET等価回路

ここで、FETの等価回路が図6. 4-2で与えられるとする。そのとき、コプレナーラインのインダクタンス L は、FETゲート・ソース間容量 C_{gs} と組み合わされてLCの疑似伝送線路を形成する。そのときの疑似伝送線路の特性インピーダンスを Z_0 とすると、次式が成立する、

$$\sqrt{\frac{L}{C_{gs}}} = Z_0 \quad (6. 4-1)$$

Z_0 は通常 $50\ \Omega$ に設計される。このとき周波数帯域は次式で表わされる。

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi Z_0 C_{gs}} \quad (6.4-2)$$

(6.4-2) 式より、所要帯域幅を満たす C_{gs} を持つ FET が決定される。

一方、ドレイン側について考えると、図 6.4-2 に示されるドレイン・ソース間容量 C_{ds} は、 C_{gs} に比べて小さいので、適当な容量を付加することで、(6.4-2) 式と同様の関係を成立させることができる。すなわち、

$$\sqrt{\frac{L}{C_{sd} + C_{AD}}} = Z_0. \quad (6.4-3)$$

ここで、 C_{AD} は付加容量である。コプレナーラインはその長さが短い場合容量性となるので、伝送線路そのものを容量として用いることができる。この伝送線路が図 6.4-1 に示す FET のドレインに接続された線路の意味するところである。これらのゲートあるいはドレイン側に形成された疑似伝送線路は、FET の相互コンダクタンス g_m によって結び付けられる。

6.4.2-2 分布型増幅器の設計

分布型増幅器の設計には最適化機能を有する「TOUCHSTONE」を用いた。回路定数の最適化を行うには、まず初期値が必要である。インダクタンスの初期値は (6.4-2) 式より求められる。このとき、このインダクタンスを持つ伝送線路の電気長は次式で与えられる。

$$\theta = 360fL/Z_T. \quad (6.4-4)$$

f はその電気長を与える周波数、 Z_T はその伝送線路の特性インピーダンスである。実際のコプレナーラインは純粋なインダクタンスではなく、容量成分も含まれる。特性インピーダンス Z_0 ($=50\ \Omega$) のゲート側疑似伝送を、特性インピーダンス Z_T のコプレナーラインを用いて形成するには、 $Z_T > Z_0$ でなければならない。 Z_T が低いとコプレナーラインの持つ容量成分が C_{gs} と加えあわされた形となり、(6.4-1) 式に示すように増幅器の周波数帯域幅を制限することとなる。

また、(6.4-4) 式よりあきらかなように、 Z_T が低いほど FET 間のコプレナーラインは長くなる。IC の制作においてはそのコンパクト性を生かすため

パタン面積が制約される場合も多い。したがって、パタンレイアウトや IC 上でのグランド面積の確保を考えると線路幅は狭いほうが望ましい。一方、狭い線路幅で特性インピーダンスを高くしようとするコプレナー線路の場合その中心導体の幅を狭める結果となり伝送損失が増加する。実際には、これらの点を考慮し、線路幅と特性インピーダンス Z_T が決定される。本試作においては、特性インピーダンスとして $74.2\ \Omega$ と $82.3\ \Omega$ のコプレナーラインを用いた。

初期値の設定で残っているのは、その一端が FET のドレインに接続された線路部分である。この伝送線路は周波数特性においてピーキングを生じるといった特徴がある。本設計では初期値を 0 として、最適化を行う際に周波数特性を見ながら長さを最適化することとした。

また、用いる FET の数は所要の周波数帯域幅を満たす範囲で利得が最大となるよう定めた。分布増幅器には 30GHz の周波数帯域幅が実現できるよう、ゲート幅が $75\mu\text{m}$ 、ゲート長が $0.3\mu\text{m}$ の 4 つの WSiN GaAs FET [21] を用いることとした。FET のカットオフ周波数 f_t と最大発振周波数 f_{max} はそれぞれ 43GHz と 103GHz であった。ゲート・ソース間容量 C_{gs} は 0.1pF である。ゲートおよびドレイン側線路の終端抵抗は $50\ \Omega$ である。

6. 4. 3 分布型光受信回路雑音特性の解析

分布型増幅器の雑音特性は Niclas と Tucker によって解析的に求められている [22]。分布増幅器を全置増幅器に用いた光受信回路の雑音特性は、その文献における信号源をフォトダイオードの等価回路に置き換えることによって計算できる。一般に、6. 3 でも述べたように光受信回路の等価入力換算雑音電流は、フォトダイオードより発生した雑音として定義される。

受光素子を含むフロントエンド部分のトータル容量 C_f が 0.2pF であるとき、終端抵抗と FET から生じる雑音電力の計算値を図 6. 4-3 に示す。この計算においては、FET は図 6. 4-3 の中に示されるように 0.1pF の C_{gs} を持つ理想的なアクティブデバイスとし、伝送線路は思想的なインダクタンスで表わされるものとした。また、FET のチャンネル雑音は $(2\pi f C_{gs})^2 \Gamma / g_m$ とした。ここで、 $\Gamma=1.1$ である。 f は IF 周波数であり、相互コンダクタンス g_m は 37mS とした。本計算においては、フォトダイオードは接合容量と電流源とから構成されるものとした。FET の間の伝送線路の電気長は 25GHz において 49.3° とした。この値は、IC 設計の際に得られた最適値である。図 6. 4-3 に示されるように、10GHz 以下の低周波数領域においては終端抵抗に起因した熱雑音が支配的である。受光素子のバイアス抵抗が大きい場合、ゲート線路の終端抵抗に起因した雑音が支配的となる。本試作においては、受光素子のバイアス抵抗は $2\text{k}\ \Omega$ とした。また、雑音電力は 10GHz 付近で最小値をとることがわかる。それは、受光

素子容量および C_{gs} と伝送線路の持つインダクタンスが共振し、インダクタンスによってこれらの容量成分がキャンセルされるためである。一方、FET に起因した雑音は周波数とともに増加する。その結果、トータルの雑音電力は 8GHz において最小値を持ち、周波数とともに増加する。

