

TR-O-0076

48

HBTの光マイクロ波集積回路への適用

末松 英治

1994. 9. 23

ATR光電波通信研究所

復帰報告書

1994年 9月 14日

氏名 末松 英治

所属 ATR光電波通信研究所
無線通信第2研究室 研究員

担当テーマ HBTの光マイクロ波集積回路への適用

滞在期間 平成4年2月1日 ~ 平成6年7月31日

復帰先 シャープ(株)技術本部 中央研究所 第1研究部
〒631 天理市樺本2613-1
TEL: 07436-5-2485, FAX: 07436-5-2487

I. 概要

本報告は平成4年2月から平成6年7月までの期間中に、報告者の行った研究をまとめたものである。本研究の主な目的は、光ファイバ・ミリ波無線リンクの伝送システムの構築と、光受信機、無線装置の小型・高性能・高機能化を実現することである。そのための技術として、当研究所では、光ファイバ・ミリ波リンクの伝送技術や、光MMICを用いた回路構成・設計技術等の諸技術の研究が進められてきた。本研究では、光MMICの能動デバイスにHBTを適用し、光ミリ波集積回路の実現に必要な、最適デバイス構造、回路設計、加えて、HBTを使用した伝送システム構成技術の検討・評価を進めた。

ここでは、上記研究成果の詳細報告を、4章に分けて述べる。

1. マイクロ波HBTの受光器($0.83\mu\text{m}$ 帯)への適用
2. $0.83\mu\text{m}$ 帯および $1.3\mu\text{m}$ 帯HBT受光器を用いたミリ波サブキャリア光ファイバリンクの伝送特性
3. A fiber optic/millimeter-wave radio transmission link using HBTs as direct photodetectors and an optoelectronic upconverter
4. 光ファイバ・ミリ波無線リンクの100MbpsQPSK/BPSKデジタル伝送

II. 特記事項(感想)

光MMICによる光ファイバ・ミリ波無線リンクの研究の当初は、光ファイバ区間だけで数GHz程度の伝送しかできなかった。光ファイバ・ミリ波リンクのモデルシステムの構築をするために、最近では、光ファイバ区間を経由したミリ波無線リンクにおいて、ミリ波直接50GHz帯FMアナログ伝送や50GHz帯の140MbpsQPSKデジタル伝送、さらに、ミリ波直接43GHz帯118MbpsBPSKデジタル伝送ができるようになった。この出向を通じて、ミリ波のもつ無線広帯域伝送路と光ファイバのもつ有線広帯域・長距離伝送路としての有効性を認識することができ、かつ伝送路構築の技術を修得することができた。今後、特に、ミリ波帯でのCDMA(スペクトラム拡散)による通信技術は、ミリ波帯のもつ広帯域性をより生かす通信技術となり得るものと思われる。

III. まとめ

(1) HBT受光器特性評価

GaAsHBT及びInPHBTをそれぞれ0.83 μ m帯と1.3 μ m帯の受光器として、SNR(信号対雑音)特性を評価した結果、以下のことを明らかにできた。

(a)HBT直接受光器——f3dB帯域40GHzの広帯域PINフォトダイオードと比較して、50GHz帯においてInP-HBT(1.3 μ m)は2dB程、GaAs-HBT(0.83 μ m)は10dB程、高いSNR特性を有し光ミリ波MMICの受光デバイスとしての有効性を確認できた。

(b)GaAs-HBTの光マイクロ波ミキサ特性——光マイクロ波ミキサは上記のPINフォトダイオードを使用した系では実現困難な機能であるが、HBTの3端子受光器を用いると容易に機能させることができる。このHBTの光マイクロ波ミキサを用いれば、直接受光器と比較して、より大きなSNRを得ることができる。実験では、50GHzで上記の直接受光器よりさらに15dB以上高いSNRを得た。

(2) HBT受光器を用いたFMサブキャリア光ミリ波(50GHz帯)無線リンクのシステム評価

GaAs-, InP-HBT受光器を用いてFMサブキャリア映像信号をミリ波またはマイクロ波サブキャリアとして光ファイバ伝送した後、さらにミリ波無線伝送する光ミリ波無線リンクを構成し、伝送特性を"評価SNR"で評価した。その結果、GaAs-HBT直接受光器、InP-HBT直接受光器、GaAs-HBT光マイクロ波ミキサを用いた各リンクの無線送信電力はそれぞれ-38dBm、-22dBm、-20dBmの微弱電波であるが、室内において6m無線伝送しても、FM信号復調後の評価SNRは、それぞれ、44dB、55dB、55dBの高いSNR(変調器・復調器折り返し特性は58dB)が得られ、良好な映像伝送が可能であることが分かった。

(3) HBT受光器を用いた140MbpsQPSKサブキャリア光ミリ波無線リンクのシステム評価

140MbpsQPSKデジタル伝送による光ミリ波無線リンクのシステム評価を行い、GaAs-HBT受光器、IFアンプ、外部ミキサの組み合わせによるアップコンバージョン(光マイクロ波ヘテロダイン)方式によって無線周波数50.6 GHz、無線送信電力-22dBm、無線区間1mで 10^{-10} 以下のエラーレイトで伝送可能であることが分かった。

さらに、この応用技術として、118Mbpsのデジタル映像を、BPSK変調によって、上記の伝送路で評価した結果、良好な映像・音声信号が伝送可能であることを確認した。またATR光電波通信研究所の実験モジュールシステムである光ミリ波直接受光方式の検討もおこない、波長1.3 μ m帯において、帯域40GHzの光外部変調器と住友電工製InP-HBTを用いることによって、118MbpsのBPSKデジタル映像伝送が可能であることも確認した。

(4) HEMT-ミリ波帯MMIC設計

受光器と次段の低雑音アンプを一体化するための回路構成技術を検討するために、MSM(メタルセミアクタメタル)受光器とHEMTアンプを一体化した光MMIC受信機とLNAを設計した。LNAは47GHz \pm 3GHzにおいて利得12 \pm 1.5dB、および光受信機は21GHz \pm 2GHzでリンクロス60dB \pm 1.5dBの特性が得られた。

報告者の関連する文献

- [1] 末松, 馬場, 上綱, 小川: "マイクロ波HBT光検波器", 電子情報通信学会秋季全国大会, SC-1-4, Sept. 1992.
- [2] 末松, 馬場, 上綱, 小川: "マイクロ波HBTの光検波器への適用", 電子情報通信学会マイクロ波研究会 技術報告, MW 92-72.
- [3] 末松, 馬場, 上綱, 小川: "MMIC HBT光検波器の周波数応答性", 電子情報通信学会春季全国大会, C-64., Mar. 1993.
- [4] 末松, 馬場, 小川, 今井: "HBT光検波器を用いたマイクロ波光ファイバリンクの伝送特性", 電子情報通信学会マイクロ波研究会 技術報告, OQE 93-29.
- [5] 末松, 今井: "HBTを用いた光ファイバサブキャリア伝送による光ミリ波無線リンクの特性", 電子情報通信学会春季全国大会, B-486, Mar. 1994.
- [6] 末松, 今井: "100Mbps 光ファイバミリ波無線リンクの検討", 電子情報通信学会秋季全国大会, Sept. 1994.
- [7] E. Suematsu and H. Ogawa, " Noise Performance of MMIC HBTs as Photodetectors, " 23rd European Microwave Conference, pp. 311-313, Sept. 1993.
- [8] E. Suematsu and N. Imai, "Signal-to-noise performance of a fiber optic subcarrier link using HBT optoelectronic up-converter," IEEE MTT-S Microwave Symp. Dig., May. 1994.
- [9] E. Suematsu and N. Imai, "Fiber Optic/Millimeter-wave Subcarrier Link Using InP/InGaAs HBT Optical/RF Transducer," OEC'94 Tech. Dig., pp. 396-397, Jul. 1994.

- [10] E. Suematsu, N. Imai and H. Sawada, "Fiber optic/millimeter-wave radio link using an InP/InGaAs HBT optical/RF transducer", The 19th Int. Conf. on Infrared and Millimeter-waves, Oct. 1994.
- [11] E. Suematsu and H. Ogawa, "Frequency Response of HBTs as Photodetectors" IEEE Microwave Guided Wave Lett., vol. 3, pp. 217-218, Jul. 1993.
- [12] E. Suematsu and N. Imai, "A fiber optic/millimeter-wave radio transmission link using HBTs as direct photodetectors and an optoelectronic upconverter," submitted to IEEE Trans. Microwave Theory Tech. (投稿中)
- [13] 末松, 今井: "HBT受光器を用いたミリ波サブキャリア光ファイバリンクの伝送特性", 信学論(C), ミリ波技術とその応用小特集号, 1994. (採録)

共同研究者との共著論文

- [1] 馬場, 上綱, 末松, 小川: "HEMT光検出器の雑音特性", 電子情報通信学会春季国大会C-65., Mar. 1993.
- [2] 松井, 末松, 竹中, 小川: "HEMT光マイクロ波ミキサとスロットアンテナを用いたMMIC光/RFトランスレーサ", 電子情報通信学会春季国大会C-66, Mar. 1994.
- [3] 澤田, 末松, 今井: "発振機能をもつHBT光マイクロ波ミキサの基本特性", 電子情報通信学会秋季全国大会, Sept. 1994.
- [4] S. Banba, E. Suematsu and H. Ogawa " Fundamental propertise of HEMT photodetectors for use in fiber optic links," 23rd European Microwave Conference, pp. 747-750, Sept. 1993.
- [5] H. Ogawa, H Kamitsuna, S. Banba , E. Suematsu and M. Akaike, "Millimeter-wave subcarrier transmission using optoelectronic mixing and optical heterodyne techniques," Proc. URSI Int. Symp. Sig. Sys. Electron., pp. 561-564, Sept.1992.
- [6] H. Ogawa, H. Kamitsuna, S. Banba and E. Suematsu, "Optical/microwave monolithic integrated circuits," MWE'92 Microwave Workshop Dig., pp.191-196, Sept.1992.
- [7] H. Ogawa, S. Banba, E. Suematsu, H. Kamitsuna and D. Polifko, "A comparison of noise performance between a PIN diode and MMIC HEMT and HBT optical receivers," IEEE MTT-S Microwave Symp.Dig.,pp 225-228, Jun.1993.
- [8] H. Ogawa, H. Thomas, E. Suematsu, S. Banba, H. Kamitsuna, "Fiber optic 50-GHz FM subcarrier transmission using HBT device," URSI General Assembly of the International Union of Radio Science,CD-10, pp. 568, Sept. 1993.
- [9] K. Matsui, E. Suematsu, T. Takenaka and H. Ogawa, "A one-chip integrated optical/RF transducer using a HEMT optomicrowave mixer and a slot antenna," accepted to IEEE MTT-S Microwave Symp.Dig., May.1994.
- [10] N. Imai, S. Banba and E. Suematsu, "Millimeter-wave fiber optic technologies for subcarrier transmission systems," 24rd European Microwave Conference, Sept. 1994.

特許 [1] 今井, 末松 : "混合回路及び光ファイバリンクシステム"

目 次

1. マイクロ波HBTの受光器 (0.83 μm 帯) への適用	4
<1>. はじめに	4
<2>. HBTの光検波特性	4
[2-1]. マイクロ波HBTの光検波器への適用	4
[2-2]. HBTのマイクロ波特性	4
[2-3]. DCにおけるHBT光応答特性	4
[2-4]. 光ファイバリンクにおけるHBTの直接検波特性	5
<3>. 光ファイバリンクHBT検波器モデル	5
[3-1]. 検波器モデルの構成	5
[3-2]. 検波器モデルの計算結果	5
[3-3]. HBT新光検波器モデル	6
<4>. まとめ	6
参考文献	7
図	8
2. 0.83 μm 帯および1.3 μm 帯HBT受光器を用いたミリ波サブキャリア光ファイバ リンクの伝送特性	18
あらまし	18
<1>. まえがき	18
<2>. GaAsHBTおよびInP/InGaAs HBTを用いた光ファイバ/ミリ波サブ キャリアリンクの基本特性	19
[2.1]. リンク構成	19
[2.2]. 0.83 μm 帯GaAs HBTリンクのリンクロス特性	19
[2.3]. 1.3 μm 帯InP/InGaAsHBTリンクのリンクロス特性	20
[2.4]. GaAsHBTリンクの信号対雑音 (SNR) 特性	20
[2.5]. InP/InGaAsHBTリンクの信号対雑音 (SNR) 特性	21
[2.6]. HBTリンクの3次相互変調歪 (IM3) 特性	21
<3>. 光/ミリ波無線リンクの画像伝送特性	22
[3.1]. 光/ミリ波無線リンクの構成	22
[3.2]. 評価SNR伝送特性	22
<4>. むすび	23
文献	23
図	25

3. A Fiber Optic/Millimeter-wave Radio Transmission Link Using HBTs as directphotodetectors and an Optoelectronic Upconverter	36
ABSTRACT	36
<1>. INTRODUCTION	36
<2>. FIBER OPTIC SUBCARRIER LINK PERFORMANCE	37
<3>. APPLICATION OF AN OPTICAL FIBER/RADIO LINK TO A 50-GHz BAND VIDEO FM-SUBCARRIER TRANSMISSION USING THE HBT-DDS AND HBT-OUP	41
<4>. CONCLUSION	42
REFERENCES	43
FIGURES	46
4. 光ファイバ・ミリ波無線リンクの100MbpsQPSK/BPSKデジタル伝送	60
(A) 140 Mbps-QPSK Millimeter-wave Radio Transmission Link over Optical Fiber using Optoelectronic Heterodyne Transducer	60
Abstract	60
<1>. INTRODUCTION	60
<2>. OPTICAL/MM-WAVE RADIO LINK CONFIGURATION	60
a. QPSK Modulator and Demodulator Section	60
b. Optical Fiber Transmission Section	61
c. Mm-wave Radio Transmission Section	61
<3>. EXPERIMENTAL RESULT	61
<4>. CONCLUSION	61
REFERENCE	62
(B) 光ファイバ/ミリ波無線リンクによる118Mbps映像伝送	63
<1>. はじめに	63
<2>. 光/ミリ波無線リンクの構成	63
<3>. 実験結果	63
<4>. まとめ	63
参考文献	63
(C) HBT受光器を用いた光ファイバリンクミリ波リンクQPSK・BPSKデジタル伝送	64
図	65

1. マイクロ波HBTの受光器(0.83 μ m帯)への適用

<1>. はじめに

最近、光ファイバリンクを無線信号の分配ネットワークに用いてマイクロ波リンクを構成する移動通信の検討が積極的に進められている。光ファイバリンクで伝送するマイクロ波信号あるいはミリ波信号はサブキャリアといわれている。サブキャリア周波数の増加とともに光デバイスの高周波化が必要となり、現在光通信の分野で用いられているDFBレーザ(DFB_LD)、PIN-FET等のデバイスは、周波数限界のためミリ波帯での適用は非常に少ない。

また上記分配ネットワークにおいては、無線リンクの構成がマイクロ波化されて無線基地局数が膨大になるため、光キャリアから無線信号用サブキャリア成分を検出する機能素子(O/E変換器)の簡易化・小型化がシステムの実現において重要となる[1]。

モリツク集積回路は寄生成分が少なく、高周波化・広帯域化には有益であり、かつ量産性、無調整性、小型化のため従来のハイブリッド集積回路に比べて多くのメリットを有している。従来より、光電子集積回路(OEIC)は光デバイスの高速化、高性能化、小型化のために研究されており、受光素子においては、PINフォトダイオード(PIN_PD)と高速トランジスタを用いて、PIN-FET、PIN-HEMT、PIN-HBT等が集積されてきた[2,3,4]。しかしながら、OEICでは光デバイスと電子デバイスを同時に集積化するために、動作周波数は10GHz前後にとどまり、プロセスの困難性もつきまとっている。

一方、モリツクマイクロ波集積回路(MMIC)はマイクロ・ミリ波帯の衛星通信、移動帯通信等の分野で盛んに研究・開発され、MMICプロセスに互換性のある受光デバイスの検討も行なわれている。MSM(金属-半導体-金属)フォトダイオード(MSM_PD)、さらにはFET受光器(FET_PD)が、PIN_PDに代わって光検波器に用いられている[5,6]。筆者等は、MMICの適用領域・機能拡大をめざし、光波領域にまで適用可能なMMIC(OMMIC)を実現するために、HEMTを光検波器として採用することを提案してきた[7-11]。本報告では、HBTの高周波特性・光検波特性に着目し、光検波器として適用し、マイクロ波光ファイバリンク伝送系におけるHBTの検波特性について評価・検討した結果について述べる。

<2>. HBTの光検波特性

2-1. マイクロ波HBTの光検波器への適用

従来より、ヘテロジャンクションフォトトランジスタ(HPT)が研究されている。このHPTは光との結合効率を向上させるために、数10 μ mの円形状のエミッタを有し、主に2端子デバイスとして、用いられている。この大きなエミッタを有しているため、HPTの動作周波数は、数100MHzにとどまっている[12,13]。

この従来のHPTの短所を改善するために、マイクロ波・ミリ波帯で用いられているHBTを以下のような方法で、光検波器として適用・検討した。

- (1) 光照射の方法は、ウエハ状態のHBTにエミッタ・ベース・コレクタ電極の直上から、直接光ビームスポット径(約20 μ m)の光(波長0.83 μ m)を照射した。
- (2) マイクロ波小信号増幅用に設計したHBT[14]を用い、光との結合度を高めるために、HBTの電極形状・サイズは光ビームスポット径に近いものを用いた。用いたHBTの電極形状は多フィンガー状の電極でエミッタサイズは1.5 μ m \times 10 μ m \times 3本.....etcである。
- (3) 検波方法として、マイクロ波サブキャリア信号で強度変調された光を直接検波する方法で評価した。なおこの検波特性においては、従来HPTの分野では、あまり検討されてきた3端子デバイスとしての特性を検討した[12,13]。

2-2. HBTのマイクロ波特性

図1.1に光検波器として用いた2種類のHBTの等価回路パラメータとそのモデルを示す。また、図1.2に測定したSパラメータから求めた利得特性を示す。HBT1のエミッタサイズは2 μ m \times 10 μ m \times 2本、HBT2のエミッタサイズは1.5 μ m \times 10 μ m \times 3本である。これら2種類のHBTの動作点($V_{ce}=4$ v, $I_c=12$ mA)での f_t はHBT1が約30GHz、HBT2が約20GHzである。また等価回路パラメータにおいて、HBT2はHBT1に比較して、ベース抵抗(R_B, R_{BB})及びコレクタ抵抗(R_C, R_{CC})が、かなり大きくなっている。

2-3. DCにおけるHBT光応答特性

光トランジスタの動作に関して、ヘテロ接合トランジスタと異接合のトランジスタの動作原理は同じと考えられている。つまり図1.3のバンド図に示すように、トランジスタ電極部に照射された光はベース・コレクタ部で吸収され、電子・正孔対が形成される。この正孔対がベースに流れ込み・蓄積することによってベース・エミッタポテンシャルが順バイアスされ、エミッタよりベースへ電子の注入が起こる。ベース幅が電子の拡散長より短ければ、トランジスタ動作により電流増幅がおこなわれ、光電流利得の多くはこのプロセスによって生じる[12,13]。

図1.4にエミッタ接地のHBT1の光応答特性のベース電流依存性を示す。受光感度はベース電流 $I_b=0$ μ Aのとき

がもっとも大きくHBT1では7.9A/Wであり、HBT2では8.2A/Wである。また動作点付近($I_b=280\mu A$)ではHBT1が6A/W、HBT2が6.3A/Wである。このHBTの受光感度はPIN_PDが通常0.5A/W~0.8A/Wに比較すると約10倍大きく、これはHBTのもつ光電流利得によるものと考えられる。

2-4. 光ファイバリンクにおけるHBTの直接検波特性

HBTの直接検波器の周波数特性を評価するために図1.5に示す実験系を用いて測定をおこなった。光変調器には光検波器の周波数特性を評価できるようにするために、レーザーダイオードの直接変調(現在は15GHz程度まで)を使用せず、LiNbO₃光導波路型外部変調器(EOM)を使用した。外部変調器の光挿入損失は9dB以下(~20GHz)、半波長電圧は2.3Vである。この外部変調器により、サブキャリア周波数で強度変調された0.83 μm 帯の光キャリア信号はシングルモードファイバ、レンズを経てHBTに照射される。このとき、照射光のスポットサイズは約20 μm である。図1.6にこのEOMとHBT検波器の組み合わせからなる光ファイバリンクの伝送特性(以下リンクゲインと記す)を、EOMとPIN_PDの比較で示す。サブキャリア信号のEOMへの入力レベルは0dBm、各検波器への入力レベルは0.3mWである。使用したPIN_PDの受光感度は0.3A/W、3dB帯域幅は10GHzである。HBTの直接検波時の動作点は $V_{ce}=4V$ 、 $I_b=280\mu A$ である。

図1.6より、周波数全域(~20GHz)にわたってHBT1、HBT2ともにPIN_PDに比較し良好なリンクゲインが得られている。これはHBTのもつ内部ゲインと良好な周波数特性によるものと考えられる。前述したようにHBTの動作点での受光感度は6.3A/WでありDCではPIN_PDの約10倍大きくくなっていることから、リンクゲインは約20dB改善されていることになる。実際の測定値ではHBT1、HBT2で異なっている。つまり低周波側~1GHz付近で、HBT2では約23dB程の差異がみられ、このことを反映している。一方HBT1では13dB程度の差異しかみられない。これは後述(3. 光ファイバリンクHBT検波器モデル)する光照射によって形成されるO/E変換部の特性に依存している。

図1.7に周波数1GHzにおいて光入力パワーに対するリンクゲインの特性を示す。ここでは、HBT2において、前記の動作点 $V_{ce}=4V$ 、 $I_b=280\mu A$ と $I_b=0\mu A$ との比較で示す。また参考のために上記PIN_PDの特性も示している。従来、多くの光トランジスタはベース電極を形成せず電氣的に2端子素子として用いられている[12,13]。この図1.7が示すように、HBTにおいては、ベース電極を使用し3端子デバイスとして動作させたほうが広いダイナミックレンジが得られ、かつ大きなリンクゲインが得られる。

<3>. 光ファイバリンクHBT検波器モデル

[3-1]. 検波器モデルの構成

上記光ファイバリンクの伝送系をモデル化し、伝送特性に最も影響を与えているパラメータについて考察した。図1.8(a),(b)にPIN_PD、HBT検波器のモデルを示す。E/O、O/E変換部は電流制御電流源に置き換えた。PIN_PD、HBT検波器モデルともO/E変換部と電子能動素子に独立させて構成した。PIN_PDモデルのO/E変換部は電流源を用い、素子部は等価回路モデルを用いた。電流源の大きさは光/電気変換損と受光感度 r_p で決定した。またこの等価回路パラメータは測定したリンクゲインと出力インピーダンスからフィッティングにより算出した。一方HBTの検波モデルでは電子能動素子部に、HBT小信号パラメータ(実測値)を用いた。HBT検波器モデルのO/E変換部は光起電流を生ずる電流源とRC回路で構成している。この電流源の大きさは光/電気変換損と光結合係数 r_p (例えば、PIN_PDにおける受光感度に相当)で決定した。また光起電流の周波数特性をこのRC回路で表現した。