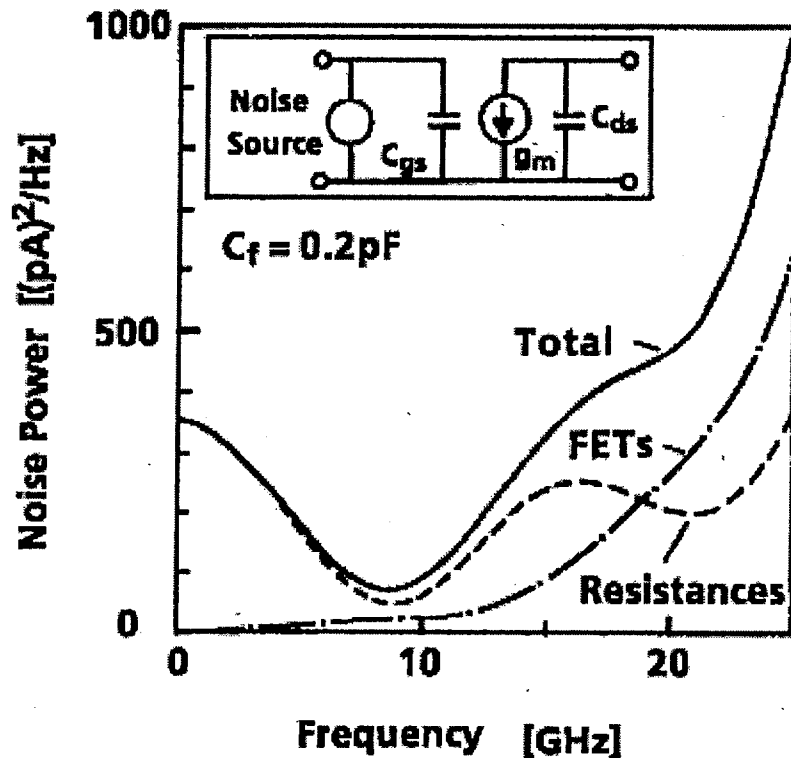


図 6. 4 - 3 分布型光受信回路における F E T および終端抵抗によって生じる雑音電力

入力換算雑音電流の受光素子容量とパタン寄生容量を含めたフロントエンド容量への依存性を図 6. 4 - 4 に示す。フロントエンド容量の増加とともに、上で述べた共振周波数が低くなり高周波領域における雑音電流は増加することがわかる。その理由は、分布増幅器の入力インピーダンスは周波数に対してほぼ一定であり、雑音電流の周波数依存性はそのフロントエンド容量に支配される。20GHz 付近における雑音を低減するためにはフロントエンド容量を C_{gs} と同じ 0.1pF 以下とする必要がある。また、1GHz 以下の低周波数領域における $18\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ の値は終端抵抗 $50\ \Omega$ により定まるものである。したがって、終端抵抗を大きな値として同時にフロントエンド容量の低減をはかれば、広い周波数領域にわたって雑音の低減がはかれることがわかる。ここで、 k は Boltzmann 定数、 T は絶対温度である。

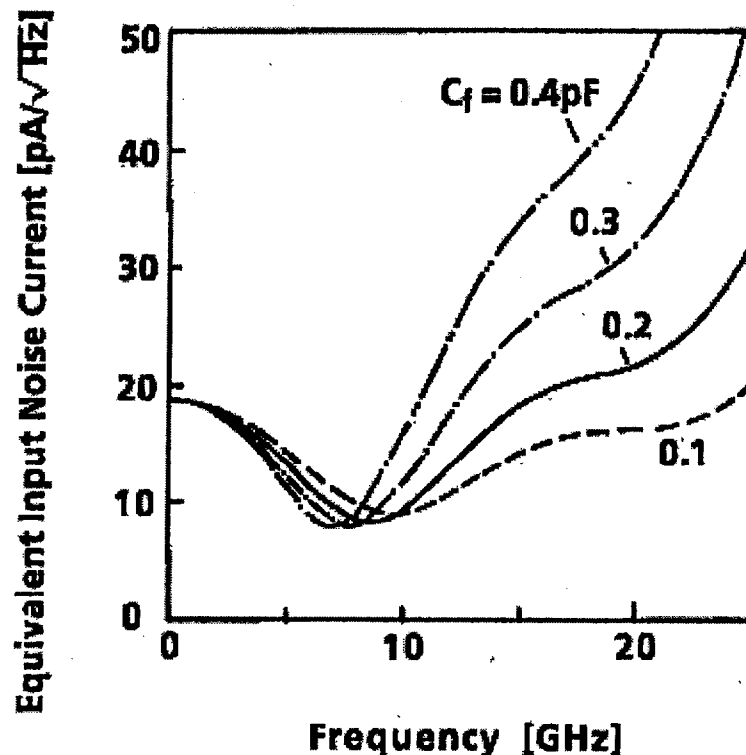
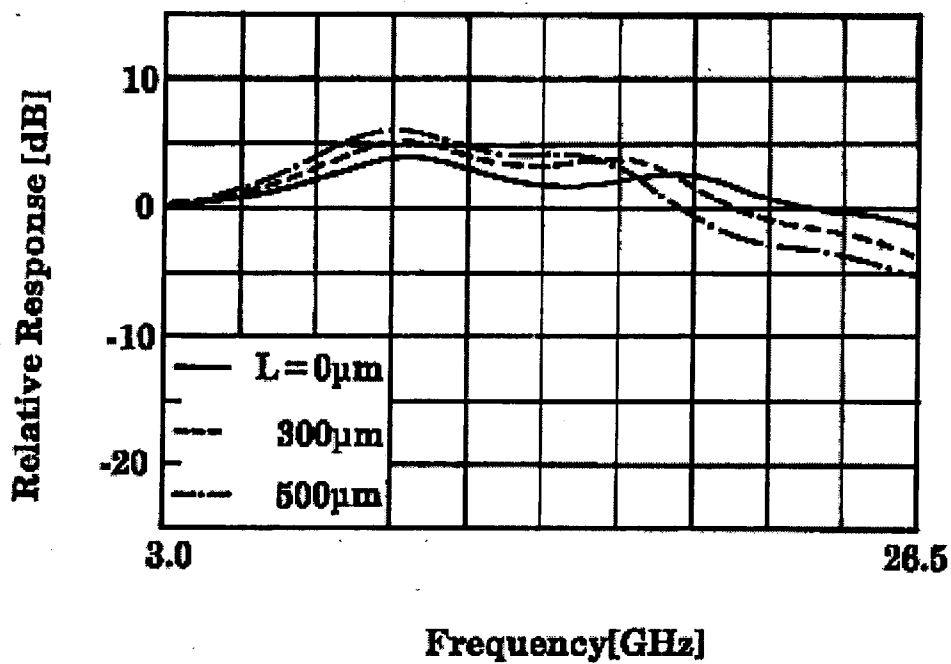


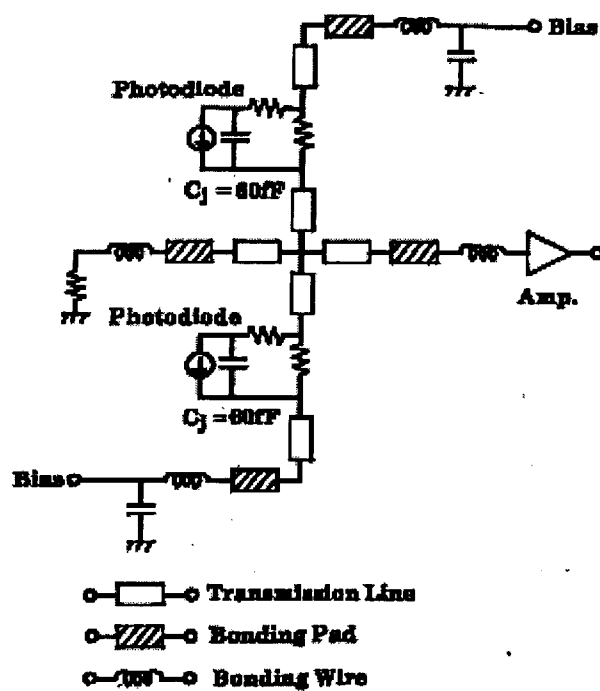
図6. 4-4 入力換算雑音電流のフロントエンド容量依存性

6. 4. 4 受光素子と分布型増幅器の接続について

広帯域光受信回路を実現するとき、受光素子と前置増幅器の接続技術は非常に重要である。ボンディングワイヤーが分布型増幅器とTwin フォトダイオードとの接続に用いられたとき、光受信回路としての周波数帯域幅は、受光素子を装着するたのIC上のパタンに含まれる寄生インダクタンスと寄生容量のみならず、ワイヤーの持つインダクタンスによっても狭められる。ボンディングワイヤーの長さに対する周波数応答特性のシミュレーション結果を図6. 4-5 (a) に示す。本シミュレーションにおいては、図6. 4-5 (b) に示される等価回路を用いた。受光素子は接合容量、接合抵抗および電流源からなるものとした。図6. 4-5 (b) には、受光素子を装着するたのIC上のパタンも含まれている。ボンディングワイヤーの直径は $25\mu\text{m}$ とした。3dBの周波数対域幅は、 $500\mu\text{m}$ のボンディングワイヤーにより、16.5GHzから10.6GHzに減少することがわかる。したがって、本試作では後述するようにハンダバンプを用いた。



(a) 周波数特性シミュレーション結果



(b) シミュレーションに用いたTwin p-i-n フォトダイオード等価回路

図6. 4-5 受光素子と前置増幅器間のボンディングワイヤの周波数特性への影響

6. 4. 5 試作分布型光受信回路の特性

6. 4. 5-1 試作前置増幅器（分布型増幅器）の特性

光受信回路トータルの周波数特性と前置増幅器の周波数特性とをきりわけするため、コプレナー線路を用いたモノリシック分布増幅器を制作した。コプレナー線路は以下の点でストリップ線路を用いたモノリシック IC より有利である[23]。

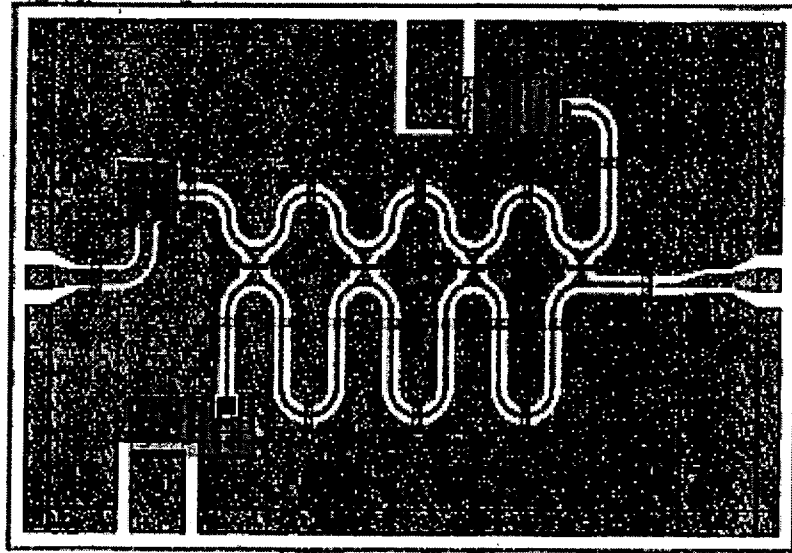
- (1) バイヤホールが不要であり、プロセスを簡略化できる。
- (2) その結果としてぶどまりが向上する。
- (3) IC 表面にグランド面を形成しやすい。
- (4) フォトダイオード等のハイブリット実装が容易である。

作成した分布増幅器 IC のパタンレイアウトを図 6. 4-6 (a) に示す。また、周波数特性の設計値およびオンウエハーでの実測値を図 6. 4-6 (b) に示す。実測された 3dB 周波数帯域は 0.5GHz から 30GHz であり、利得は 7.3dB であった。

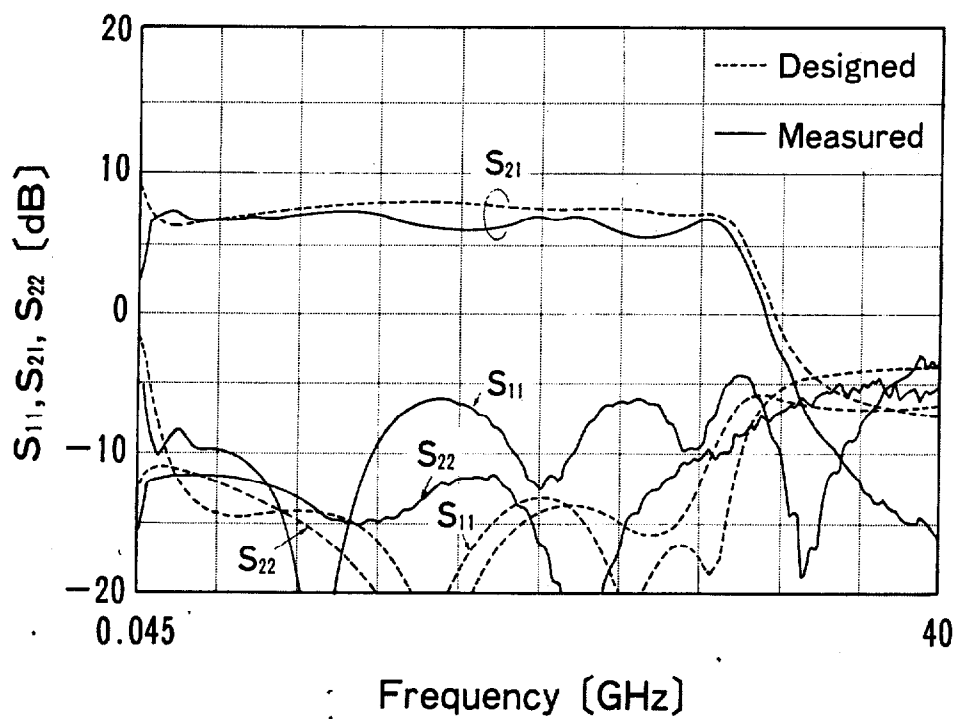
6. 4. 5-2 試作分布型光受信回路特性

また、受光素子実装にともなう寄生容量およびインダクタンス成分を低減するため、背面入射型の Twin p-i-n フォトダイオードをハンダバンプを用いてフリップチップ実装した。背面入射型の Twin p-i-n フォトダイオードを図 6. 4-7 に示す。背面入射とすることで、受光素子チップ表面に描かれるパタン幅を大きくし、寄生インダクタンス成分を低減できる。受光径と量子効率それぞれ、 $20\mu\text{m}$ と 38% である。InGaAs 層の厚さは $1.2\mu\text{m}$ であり、活性領域は点線で示された p 拡散領域である。測定されたおのおののフォトダイオードの容量の実測値は実装用キャリアの寄生容量を含めて 60fF である。デバイスパラメータから計算される周波数対域幅は 27GHz となる。