[3-2]. 検波器モデルの計算結果

図1.9(a),(b)に直接検波器HBT1、HBT2及びPIN_PDの周波数レスポンスの計算結果を示す。図1.9(a)は、EOMも含めたリンクの検出電力で、図1.9(b)は、EOMの周波数特性を取り除いた受光器のみの周波数レスポンス特性で示す。HBT直接検波器及びPIN_PDとも全周波数にわたって測定結果とほぼ一致させることができる。図1.10(a)~(d)にHBTリンクゲインの光結合係数(r_p)依存性、電流増幅率 β 依存性、 f_t 依存性、 $R_{oe}\cdot C_{oe}$ 依存性を示す。これらのパラメータ依存性は(c)の f_t を除いて、HBT2モデルのパラメータを基準にして一つのパラメータ (d)のみ二つのパラメータ)を変数として求めたものであり、 f_t に関しては文献[15]で報告されている等価回路パラメータを用いて求めた。

図1.10より、このHBT検波モデルでは全周波数領域にわたって光結合係数 r_p がリンクゲインに大きく効いている。さらに低周波側ではO/E変換部の $R_{oe}\cdot C_{oe}$ と β 依存性が大きく、高周波側では f_t の依存性が大きい。従って、図1.9の実験結果において、HBT1とHBT2の低周波側(0.1GHz~1GHz)においてリンクゲインの差異は約13dBほどあり、このうち光結合効率からの差異は約3dB程度、残りの10dBの差異はO/E変換部中の $R_{oe}\cdot C_{oe}$ によって差異が生じていると推定される。このO/E変換部中の $R_{oe}\cdot C_{oe}$ はエミッタ・ベースの電極形状・配置やベース・コレクタ接合の容量・抵抗によってかわってくるパラメータである。

図1.8に示す抽出したHBT1、HBT2の光結合係数 r_p の0.11と0.16は、PIN_PDの受光感度 $r_p=0.27$ に比較すると、ほぼ同じレベルにある*。これらのHBTは光との結合度に関して、電極構造、エミッタ構造等全く最適化

していない。今後これらの構造の最適化によってなお一層の高性能化が可能と思われる。HBTは縦型素子であり、径20 μm 程度の光ビームスポットに近いサイズを有した電極構造をとることが可能であるため、HEMT,MESFET等の横型デバイスよりも光結合の点では有利である。

*2章以降で使用したHBTは、 r_p が改善されており、 $r_p=0.2\sim 0.3$ であり、電極構造によって異なる。

[3-3]. HBT新光検波器モデル

上記のHBT光検波器モデルでは、光起電流の周波数特性をこのRC回路で表現することで、レスポンス特性を説明することができた。このRC回路は、等価回路上では、主にベース・コレクタ接合の容量成分と抵抗成分を表現している。このHBT光検波器の動作は、図1.7により、受光入力パワーが10dBm以下では、検波出力が0dBm以下である。つまり、HBTの入出力特性から考えて線型動作の領域、つまり小信号動作であるため、トランジスタ動作は小信号等価回路モデルで説明することができる。以下、トランジスタ小信号等価回路モデルを用いて、エミッタ接地HBT、ベース接地HBTの光検波器モデルの検討結果について述べる。

(a) マイクロ波光ファイバリンクにおけるHBTの光検波特性

MMIC用に設計した2種のエミッタ接地HBT (CEHBT1, CEHBT2)とベース接地HBT (CBHBT)を用い、比較のためにPINフォトダイオード (PIN_PD:量子効率:42%, f_{3dB} :10GHz)も共に評価した。図1.11に各HBTの動作点での電流利得特性(h_{21})を示す。動作点($V_{CE}=4V, I_C=12mA$)でのCEHBT1及びCEHBT2の f_t はそれぞれ20GHz,30GHzであり、また動作点($V_{BC}=3V, I_C=3mA$)でのCBHBTの $f_{3dB}(f_t)$ は30GHzである。

HBTの光検波特性を評価するために、マイクロ波のサブキャリア信号で強度変調された光($\lambda=0.83\mu\text{m}$)をラウエ状態のHBTで直接検波するマイクロ波光ファイバリンクの特性を評価した[2]。測定には校正されたPINフォトダイオードにより、検波器の受光面における変調光入力パワーを0dBmとして、周波数レスポンス特性を求めた。図1.12に、上記のレスポンス特性を示す。CBHBTのレスポンスはPIN_PDに比較し数dB低いものの、 f_{3dB} は20GHz以上でありPIN_PDに比較し広帯域特性を示している。またCEHBTは周波数全域でPIN_PDに比較し、高いレスポンス特性を示し、1GHzではCEHBT1,2ともに20dB以上高くなっている。これらCEHBT1,2,CBHBTのレスポンス特性は h_{21} 特性を顕著に反映している。

(b) HBT光検波器モデル

上記のHBT周波数レスポンス特性を明らかにするために小信号等価回路を用いてモデル化をおこなった。図1.13にHBTのバイ型等価回路を示す。この回路においてCEHBTの場合はベース端子が50 Ω 終端され、エミッタ端子が接地される。CBHBTの場合はベース端子が接地され、エミッタ端子が50 Ω 終端される。この等価回路においては逆バイアスされたC/B接合の C_{bc}, R_{bc} に光起電流源が付加され、この起電流はベースに供給されて、通常のトランジスタ動作が生ずる。この起電流源の大きさはC/B接合の受光感度に相当する。

このモデルから計算した周波数レスポンス特性を図1.12に示す。CEHBT1,2,CBHBTともに周波数全域で測定値とほぼ一致している。この受光感度から各HBTの量子効率(光結合度)を算出すると、CEHBT1は31%、CEHBT2は20%、CBHBTは15%である。図1.14 (a), (b)に、このモデルから求めたCEHBT1,2の伝達インピーダンスを示す。図1.14のHBTのレスポンス特性は、受光部のC/B接合の量子効率と電気回路部の伝達インピーダンス特性に分けることができ、図1.14(a)のCBHBTは、利得を持たずフォトダイオードとして動作しており、また、図1.14(b)のCEHBTはpnフォトダイオードとトランスインピーダンスアンプが一つに集積したものとみなすことができる。

<4>. まとめ

マイクロ波小信号用に設計したHBTの光検波特性について検討した結果、以下のことについて明らかにした。

- (1) 周波数全域($\sim 20\text{GHz}$)にわたってHBT1,HBT2ともにPIN_PDに比較し良好なリンクゲインが得られている。これはHBTのもつ内部ゲインと良好な周波数特性によるものと考えられる。ベース電極を用いた3端子HBTはベース電極を浮かした2端子HBTよりリンク利得が大きく、かつダイナミックレンジが広い。
- (2) HBT光検波器をモデルはO/E変換部と電子能動素子部に独立させて構成することができる。この結果、直接検波のリンクゲインに最も影響を与えているパラメータは、周波数全域では光結合係数 r_p であり、低周波側ではO/E変換部のRCパラメータとトランジスタの β の影響が大きく、高周波では f_t の依存度が大きい。
- (3) MMIC用に設計したHBTの光検波機能を検討した結果、HBTはPIN_PDに近い光結合度を有している。ベース接地HBTは f_t に至るまで平坦な広帯域特性を有し、エミッタ接地HBTはpnフォトダイオードとトランスインピーダンスアンプが一つに集積した回路を構成している。

このようにHBTは光検波器として優れた性能を有しており、HBTの光検波器として電極構造、エミッタ

造を最適化することにより、なお一層の高性能化が可能と思われる。このHBTをMMIC化することにより、ミ波伝送用光ファイバリンクの受光用モリックICに適用することができる。

参考文献

- [1] K.B.Bhasin et al., "Advances in gallium arsenide monolithic microwave integrated-circuit technology for space communications systems," IEEE Trans. MTT, vol. 34, pp. 994-1001, Oct. 1986.
- [2] 内田 他, "InP 受光OEICの高感度化," 信学会技術研究報告, OQE90-128, 1990.
- [3] 赤堀 他, "10Gbit/s モリック集積化長波長帯pin-HEMT," 信学会技術研究報告, OQE92-10, 1992.
- [4] S.Chandrasekhar et al., "Monolithic long wavelength photoreceiver using heterojunction bipolar transistors," IEEE J.QE, vol.27, pp. 773-777, Mar. 1991.
- [5] J.B.D.Soole et al., "InGaAs metal-semiconductor photodetectors for long wavelength optical communications," IEEE J.QE, vol.27, pp.737-752, Mar.1991.
- [6] A.Paoletta, "Optical response of the GaAs MESFET at microwave frequencies and applications," IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Dig., 1991, pp.487-490.
- [7] 小川 他, "光マイクロ波集積回路の構成法," 1992 春季大会C-94.
- [8] 小川 他, "ミ波サブキャリア伝送用光ファイバリンクの検討," 信学会技術研究報告, MW92-37, 1992.
- [9] 馬場 他, "マイクロ波・ミ波デバイスによる光検出の検討," 信学会技術研究報告, OQE92-43, 1992.
- [10] 馬場 他, "HEMT光応答特性の基礎検討," 1992 春季大会C-95.
- [11] 上綱 他, "受光素子の光・マイクロ波周波数混合特性の光ファイバ無線通信リンクへの適用," MW92-5, 1992.
- [12] J.C. Campbell, in Phototransistors for lightwave communications, vol. 22, part D, Semiconductors and Semimetals, Lightwave Communications Technology. Orlando, FL: Academic, 1985.
- [13] R.A. Milano et al., "An analysis of the performance of heterojunction phototransistor for fiber optic communications," IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-29, pp.266-274, 1982.
- [14] 佐藤 他, "f MAX=117GHzのMOCVD-C₁-7° AlGaAs/GaAs HBT," 信学会技術研究報告, ED90-135, 1990.
- [15] Y.K. Chen et al., "Subpicosecond InP/InGaAs heterostructure bipolar transistors," IEEE Electron Device Lett., vol.10, pp.267-269, 1989.

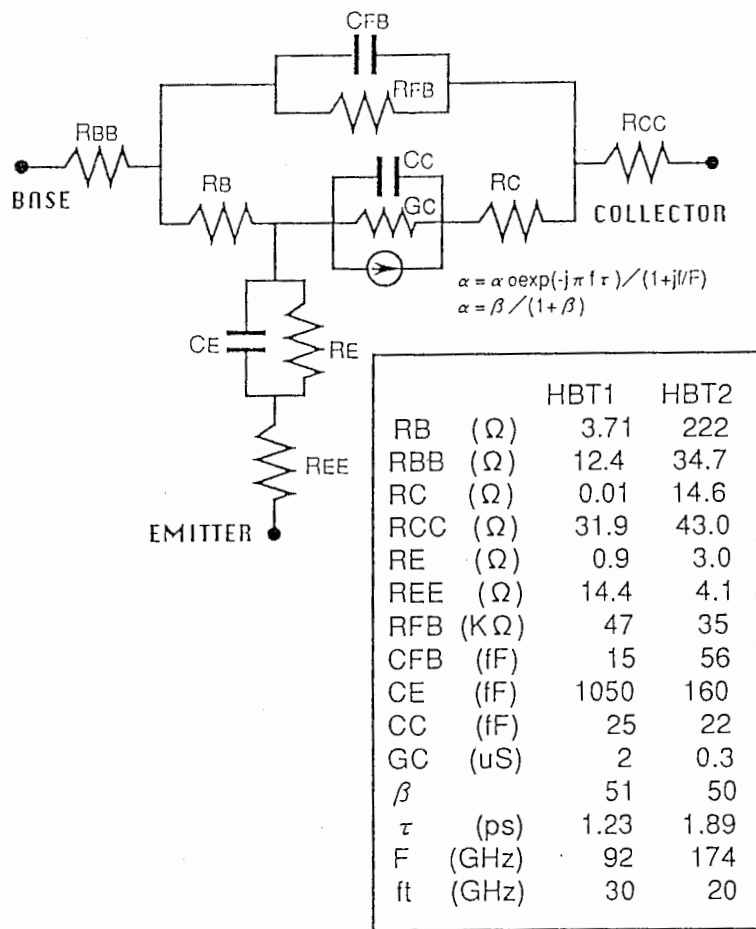


図 1.1. HBTの小信号等価回路と抽出したパラメータ

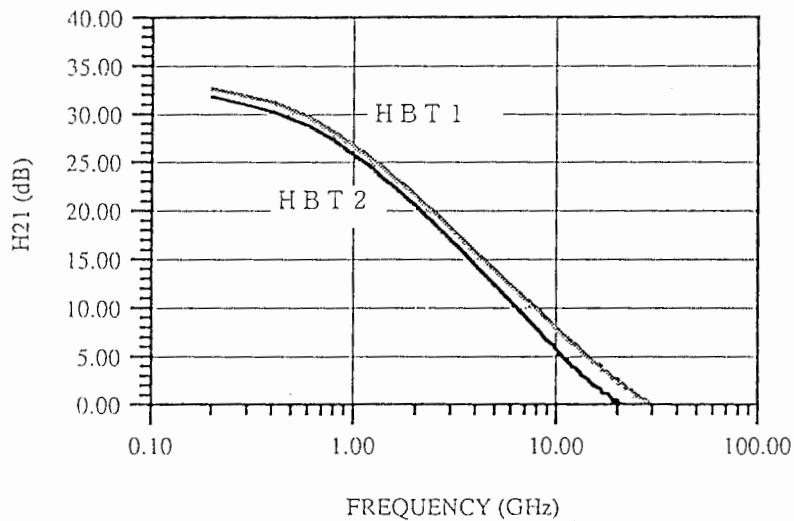


図 1.2. HBTの動作点での電流利得
(V_{ce}=4V, I_c=12mA)

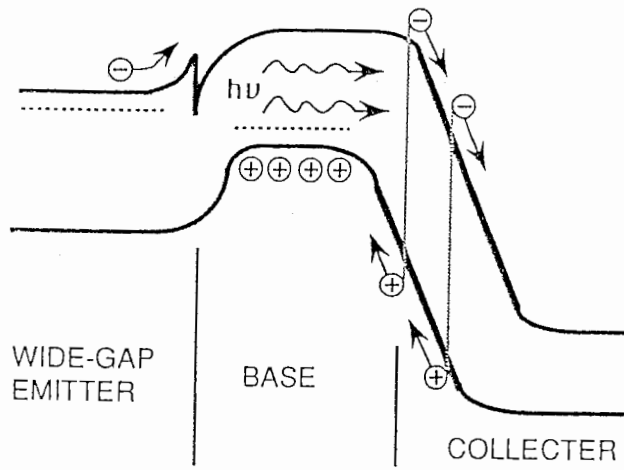


図 1.3. 光トランジスタ(HPT)のエネルギーバンド図

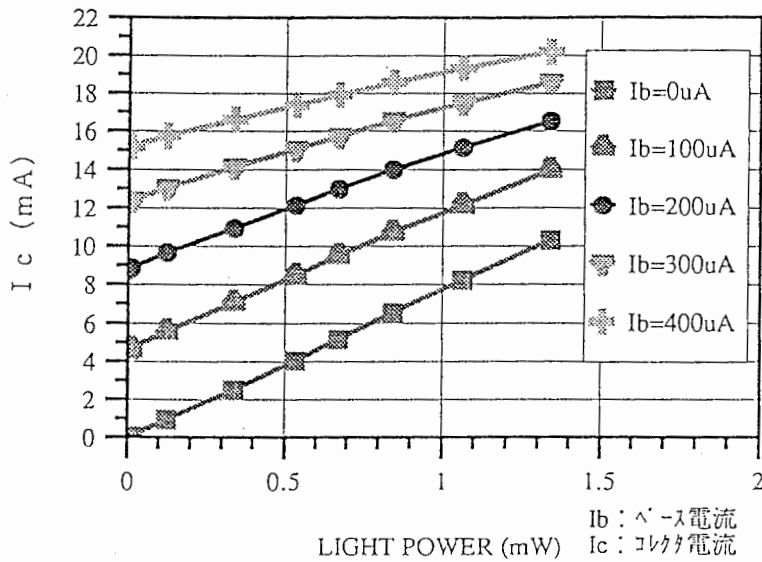


図 1.4. HBT1のDC光応答特性

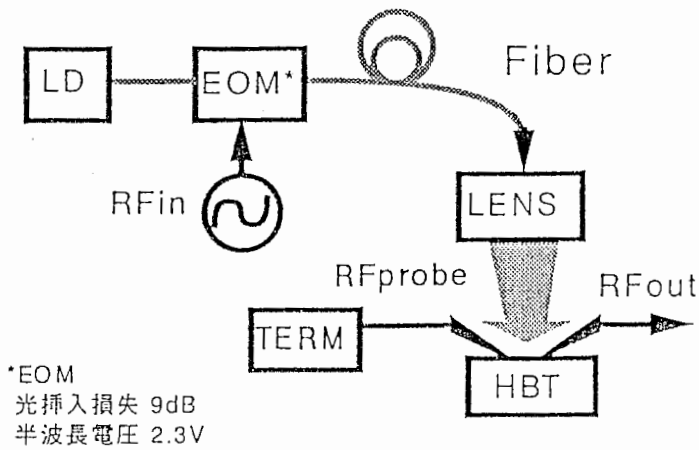


図 1.5. 光ファイバリンク伝送実験系の構成図

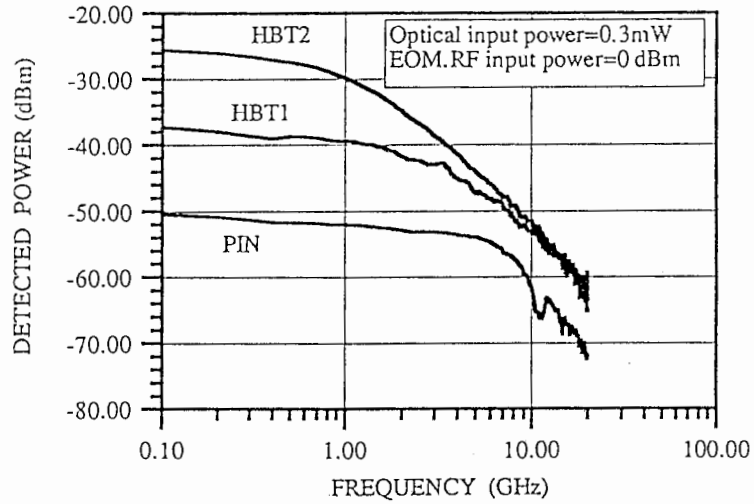


図 1.6 HBT検波器, PIN_PDの光ファイバ・リンクの
伝送特性(リンクゲイン)測定値

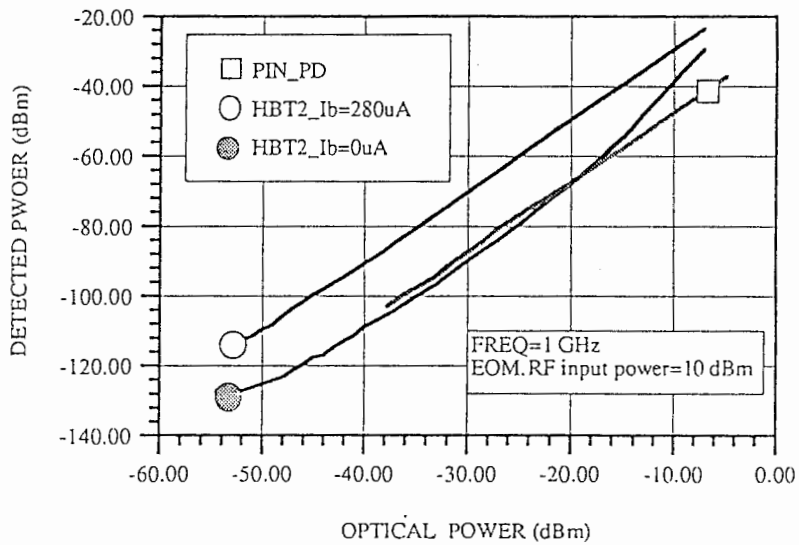
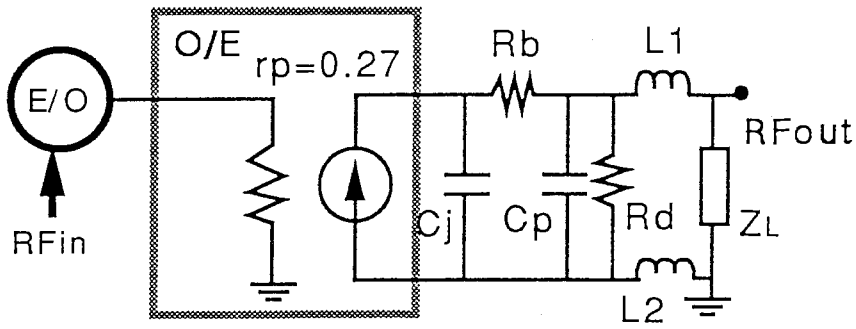
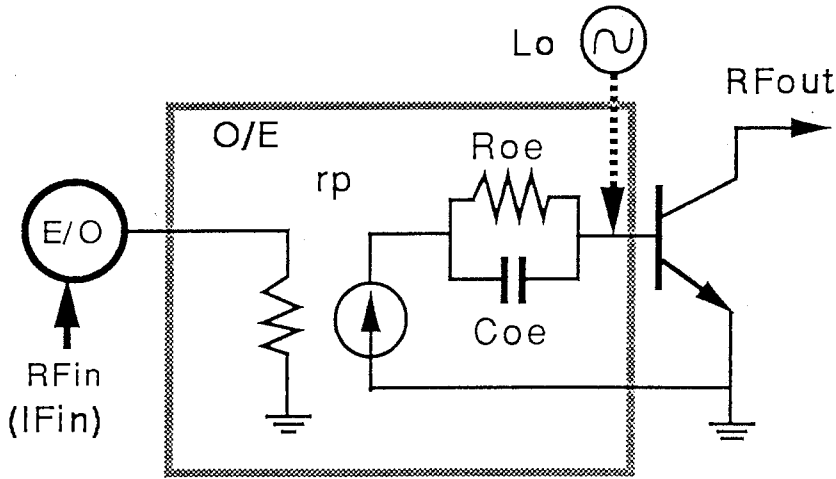


図 1.7. 光入力・マイクロ波出力特性



$C_j=205 \text{ fF}$	$C_p=96 \text{ fF}$
$R_b=91 \ \Omega$	$R_d=17.3 \text{ K}\Omega$
$L_1=0.30 \text{ nH}$	$L_2=0.59 \text{ nH}$
$Z_L=53 \ \Omega$	

(a)



HBT1	HBT2
$r_p=0.11$	$r_p=0.16$
$R_{oe}=65 \text{ K}\Omega$	$R_{oe}=18 \text{ K}\Omega$
$C_{oe}=6 \text{ fF}$	$C_{oe}=35 \text{ fF}$

(b)

* $r_p = \rho$ (受光感度) / G (Optical gain)