光受信回路に用いられる前置増幅器 IC のパタン図を図 6. 4-8 (a) に示す。左側に位置する受光素子接続部にみられる円はハンダバンプ接続用のパッドである。IC にはコプレナーラインを用いており、グランド面を IC 表面にとることができるため、フォトダイオードバイアス用の容量とバイアス抵抗を IC 内に容易に集積化できる。フォトダイオードバイアス用容量とバイアス抵抗の値はそれぞれ 6pF と $2\text{k}\Omega$ である。作成された光受信回路 IC チップの寸法は、 $2\text{mm} \times 4\text{mm}$ である。これを図 6. 4-8 (b) に示す。



(a) 試作ICパターンレイアウト



(b) 周波数特性測定結果

図6. 4-6 試作分布型増幅器特性

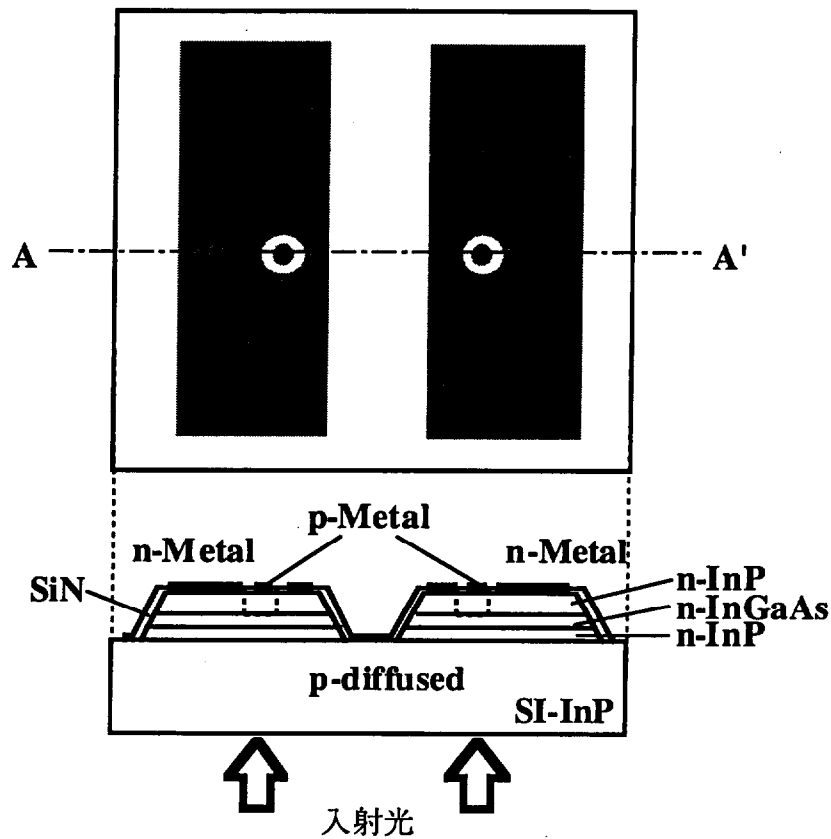
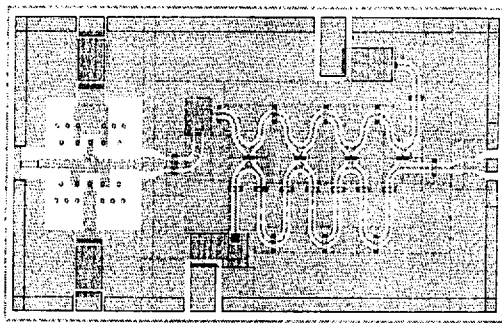
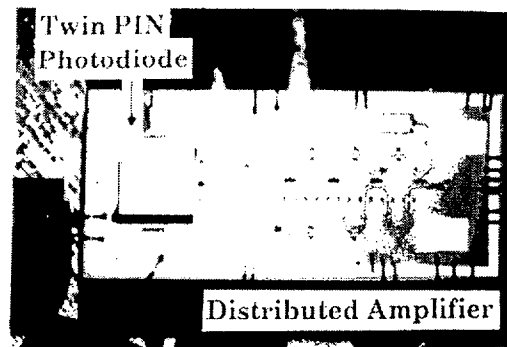


図6. 4-7 Twin-p-i-n フォトダイオードの構造



(a) 受光素子搭載用前置増幅器 IC のパターンレイアウト



Balanced Optical Receiver

(b) Twin-p-i-n フォトダイオードを搭載した光受信回路

図6. 4-8 試作分布型光バランスト受信器

光ヘテロダイン法 [19]を用いて測定した周波数応答特性を図6. 4-9に示す。実測値は実線で、シミュレーションによる結果は点線で示されている。実

測定値の平坦度はシミュレーション値より悪く、また 23GHz 以上で周波数応答が制限されていることがわかる。また、実測値シミュレーション双方とも応答が周波数とともに減少傾向にあることがわかる。その原因は、受光素子との接続のために分布増幅器 IC 上に描かれたパターンに含まれる寄生インダクタンスである。これを低減するには、フォトダイオードのチップ面積を小さし、接続用パターンを短くすればよい。また、受光回路ハイブリット IC をモジュール化する際には、40GHz まで使用可能な K-コネクタを用いた。IC と K-コネクタとの接続には、セラミック基板上に特性インピーダンス 50 Ω のコプレナーラインを形成したものを用いた。測定値に見られるディップおよびカットオフ特性はモジュール製作の際に IC チップと K コネクタとの接続に用いたコプレナーラインの寸法によって発生する周波数が異なることから、それらの原因は接続に用いたコプレナーラインにあると考えられる。

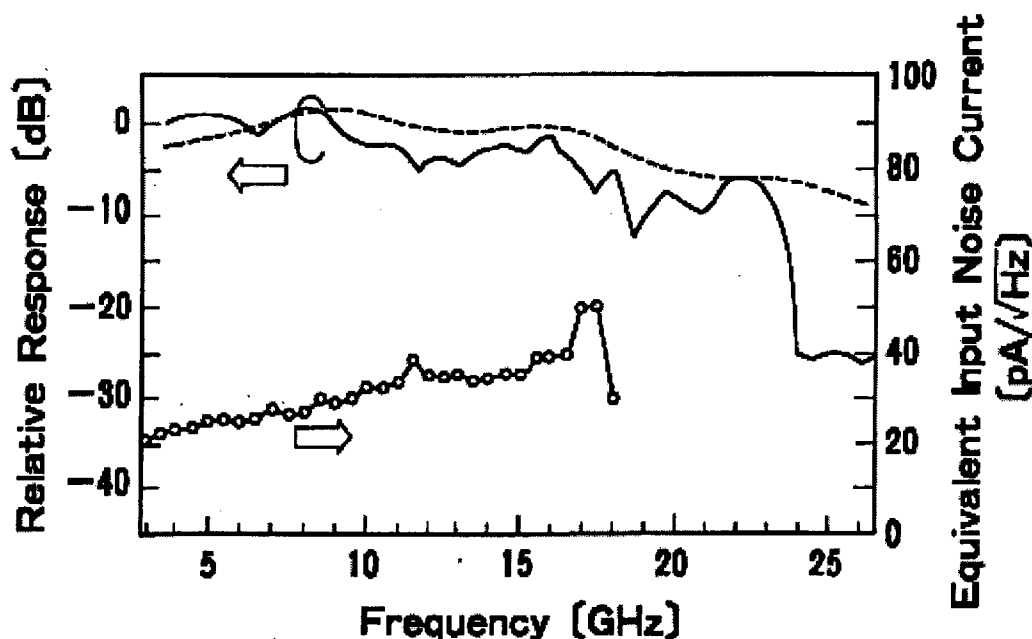


図 6. 4-9 試作光受信回路の周波数応答特性と等価入力換算雑音電流

測定された等価入力換算雑音電流特性を図 6. 4-9 に示す。最小値は、19.4pA/√Hz である。この最小値は前に述べたようにゲート側線路の終端抵抗で制限されている。また、雑音電流は周波数とともに単調に増加することがわかる。図 6. 4-3 および図 6. 4-4 に見られた最小値は存在しない。これは、インダクタンスとして用いたコプレナーラインが純粋なインダクタンスではなく容量成分を含んでいること、フロントエンド部分の寄生成分が原因と考えられる。

6. 4.、6 10Gb/s 光 CPFSK 変復調実験

最後に、試作した光受信回路の周波数応答範囲を検証するため 10Gb/s の光 CPFSK 光ヘテロダイン検波実験を行った。実験系を図 6. 4-10 に示す。

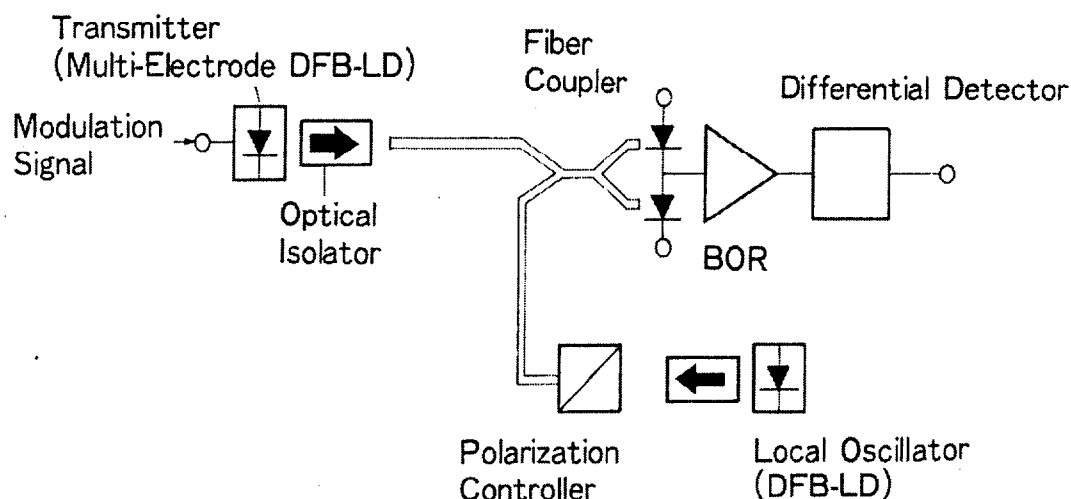


図 6. 4-10 光ヘテロダイン検波実験実験系

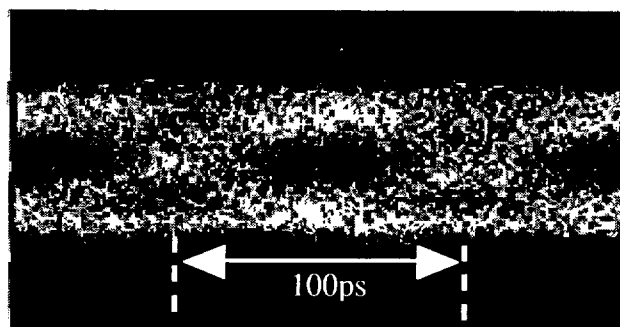


図 6. 4-11 10Gb/s 光 CPFSK ヘテロダイン検波実験における復調アイパターン

実験では、10Gb/s、 2^7-1 の NRZ 信号で多電極 DFB-LD を直接変調し、CPFSK 信号を得た。発信波長は $1.55\mu\text{m}$ であり、3dB 変調周波数帯域は 12GHz である。実験においては変調周波数は 0.52 とした。変調信号は、光カップラーで局発と合波され、試作したバランスド受信器で受信される。IF 中心周波数は 13GHz である。また、ベースバンド信号は遅延検波を用いて復調した。得られたアイパ

タンを図 6. 4 - 1 1 に示す。その開口度から周波数帯域幅が不足していることが考えられる。この帯域幅制限はバランスドレシーバーではなく遅延検波に用いられたミキサ（6-20GHz）によるものと考えられる。また、周波数応答特性に見られるディップが原因とみられるラインのばらつきがみられるがこれは、IC と K-コネクタとの接続を改善することで改善できると考えられる。これらの改善を行えば 10Gb/s CPFSK ヘテロダイン検波への適用は十分可能と考えられる。

6. 4. 7 まとめ

WSiN GaAs FET を用いたモノリシック分布型増幅器を試作し、これを用いて 23GHz の広帯域ダブルバランスド受信器を制作した。試作したモノリシック分布型増幅器の周波数帯域幅は 0.5GHz から 30GHz であり、利得は 7.3dB であった。また、広帯域化を実現するため、背面入射型 InGaAsTwin p-i-n フォトダイオードをハンダバンプを用いて分布型増幅器にフリップチップ実装した。