図1.8. 光ファイバリンク伝送系のモデル図
 (a) PIN-PD (b) HBT光検波器

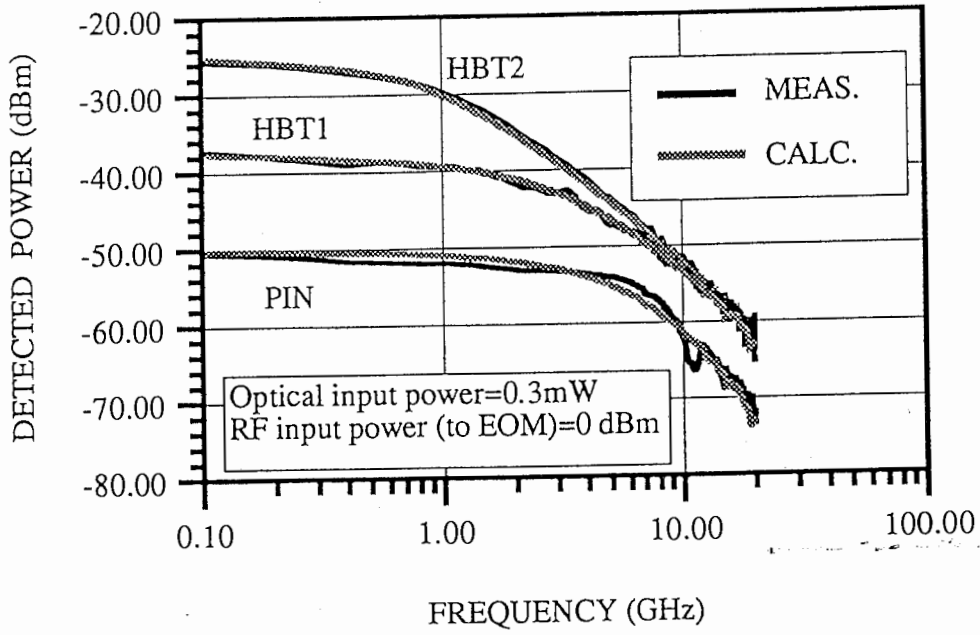


図 1.9 (a). 光ファイバ・リンク伝送特性の測定値と計算値の比較

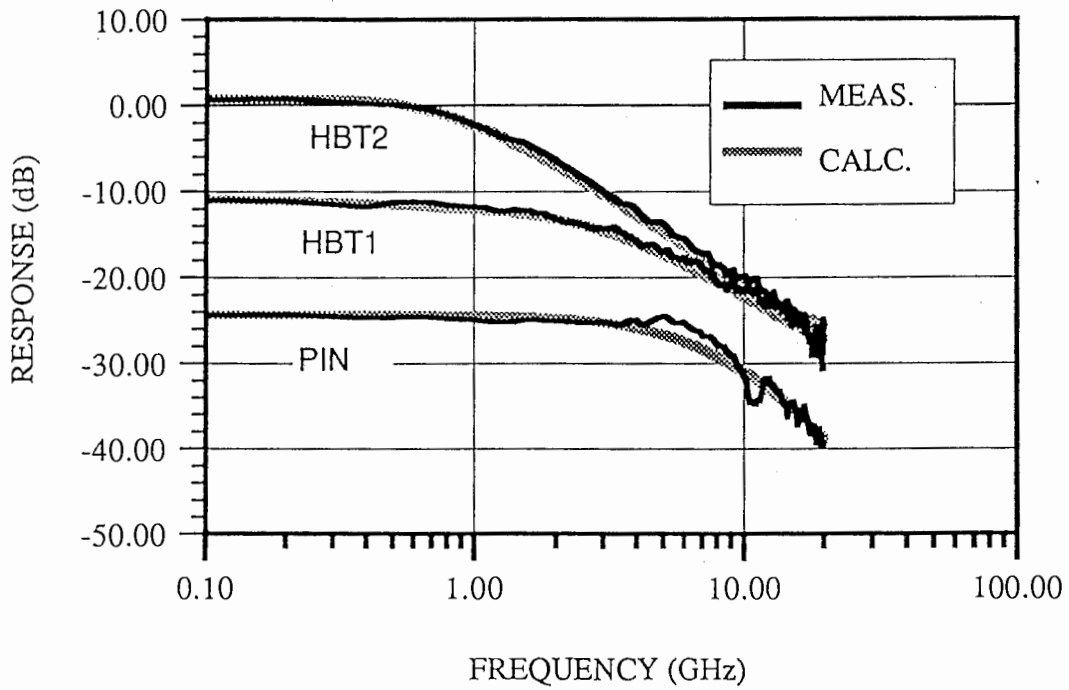


図 1.9 (b). 周波数応答特性 (測定値と計算値の比較)

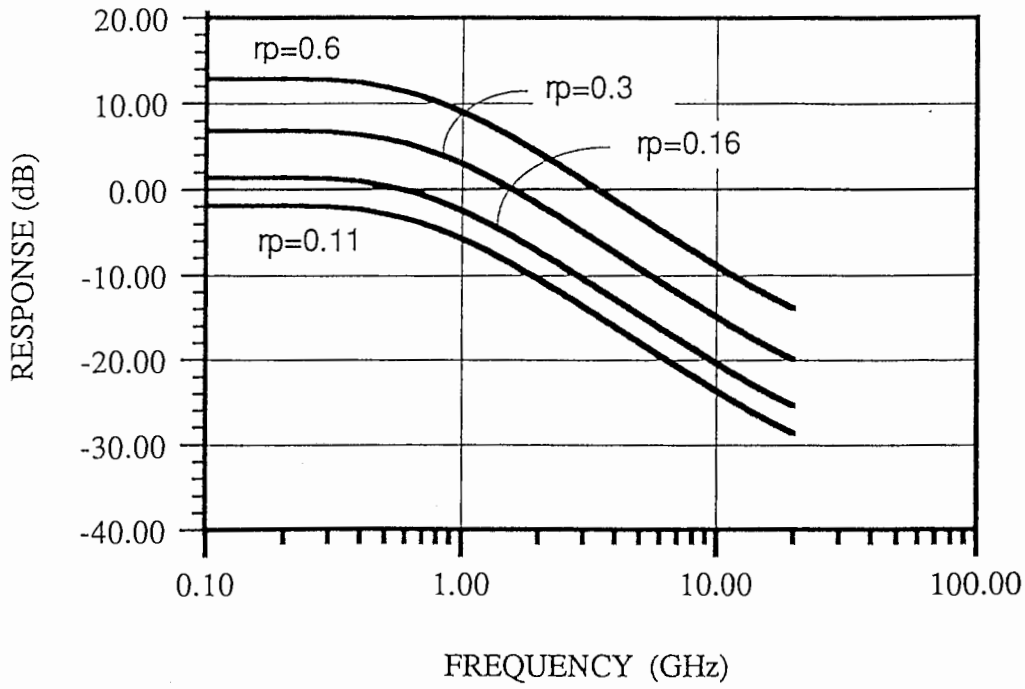


図 1.10 (a). 周波数応答の光結合効率(r_p)依存性

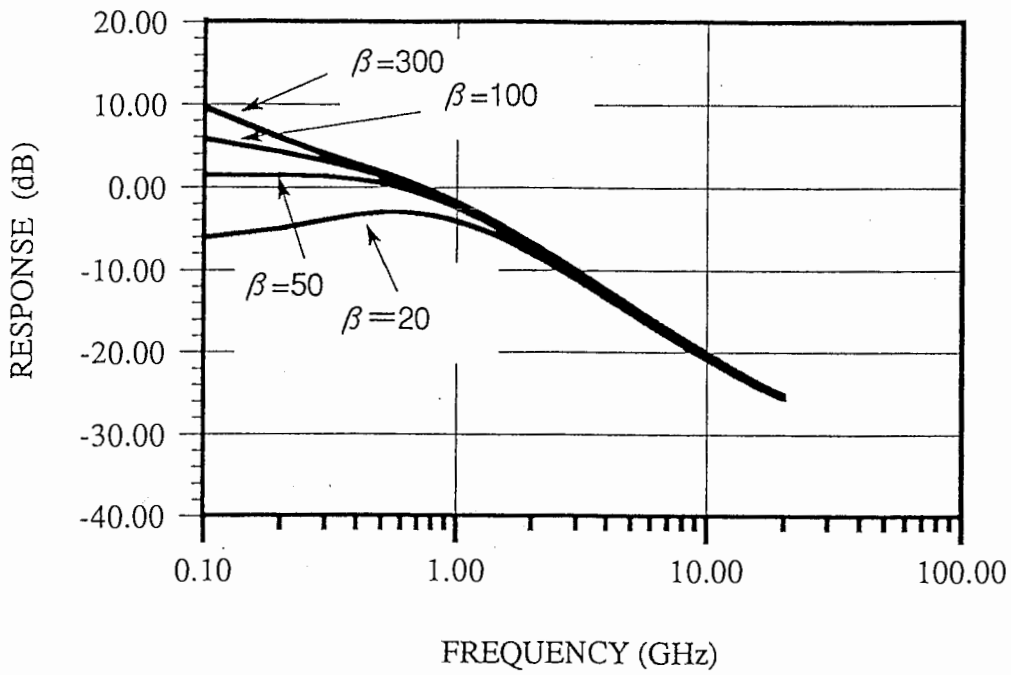


図 1.10 (b). 周波数応答のミッタ接地増幅率(β)依存性

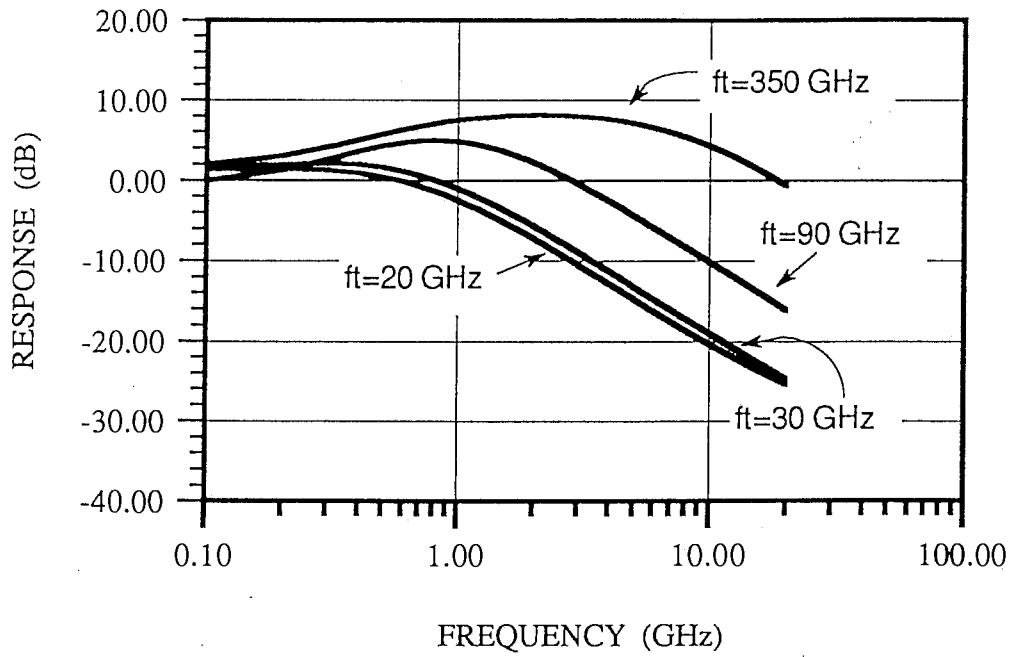


図 1.10 (c). 周波数応答の f_t 依存性

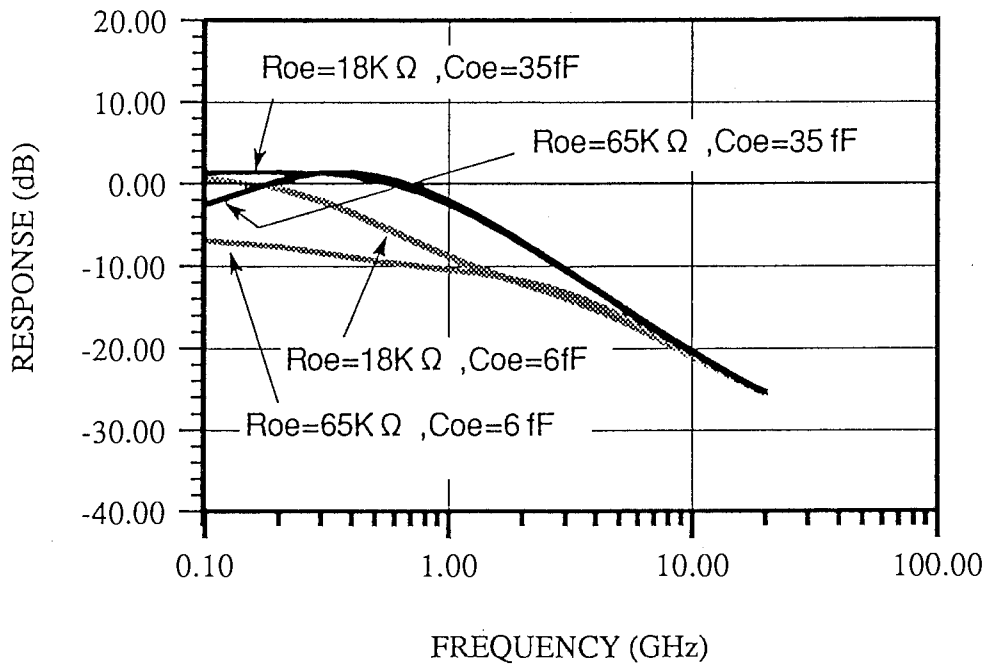


図 1.10 (d). 周波数応答の O/E 変換部 R_{oe} , C_{oe} 依存性

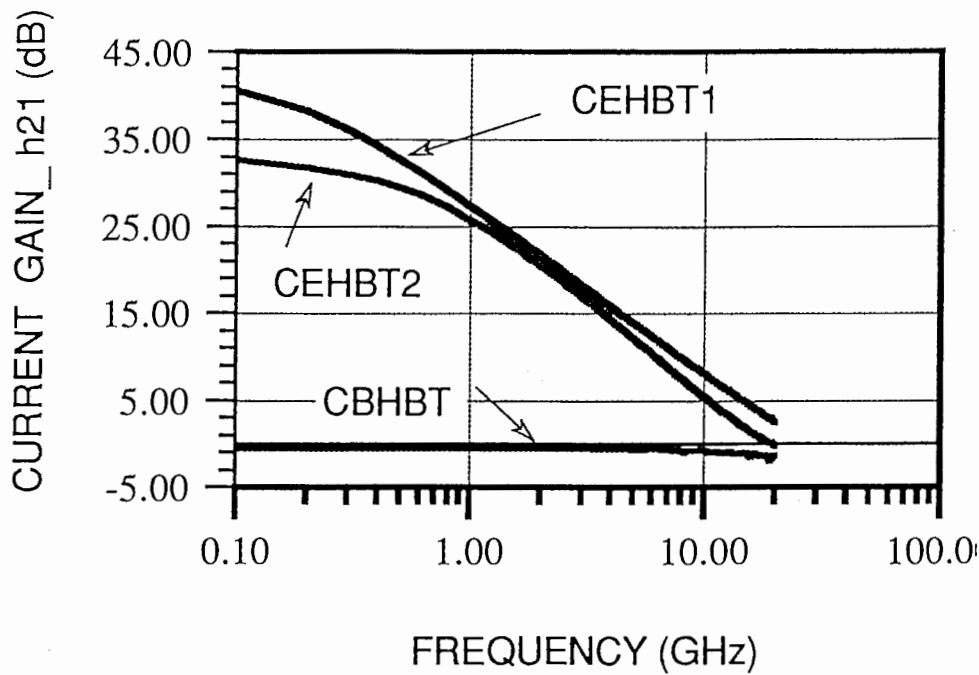


図 1.11 (a). HBTのCurrent Gain (h_{21}) 特性
 動作点 CEHBT 1,2: $V_{CE}=4V$ $I_C=12mA$
 CB HBT : $V_{BC}=3V$ $I_C=3mA$