この光受信回路を用いて、初めて 10Gb/s の超高速光 CPFSK ヘテロダイン検波実験を行い、本形式の超高速光ヘテロダイン検波回路としての可能性を実証した。

文献

- [1] Y. Yamamoto, " Receiver performance evaluation of various digital optical modulation demodulation systems in 0.5-10mm wavelength region," IEEE J. Quantum Electron., vol. QE-16, pp.1251-1259, 1980
- [2] T. Okoshi, K. Emura, K. Kikuchi, and R. Th. Kersten, " Computation of bit-error rate of various heterodyne and coherent-type optical communication schemes, " J. Opt. Commun., vol.2, pp. 89-96, 1981.
- [3] A. H. Gnauch, R. A. Linke, B. L. Kasper, K. J. Pollock, K. C. Reichman, R. Valenzuela, and R. C. Alferness, " Coherent lightwave transmission at 2 Gb/s over 170 km of optical using phase modulation, " presented at 13th OFC, Reno, NV, 1987, postdeadline pap. 10.
- [4] J. L. Gimlett, R. S. Vodhanel, M. M. Choy, A. F. Elrefaie, N. K. Chung, and R. E. Wagner, " 2-Gb/s 101-km optical FSK heterodyne transmission experiment , " presented at 13th OFC, Reno, NV, 1987, postdeadline pap. 11.
- [5] S. Yamazaki, S. Murata, K. Komatsu, Y. Koizumi, S. Fujita, K. Emura, and K. Minemura, " 1.2-Gb/s optical DPSK heterodyne detection transmission system using monolithic external cavity-DFB LD's, " presented at 13th OFC, Reno, NV, 1987, postdeadline pap. 12.
- [6] H. Kuwahara, T. Chikama, H. Onaka, M. Seino, and T. Kiyonaga, : Stable DESK lightwave transmission at 1.2 Gb/s using compact fiber-external cavity lasers, " presented at 14th OFC, New Orleans, LA, 1988, pap. WC2.
- [7] K. Iwashita, and N. Takachio, " Compensation of 202-km single-mode chromatic dispersion in 4-Gb/s optical CPFSK transmission experiment , " Electron. Lett., vol. 24, pp. 759-760, 1988.
- [8] J. K. Kan, G. Jacobsen, and E. Bodtker, " Noise performance of Gb/s tuned optical receivers, " Electron. Lett., vol. 23, pp. 434-436, 1987.
- [9] J. K. Kan, G. Jacobsen, and I. Garrett, " New low-noise gigahertz bandwidth optical receiver front end, " in Proc. 13th ECOC (Helsinki, Finland), 1987, vol. III, pp. 51-53.
- [10] J. L. Gimlett, " Low-noise 8-GHz p-i-n/FET optical receiver, " Electron. Lett., vol. 23, pp. 281-283, 1987.
- [11] K. Iwashita and T. Matsumoto, " Modulation and detection characteristics of optical continuous phase FSK transmission system, " J. Lightwave Technol., vol. LT-5, no. 5, pp. 452-460, 1987.
- [12] T. E. Darcie, B. L. Kasper, J. R. Talman, and C. A. Burrus, Jr., " Resonant p-i-n-FET receivers for lightwave subcarrier systems, " J. Lightwave Technol., vol. LT-6, no. 4, pp. 582-589, 1988.

- [13] J. L. Gimlett, "A new low noise 16-GHz p-i-n/HEMT optical receiver, " in ECOC'88, postdeadline paper, pp.13-16, 1988.
- [14] N. Ohkawa, "20 GHz bandwidth low-noise HEMT preamplifier for optical receivers," Electron. Lett., vol. 24, pp. 1061-1062, 1988.
- [15] R. D. Esman and C. Rauscher, " A 16.7-GHz hybrid optical receiver, " in IOOC' 89 Tech. Dig., paper 19B3-15, 1989.
- [16] B. L. Kasper and C. A. Burrus, Jr., " Balanced dual-detector receiver for optical heterodyne communication at gigabit-per-second speeds, " Presented at 12th OFC, Atlanta, GA, 1986, pap. WE2.
- [17] H. P. Yuen and V. W. S. Chan, " Noise in homodyne and heterodyne detection, " Opt. Lett., vol. 8, no. 3, pp. 177-179, 1983.
- [18] R. G. Smith and R. D. Personick, " Receiver design for optical fiber communication systems, " in Topics in Applied Physics, vol. 39, Berlin, W. Germany: Springer, 1982, pp. 89-160.
- [19] S. Kawanishi and M. Saruwatari, " Wide-band frequency response measurement of photodetectors using optical heterodyne detection technique, " Electron. Lett., vol. 23, pp. 337-338, 1986.
- [20] K. Katsura et al., " A novel interconnection technique using solder bumps for high-speed photodetectors, " in OFC'90, paper WM21, 1990.
- [21] K. Onodera et al., " A 630mS/mm GaAs MESFET with Au/WSiN refractory metal gate, " IEEE Electron Device Lett., vol. 9, pp. 417-418, Aug. 1988.
- [22] K. B. Niclas and B. A. Tucker, " On noise in distributed amplifiers at microwave frequencies, " IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-31, pp. 661-668, 1983.
- [23] M. Riazat et al., "Coplanar waveguide used in 2-18 GHz distributed amplifier, " in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 337-338, 1986.

7章 まとめ

本論文では、敷設光ファイバを用いて大容量光伝送システムを実現する手法とそれを適用した場合の伝送距離の限界について検討した。

長距離系においては、DSF ケーブルの零分散波長の不均一性を考慮した不等間隔 WDM 伝送システムの設計手法と分布ラマン増幅を用いた高密度化について検討し、その伝送限界について明確化した。

また、シングルモードファイバが敷設されている県内網においては、受信側で光増幅器が不要であり、かつ電気領域における分散補償が可能な、光ヘテロダイン検波方式の高速化について検討した。以下に、各章ごとに得られた結果について要約する。

第2章では、DSF を用いて不等間隔波長配置を行った WDM 伝送システムを構築しようとしたとき、零分散波長の不均一性を考慮した統計的設計手法を提案した。また、これを用いて波長分散ゆらぎによる四光波混合に起因したポンプディプレッションの影響の緩和について定量的に示した。例えば、2.5Gb/s、8チャンネルのシステムにおいて、誤り率 10^{-12} を達成できるファイバ入力の上限値は零分散波長のゆらぎの標準偏差が 1nm から 8nm となることによっておよそ 3.0dB 増加する。また、このとき伝送可能なスパン数を N_{span} とスパンロス $\delta_{\text{span}}[\text{dB}]$ との関係は、受信感度と光増幅器の雑音指数がそれぞれ、-42.9dBm と 6.0dB のとき両式は次式で近似できる。

$$10 \cdot \log N_{\text{span}} = -\frac{2}{3} \delta_{\text{span}} + 28.7. \quad (7-1)$$

$$P_{\text{opt}} = \frac{1}{2} \delta_{\text{span}} - 14. \quad (7-2)$$

さらに、本章では DSF のみならず SMF、N-DSF を伝送線路として用いる場合のそれぞれに対する伝送限界の推定方法について述べた。また、伝送速度や受信感度が異なる光受信感度が用いられる場合の伝送限界の推定方法についても述べた。本章で提案した設計法は、統計的概念を導入した初めての伝送システム設計法として実用システムへ適用されている。

第3章では、第2章で検討した不等間隔波長配置に対して、高密度配置を実現する手法として分布ラマン増幅の適用可能性について検討した。本章では、まず分布ラマン増幅を用いた高密度 WDM 伝送システムの設計手法について述

べた。本設計法は、励起光波長から信号光波長のすべての波長範囲にわたって計算を必要とする従来の方法に比較して大幅な計算時間の短縮が可能となる。提案を行った方法は、分布ラマン増幅適用時の信号光に対する等価伝送損失を定義し、これを用いて信号光の存在する波長範囲に限って SSF 法を適用するものである。これらの計算結果から、実際の伝送システムでは、双方向励起、後方励起、前方励起の順に伝送距離の拡大が計れることが明らかとなった。また、分布ラマン増幅による $1.55\mu\text{m}$ 帯および $1.58\mu\text{m}$ 帯それぞれにおける伝送距離の拡大と伝送限界について始めて体系的に示した。また、AWG と光スイッチを用いた光 ADM ノードを用いた場合の伝達限界について示した。

さらに、伝送実験により分布ラマン増幅の零分散波長近傍における有効性を実証した。具体的には、50GHz 間隔という高密度に配置された 32 チャンネルの信号を伝送速度 10Gb/s で変調し、DSF を用いて中継間隔 80km、8 スパンの伝送実験に成功した。本実験は、零分散近傍における高密度 WDM 伝送の実現性を初めて証明したものである。

第 4 章では SMF を用いて高速伝送を行う際に問題となる波長分散の影響を補償する方法について検討した。具体的には、受信後に信号光スペクトルがそのまま受光素子出力にあらわれる光ヘテロダイン検波方式における分散補償法について提案を行った。波長分散の影響を電気領域で補償するための補償器として、マイクロストリップ線路の適用を提案し、原理実験によりその有効性を実証した。さらに、8Gb/s という超高速の FSK および PSK 光ヘテロダイン検波伝送実験を行い、実際の伝送システムにおける有効性を実証した。いずれの実験も、現時点においては光ヘテロダイン検波を用いた伝送実験例としては最高速の報告である。

第 5 においては、第 4 章で提案した分散補償法を適用した場合において、ファイバ非線形効果の一つである自己位相変調 (SPM) による伝送距離の限界について検討した。本章では、光 PSK ヘテロダイン同期検波方式において、非線形光学効果が存在する場合においても、分散補償が有効である領域を始めて定式化した。それは、正常分散領域においては $\gamma P_0/2B^2|\beta_2| < 10$ の範囲で、異常分散領域においては $\gamma P_0/2B^2|\beta_2| < 15$ の範囲である。また、伝送速度 8Gb/s における光 PSK ヘテロダイン同期検波方式の 180km の多中継伝送実験を行い、実際の県内網においても SPM によって伝送距離が制限されることを実証した。

第 6 章においては、光ヘテロダイン検波を用いた高速伝送システムの実現に不可欠な広帯域光ヘテロダイン検波回路について提案し、実際に試作を行った

結果について述べている。

前半では、従来のベースバンド型の受信器と比較して低雑音化が可能なフロントエンド形式である、同調型光受信回路の広帯域化について提案を行っている。また、試作した広帯域同調型光受信回路を用いて、5Gb/s CPFSK の変復調実験を行いその適用性を実証した。

また、後半では 10Gb/s の超広帯域光ヘテロダイン検波回路の実現を目指し、マイクロ波モノリシック IC (MMIC) 技術を適用した分布増幅型受信回路について検討した。実際に WSiN GaAs FET を用いてモノリシック分布増幅器 IC を試作し、Twin-PIN フォトダイオードとの接続にハンダバンプ技術を用いて接続による寄生成分を低減し、23GHz の広帯域光受信回路モジュールを実現している。また、10Gb/s、CPFSK の変復調実験を行いその適用性を実証した。10Gb/s は現在報告されている変復調実験としては最高速のものである。

謝辞

本論文をまとめるにあたり、懇切なる御指導、御鞭撻を賜った東京工業大学大学院総合理工学研究科電子機能システム専攻 大津 元一 教授に謹んで感謝の意を表します。

また、貴重な御教示、御助言を頂いた、東京工業大学大学院総合理工学研究科物理情報システム創造専攻 浅田 雅洋 教授、東京工業大学精密工学研究所マイクロシステム研究センター 小山 二三夫 教授、東京工業大学精密工学研究所極微デバイス部門 中村 健太郎 助教授、東京工業大学大学院総合理工学研究科電子機能システム専攻 伊藤 治彦 助教授に深く感謝いたします。

さらに、本論文をまとめるようアドバイスいただいた茨城大学工学部電気工学科 小林 正典 教授に感謝いたします。

本研究は、1987年から1999年にかけて日本電信電話株式会社（NTT）伝送システム研究所、光ネットワークシステム研究所、および未来ねっと研究所において行われたものである。本研究を行う機会を与えて頂くとともに、日頃御指導、御鞭撻を頂いた、島田 禎晋 オプトウェーブ研究所代表取締役（元NTT伝送システム研究所所長）、三木 哲也 電気通信大学教授（元NTT光ネットワークシステム研究所所長）、青山 友紀 東京大学教授（元NTT光ネットワークシステム研究所所長）、山下 一郎 NTTエレクトロニクステクノロジー株式会社（NEL）取締役（元NTT光ネットワークシステム研究所所長）、河内 正夫 NTT未来ねっと研究所所長、吉村 宏 NTTフォトニクス研究所所長に感謝いたします。

また、本研究を進めるにあたり、御指導、ご鞭撻を頂いた 木村 英俊 東海大学教授（元NTT伝送システム研究所光通信研究部部長）、石尾 秀樹 摂南大学教授（元NTT伝送システム研究所光通信研究部部長）、小林 郁太郎 東京大学教授（元NTT光ネットワークシステム研究所光通信研究部部長）、松本 隆男 東京電気大学教授（元NTT光ネットワークシステム研究所企画部長）、野須 潔 NTTサービスインテグレーション研究所ネットワーク社会科学プロジェクトリーダー、NTT未来ねっと研究所ネットワークサービスイノベーション研究部 藤井 伸郎 部長、NTT未来ねっと研究所フォトリックトランスポートネットワーク研究部 佐藤 健一 部長に感謝いたします。

さらに本研究について日頃御指導頂いた、NTT未来ねっと研究所メディアネットワークング研究部 岩下 克 グループリーダ、同ネットワークサービスイノベーション研究部 岩月 勝美 グループリーダに心より感謝いたします。

研究を進めるにあたり、有益な議論および御指導を頂いた、NTTフォトニ

クス研究所テラビットデバイス研究部 鳥羽 弘 部長、NTTサービスインテグレーション研究所 柴田 宣 主幹研究員、NTT未来ねっと研究所フォトリソトランスポートネットワーク研究部 古賀 正文 主幹研究員、NTT物性科学研究所量子物性研究部 井上 恭 主任研究員、NTTネットワークサービスシステム研究所STM系ネットワーク構造改革プロジェクト 織田一弘 主任研究員、乗松 誠司 京都大学工学部助教授（元NTT光ネットワークシステム研究所第一プロジェクト主任研究員）、NTTフォトンクス研究所複合光デバイス研究部 増田 浩二 研究主任、NTTエレクトロニクステクノロジー 相澤 茂樹氏、米永 一茂氏、大輝 晶子氏、NTT未来ねっと研究所ネットワークサービスイノベーション研究部 鈴木 裕生氏、さらに同研究所関係各位に感謝いたします。

また、研究を進めるうえで不可欠であった光部品の提供ならびに、光回路および電子回路の実装に関して多大な御協力と御指導をいただいた 大平 正芳 香川大学教授（元NTT通信エネルギー研究所ネットワーク装置インテグレーション研究部長）、NTT通信エネルギー研究所ネットワーク装置インテグレーション研究部 恒次 秀紀 主幹研究員、先端技術総合研究所企画部 桂 浩介主幹研究員、NTTエレクトロニクステクノロジー 秦 進 技術部長、菊池 博 技術部長、NTTフォトンクス研究所テラビットデバイス研究部 小野寺 清光 主任研究員 をはじめ関係各位に心より感謝いたします。