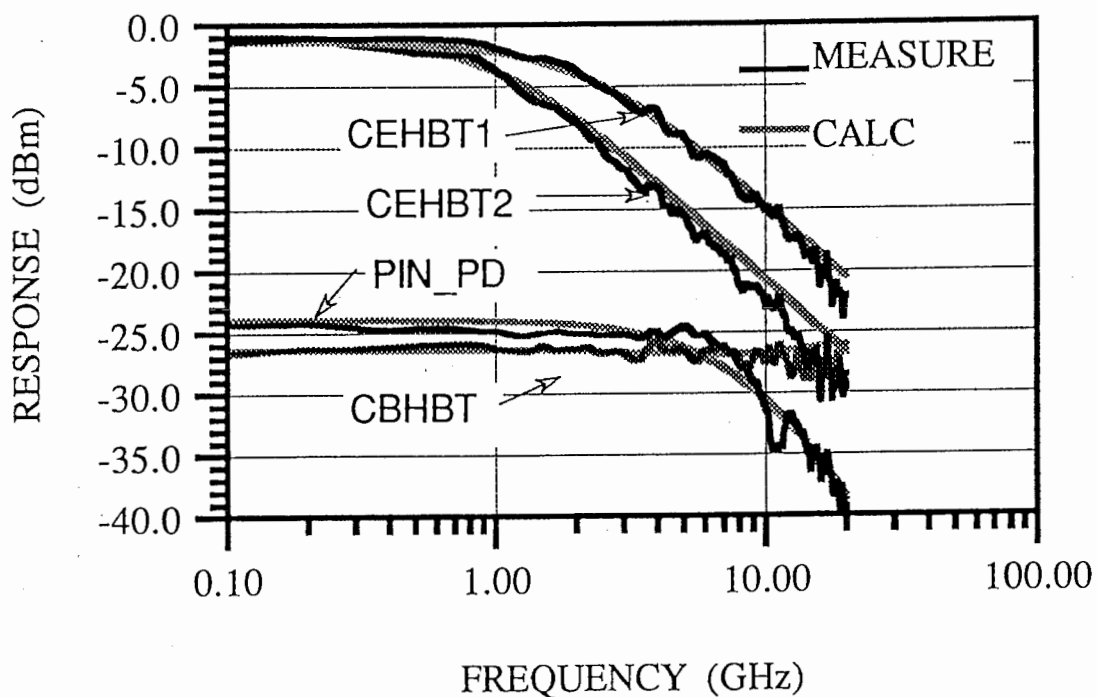


図 1.12 (b). HBT光検波器の周波数レスポンス特性

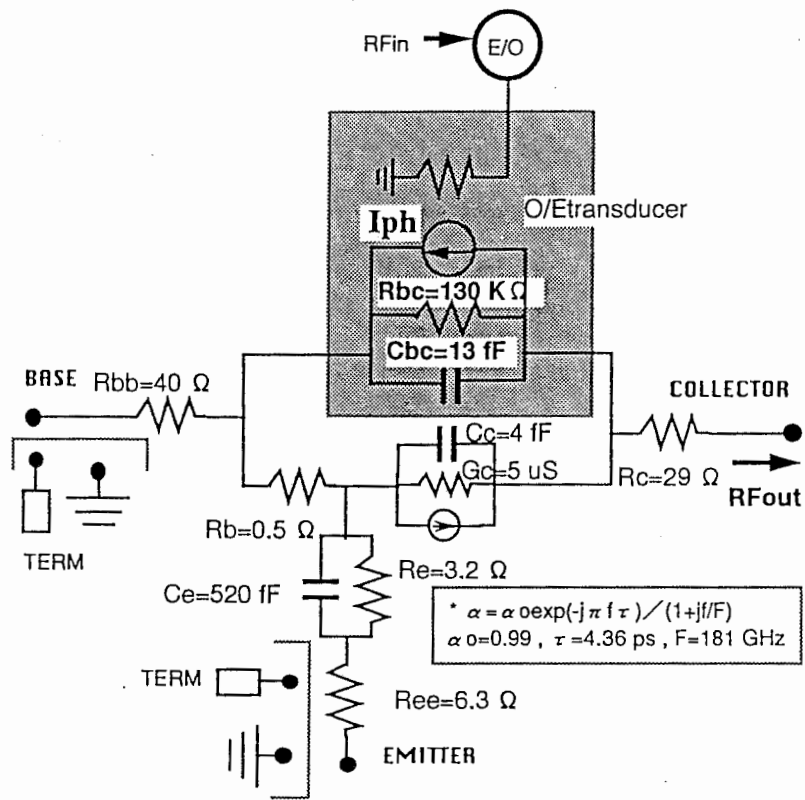


図 1.13. HBT光検波器モデル

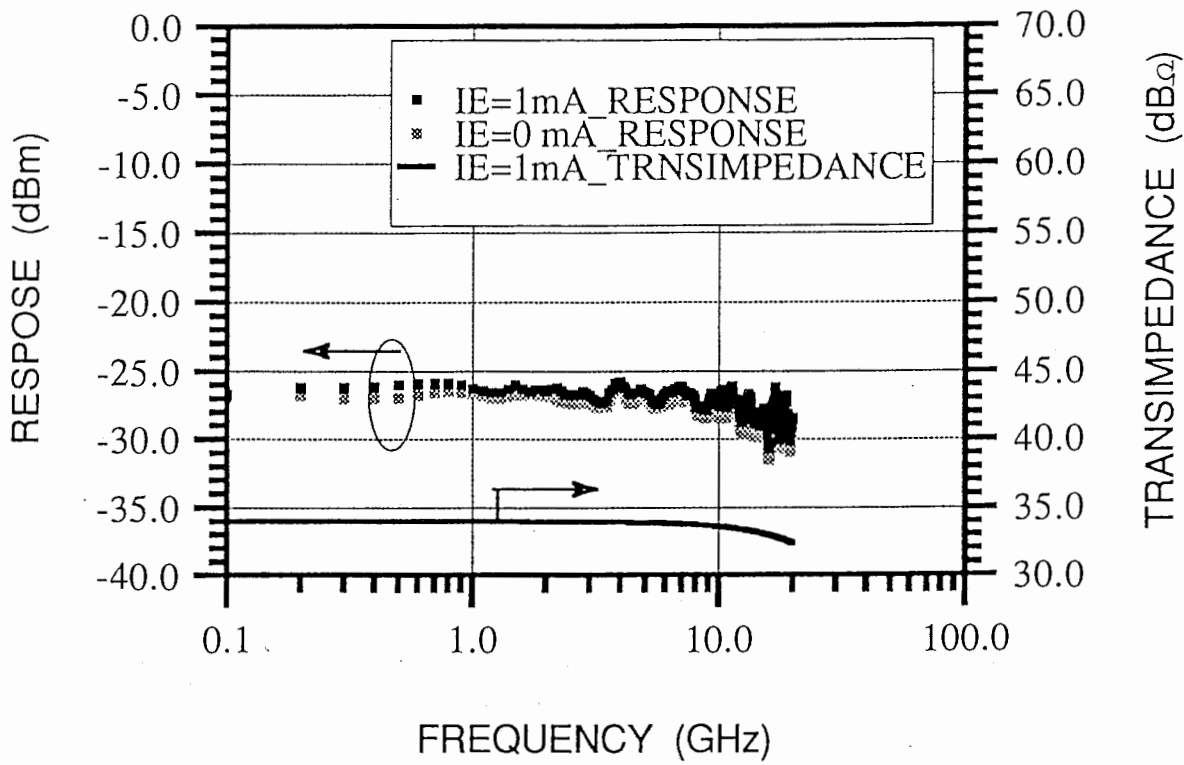


図 1.14 (a). CBHBTの周波数レスポンスとトランスインピーダンス特性

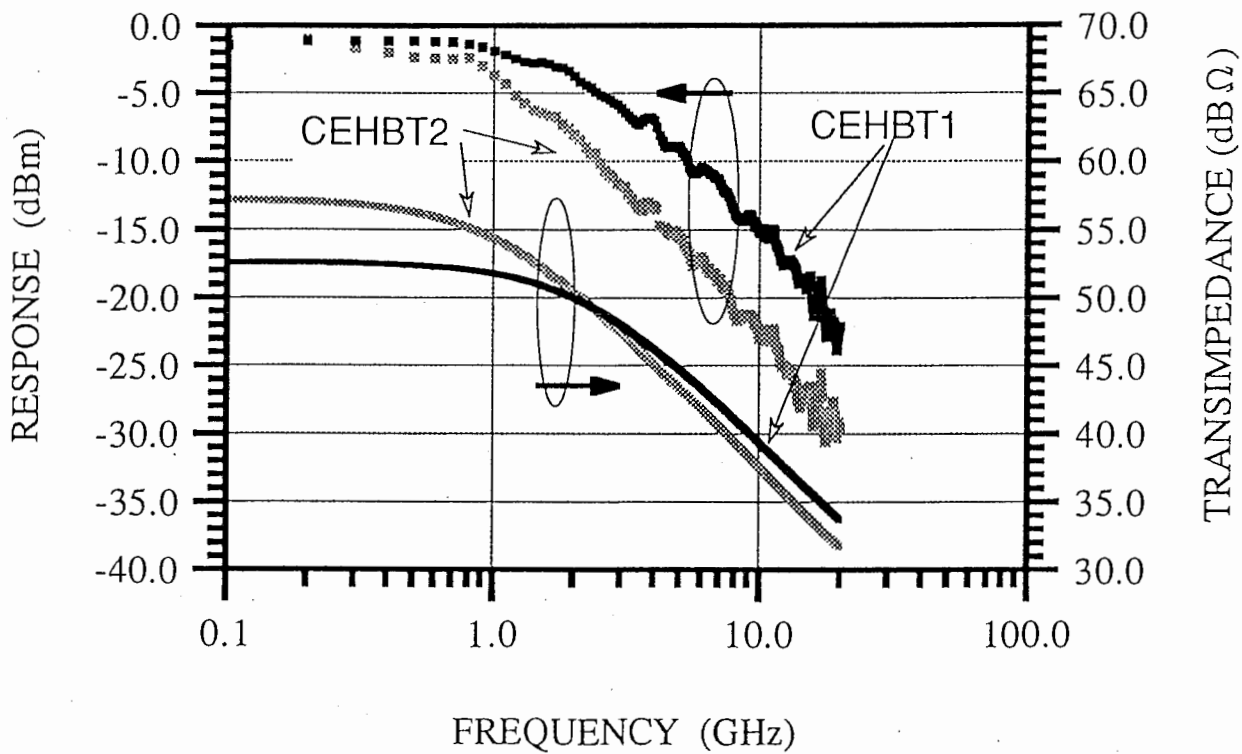


図 1.14 (b). CEHBTの周波数レスポンスとトランスインピーダンス特性

CEHBT1: f_t 30 GHz, 光結合効率: 31%

CEHBT2: f_t 20 GHz, 光結合効率: 20%

2. 0.83 μ m帯および1.3 μ m帯HBT受光器を用いたミリ波サブキャリア光ファイバリンクの伝送特性

あらまし ミリ波サブキャリアを用いた光ファイバリンクに、MMICコンパティブルデバイスであるGaAsHBTおよびInP/InGaAs HBTを受光器として採用し、ミリ波サブキャリア光ファイバリンクのリンクロス特性、SNR特性とIM3特性を、PINフォトダイオードを用いたリンクの特性に対して比較・検討した。MMICコンパティブル受光器である、MSMやHEMTを用いたリンク、さらにはPIN-PDリンクとリンクゲイン特性を比較した結果、エミッタ接地/ベース接地HBTリンクとともに、ミリ波帯において、帯域幅数GHzで、良好なレスポンス特性と平坦性を有している。エミッタ接地HBTリンクのSNR特性は、内部利得のある低周波数領域では、光/RF変換器の雑音特性を支配するが、利得のないミリ波領域および、ベース接地HBTリンクでは、HBT後段に接続されるLNAの雑音特性に依存し、また、受光電力 -3dBm 以下のところでのHBTリンクの入出力特性、IM3特性は、光外部変調器EOMの電力特性に依存することを示す。

HBT受光器とLNAおよびホーンアンテナと一体化して光/RF変換器を構成し、この光/RF変換器を用いて光ファイバ/ミリ波無線リンクを構成し、画像伝送特性について、実験的に考察し、このリンクの有効性を0.83 μ m帯と1.3 μ m帯で、初めて示した。

キーワード：光ファイバサブキャリアリンク、ミリ波伝送、受光器、光MMIC、HBT、光/RF変換器

<1>. まえがき

社会経済の進展に伴い、自動車、携帯電話、コードレス電話等の移動通信分野や、オフィスにおける情報端末機器のコードレス化や無線LAN化などのデータ通信分野に対する電波の需要は増加の一途をたどっている。一方、ミリ波帯は開発が殆ど手つかずの広大な周波数資源であり、かつ広帯域伝送や機器の小型軽量化が可能である。このミリ波帯の利用技術は、今後、周波数不足を解消し、移動通信・データ通信分野を更に発展させる大きなキーテクノロジーになると予想される。

近年、無線信号を光ファイバで伝送する方式は無線副搬送波多重(SCM:Sub-Carrier Multiplexing)と呼ばれ、CATVの分野で発展し、最近では光マイクロセル移動通信、フェーズドアレイアンテナ給電回路等に適用してゆく研究が試みられている(1)-(5)。さらに、ミリ波信号を光ファイバで伝送することによって、広帯域・低損失伝送をおこない、移動通信分野へ適用する技術も試みられている(6),(7)。

一方、光通信技術においては、DC~マイクロ波帯域にわたる超広帯域通信技術が、着実に進み、現在ではミリ波帯域にいたる技術の研究が進んでいる(8)。オプティカルコンポーネント、例えばレーザーダイオード(LD)直接変調器、外部光変調器(EOM:External Optical Modulator)、フォトダイオード(PD)や前置増幅器は、低周波~ミリ波帯域にいたる超広帯域のものが研究開発されている(9)(10)(11)。

本論文は、光ファイバによるミリ波伝送をマイクロセル・ピコセル移動通信へ適用するための、ハードウェア技術に関するものである。この技術は、上記光通信で使用されるオプティカルコンポーネントを用いて構成することは可能である。しかし、この移動通信システムでは、図2.1に示すように、マイクロセル・ピコセルゾーンを構成する無線基地局において、光信号を無線信号に変換するための光/RF(無線周波数)変換モジュールの数が膨大となるため光/RF変換モジュールを小型・簡易かつ経済的に構成することが、システム実現上のキーポイントとなる。さらに、この技術においては、有線と無線をリンクさせることから、高い感度特性が要求される。感度特性と帯域とはトレードオフの関係にあるため、帯域制限することによって所望とする帯域で高い感度特性を持たせることが、システムの実現上の2つめのキーポイントとなる。

上記の2つのキーポイントを同時に可能とするための技術は、OEIC(Opto-Electronic Integrated Circuit)、または、MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit)の技術が考えられる。OEICは、ここ数年来、DC~マイクロ波帯域にわたる超広帯域ICが研究・開発されてきたものの、10GHz以上のOEICの適用例はない(12)(13)。つまり、光デバイスと電子デバイスの構造や試作プロセスが大きく異なっているため、各素子の特性を損なわずに集積化することは極めて困難であり、本来高速性に優れているはずのOEICの方が個別素子の組み合わせよりも動作速度が遅いのが現状である。一方、MMIC技術は、サイズおよびコストの面で大きく貢献する可能性を秘めているため、研究・開発が進んでいるものの、現在の12GHz帯衛星放送用ダウンコンバータや、準マイクロ波帯の自動車・携帯電話のRF部は、多くは、HIC(Hybrid Integrated Circuit)であり、MMICがHICを凌駕するには至っていない。しかし、ミリ波帯のMMICはデバイスの高性能化に伴い、最近、低雑音アンプ、ダウンコンバータ等高性能のMMICが盛んに研究されている(14)(15)(16)。MMICのもつ利点は周波数が高くなればなるほど、その利点は大きくなるため、MMICの貢献度はマイクロ波帯よりも、ミリ波帯の方が高くなると予想される。さらに、上記の光ファイバ技術とリンクさせるためには、光/RF変換部において、光検出機能を有したMMIC(光MMIC)であることが必要である(6),(17)。

筆者等は、これまで、光MMICを実現するために、光ファイバ/ミリ波サブキャリアリンクに、MMIC compatible photodetectorであるGaAsHBTを受光器として採用することを提案してきた(17)-(19)。本論文では、光ファイバによるミリ波伝送をマイクロセル・ピコセル移動体通信へ適用するために、有線と無線をリンクさせた光ファイバ/ミリ波サブキャリア伝送による光ファイバ/ミリ波無線リンクを構成し、その特性を実験的に明かにした。さらにこのリンクをより現実的なシステムにするには、光キャリアは短波長帯よりも長波長帯を用いた方が、低損失・長距離伝送にはより適している。本論文では、 $0.83\ \mu\text{m}$ 帯および $1.3\ \mu\text{m}$ 帯で光/ミリ波RF変換器を実現するために、それぞれ、GaAsHBT (Heterojunction Bipolar Transistor) およびInP/InGaAsHBTを光/ミリ波RF変換器の受光器として、初めて採用した。まず、次の第2節では、これらHBTを用いた光ファイバ/ミリ波サブキャリアリンクの基本特性について述べ、第3節では、これらHBTを光/RF変換器として用いて、実際に光ファイバ伝送とミリ波無線伝送をリンクしたシステムを構成し、これにより得られたFM画像伝送特性について述べる。

<2>. GaAsHBTおよびInP/InGaAs HBTを用いた光ファイバ/ミリ波サブキャリアリンクの基本特性

[2.1] リンク構成

図2.2 (a)に光ファイバサブキャリアリンクのリンクロス、信号対雑音(SNR)特性、の評価・実験系を示す。この評価系は、レーザダイオード(LD)、光外部変調器(EOM)、光ファイバおよび受光器より構成され、リンクロスは受光器からの信号を直接ネットワークアナライザで評価し、一方、SNR特性は受光器からの信号を低雑音アンプを通じたあと、スペクトラムアナライザで評価する構成である。本実験系で、GaAsHBTの光検出は、光ファイバからの信号を対物レンズを通してHBT受光面で $20\ \mu\text{m}$ 以下の光スポットを形成し、エミッタ・ベース・コレクタ電極面へ照射した。一方、InP/InGaAs HBTは、カスケードマイクロテック社の光プローバを用いて、エミッタ・ベース・コレクタ電極面へ照射した。このレンズと光プローバのロスは、それぞれ、 $2.5\ \text{dB}(@\lambda=0.83\ \mu\text{m})$ および、 $0.5\ \text{dB}(@\lambda=1.3\ \mu\text{m})$ である。使用した $\lambda=0.83\ \mu\text{m}$, $\lambda=1.3\ \mu\text{m}$ のEOMはどちらも住友セメント製のもので、 3-dB 帯域(光挿入損)は、それぞれ、 $5\ \text{GHz}$ (6.5dB) および $17.5\ \text{GHz}$ ($6.7\ \text{dB}$)である。更に、使用したGaAs系CE(エミッタ接地)HBTの f_t , f_{MAX} , S_{21} カットオフは、それぞれ、 28GHz , 32GHz , 23GHz であり、CB (ベース接地) HBTの f_t (3dB ロールオフ点)は、約 30GHz である。一方、InP系CEHBTの f_t , f_{MAX} , S_{21} カットオフは、それぞれ、 50GHz , 15GHz , 12GHz である。

[2.2] $0.83\ \mu\text{m}$ 帯 GaAs HBT リンクのリンクロス特性

図2.3 (a),(b)に、 $\lambda=0.83\ \mu\text{m}$ におけるGaAs系HBTを用いた2種のリンク、CEHBTリンクおよびCBHBTリンクのリンクロス特性について、他の光検出器を用いたリンクとの比較で示す。このリンクロス(リンクゲイン)は、EOMの電極から、受光器の出力端までの挿入損失(S_{21})特性である。比較のために使用したデバイスは、PIN-PD(フォトダイオード)と $f_t=30\text{GHz}$ のHEMT、およびMSM(Metal-Semiconductor-Metal)である。HEMTは、ゲート幅 $W_g=25\ \mu\text{m} \times 2$ 本、ゲート長 $L_g=0.5\ \mu\text{m}$ であり、MSMは、このHEMTと同一基板上に形成され、電極幅 $0.5\ \mu\text{m} \times 4$ (本)で $1\ \mu\text{m}$ 間隔のマルチフィンガー電極からなり、アンドープMBE buffer layer上にHEMTリセスゲート電極を利用して形成した。また比較に使用したPIN-PDは、DC受光感度 $0.11\ \text{A/W}$ 、 3-dB 帯域 40GHz である ($@\lambda=0.83\ \mu\text{m}$)。

EOMの2乗特性により、 3dB 帯域以上では 6dB/octave の特性を持つ。後述するように、HBTの周波数レスポンス特性もマイクロ波帯では 6dB/octave の特性を持つことから、リンクとしての周波数特性は、EOMの 3dB 帯域以上の周波数 ($0.83\ \mu\text{m}$ 帯では 5GHz 以上、 $1.3\ \mu\text{m}$ 帯では $18\ \text{GHz}$ 以上)で、 12dB/octave のリンクロス特性をもつ。図2.3 (a),(b)において、 $20\ \text{GHz}$ 以上では、CEHBTリンクおよびCBHBTリンクのリンクゲインは、PIN-PDリンクやMMICコンパティブル(HEMT,MSM)リンクよりも高くなっている(7)(8)。これは、光結合の高さ(量子効率)と周波数特性に依存する。使用したCEHBT、CBHBTの量子効率は、各々、約 20% 、 30% である。この量子効率は、主にHBTの電極構造に依存し、CE/CBHBTのエミッタ電極はどちらも $3\ \mu\text{m} \times 20\ \mu\text{m} \times 1$ 本、ノンセルフアライメントタイプであるが、電極の配置が異なっているため、量子効率も異なっている(20)。電極構造の違ったHBT(エミッタ電極: $2\ \mu\text{m} \times 10\ \mu\text{m} \times 4$ 本)では、 40% 程度の量子効率を得た。図2.4 (a), (b)にリンクの周波数から、EOMのレスポンス特性を取り去ったイントリニックなHBTの周波数レスポンス特性、トランスインピーダンス (Z_t) 特性、および S_{21} 特性を示す。このレスポンス特性はHBTの受光面へ入射される変調光の入力レベルを $0\ \text{dBm}$ としている。このレスポンス特性は、トランジスタのベース・コレクタ間を光入力端としたときのトランスインピーダンス特性に従う。つまり、ベース・コレクタ接合(容量)に光励起電流源が加わることによって、光検出器として動作しており、CEHBTでは光励起電流はベース電流となり増幅作用に寄与する。また、CBHBTはベース端子が接地されるために、コレクタ・エミッタ間に直接光励起電流が生じ、PNフォトダイオードとして動作する。ここでは、トランジスタの入力端は $50\text{-}\Omega$ で終端し、出力端は整合をとっていないためにこのトランスインピーダンス特性は、単体デバイスのほぼ

S21特性を反映している。マイクロ波領域では、トランスインピーダンスおよびレスポンス特性は、ほぼ6dB/octaveの周波数特性を持っている。EOMの特性が加わったとき、リンクロスの特性として12 dB/octaveの特性になるが、ミリ波帯では、例えば、30 GHzから60 GHzの30 GHzの帯域で12dBのリンクロスの偏差があることになり、簡単にリニアスケールで見積ると約0.4dB /GHzとなる。このことはミリ波領域において、例えば、50GHz±2GHzの4GHz帯域では、約±0.8dB程度の周波数平坦度をもつことを示唆している。

[2.3] 1.3 μm帯InP/InGaAsHBTリンクのリンクロス特性

図2.5に、λ=1.3 μmにおけるInP/InGaAs HBTを用いたCEHBTリンクロス特性について、PIN-PDを用いたリンクとの比較で示す。このPIN-PDは、RF受光感度0.4 A/W(量子効率38%)、3-dB帯域40GHzである。CEHBTのエミッタ電極は、5 μm x 5 μm x 1本のノンセルフアライメントタイプである。30GHzでHBTのリンクゲインはPIN-PDリンクより1~2dBほど大きくなっている。30GHzでは、このHBTは内部利得を持っていないことからPNフォトダイオードとして動作しており、見掛け上の量子効率は43%程度になる。また1.3 μm帯で使用したEOMの周波数特性がf3dB=17.5 GHzのため、数GHzから18GHz程度までは、HBTは6dB/octaveをもちS21特性にほぼ従っている。図2.5中で、20 GHz以上でS21特性がフラットになっているのは、電極の配線ラインのインダクタンスの影響と考えられる。周波数18 GHz以上では、EOMの周波数特性のためCEHBTリンクは12 dB/octaveのリンクロス特性をもっている。

[2.4] GaAsHBTリンクの信号対雑音(SNR)特性

マイクロ波・ミリ波サブキャリア光ファイバリンクの伝送システムの信号の品質特性を考察するために、リンクのSNR特性を評価した。図2.2(a)に示すように、SNR特性は受光器からの信号を低雑音アンプ(LNA)を通したあとスペアナで評価する構成である。このLNAはスペアナのもつNF特性を低減させるためのもので、このLNAの利得は測定値から除去し、LNAの入力端(B端)での実質的に低減されたノイズフロア(N_floorB)として表している。すなわち、B端からスペアナをみたシステム雑音指数をF_systemBとすると、N_floorBは次式で表現される。

$$N_{\text{floorB}}(\text{dBm/Hz})=kT(\text{dBm/Hz})+F_{\text{systemB}}(\text{dB}) \quad (1)$$

ここで、kはボルツマン定数、Tは絶対温度である。ここで、受光電力が小さく、受信機雑音が支配的な領域では、受光器の利得をGa_optrec、受光器の入力A端からスペアナをみたシステム雑音指数とノイズフロアをそれぞれ、F_systemA、N_floorAとすると、N_floorAは次式で表現される。

$$N_{\text{floorA}}(\text{dBm/Hz})=kT(\text{dBm/Hz})+F_{\text{systemA}}(\text{dB})+G_{\text{a_optrec}}(\text{dB}) \quad (2)$$

$$F_{\text{systemA}}=F_{\text{optrec}}+(F_{\text{systemB}}-1)/G_{\text{a_optrec}} \quad (3)$$

また、受光器が損失L_optrecをもち、受光器の損失と雑音指数が等しいとすると、受光器の入力A端からスペアナをみたシステムノイズフロア N_floorAは、

$$N_{\text{floorA}}(\text{dBm/Hz})=N_{\text{floorB}}(\text{dBm/Hz}) \quad (4)$$

となり、受光器の入力A端からスペアナをみたノイズフロアとB端からスペアナをみたシステムノイズフロアは一致する。つまり利得のない受光器においては、雑音特性は受光器の後に接続されるシステムのノイズフロアに依存する。

まず、CEHBTが利得を有する周波数領域(f=10GHz)での雑音特性について考察する。以下、図2.6~図2.10の雑音特性の検討において、EOMへ入力したCW正弦波の電力は0dBmとする。図2.6(a)および(b)に10GHzにおいて、それぞれCBHBT/50-ΩAMPリンク、CEHBTリンクのSNR特性を、PIN/50-ΩAMPリンクとの比較で示す。CBHBTおよびPIN-PDが利得を持たないため50-ΩAMP(増幅器)を組み込んで利得を有するCEHBTと比較した。ここで用いたPIN-PDはRF受光感度0.3 A/W、f3dBが10GHzであり、50-ΩAMPは、10GHzでNFが5.4 dB、Gainが15 dBである。EOMの変調度をm(f)、PIN-PDまたはHBT-PDの周波数レスポンス特性をr(f)とすると、リンクのSNR特性は次式で表現される。

$$\text{SNR}(\text{dB})=10\log\{1/2 \cdot m(f)^2 \cdot (\eta \cdot P_o) \cdot 2 \cdot r(f)\}-10\log\{[RIN \cdot (\eta \cdot P_o)^2 + 2e \cdot \eta \cdot P_o + I_n^2] \cdot B\} \quad (5)$$

ここで、Poは受光電力、ηはPIN-PDまたはHBT-PDの量子効率、eは電子の電荷、Inは受光器の等価入力雑音電流、Bは信号帯域幅である。上式の第1項は受信信号電力を表し、第2項は雑音電力、すなわち、LDのRIN(相対強度雑音)、光励起電流によるショット雑音、受光器の等価入力雑音を表している。図2.6(a),(b)

中のノイズフロアは、受光電力 -10 dBm以上ではRINとショットノイズが支配的であり、受光電力が小さい -20 dBm以下では、受信機雑音が支配的になる。

図2.6 (b)において、CBHBTリンクのノイズフロアとPIN-PDリンクのノイズフロアは一致している。このノイズフロアは -155 dBm/Hzとなり、 $50\text{-}\Omega$ AMPの入力端でのノイズフロア(N_{floorA})を示している。つまりCBHBT/ $50\text{-}\Omega$ AMPリンクおよび、PIN/ $50\text{-}\Omega$ AMPリンクの受信機雑音は $50\text{-}\Omega$ AMP以降のシステム雑音に依存している。このノイズフロアから、 $50\text{-}\Omega$ AMPの利得を考慮し、 I_n 値を求めると 10 GHzで 16 pA/Hzとなる。10GHzにおいてはCBHBTリンクとPIN-PDリンクの信号レベルが同程度であるためSNR特性はほぼ同程度になっている。図2.6 (a)のCEHBTリンクにおいて、CEHBTは、それ自身が利得をもっており、受信機雑音を発生する。そのため、 P_o が -10 dBm以下の受信機雑音が支配的である領域のノイズフロアは、PIN/ $50\text{-}\Omega$ AMPリンクよりも 10 dB以上低くなっている。これはCEHBTの低雑音特性を示唆するものであり、図2.4に示すトランスインピーダンス Z_i 特性を用いて I_n 値を算出すると、 10 GHzで 12 pA/Hzとなる(19)。

次にCEHBTが利得を持たない周波数領域 (50 GHz帯)での雑音特性について考察する。図2.7に 50.8 GHzにおけるCBHBTリンクおよびCEHBTリンクのSNR特性を、PIN-PDリンクとの比較で示す。 50 GHz帯ではCEHBTは利得をもたないためCBHBTおよびPIN-PDには増幅器を付加せずに直接比較した。ここで使用したPIN-PDは図2.2に示した帯域 40 GHzのものである。 50 GHz帯では、EOMの電極損失が非常に大きいことため変調度は 10% 以下と小さい。そのため、受光電力が大きいところでも、RINノイズは殆ど見られず、さらにショットノイズの影響も小さく、受信機雑音が支配的なノイズフロアを形成している。CEHBTリンク、CBHBTリンクおよびPIN-PDリンクのノイズフロアは一致しており、これらはスペアナの雑音を低減させるために用いたLNAの入力端におけるノイズフロア(N_{floorB})に一致している。SNRはCEHBTリンクがCBHBTリンクに比較して約 1.5 dB高く、またPIN-PDリンクに比較して約 14 dB高い。 50 GHz帯でもこれら3つのリンクは 20 dB/decスロープの特性をもっている。図2.8に 50 GHz帯での信号および雑音電力の周波数特性を示す。CEHBTおよびCBHBTの信号は、 50 ± 3 GHzの 6 GHz帯域において、 ± 1.5 dBのほぼ平坦な特性をもっている。これはHBT-PDリンクのリンクロス特性が、 12 dB/octの周波数特性をもつことに起因している。一方、PIN-PDリンクはすでに $f_{3\text{dB}}$ 帯域を越えており、周波数特性は 12 dB/octより大きな勾配で減少している。一方、3つのリンクのノイズフロアは一致している。これは、 50 ± 3 GHzの帯域において、LNAの入力端での雑音指数(F_{systemB}) $4 \sim 10$ dBであることを示しており、LNAの雑音特性がリンクの雑音特性を支配している。受光器が利得を持たない場合、リンクの低雑音化には光検出直後のLNAの低雑音化が不可欠になる。