関連発表論文

(1) 技術論文

- [1] N. Takachio and S. Ohteru " Scale of WDM transport network using different types of fibers, " *IEEE J. Select Areas Commun.*, vol.16, no.7, pp.1320-1326, 1998.
- [2] S. Ohteru and N. Takachio, " Methodology of unequally spaced frequency allocation for WDM transmission systems using typical dispersion-shifted fiber cable, " *IEICE Trans. Commu.*, vol.E-83-B, pp1290-1297, 2000.
- [3] N. Takachio and H. Suzuki, " Application of Raman Distributed Amplification to WDM Transmission Systems using 1.55 μm Dispersion-shifted fiber, " accepted for *J. Lightwave Technol.*
- [4] N. Takachio, S. Norimatsu K. Iwashita and K. Yonenaga, "Transmission limitations due to self-phase modulation in optical PSK heterodyne detection systems employing chromatic dispersion equalization, " *J. Lightwave Technol.*, vol.LT-12, no. 2, pp.247-254, 1994.
- [5] N. Takachio and K. Iwashita, " A novel resonance-type optical receiver for high-speed optical heterodyne transmission systems, " *J. Lightwave Technol.*, vol.LT-7, no. 9, pp.1371-1378, 1989.
- [6] N. Takachio, K. Iwashita, S. Hata, K. Onodera, K. Katsura and H. Kikuchi, " A 10 Gb/s optical heterodyne detection experiment using a 23 GHz bandwidth, " *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-38, no. 12, pp.1900-1905, 1990.

(2) Technical Letter

- [1] S. Aizawa, N. Takachio and K. Iwashita, " 10 Gb/s eight-channel transmission experiment over 480 km with 120 km repeater spacing using orthogonal polarisation arrangement and bit-phase arranged RZ pulse format, " *Electron. Lett.*, vol.33, no.5, pp.400-401, 1997.
- [2] H. Suzuki, S. Ohteru and N. Takachio, " 22×10 Gb/s WDM transmission based on extended method of unequally spaced channel allocation around the zero-dispersion wavelength region, " *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.11, no.12, pp.1677-1679, 1999.
- [3] H. Suzuki, N. Takachio, H. Masuda and M. Koga, " 50 GHz spaced, 32×10 Gb/s dense WDM transmission in zero-dispersion region over 640 km of dispersion-shifted fiber with multiwavelength distributed Raman amplification, " *Electron. Lett.*, vol.35, no.14, pp.1175-1176, 1999.
- [4] N. Takachio and K. Iwashita, " Compensation of fiber chromatic dispersion in optical

heterodyne detection, " *Electron. Lett.*, vol.24, no.2, pp.108-109, 1988.

[5] N. Takachio, K. Iwashita and K. Nakanishi, " 8 Gb/s 202 km optical CPFSK transmission experiment using 1.3 mm zero dispersion fiber, " *Electron. Lett.*, vol.24, no.2, pp.506-507, 1990.

[6] N. Takachio, S. Norimatsu and K. Iwashita, " Optical PSK synchronous heterodyne detection transmission experiment using fiber chromatic dispersion equalization, " *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.4, no.3, pp.278-280, 1992.

[7] K. Yonenaga and N. Takachio, " A fiber chromatic dispersion compensation technique with an optical SSB transmission in optical homodyne detection systems" *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.5, no.8, pp.949-951, 1993.

(3) 国際会議論文

[1] N. Takachio, S. Yoshida, S. Norimatsu, and K. Oda, "10 Gb/s $\times$ 10 ch optical FDM transmission experiment over 300 km using in-line optical fiber amplifiers and dispersion-shifted fiber in *Tech. Dig. ECOC'93*, paper MoC1.2, 1993.

[2] N. Takachio, H. Suzuki, H. Masuda, and M. Koga, "Raman amplification transmission with 50-GHz channel spacing in the zero-dispersion region over 640 km of 1.55- μ m dispersion-shifted fiber, " in *Tech. Dig. OFC'99*, post deadline paper PD-9, 1999.

[3] N. Takachio, K. Iwashita, K. Nakanishi and S. Koike, " Chromatic dispersion equalization in an 8 Gb/s 202 km optical CPFSK transmission experiment, " in *Tech. Dig. IOOC'89*, post deadline paper 20PDA-13, 1989.

[4] N. Takachio, S. Norimatsu, K. Iwashita, and K. Inoue, " Influence of self-phase modulation in optical PSK heterodyne detection system employing chromatic dispersion equalization, " in *Tech. Dig. OFC'92*, paper FC-3, 1992.

[5] N. Takachio and K. Iwashita, " A novel wideband optical receiver using microwave monolithic GaAs ICs," in *Tech. Dig. IOOC'89*, paper 19B3-13, 1989.

[6] N. Takachio, K. Iwashita, S. Hata, K. Katsura, K. Onodera, and H. Kikuchi, " A 10 Gb/s optical heterodyne detection experiment using a 23 GHz bandwidth balanced receiver," *Tech. Dig. IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, paper C-2, 1990.

(4) 国内学会発表論文

[1] 高知尾 昇、岩下 克、相澤 茂樹、米永 一茂、" 不等間隔波長配置を用いた 10Gb/s、8CH WDM 伝送システムの検討、" 電子情報通信学会通信ソサイエティ大会、B-1110、1996 年。

- [2]高知尾 昇、岩下 克、" 光ファイバの波長分散補償についての検討、" 電子情報通信学会 情報・システム部門全国大会、339、1987 年。
- [3]高知尾 昇、乗松 誠司、岩下 克、" PSK 光ヘテロダイン同期検波方式の検討、" 電子情報通信学会春季全国大会、B-970、1991 年
- [4]高知尾 昇、乗松 誠司、岩下 克、" 8Gb/s PSK 光ヘテロダイン同期検波方式の検討、" 電子情報通信学会秋季全国大会、B-630、1991 年。
- [5]高知尾 昇、岩下 克、" 光ヘテロダイン検波用受光回路形式についての検討、" 電子情報通信学会春季全国大会、B-640、1988 年。
- [6]高知尾 昇、岩下 克、" 広帯域同調形受光回路を用いた 5Gb/s・CPFSK 変調復調実験、" 電子情報通信学会秋季全国大会、B-434、1988 年。
- [7]高知尾 昇、岩下 克、菊池 博行、" MMI Cを用いた超広帯域受光回路、" 電子情報通信学会春季全国大会、B-776、1989 年。
- [8]高知尾 昇、岩下 克、秦 進、桂 浩輔、小野寺 清光、菊池 博行、" 広帯域分布増幅器を用いた 10Gb/s 光ヘテロダイン検波方式の検討、" 電子情報通信学会春季全国大会、B-986、1990 年。

(5) 出願および取得特許

- [1]高知尾 昇、石田 修、古賀 正文、近間 輝美、尾中 寛、宮田 英之、
「波長多重伝送システム」、特願平 08-291379。
- [2]高知尾 昇、古賀 正文、大輝 晶子、「波長配置法、当該方法を用いた送信装置及び受信装置、並びに波長多重システム」、特願平 11-112905。
- [3]高知尾 昇、鈴木 裕生、古賀 正文、「光中継器」、特願平 11-136641。
- [4]高知尾 昇、岩下 克、松本 隆男、「光ファイバ分散補償法」、特許第 2037236 号。
- [5]高知尾 昇、岩下 克、「光受信回路」、特願平 1-54673 号。
- [6]高知尾 昇、岩下 克、「光受信回路」、特願昭 63-162473。