[2.5] InP/InGaAsHBTリンクの信号対雑音(SNR)特性

図2.9に 50.0 GHzにおけるCEHBTリンクのSNR特性をPIN-PDリンクとの比較で示す。GaAs系HBTと同様、 50 GHz帯ではCEHBTは利得をもたないためCBHBTおよびPIN-PDには増幅器を付加せず、直接比較した。ここで使用したPIN-PDは図2.3に示した帯域 40 GHz、受光感度 0.4 A/Wのものである。 50 GHz帯において、 1.3 μm 帯のEOMの変調度は、 0.83 μm 帯のものよりも大きく、バイアス点を調整することにより最大 35% 程度まで可能である。そのため、受光電力が大きいところでは、若干RINおよびショットノイズの影響も生じている。受光電力 -12 dBm以下では、 0.83 μm 帯と同様に、受信機雑音が支配的なノイズフロアを形成しており、PIN-PDリンクとCEHBTリンクは一致している。これはスペアナの雑音を低減させるために用いたLNAの入力端におけるノイズフロア(N_{floorB})に一致している。図2.10に、 50 GHz帯での信号および雑音電力の周波数特性を示す。 50 ± 2 GHzの 4 GHz帯域において、PIN-PDリンクの、 $f_{3\text{dB}}$ 帯域は 40 GHzのため、HBTリンクと比較してみると、HBTリンクの方が信号レベルの平坦性は高い。これはGaAs系HBT-PDリンクの場合と同様に、リンクロス特性が、 12 dB/oct特性をもつことに起因している。また、これら2つのリンクのノイズフロアは一致しており、これは、 50 ± 2 GHzの帯域において、LNAの入力端での雑音指数(F_{systemB})が $6 \sim 10$ dBであることを表している。 0.83 μm 帯と同様に、LNAの雑音特性がリンクの雑音特性を決めており、受光器が利得を持たない場合、リンクの低雑音化には光検出直後のLNAの低雑音化が重要となる。

[2.6] HBTリンクの3次相互変調歪(IM3)特性

マイクロ波・ミリ波サブキャリア光ファイバリンクの伝送のダイナミックレンジについて考察する際、入出力特性とIM3の特性評価が重要になってくる。HBTリンクの受光側の受光電力特性は、光入力の大さきに対する出力の飽和点を求めなければならない。しかしこれらのリンクでは、図2.6、2.7、2.9に示すように、LDの光出力が最大 10 dBmであることから、光/RF変換器の光入力は -3 dBmが最大である。このとき受光器の検波出力は -40 dBm程度とかなり低いレベルのため、受光器側で飽和する可能性は殆どないと考えられる。図2.11にGaAs CEHBTリンクの入出力特性とIM3特性を示す。入力はEOMへのマイクロ波の入力レベルである。これらの特性は、受光器の出力レベルの大きい低周波($f_1=1.0$ GHz, $f_2=1.04$ GHz)で評価した。この結果を、CEHBTリンクとPIN/ $50\text{-}\Omega$ AMPリンクとの比較で示す。PIN/ $50\text{-}\Omega$ AMPは図2.6 (a), (b)の実験で用いたPIN-PD($f_{3\text{dB}}=10$ GHz, RF受光感度 $=0.3$ A/W)と $50\text{-}\Omega$ AMP(Gain $=18$ dB, 飽和レベル $=15$ dBm @1GHz)である。

図2.11において、EOMの入力レベルでみたとき、PIN-PDリンクとCEHBTリンクは、ともに等しい1-dBコンプレッションポイント($P_{1dB}=10\text{dBm}$)と3次のインターセプトポイント($IP_3=17\text{dBm}$)を有している。これは P_{1dB} と IP_3 がEOMの入出力特性に依存していることを示している。前述したように、受光器の検波出力が -40dBm 以下のかかなり低いレベルでは、HBTの電力特性から考えてみても飽和するレベルではない。HBTはHEMTやMESFETと比較して高い電力密度を有しているため、大きな入力信号(光励起電流)に対する線形性と歪特性(IP_3)は良好である。

<3>. 光/ミリ波無線リンクの画像伝送特性

上記のHBTリンクを用いて、ミリ波サブキャリアの光ファイバ伝送とミリ波無線伝送をリンクさせることが可能かどうか、光/ミリ波無線リンクを構成し、実験的に画像伝送特性について考察した。

[3.1] 光/ミリ波無線リンクの構成

前節で述べたGaAs系CB/CEHBTおよびInP系CEHBTとその評価系を利用して、図2.2 (b)に示すように、(i) $0.83\ \mu\text{m}$ 帯光/ミリ波無線リンクと(ii) $1.3\ \mu\text{m}$ 帯光/ミリ波無線リンクを構成した。ここで用いたミリ波信号は $50.6\ \text{GHz}$ のFM画像信号である。これらのリンクは大きく分けて、光送信機、光/RF変換器とRF受信機からなる。光送信機はLD光源、EOM、FM変調器からなる。光/RF変換器は、受光器、LNAとホーンアンテナよりなり、RF受信機はホーンアンテナとFM復調器よりなる。この受光器のところにGaAs系CB/CEHBTおよびInP系CEHBTを用い、比較のために図2.7および2.9で用いた $3\text{dB}=40\text{GHz}$ の $0.83\ \mu\text{m}$ 帯および $1.3\ \mu\text{m}$ 帯のPIN-PDを使用した。 $0.83\ \mu\text{m}$ 帯で、PIN-PDリンク、CEHBTリンク、CBHBTリンク3つのリンクを構成し、 $1.3\ \mu\text{m}$ 帯でPIN-PDリンクとInP系CEHBTリンクの2つのリンクを構成し、計5つのリンクを評価した。LD、EOMおよびPIN-PDは前節の評価で用いたものを使用した。LNAの特性は、 $50.6\ \text{GHz}$ で、利得が $37\ \text{dB}$ 、NFが $8.5\ \text{dB}$ であり、ホーンアンテナの利得は 24dB である。FM信号は最大周波数偏移 8MHz 、最高変調周波数 8.1MHz および帯域幅 40MHz の信号である。基準のNTSCビデオ信号源をFM変調器へ入力し、FM復調器にビデオシグナルアナライザを接続することによって、画像伝送の評価系を構築し、評価SNRでこれらリンクの特性を評価した。EOMへのミリ波FM信号の入力レベルは約 12dBm である。評価においては、以下に述べる3つのパラメータを変化させ、伝送特性を評価した。つまり、光ファイバ中に挿入した光アッテネータにより受光入力レベルを、光/RF変換器のLNAの後に接続したミリ波のアッテネータで送信出力レベルを、そしてホーンアンテナ間の距離をパラメータとした。

[3.2] 評価SNR伝送特性

評価においては、RF変調器とRF復調器を直結したときの評価SNRを測定したあと、各リンクにこのFM復調器を接続してリンクの特性を測定した。RF復調器直結時の評価SNRは 57dB である。また、この評価においては、GaAs系HBTリンクおよびInP系HBTリンクの実験系の中に、それぞれ、 $4.7\ \text{dB}$ および 6.7dB のRFプローブロスが含まれている。以下に述べる特性は、上記のプローブのロスを含んでいる。図2.12 (a)および(b)に $0.83\ \mu\text{m}$ 帯の3つのリンクについて、それぞれ評価SNRの受光電力依存性と光/RF変換器からの送信出力依存性を示す。ホーンアンテナ間の距離は 3m である。図2.12 (a)依存性において、PIN-PDリンクは評価SNR 40dB を得ることはできないが、CEHBTリンクおよび、CBHBTリンクはそれぞれ -9dBm 、 -8.5dBm 以上で評価SNR 40dB 以上を得ることができる。この評価SNR 40dB 以上は、画質の評価レベルとして5段階評価で"ランク5: excellent"レベルとされている(21)。

図2.12(b)の光/RF変換器からの送信出力依存性は、ホーンアンテナ間の距離 3m で、PIN-PDリンクの受光入力 -3dBm とCE/CBHBTリンクの受光入力 -5.5dBm のもとでの特性である。この送信出力の上限値は、LNAからの最大送信電力であり、この実験では、PIN-PDリンク、CBHBTリンクおよびCEHBTリンクに対し、それぞれ $-46\ \text{dBm}$ 、 $-35\ \text{dBm}$ および $-33\ \text{dBm}$ である。利得 24dB のホーンアンテナを用いていることより、等価等方放射電力(EIRP)は、それぞれ、 $-22\ \text{dBm}$ 、 $-11\ \text{dBm}$ および $-9\ \text{dBm}$ となる。またこの送信出力の下限値は、光/RF変換器のNFとRF受信機のNFに依存しており、この実験で使用した光/RF変換器中のLNAのNFは $8.5\ \text{dB}$ であり、RF受信機(FM復調器)のNFは $18\text{dB}(@50.6\text{GHz})$ である。

図2.13 (a)および(b)にGaAs系HBTリンクおよびInP系HBTリンクのホーンアンテナ間の無線区間依存性を示す。図2.13 (a)において、受光電力 -5.5dBm かつ光/RF変換器からの最高送信出力のもとで、CEHBT、CBHBTリンクともに距離 6m で、評価SNR $44\ \text{dB}$ および $43\ \text{dB}$ を得ることができる。 $0.83\ \mu\text{m}$ 帯のPIN-PDリンクにおいては、光/RF変換器からの出力が小さく、距離依存性のデータはとることができなかった。図2.13 (b)の $1.3\ \mu\text{m}$ 帯のPIN-PDリンクでは、受光入力 -4dBm のもとで光/RF変換器からの最大送信出力は -19dBm と大きく、 6m の距離で評価SNR $55\ \text{dB}$ 以上の良好な特性が得られている。これは、 $0.83\ \mu\text{m}$ 帯と比較して、 $1.3\ \mu\text{m}$ 帯のPIN-PDの感度が高い ($0.4\ \text{A/W}$) ことに依存しているだけでなく、 $1.3\ \mu\text{m}$ 帯のEOMの変調度が高いこと、かつ周波数特性が優れていることに依存している。一方、InP系HBTリンクにおいて、 6m の無線距離で

評価SNR 54 dBが得られている。第2章のミリ波サブキャリア光ファイバリンクの基本特性評価とは逆に、PIN-PDリンクより特性が若干低下しているのは、本伝送実験では実験系のRFプローブロス 6.7dBの影響を取り去っていないために、PIN-PDリンクより、評価SNR特性が低くなっている。このプローブのロスを含んだ状態でのLNAの最大送信出力は-22.5 dBmである。図2.14 (a)および(b)に、それぞれ、InP系HBTリンクのEOM入力時のFMミリ波キャリア信号のスペクトル(この写真中のスペクトルはスペアナの飽和を防ぐため、減衰器で信号レベルを10 dB小さくしている) および、光/RF変換器のLNA出力端におけるFMミリ波キャリアスペクトルを示す。原信号と比較してSNRの劣化は明瞭である。これらHBTリンクにおいて、光/RF変換器の低雑増幅器の低雑音化と同時に高出力アンプ付加による高出力化が必要であり、さらにまた、RF受信機の低雑音化が特性向上のための必要条件となる。

<4>. むすび

GaAsHBT およびInGaAs HBTを受光器として用い、LNAおよびホーンアンテナと一体化し光/RF変換器を構成し、HBT受光器の基本特性とこの光/RF変換器を用いた光ファイバ/ミリ波無線リンクの特性について議論し、以下のようなことを明かにした。

(1) MMICコンパチブル受光器である、MSMリンクやHEMTリンク、さらにはPIN-PDリンクとリンクロス特性を比較した結果、マイクロ波帯以上でCEHBTリンクはより高いレスポンス特性と6dB/octaveの周波数特性を有し、その特性は、ベース・コレクタ間に光励起電流源をもったトランジスタのトランスインピーダンス特性に依存している。かつ、CBHBTリンクは3dB帯域が f_t まで延びる広帯域特性を有している。さらにミリ波帯において、帯域幅数GHzで、良好なレスポンス特性と平坦性を有する。

(2) CEHBTリンクのSNR特性は、内部利得があるマイクロ波領域では光/RF変換器の雑音特性を支配するが、利得のないミリ波領域および、CBHBTリンクでは、HBT後段に接続されるLNAの特性に依存する。また、受光電力-3dBm以下のところでのHBTリンクの入出力特性、IM3特性は、EOMの入出力特性に依存する。

(3) HBT光/RF変換器を用いて、ミリ波サブキャリア光ファイバ伝送とミリ波無線伝送をリンクさせた光/ミリ波無線リンクを構成し、画像伝送特性について実験的に、考察した。その結果、利得24dBのアンテナを用いた場合6mの無線距離で、GaAs系CBHBTリンク、CEHBTリンク、InP系HBTリンクにおいて評価SNR43dB、44dBおよび54dBを得ることができた。このとき、受光電力-5.5dBm (GaAs系HBT)、-4dBm (InP系HBT)のもとで、光/RF変換器からの送信電力出力は、それぞれ、-35dBm,-33dBm,-22dBmであった。

今後、EOMの3dB帯域がミリ波帯領域にまで延び、かつHBTがミリ波帯でも内部利得を持つようになれば、ミリ波サブキャリア光ファイバリンクの特性は大幅に改善されるものと考えられる。HBTがミリ波帯で内部利得をもち低雑音化するには、 f_{MAX} と f_t を同時に向上させ、かつ整合回路を付加することによって帯域制限すること(さらには、後段に、MMIC LNAを付加すること)が必要である。しかし、受光器としても動作させることから、電極構造の最適化によって光結合度(量子効率)の向上が不可欠になる。 f_t 、 f_{MAX} の向上と光結合の向上の3つの特性には、それぞれトレードオフが存在するが、InP/InGaAs系HBTは、GaAs系HBTより高周波(f_{MAX})・高速度(f_t)特性に優れていることから、GaAs系HBTに比較して、高周波・高速度特性を大きく犠牲にすることなく、光結合度向上させることは可能と考えられる。したがって、InP/InGaAs系HBTの採用は、光ファイバ通信において、1.3 μ m, 1.55 μ mの長波長帯で適用できるという大きなメリットをもつのみならず、光結合度の向上とマイクロ波・ミリ波特性を同時に向上させるための最も有益な手段である。ここで用いたInP/InGaAsHBTはマイクロ波特性を向上させるために試作したのもでもなく、受光素子として使うために試作したのもでもない。マイクロ波・ミリ波特性と光結合度に関しては全く最適化されていない。今後、InP/InGaAsHBTを用いたMMIC技術はミリ波通信と光ファイバ通信をリンクさせるためのキーデバイスになると考えられる。

文献

- (1) R. Olshansky, V.A. Lanzisera, and P.M. Hill, "Subcarrier multiplexed lightwave systems for broad-band distribution," J. Lightwave Technol., vol. LT-7, pp. 1329-1341, 1989.
- (2) W. I. Way, "Subcarrier multiplexed lightwave system design considerations for subscriber loop applications," J. Lightwave Technol., vol. LT-7, pp. 1806-1818, 1989.
- (3) A.S. Daryoush, R. Saedi, N. Samant, P.R. Herczfeld and M. Belaga, "Optical control of MMIC based phased array at C-band," Proc. 22th European Microwave Conf., 1992, pp. 712-717.
- (4) M. Shibutani, T. Kanai, W. Domon, K. Emura and J. Namiki, "Optical fiber for microcellular mobile communication systems (H-015)," IEEE J. Sel. Areas Commun. vol.11, pp.1118-1126,1993.
- (5) 岡田 他, "移動通信におけるマイクロ波伝送の検討," 信学技報, RCS92-75, 1992.
- (6) H.Ogawa, D. Polifko, and S. Banba, "Millimeter-wave fiber optics systems for personal radio communication,"

IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-40, pp. 2285-2293, Dec. 1992.

(7) H.Ogawa and D. Polifko, "Fiber optic millimeter-wave subcarrier transmission links for personal radio communication systems," IEEE MTT-S Int. Microwave Conf. Dig., pp. 555-558, June 1992.

(8) 萩本和男, 赤津祐史, 宮本 裕, 川上広人, 相田一夫, 中川清司: "超高速長スパン光伝送技術", 1994信学春季大会, SB-8-1.

(9) 野口和人, 宮澤 弘, 三富 修: "70GHz帯Ti:LiNbO₃広帯域光変調器", 1993信学 秋季大会, C-175.

(10) 加藤和利, 幸前篤郎, 村本好史, 板屋義夫: "超高速マッシュルーム構造導波路型pinフォトダイオード", 1994信学春季大会, C-232.

(11) 木村俊二, 今井祐記, 中村 誠, 梅田洋太郎: "DC~60GHz帯InAlAs/InGaAs HEMT分布ベースバンド増幅器IC", 1994信学春季大会, C-134.

(12) H. Yano, G. Sasaki, M. Murata, and H. Hayashi, "An ultra-high speed optoelectronic integrated receiver for fiber-optic communications," IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-39, pp. 2254-2259, 1992.

(13) Y. Akatsu, Y. Miyagawa, Y. Miyamoto, Y. Kobayashi, and Y. Akahori, "A 10 Gb/s high sensitivity, monolithically integrated p-i-n-HEMT optical receiver," IEEE photon. Technol. Lett., vol. 5, pp. 163-165, 1993.

(14) H. Wang, R. Lai, T.H. Chen, P.D. Chow, J. Velebir, K.L. Tan, D.C. Streit, P. H. Liu and G. Ponchak, "A monolithic W-band three-stage LNA using 0.1 μ m InAlAs/InGaAs/InP HEMT Technology," IEEE MTT-S Int. Microwave Conf. Dig., pp. 519-522, June 1993.

(15) Y. Kwon, D. Pavlidis, Phil Marsh, G.I. Ng and T.L. Brock, "Experimental characteristics and performance analysis of monolithic InP-Based HEMT Mixers at W-band," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-41, pp. 1-8, Jan. 1993.

(16) A. Kurdoghlian, W. Lam, C. Chou, L. Jellian, A. Igawa, M. Matloubaisn, L. Larson, A. Brown, M. Thompson and C. Ngo, "High-efficiency InP-based HEMT MMIC power amplifier," IEEE GaAs IC Symposi μ m Digest, pp. 375-377, 1993.

(17) H. Ogawa, S. Banba, E. Suematsu, H. Kamitsuna, and D. Polifko, "A comparison of noise performance between a PIN diode and MMIC HEMT and HBT optical receivers," IEEE MTT-S Int. Microwave Conf. Dig., 225-228, June 1993.

(18) E. Suematsu and H. Ogawa, "Frequency response of HBTs as photodetectors," IEEE Microwave Guided Wave Lett., vol. 3, pp. 217-218, July 1993.

(19) E. Suematsu and H. Ogawa, "Noise performance of MMIC HBTs as Photodetectors," Proc. 23rd. European Microwave Conference, pp. 311-313, Sep, 1993.

(20) J.K. Twynam, H. Sato, and T. Kinosada, "High-performance carbon-doped base GaAs/AlGaAs heterojunction bipolar transistor grown by MOCVD," Electron. Lett., vol. 27, pp. 141-142, 1991.

(21) 日本放送協会: "NHKテレビ技術教科書", 日本放送出版協会, pp.306 (1989).

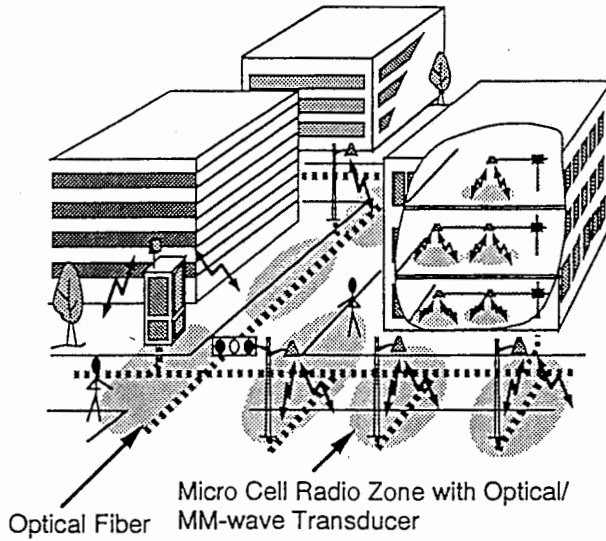


図 2.1. 将来のパーソナル移動通信
 Fig.1. Future Personal Mobile Communication Network

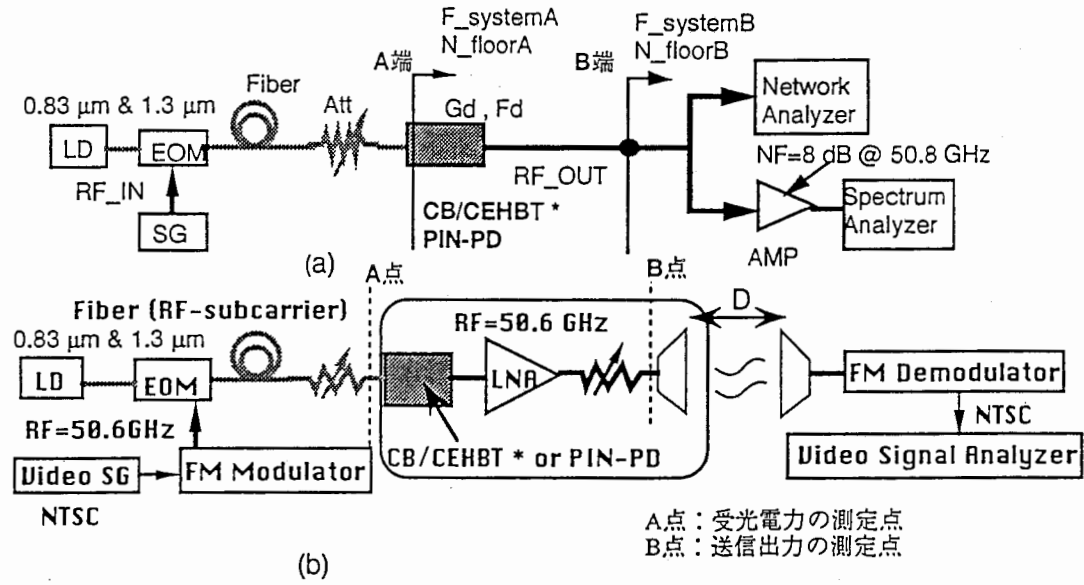
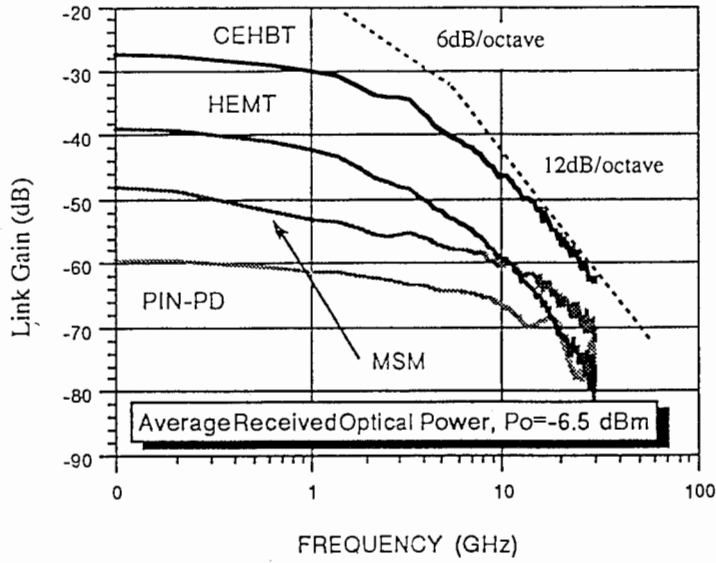
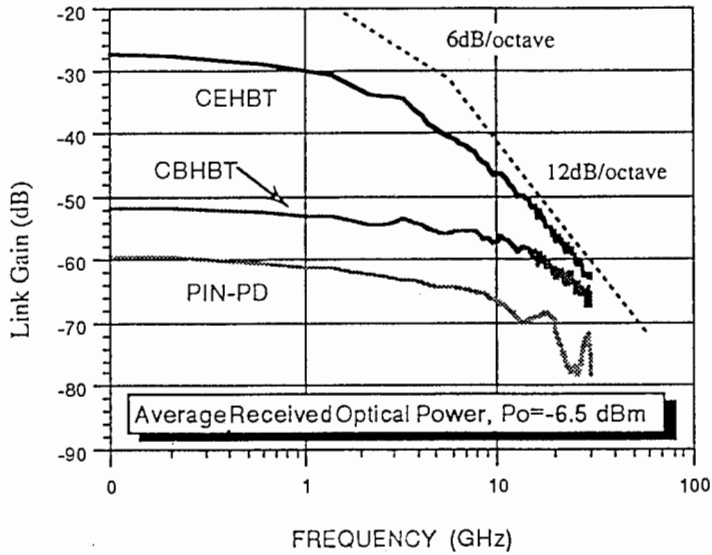


図 2.2. (a) 光ファイバサブキャリアリンクのリンクロス, SNR特性評価系 (b) FM画像伝送光ファイバ/ミリ波無線リンク
 * CB/CEHBT はベース接地HBTとエミッタ接地HBTである。

Fig.2 (a) Link configuration and experimental setup for frequency response and SNR measurements of five photodetection links and (b) Experimental configuration of mm-wave radio transmission system over fiber optic FM-video subcarrier link. The CB/CEHBT stand for common base HBT and common emitter HBT.



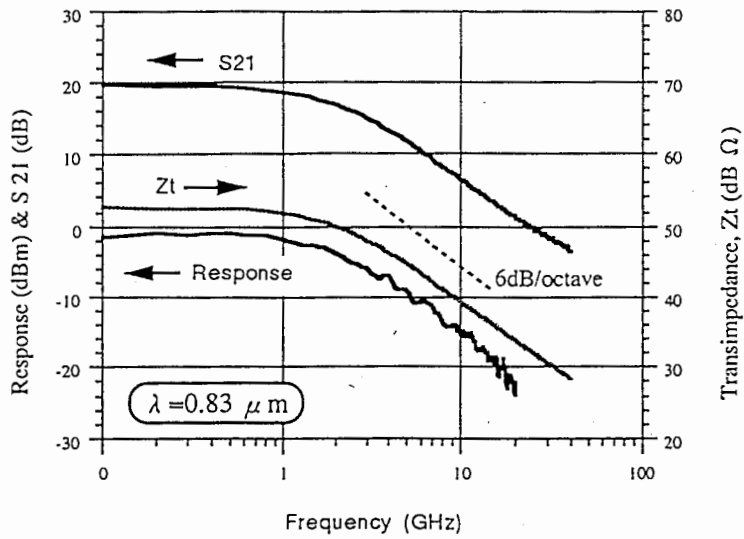
(a)



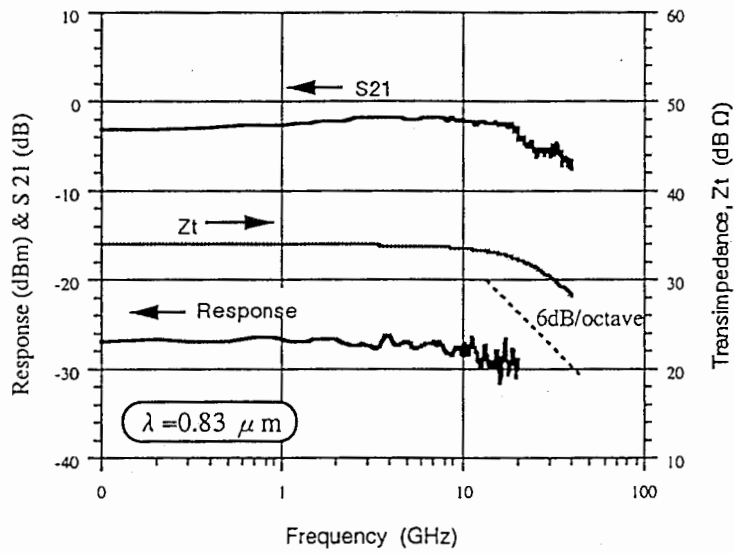
(b)

図 2.3. $0.83 \mu\text{m}$ 帯における (a) MSM-PD, HEMT-PD, PIN-PD と CEHBT-PD のリンクロス の比較、 (b) CBHBT-PD と CEHBT-PD のリンクロス の比較

Fig. 3 (a) Measured link loss for MSM-PD, HEMT-PD, PIN-PD and CEHBT-PD links, and (b) measured link loss for CBHBT-PD and CEHBT-PD links at $\lambda = 0.83 \mu\text{m}$.



(a)



(b)

図 2.4. EOMの特性を取り除いたGaAs HBT-PDのレスポンス特性、S21及びトランスインピーダンス特性 (a) CEHBT (b) CBHBT

Fig. 4 Frequency dependence of measured S21, calculated transimpedance gain (Zt), and intrinsic photoresponse for (a) CEHBT-PD and (b) CBHBT-PD.

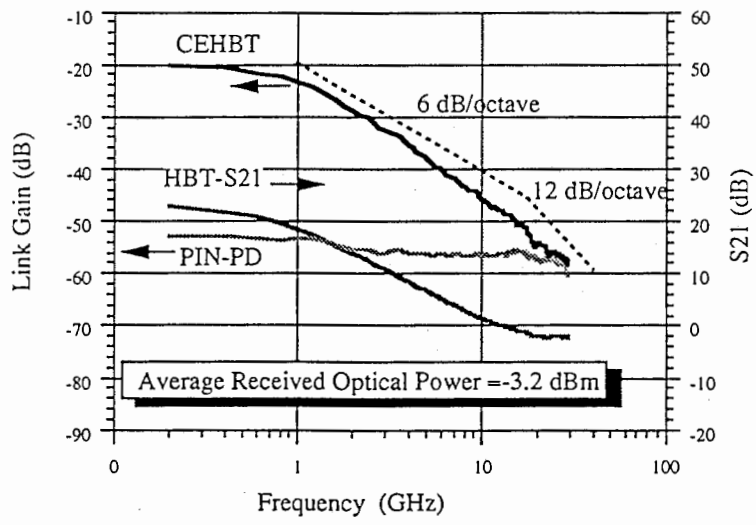


図 2.5. $1.3 \mu\text{m}$ 帯におけるInP/InGaAsHBT受光器のリンクロス特性

Fig. 5 Measured link loss of InP/InGaAsHBT-PD output port and PIN-PD links at $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$.

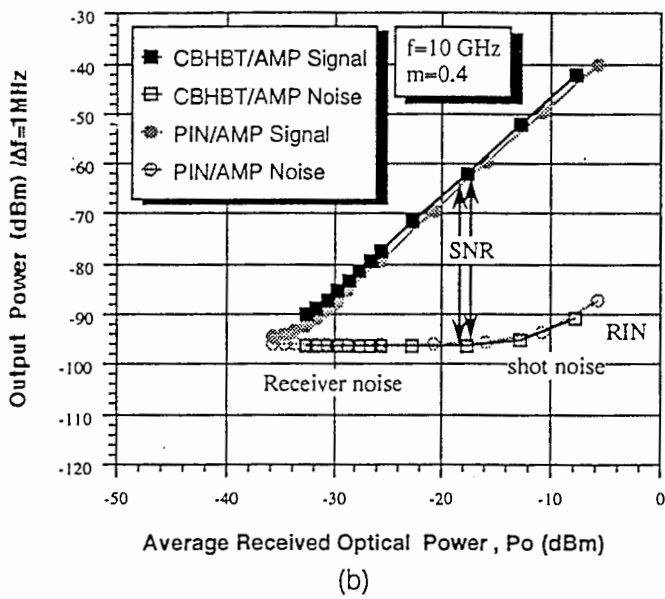
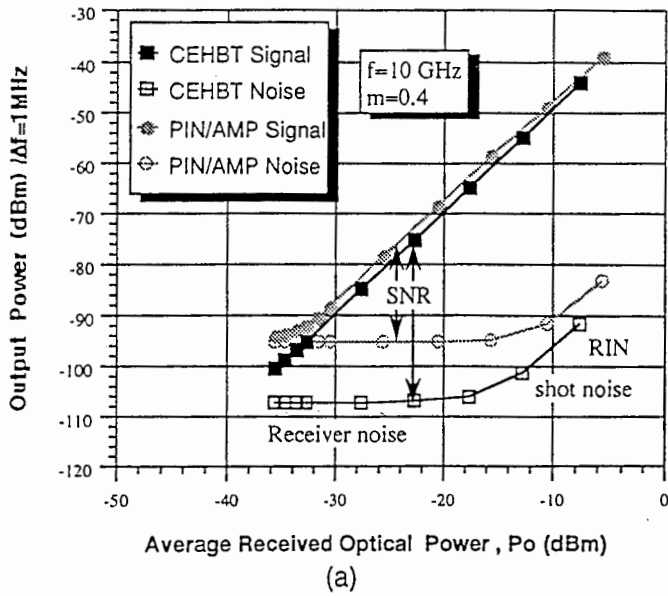


図 2.6. 10GHzにおける(a) GaAs CEHBTリンク, (b) GaAs CBHBT/AMPリンクのSNR特性 ($\lambda=0.83\ \mu\text{m}$)

Fig. 6 Received average optical power dependence of detected signal and noise power for (a) CEHBT link and (b) CBHBT/AMP link at 10 GHz and $\lambda=0.83\ \mu\text{m}$. The input power to EOM is 0 dBm.

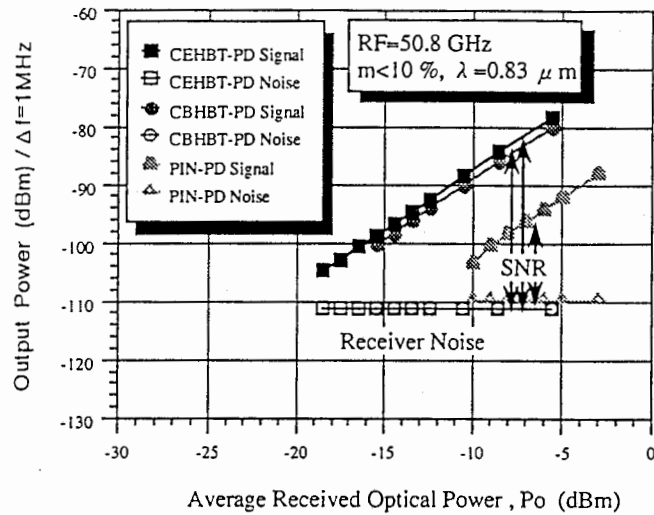


図 2.7. 50.8 GHzにおける GaAs CEHBT と GaAs CBHBTのSNR特性 (λ=0.83 μm)

Fig. 7 Received average optical power dependence of detected signal and noise power for CEHBT-PD link and CBHBT-PD link at 50.8 GHz and λ=0.83 μm. The input power to EOM is 0 dBm.

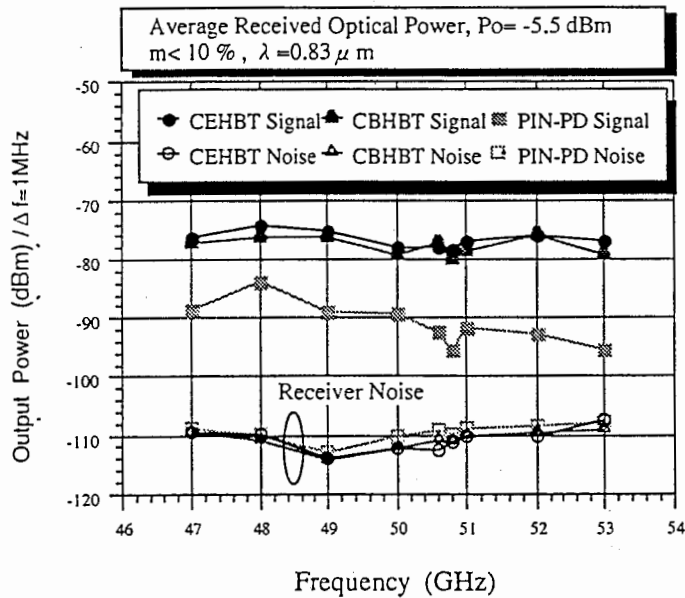


図 2.8. GaAs HBTリンクの50 GHzにおける信号および雑音電力の周波数特性 (λ=0.83 μm)

Fig. 8 Frequency dependence of signal-to-noise power for GaAs HBT links at 50 GHz band and λ=0.83 μm. The input power to EOM is 0 dBm.

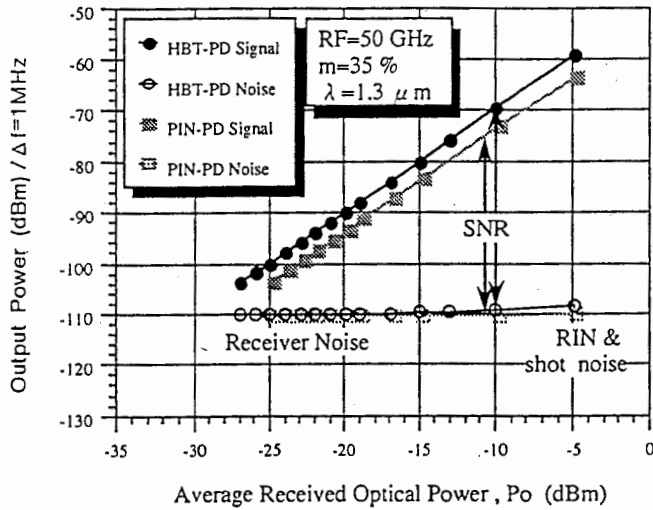


図 2.9. 50 GHzにおける InP/InGaAs CEHBT SNR特性 ($\lambda = 1.3 \mu\text{m}$)

Fig. 9 Received average optical power dependence of detected signal and noise power for InP/InGaAsCEHBT-PD link at 50 GHz and $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$. The input power to EOM is 0 dBm.

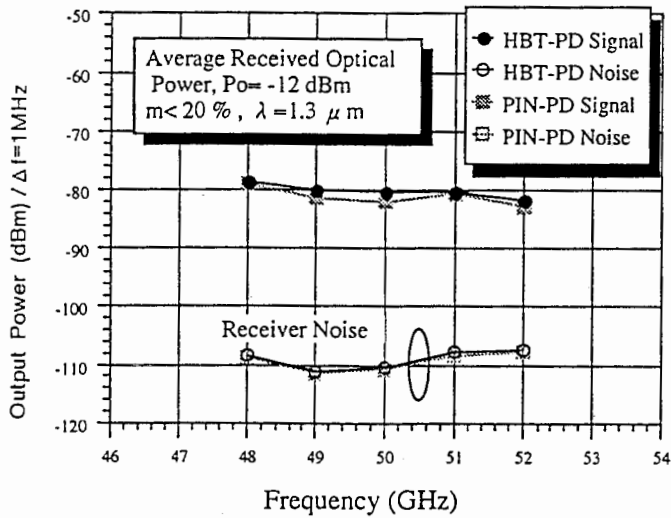


図 2.10. InP/InGaAs HBTリンクの50GHz帯における信号および雑音電力の周波数特性 ($\lambda = 1.3 \mu\text{m}$)

Fig. 10 Frequency dependence of signal-to-noise power for InP/InGaAs HBT links at 50 GHz band and $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$. The input power to EOM is 0 dBm.

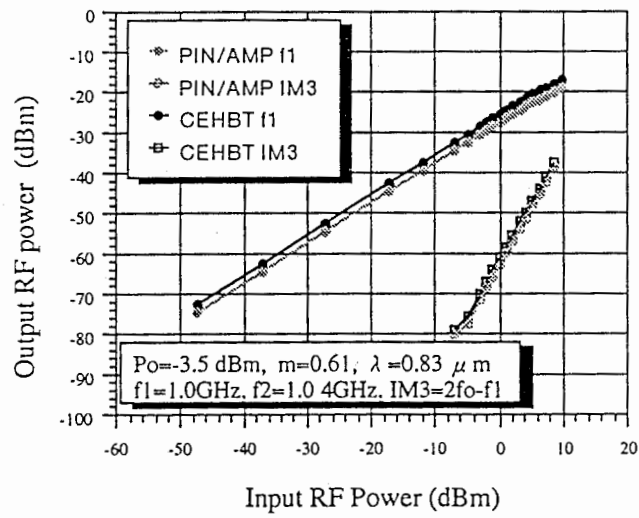


図 2.11. GaAs CEHBTリンクとPIN/50-ΩAMPリンクの入出力特性とIM3特性

Fig. 11 Input vs output power, and IM3 characteristics of CEHBT-link and PIN/50-ΩAMP link in the 1GHz band.

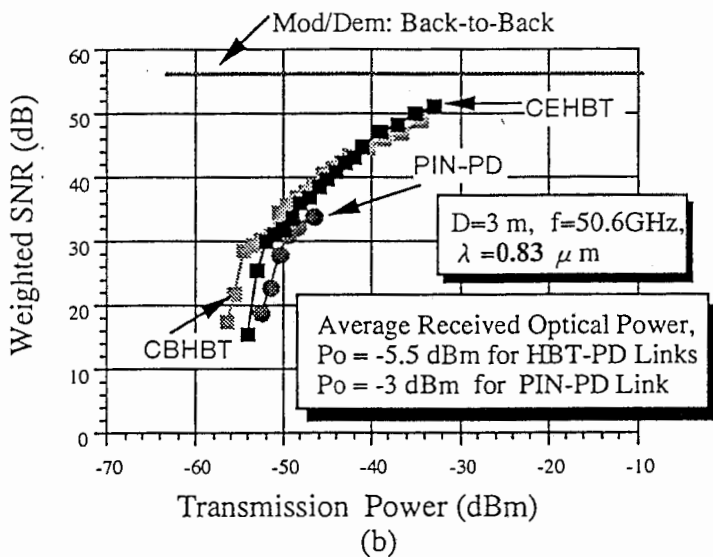
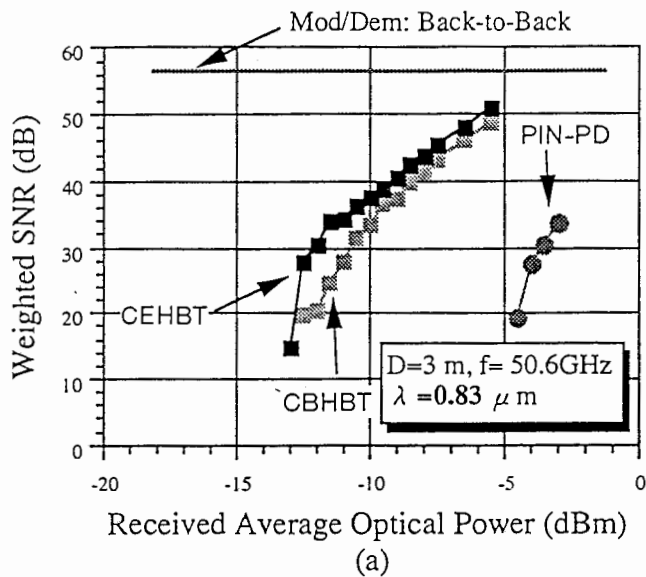
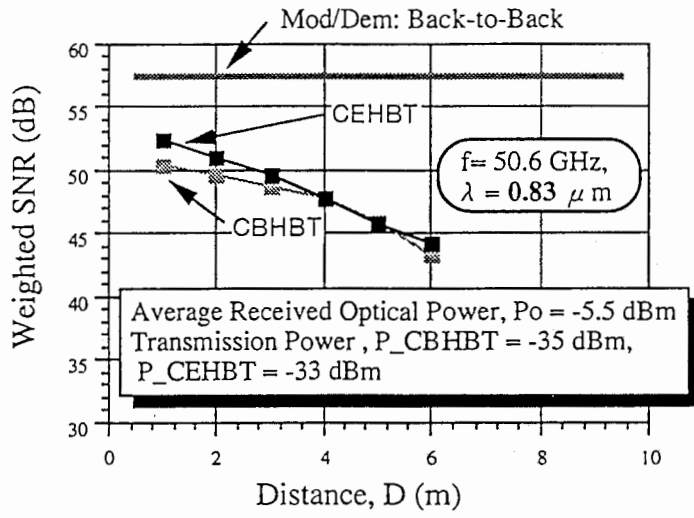
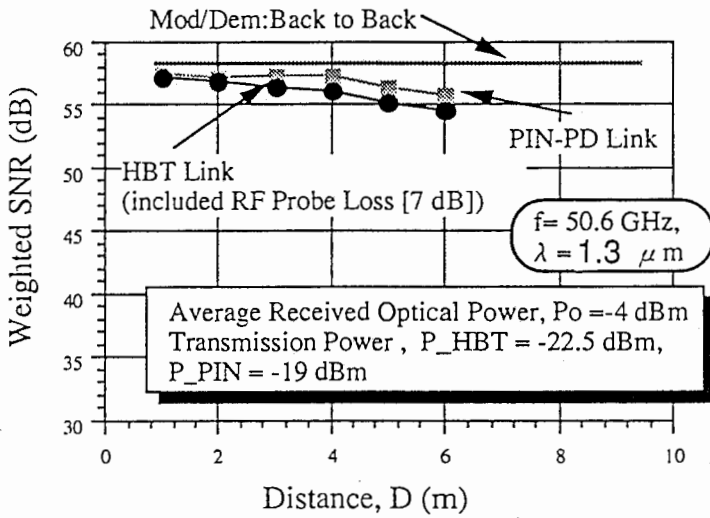


図 2.12. (a) GaAs HBT リンクにおける評価SNRの受光電力依存性, (b)評価SNRの光/RF変換器からの送信出力依存性 ($\lambda =0.83 \mu \text{ m}$.)

Fig. 12 (a) Received average optical power dependence of weighted SNR at radio path length (D) of 3m for GaAs HBT links at $\lambda =0.83 \mu \text{ m}$. (b) Optical/RF-transducer transmission power dependence of weighted SNR at $D=3 \text{ m}$. The RF power input to the EOM is 12 dBm .

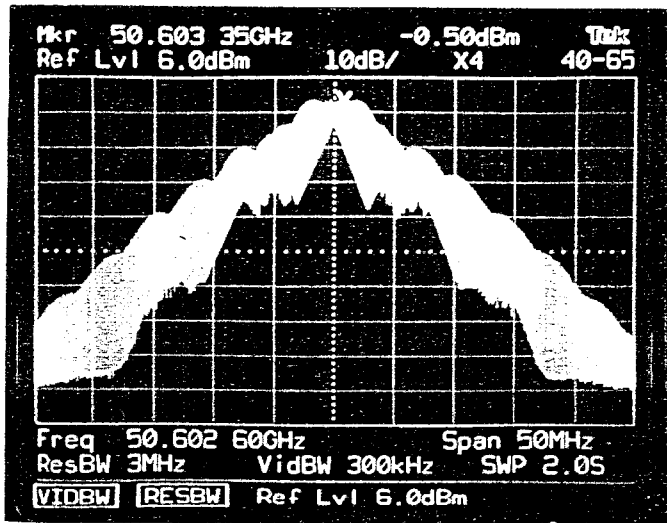


(a)

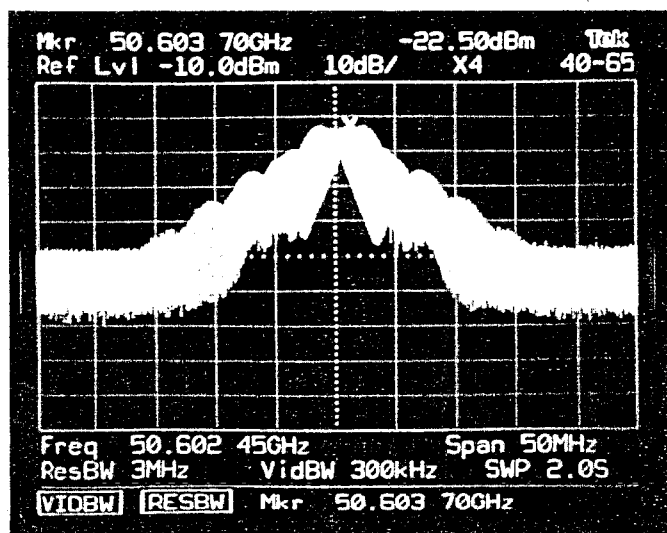


(b)

図 2.13. (a) GaAs HBT リンクの $\lambda = 0.83 \mu\text{m}$ での評価 SNR 対無線距離依存性, (b) InP/InGaAs HBT リンクの $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$ での評価 SNR 対無線距離依存性
 Fig. 13 Radio path length dependence of weighted SNR at a received optical power of -5.5 dBm for (a) GaAs HBT links at $\lambda = 0.83 \mu\text{m}$, (b) InP/InGaAs HBT link at $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$. The RF power input to the EOM are 12 dBm.



(a)



(b)

図 2.14. (a) EOM入力信号時のミ波FM信号スペクトラム(スペクトラムアナライザの歪みを防ぐために、信号は約10-dBレベルを下げている。) (b) InP系 CEHBT 光/ミ波変換器(LNA通過後)からの出力信号のスペクトラム

Fig. 14. (a) FM carrier spectrum at EOM input port (External attenuator of 10-dB is used to protect the spectrum from distortion). (b) The output power spectrum from the optical /RF transducer (InP/InGaAs CEHBT-PD+ LNA).

3. A Fiber Optic/Millimeter-wave Radio Transmission Link Using HBTs as direct photodetectors and an Optoelectronic Upconverter

ABSTRACT

The performance of a fiber optic subcarrier link using HBTs as direct photodetectors and an optoelectronic upconverter in the 30-GHz and 50-GHz bands has been experimentally investigated at a wavelength of 0.83 μm . By comparing the performance of the links using other MMIC-compatible photodetectors and a high speed PIN-PD, this paper shows that the HBT-PDs are superior and more flexible than the other MMIC compatible photodetectors (MSM and HEMT), and that HBTs not only have high direct photodetection ability in the millimeter-wave band but also provide low conversion loss between a microwave subcarrier modulated by an optical signal and a millimeter-wave carrier. We also demonstrated optical fiber/radio links using a 50-GHz band video FM-subcarrier transmission system and optical/RF transducers that utilize the HBT direct photodetectors and HBT optoelectronic upconverter. At an transducer transmission power of -20 to -40 dBm, 50-GHz band radio transmissions whose path length is 6m with a weighted SNR of 40-dB are achieved by using the transducers composed of the HBT photodetector, LNA and horn antenna. The employment of the HBT-optoelectronic upconverter allows efficient conversion of a microwave subcarrier of a few GHz to a millimeter-wave carrier. Using HBT photodetectors for the transducer enables a fiber optic/millimeter-wave radio link to achieve high performance, compactness and cost effectiveness in indoor applications.

< 1 >. INTRODUCTION

Millimeter-wave (mm-wave) frequencies are very attractive RF frequencies for transmit broadband signals, e.g., video signal and high-speed data, to reducing mutual interference and to reusing the frequency resources [1],[2]. Broadband video distribution networks have been previously demonstrated using subcarrier multiplexing techniques, which utilize the advantages of fiber optic links, e.g., low transmission loss and potential bandwidth [3],[4]. Fiber optic subcarrier transmission links are also being investigated for using the potential of the mm-wave band, both for wideband personal radio communication based on a micro/pico-celled system architecture [5]-[7] and for a high-speed mm-wave LAN [8]. The radio zones above the systems are formed within a range of several meters to a few hundred meters in in-door and out-door applications. In these systems, a large number of optical/RF transducers operating in the mm-wave band are required for signal radiation or distribution. These systems require optical components operating in the mm-wave band. It is thus very important to develop cost-effective and compact optical/mm-wave transducers. It is, however, difficult to realize direct modulation and detection for an optical signal modulated by a mm-wave subcarrier because almost of commercially available optical components, e.g., laser diodes (LD), external optical modulators (EOM) and photodiodes have a frequency limit of less than 20 GHz.

To realize these systems, optoelectronic integrated circuit (OEIC) technology is another alternative for compact and inexpensive hardware. Despite many potential advantages of monolithic integration, the OEICs have yet to outperform hybrid integrated circuits (HICs) because of their complicated fabrication process and inherent circuit limitations [9],[10]. However, these systems differ from an ultrawideband (DC to mm-wave) optical fiber communication system in that they demand mm-wave-band-limited transmissions and signal radiation from the antenna

after photodetection, and hence they require mm-wave components, e.g., a low-noise amplifier, high-power amplifier, filter and antenna. An MMIC-compatible optical device is thus the best alternative for an optical/RF transducer module.

MMIC compatible devices are classified into two groups, i.e., two-terminal devices (diodes) and three terminal devices (transistors); the main of the former example is the metal-semiconductor-metal device (MSM-PD) [11],[12] and of the latter is HPT [13],[14], MESFET [17]-[19], HEMT [5], [20]-[23] and HBT [23]-[25]. The MSM-PD has demonstrated a 3-dB bandwidth of more than 100 GHz [12]. The MSM-PD, however, has a low responsivity and there is a trade-off among responsivity, driving voltage and bandwidth. In the three-terminal devices, heterojunction phototransistors (HPTs) have a structure similar to that of the HBTs [13]-[16]. The 3dB-bandwidth of the HPT is less than a few hundred MHz because of the circular emitter whose diameter exceeds 10 μm and the common emitter configuration [13],[14]. On the other hand, MESFET, HEMT and HBT, i.e., the typical basic three-terminal MMIC-building blocks, are used as photodetectors. These devices also have the function of optoelectronic mixing [19],[26].

The optoelectronic mixing, which frequency-mix photocurrent signal in the photodetector with local oscillator signal (LO) by using the inherent nonlinearities in the detector, is suitable for three-terminal photodetectors because the mixer requires a three-port terminal for LO-, IF- and RF-signals. On the other hand, in the above systems, the required bandwidth is in the range of several-hundred MHz to a few GHz, so that optical fiber transmission does not require the use of a mm-wave subcarrier. Therefore, if a photoreceiver that functions as an up-converter allows a microwave subcarrier of a few GHz to be converted to a mm-wave carrier, the optical components can be optimized with respect to performance and cost. Furthermore, three-terminal devices such as the optoelectronic mixer (upconverter) can not only meet this requirement but can also realize a compact, simple and cost-effective optical/RF transducer in the mm-wave band.

The purpose of this paper is to experimentally study GaAs-HBT photodetectors, which have two kinds of photodetection functions, i.e., HBT direct photodetection and optoelectronic upconversion at 0.83 μm wavelength, and to propose mm-wave radio transmission over an optical fiber link using the HBT photodetectors (HBT-PD) as direct photodetectors (HBT-DD) or optoelectronic upconverters (HBT-OUP).

Section < 2 > describes the fiber optic subcarrier link performance with respect to frequency response, signal-to-noise ratio (SNR) and intermodulation distortion using HBT-DD and HBT-OUP. Section < 3 > demonstrates the application of an optical fiber/radio link for a 50-GHz band video FM-subcarrier transmission using the HBT-DDs and HBT-OUP, and shows that the optical/RF transducer makes possible broadband personal radio communication by using HBT-PD links as the transducer.

< 2 > FIBER OPTIC SUBCARRIER LINK PERFORMANCE

In order to construct the above-mentioned system, in the mm-bands, an optical/RF transducer is required for high response, flat response, low noise, low distortion and high power saturation level. Frequency response, signal-to-noise ratio (SNR) and intermodulation distortion of the HBT-DDs and HBT-OUP were experimentally investigated and their performance was compared with other MMIC-compatible photodetectors and a PIN-PD.

Link Configurations

Fig. 3.1 shows the fiber optic subcarrier link configuration and experimental setup for mm-wave transmission evaluation. Mm-wave subcarrier fiber optic direct transmission links consisting of laser diode (LD), EOM, optical fiber

and MMIC compatible photodetectors are shown in Fig. 3.1 (a) (Direct detection (DD) link). The IF subcarrier up-converter link, composed of an LD, EOM, optical fiber, HBT-OUP and local oscillator (HBT-OUP link), is presented in Fig. 3.1 (b). These configurations or evaluation systems use a high speed EOM because the LD's direct modulation is usually limited to frequencies below its relaxation oscillation frequency (typically < 20 GHz for high-speed commercially available devices). Conversely, EOM such as the Mach-Zehnder Z-cut LiNbO₃ EOM with coplanar waveguide electrodes used in these configuration, is capable of modulation into the mm-wave band, because it does not suffer the characteristic rolloff due to the relaxation oscillation frequency of the LD at high frequency Fig 3.2 shows the frequency response, electrode characteristic (S_{21} insertion loss) and modulation depth (m) of the EOM at a driving voltage of $V\pi/2$. The frequency response of the EOM is the output power at which a calibrated photodiode with 1-A/W responsivity up to 22 GHz is received. The frequency response of the EOM has a slope of 6 electrical dB/octave, while the insertion loss of the EOM electrodes has a slope of 12 dB/octave because of square law EOM-modulation process. The EOM's input port has a return loss of more than 8 dB in 50 ± 4 GHz.

Frequency Response of MMIC Compatible Photodetectors

At a 0.83- μm wavelength, MMIC compatible photodetectors, i.e., MSM-PD, HEMT-PD and HBT-DDs, are characterized by their use of a modified electro-optic, on-wafer RF probe station and network analyzer [5],[24],[22] (Fig. 3.1 (a)). Figs. 3.3 (a) and (b) show the measured transmission loss (link gain) between the EOM's input port and the photodetector's output port. For reference, this figure also shows a PIN-PD with a 3-dB bandwidth of 40 GHz and dc-responsivity of 0.11 A/W. The link losses include the EOM response with a 3-dB bandwidth of 5 GHz and an optical insertion loss of 6.5 dB (Fig. 3.2). The MSM-PD and HEMT-PD were fabricated on the same wafer using the MMIC GaAs-HEMT fabrication process. The HEMT, whose cutoff frequency is 40 GHz, has a gate length of 0.5 μm and gate width of 25 $\mu\text{m} \times 2$. The MSM was fabricated on a 1- μm undoped GaAs MBE-grown buffer layer. The Schottky contact is fabricated in the same manner as the gate metal of the recessed-gate HEMT. The active area of the diode is 10 $\mu\text{m} \times 12$ μm , and it contains 4 \times 0.5- μm fingers with 1- μm spacing. The driving voltage of the MSM is 10 V. The CE (common emitter)-HBT and CB (common base)-HBT have a unity current gain cutoff frequency of about 30 GHz under dc-operating conditions of $V_{CE}=4$ V, $I_C=12$ mA and $V_{BC}=4$ V, $I_C=1$ mA, respectively [27]. The areas of the CE-/CBHBTs electrodes with 3 $\mu\text{m} \times 20$ $\mu\text{m} \times 1$ emitter are roughly the same as the optical beam-spot area of ≤ 20 μm . The HBTs and HEMT are discrete devices without matching circuits.

Above 20 GHz, the CEHBT and CBHBT have a higher link gain than the other MMIC compatible photodetectors and the PIN photodetector. The HBT photoresponsivity curves roughly depend on the S_{21} small-signal gain, and strongly depend on the transimpedance gain curve [23]. Figs. 3.4 (a) and (b) show the S_{21} small-signal gain curves and the transimpedance gain (Z_t) curves by calculating from the HBT equivalent circuit models with a photocurrent source in the base collector junction, as shown in Fig. 3.5. These response curves in Figs. 3.3 and 3.4 have 6dB/oct characteristics which means that when the frequency increases from 30 GHz to 60 GHz, the response decreases only 6 dB, i.e., the HBT-DDs have an approximately flat response in the mm-wave band and bandwidth of a few GHz.

Frequency Response of HBT-OUP

Figs. 3.6 (a) and (b) show the IF and RF (upper sideband) frequency response of the HBT-OUP, which is converted by a local oscillator signal supplied to the HBT base terminal. The conversion ratios, i.e., the power

differences between the IF- and RF-detected power at the CEHBT output port, are 13 dB and 23 dB at IF=3.2GHz/RF=30GHz and IF=3.2GHz/RF=50.8GHz, respectively. The detected RF signals and the 50 GHz band signal have a flatter response than the IF signal and the 30GHz band signal, respectively. The RF signals fluctuate weakly with the IF signal, which is not completely terminated. The CEHBT has an S21 small-signal gain about 9 dB under mixer's operating conditions: VCE=4 V, VBE=1.30 V and Ic≈2 mA (Fig. 3.7). Since the detected IF signal includes the 9-dB gain, the estimated conversion losses are about 4 dB and about 14 dB at IF=3.2GHz/RF=30GHz and IF=3.2GHz/RF=50.8GHz, respectively. The HBT-OUP can also be considered as a device that functions as a photodetector, an IF amplifier and a mixer.

Signal-to-Noise Performance of the HBT-DDs and HBT-OUP in the mm-wave bands.

The experimental setup measures the SNR by using a low-noise amplifier and a spectrum analyzer as shown in Figs. 3.1 (a) - (b). Input RF power to the EOM is 0 dBm. The SNR values were compared among three types of links, i.e., a PIN-PD link and HBT-DD links and a HBT-OUP link, in Figs. 3.1(a) and (b). A low-noise amplifier was inserted between these photoreceivers and the spectrum analyzer in order to decrease the noise figure of the spectrum analyzer (Fig. 3.1). The system noise figure $F_{systemB}$, seen from the input port of the amplifier, is 20 dB and 8 dB at 30 GHz and 50.8 GHz, respectively. The gain of the amplifier is subtracted from the output (signal and noise) power of the receivers.

Under conditions of small average optical power where there is no effect of the LD's relative intensity noise (RIN), and that of the no effect of the local oscillator phase noise, the system noise floor N_{floorB} , seen from input port of the amplifier can be expressed by the following equations,

$$N_{floorB} \text{ (dBm/Hz)} = kT \text{ (dB)} + F_{systemB} \text{ (dB)} \quad (1)$$

where $F_{systemB}$ are the system noise figures seen from the input port of the amplifier, k is Boltzmann's constant, T is temperature or $kT = -174$ dBm/Hz is the lower limit of the thermal noise floor at room temperature. When the CEHBT-DD has an internal gain in the IF frequency band, the system noise floor N_{floorA} , seen from the input port of the detector [25], is given as:

$$N_{floorA} \text{ (dBm/Hz)} = kT \text{ (dB)} + F_{systemA} \text{ (dB)} + G_d \text{ (dB)} \quad (2)$$

$$F_{systemA} = F_d + (F_{systemB} - 1) / G_d \quad (3)$$

where $F_{systemA}$ are the system noise figures seen from the input port of the detector, F_d and G_d are the noise figure and internal gain (transimpedance gain Z_t) of the detector, respectively. If the HBT-OUP has a conversion loss and the noise figure is equivalent to the conversion loss, the system noise floor N_{floorA} , seen from input port of the OUP, becomes:

$$N_{floorA} \text{ (dBm/Hz)} = N_{floorB} \text{ (dBm/Hz)} \quad (4)$$

The system noise floor N_{floorA} seen from the input port of the OUP coincide with the system noise floor N_{floorB} .

Figs. 3.8 (a) and (b) show the received average optical power dependence of the detected signal-to-noise power

for the PIN-PD link, CEHBT-DD link and HBT-OUP link in the 30 GHz and 50 GHz bands. The noise floors of the links are composed of the RIN, signal shot noise and receiver noise. As the optical power decreases, the receiver noise gradually becomes dominant. However, in the HBT-DD and PIN-PD links, the RIN does not affect their noise floors because of the small modulation depth of the EOM due to large insertion loss of the EOM's electrodes in the 30 GHz and 50 GHz bands. At an optical power less than -15 dBm (where receiver noise is dominant), in the 30 GHz band, the OUP link has an SNR 10 dB higher than that of the CEHBT-DD link and 21 dB higher than that of the PIN-PD link. Furthermore, in the 50 GHz band, the OUP link has an SNR 20 dB higher than that of the CEHBT-DD link and 32 dB higher than that of the PIN-PD link (the PIN-PD link signal is masked by the system noise floor). The difference in the SNR between the HBT-DD link and PIN-PD link increases with increasing RF frequency because of the better frequency response of the HBT-DDs due to their 6dB/octave characteristic. The noise floor (N_{floorA}) of the CEHBT-DD links coincides with that of the PIN-PD link because the HBT, with a S_{21} cutoff frequency of 25 GHz, acts as a direct photodetector with no internal-gain ($G_d=0$) in both bands. The noise floor (N_{floorA}) of the CEHBT-DD and PIN-PD link coincides with the noise floor (N_{floorB}) seen from the input port of the LNA. Fig. 3.9 (b) shows the received average optical power dependence of the detected signal-to-noise power for the CEHBT-DD and CBHBT-DD links. The SNR of the CBHBT link is nearly the same as that of the CEHBT link. The noise floor of the CEHBT-DD link is identical to that of the CBHBT-DD link because of both HBTs' no-internal gain. Fig. 3.10 shows the frequency dependence of the SNR for the links when the system noise figures (including the noise figure of the LNA) are in the range of 4 dB to 10 dB in the 50 GHz band. In the RF bandwidth of 50 ± 3 GHz, the HBT-DDs have a flat response due to the RF responsivity (6dB/octave), and the noise floor of the HBT-DDs coincides with that of the PIN-PD due to the noise floor of the next-stage LNA.

On the other hand, in the comparison between the HBT-OUP link and the HBT-DD links, the SNR improvements for the OUP link include the two effects, i.e., the responsivity of the HBT-OUP due to low conversion loss and the difference in the EOM's frequency response between the IF and RF frequencies. This difference is assumed to be 9 dB and 13 dB at $IF=3.2\text{GHz}/RF=30\text{GHz}$ and $IF=3.2\text{GHz}/RF=50.8\text{GHz}$, respectively and hence, the optoelectronic up-conversion of the HBT offers substantial SNR improvements of approximately 1 dB and 8 dB in the 30 GHz and 50 GHz bands, respectively in comparison with the direct detection of the CEHBT. Fig. 3.11 shows a comparison of the sensitivity of the HBT-DD link at 3.2 GHz and the OUP link at $IF=3.2\text{GHz}/RF=50.8\text{GHz}$. The signal level of the HBT-OUP is 23 dB less than that of the CEHBT-DD at 3.2 GHz. However, above an average optical power (P_o) of -10 dBm, the noise floor of the HBT-DD at 3.2 GHz rises dramatically due to the increase in the RIN, but that of the HBT-OUP increases slightly, and hence the SNR of the HBT-OUP link is nearly equal to that of the HBT-DD link.

The frequency spectrums of the IF and RF upconverted signals are shown in Figs. 3.12 (a) and (b), respectively. The two spectrums of the received average optical powers of -5.5 dBm and -15.5 dBm are overwritten in the photograph. As 10-dB average received optical power increase, the 3.2 GHz spectrums cause the RIN to increase 20 dB, while the 50.8 GHz upconverted spectrum allows the RIN to increase only several dB. At an optical power of -15.5 dBm, the noise floor of the 3.2 GHz spectrum is dominated by RIN noise, but that of the upconverted signal is dominated by the receiver noise. The HBT-OUP has the ability to suppress the LD's RIN due to the HBT-OUP's conversion loss. The noise floor (N_{floorA}) of the HBT-OUP link coincides with that of the HBT-DD and PIN-PD links (Fig. 3.8 (a)) because the HBT-OUP has a conversion loss in the 30 GHz and 50 GHz bands, therefore, the noise figure of the HBT-OUP is considered to be almost equivalent to the conversion loss.

Local power dependence of the signal-to-noise power at $IF=3.2$ GHz/ $RF=30$ GHz and at $IF=3.2$ GHz/ $RF=50.8$ GHz is shown in Figs. 3.13 (a) and (b), respectively. In both bands, the HBT-OUP, have a linearity of 10 dB/decade for LO input-power, the conversion loss decreases with increasing LO power, and the reduction of the conversion loss as the LO power increases causes the RIN power to rise. In the 30 GHz band, input LO power is saturated at -4 dBm; However, in the 50 GHz band, the loss caused by the microwave components (i.e., the probe, bias tee and cable) using this experimental system was so large that the base terminal of the HBT-OUP could not be supplied with high LO power of around 0 dBm. Therefore, the Lo input-power is not saturated at -7 dBm. The larger local power will enable the HBT-OUP to achieve a conversion loss improvement of a few dB at a RF frequency of 50.8 GHz if the LO power saturation level in the 50-GHz band as well as 30 GHz band is about -4 dBm.

Third-order Intermodulation Distortion

Another important parameter of the HBT-DD links and the HBT-OUP link is third-order intermodulation distortion (IM3). Results of the two-tone third-order intermodulation distortion measurement in the IF band and 50-GHz band are shown in Figs. 3.14 (a) and (b), respectively. Fig. 3.14 (a) shows the output power (P_{out}) of the fundamental and IM3 products versus input power to the EOM for the CEHBT-DD link and PIN-PD/50- Ω amplifier link. To consider the power saturation level due to the CEHBT internal gain, a fundamental frequency of 1.0 GHz is chosen. For comparison, we also evaluate a PIN-PD/50- Ω amplifier with a PIN-PD responsivity of 0.3 A/W and an amplifier gain and power saturation level of 18 dB and 15 dBm, respectively at 1 GHz. It can be seen that, for both links, the 1-dB compression points ($P1$ dB) are 10 dBm and the third-order intercept points (IP3) are 17 dBm at the EOM's input. These results indicate that the $P1$ dB and IP3 depend on the EOM power performance, and P_{out} levels of the -20 dBm never cause the CEHBT-DD to saturate the output-power at average received optical power of -5.5 dBm. On the other hand, Fig. 3.12 (b) shows the P_{out} of the RF upconverted frequency and the IM3 products for two signals, the 3.2 GHz and 3.240 GHz. It also can be seen that, for the HBT-OUP link, the 1-dB compression point ($P1$ dB) is 11 dBm, and the third order intercept points (IP3) are 18 dBm at the EOM's input. These results also indicate that $P1$ dB and IP3 for the HBT-OUP link also depend on the EOM power performance, and output levels of -40 dBm do not cause the HBT-OUP to degrade the linearity characteristic of the link at average received optical power of -5.5 dBm.

< 3 >. APPLICATION OF AN OPTICAL FIBER/RADIO LINK TO A 50-GHz BAND VIDEO FM-SUBCARRIER TRANSMISSION USING THE HBT-DDS AND HBT-OUP

Optical /mm-wave Radio Configuration

In order to examine the practical availability of the HBT-PD links described in the previous section, we configured the optical/mm-wave radio links shown in Fig. 15, which use a 50GHz-band video FM-subcarrier transmission system, the CE/CBHBT-DDs and HBT-OUP at a wavelength of 0.83 μ m. The above-mentioned 4 types of photodetector, i.e., the PIN-PD, CEHBT-DD, CBHBT-DD and HBT-OUP are used in four links: the PIN-PD link, CEHBT-DD link, CBHBT-DD link and HBT-OUP link, respectively. The links consist of a transmitter, an optical/RF transducer and a RF-receiver. The transmitter is comprised of an optical source (LD), the EOM, and an FM-modulator for the HBT-DD and PIN-PD links, and for the HBT-OUP link, of an LD, EOM, FM-modulator and a down-converter. The optical/RF transducers are comprised of the HBT-DD (PIN-PD), a low noise amplifier (LNA) with a 37-dB gain and an 8.5-dB noise figure at 50.6 GHz, and a horn antenna with a gain of 24 dB for the HBT-DD link (PIN-PD link), while, for the HBT-OUP link, it is comprised of the HBT-OUP, a local oscillator, a bandpass filter, the LNA and a

horn antenna. The RF receiver is made up of the antenna and an FM demodulator with an 18-dB noise figure. A 50.6-GHz FM signal with a maximum frequency deviation of 8 MHz, maximum modulation frequency of 8.1 MHz and a required RF bandwidth of 37 MHz, is supplied to the EOM for the direct detection link and to a down-converter before the EOM for the HBT-OUP link. The FM-subcarrier input power to the EOM is 12 dBm and 5 dBm for a RF frequency of 50.6 GHz and an IF frequency of 3.0 GHz, respectively

Experimental Result

These four types of links are characterized in terms of weighted SNR using an NTSC video signal generator and analyzer. The SNR is first measured by direct connection of the 50-GHz FM-modulator and demodulator (Mod/Dem back-to-back), and is subsequently measured with the links inserted. The weighted SNR for these links was evaluated by varying the optical attenuation between the optical fiber, millimeter-wave attenuation after the LNA and the pass length between two antennas. The average weighted SNR of the Mod/Dem back-to-back is 57 dB. Fig. 3.16 (a) shows the received optical power dependence of the weighted SNR for four links at a radio path length of 3 m. The PIN-PD link can't achieve a 40-dB weighted SNR, which is an excellent level of television quality. Although the three HBT-PD links include the GSG-probe loss of 4.7 dB in the experimental system, the HBT-DD links and the HBT-OUP link can achieve a weighted SNR of more than 40 dB above the received average optical power of -7 dBm, -8 dBm and -16 dBm, respectively. The HBT-PD links and PIN-PD link have slope of roughly -20 dB/decade above the 30-dB weighted SNR, which is FM threshold point.

Fig. 3.16 (b) shows the transducer's transmission-power dependence of the weighted SNR for the direct detection links and the HBT-OUP link at a radio path length of 3m under the conditions of a received average optical power of -3 dBm for the PIN-PD link and that of -5.5 dBm for the HBT-PD links, respectively. The HBT-DDs have slope of roughly -10 dB/decade above the 30-dB weighted SNR, and the lower limits of the transmission power depend on the noise figure of the receiver before the RF-demodulator. However, the HBT-OUP link shows a tendency to suddenly decrease below the 40-dB weighted SNR, and the lower limit of the transmission power is different from those of HBT-DD links. This is because the lower limit for the HBT-OUP link is affected by the LD's RIN at a received optical power of -5.5 dBm (Fig. 3.8 (a)).

Fig. 3.16 (c) shows the weighted SNR versus the radio path length between two antennas at a received average optical power of -5.5 dBm for the HBT-PD links. The transducer transmission power radiated from the LNA in the HBT-OUP link, CEHBT link, CBHBT link and PIN-PD link, are -20 dBm, -33 dBm, -35 dBm and -46 dBm (, i.e., their EIRP [equivalent isotropically radiated power] are 4 dBm, -9 dBm, -11 dBm and -22 dBm), respectively. The input-power to the EOM is 12 dBm and for the direct detection (HBT-DD and PIN-PD) links and 5 dBm for the HBT-OUP link. However, the transducer transmission power of the HBT-OUP link is higher than that of the direct detection links. These results are in good agreement with Figs. 3.8 (b) and 3.9. The three HBT-PD links can obtain a 40-dB weighted SNR at a radio path length of 6m indoors, and the HBT-OUP link, in particular, is able to achieve a 56-dB weighted SNR that is nearly the same as that of the Mod/Dem back-to-back. To improve the link performance, the optical/RF transducer and the EOM are needed not only to achieve better response, but are also necessary to increase the transmission power by a mm-wave high power amplifier, and to reduce the LD's RIN and the noise figure of the LNA and 50-GHz receiver

< 4 >. CONCLUSION

At a wavelength of 0.83 μm , to build a mm-wave radio transmission system over a fiber optic link, the fundamental characteristics of fiber optic subcarrier links using the GaAs-HBTs as a direct photodetector and as an HBT-optoelectronic upconverter are experimentally investigated by comparing the performance of the links using other MMIC compatible photodetectors and a high speed PIN-PD. The HBT-PDs are superior and more flexible devices than the other MMIC compatible photodetector devices (MSM and HEMT), since the HBTs have a high optical/microwave coupling efficiency a different frequency response due to the common emitter- and base configurations, a low conversion loss, and are capable of suppressing the LD's RIN by operating as an optoelectronic upconverter. The SNRs using the HBT-OUP link in the 50-GHz bands are 21-dB and 32-dB higher than those of the HBT-DD link and the PIN-PD link, respectively, due to the low conversion loss of the HBT-OUP and better EOM response in the IF band than in the RF band. When the EOM response between the IF and RF frequency is removed from the links, the HBT-OUP offers substantial SNR improvements of approximately 1 dB and 8 dB in the 30 GHz and 50 GHz bands, respectively, in comparison with the CEHBT-DD. In the 50-GHz band, the HBT-OUP conversion loss can further be improved by increasing local power. The HBT-DD links have a flat response within a bandwidth of a few GHz in the mm-wave bands owing to the 6-dB/octave frequency characteristic. The HBT-OUP has a flatter RF-response in the 50 GHz band than in the 30 GHz band. In the mm-wave bands, the noise floor of the HBT-DD links and the HBT-OUP link depend on the noise figure of the LNA connected after the photodetectors, as well as the PIN-PD link, because of the no internal gain and the conversion loss, respectively.

To examine the HBT links for practical use, we demonstrate the optical fiber/radio links using a 50-GHz band video FM-subcarrier transmission system, the HBT-DDs and HBT-OUP. At a transducer transmission power of -20 to -40 dBm, the radio transmissions of 6m path length with a weighted SNR of more than 40-dB are made by using the optical /RF transducers composed of the HBT-PDs, LNA and horn antenna. The MMIC optical/RF transducer with a high power-amplifier allow the fiber optic/mm-band radio link to achieve high performance, compactness and cost effectiveness in indoor and outdoor applications.

The use of the HBT-OUP allows a microwave subcarrier of a few GHz to be efficiently converted to a mm-wave carrier. In these experiments, the HBT-OUP shows a higher SNR than the HBT-DD links. However, improving the EOM frequency response in the mm-wave band will enable the HBT-DD links to provide better SNR, so that we can simplify optical/RF transducer by omitting the mm-wave local oscillator and filter. By using three kinds of MMIC HBT-PD links in the mm-wave band, the optical/RF transducers will allow personal radio communications and millimeter-wave LAN systems by constructing broadband, simple, compact and flexible hardware. Furthermore, applying an InP/InGaAs HBT MMIC in the 1.3 μm - and 1.55 μm - wavelength bands, will make possible the realization of long-distance, low-loss transmission for personal radio communications and LAN systems.

REFERENCES

- [1] Y. Takimoto, and T. Ihara, "Research activities on millimeter wave indoor communication systems in Japan," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 673-676., June 1993.
- [2] A. Plattner, N. Prediger, and W. Herzig, "Indoor and outdoor propagation measurements at 5 and 60 GHz radio LAN application," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 853-856., June 1993.
- [3] R. Olshansky, V.A. Lanzisera, and P.M. Hill, "Subcarrier multiplexed lightwave systems for broad-band distribution," J. Lightwave Technol., vol. LT-7, pp 1329-1341, 1989.

- [4] W. I. Way, "Subcarrier multiplexed lightwave system design considerations for subscriber loop applications," *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-7, pp 1806-1818, 1989.
- [5] H.Ogawa, D. Polifko, and S. Banba, "Millimeter-wave fiber optics systems for personal radio communication," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-40, pp. 2285-2293, Dec. 1992.
- [6] H.Ogawa and D. Polifko, "Fiber optic millimeter-wave subcarrier transmission links for personal radio communication systems," *IEEE MTT-S Int. Microwave Conf. Dig.*, pp. 555-558, June 1992.
- [7] D.Wake, N.G. Walker, and I.C. Smith, "A fiber-fed millimeter-wave radio transmitter with zero electrical power requirement," *Proc. 23rd. European Microwave Conference*, pp. 116-118, Sep, 1993.
- [8] H.Thomas and H.Ogawa, "Indoor millimeter wave PCN/LAN experiment based on direct MMW distribution over optical fiber and multipath robust spread spectrum modulation," *Proc. 43th IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 236-240, May 1993.
- [9] H. Yano, G. Sasaki, M. Murata, and H.Hayashi, "An ultra-high speed optoelectronic integrated receiver for fiber-optic communications," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. ED-39, pp. 2254-259, 1992.
- [10] Y. Akatsu, Y. Miyagawa, Y. Miyamoto, Y. Kobayashi, and Y. Akahori, "A 10 Gb/s high sensitivity, monolithically integrated p-i-n-HEMT optical receiver," *IEEE photon. Technol. Lett.*, vol. 5, pp. 163-165, 1993.
- [11] J.B.D Soole and H. Schumacher, "InGaAs metal-semiconductor-metal photodetectors for long wavelength optical communications," *IEEE Quantum Electron.*, vol. 27, pp. 737-752, 1991.
- [12] B.J. Van Zeghbroeck, W. Patrick, J. -M. Halbout, and P. Vettiger, "105 GHz bandwidth metal-semiconductor-metal photodiode," *IEEE Electron Device Lett.*, vol 9, pp. 527-529, 1988.
- [13] J.C. Campbell and K. Ogawa, "Heterojunction phototransistors for long- wavelength optical receivers," *J. Appl. Phys.*, vol.53, pp. 1203-1208, 1982.
- [14] S. Chandrasekhar, M.K. Hoppe, A.G. Dentai, C. H. Joyner, and G.J. Qua, "Demonstration of enhanced performance of an InP/InGaAs heterojunction phototransistor with a base terminal," *IEEE Electron Device Lett.*, vol 12, pp. 550-552, 1991.
- [15] Y.-K. Chen, R.N. Nottenburg, M.B. Panish, R.A. Hamm, and D. A. Humphrey, "Subpicosecond InP/ InGaAs heterostructure bipolar transistors," *IEEE Electron Device Lett.*, vol . 10, pp. 267-269, 1989.
- [16] F. Ali and A. Gupta, *HEMTs and HBTs: Devices, Fabrication and Circuits*, Artech House, Boston, London, 1991.
- [17] A. Paoella, P.R. Herczfeld, A. Madjar, and T. Higgins, "Optical response of the GaAs MES FET at microwave frequencies and applications," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1991, pp 487-490.
- [18] A. Madjar, P.R. Herczfeld, and A. Paoella, "Analytical model for optically generated currents in GaAs MES FETs," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol 40, pp. 1681-1691, 1992.
- [19] S. Malone, A. Paoella, P.R. Herczfeld and T. Berceli, "MMIC compatible lightwave-microwave mixing techniques," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1992, pp 757-760.
- [20] A. A De Salles and M.A. Romero, "Al_{0.3}Ga_{0.7}As/GaAs HEMT's under optical illumination," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol 39, pp. 2010-2017, 1991.
- [21] M.Z. Martin, F.K. Oshita, M. Matloubian, H.R. Fetterman, L.Shaw, and K.L. Tan, "High-speed optical response of pseudomorphic InGaAs High Electron Mobility Transistors," *IEEE photon. Technol. Lett.*, vol. 4, pp. 1012-1014, 1992.
- [22] S. Banba, E. Suematsu, and H. Ogawa "Fundamental Properties of HEMT Photodetectors for Use in Fiber Optic Links," *Proc. 23rd. European Microwave Conference*, pp. 747-750, Sep, 1993.

- [23] H.Ogawa, S. Banba, E. Suematsu, H. Kamitsuna, and D. Polifko, "A comparison of noise performance between a PIN diode and MMIC HEMT and HBT optical receivers," IEEE MTT-S Int. Microwave Conf. Dig., 225-228, June 1993.
- [24] E.Suematsu and H.Ogawa, "Frequency response of HBTs as photodetectors," IEEE Microwave Guided Wave Lett., vol. 3, pp. 217-218, July 1993.
- [25] E.Suematsu and H. Ogawa, "Noise performance of MMIC HBTs as Photodetectors," Proc. 23rd. European Microwave Conference, pp. 311-313, Sep, 1993.
- [26] H.Kamitsuna and H.Ogawa, "Monolithic image rejection optoelectronic up-converters that employ the MMIC process," IEEE Microwave and millimeter-wave monolithic circuits symposium, pp. 75-78, 1993.
- [27] J.K. Twynam, H. Sato, and T. Kinosada, "High-performance carbon-doped base GaAs/AlGaAs heterojunction bipolar transistor grown by MOCVD," Electron. Lett., vol. 27, pp. 141-142, 1991.

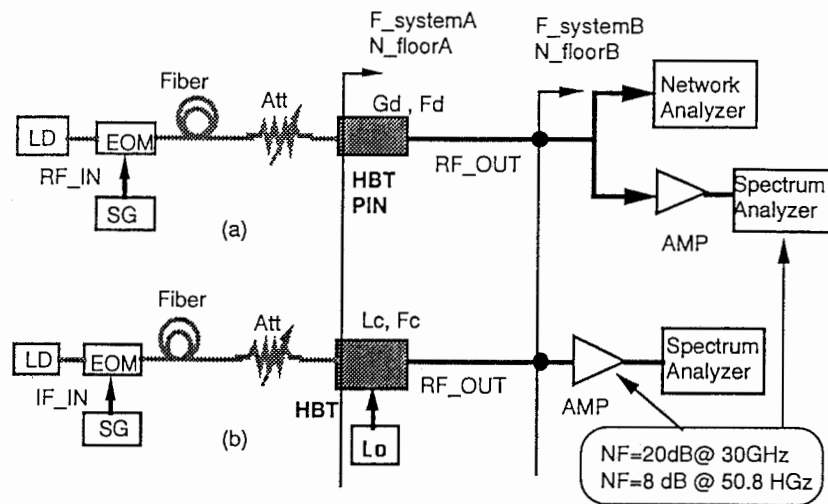


Fig. 3.1. Link configuration and experimental setup for frequency response and SNR measurements of (a) direct detection EOM links and (b) HBT-OUP (optoelectronic up-converter) link. The IF or RF power input to the EOM for SNR measurement is 0 dBm.

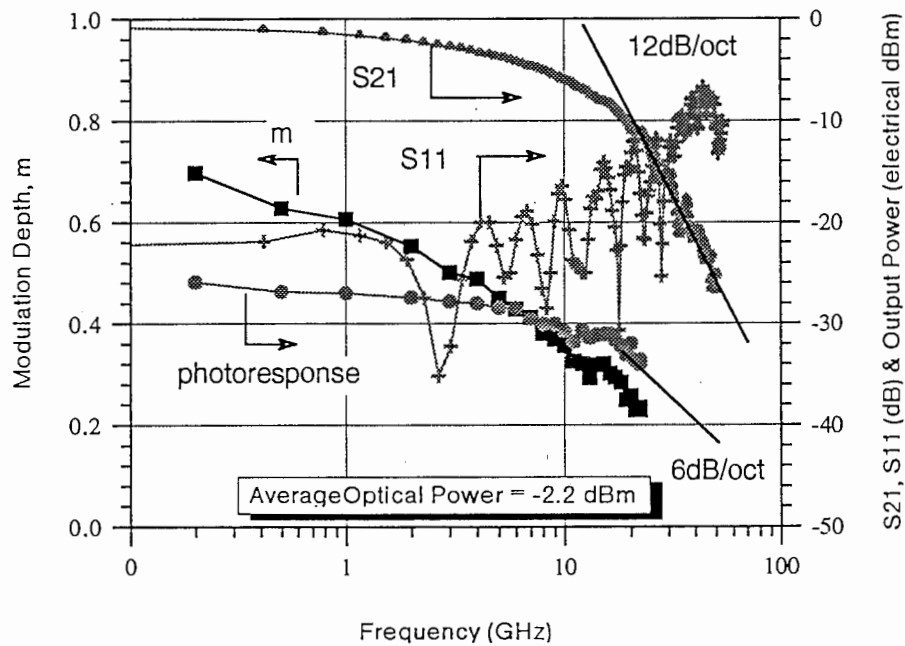
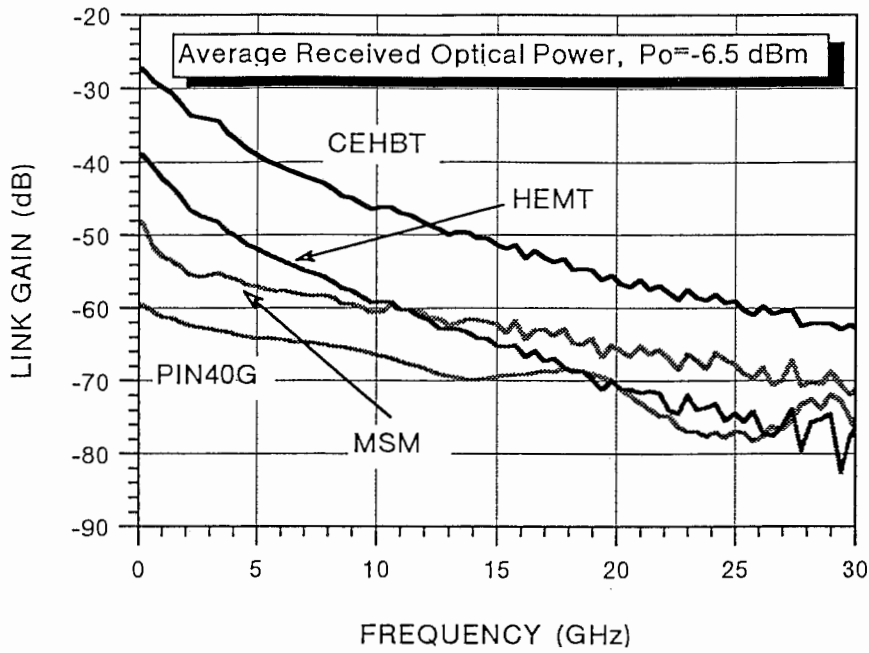
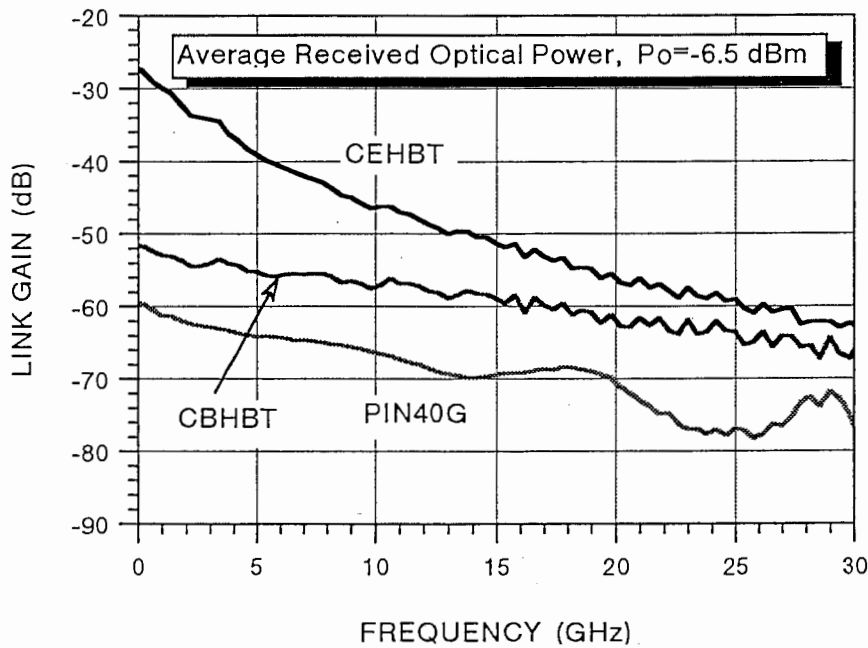


Fig. 3.2. Frequency characteristic of measured photoresponsivity at average received optical power of -2.2 dBm, modulation index, electrode insertion loss (S21) and electrode return loss (S11) for EOM used the evaluation systems. The EOM driving voltage is about $V=V\pi/2$ (= 1V).

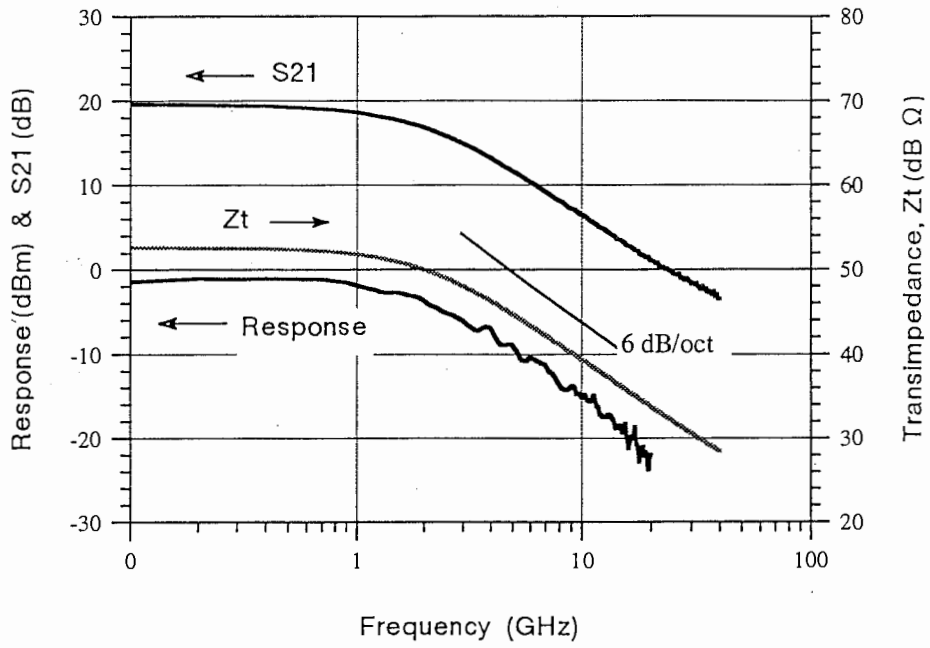


(a)

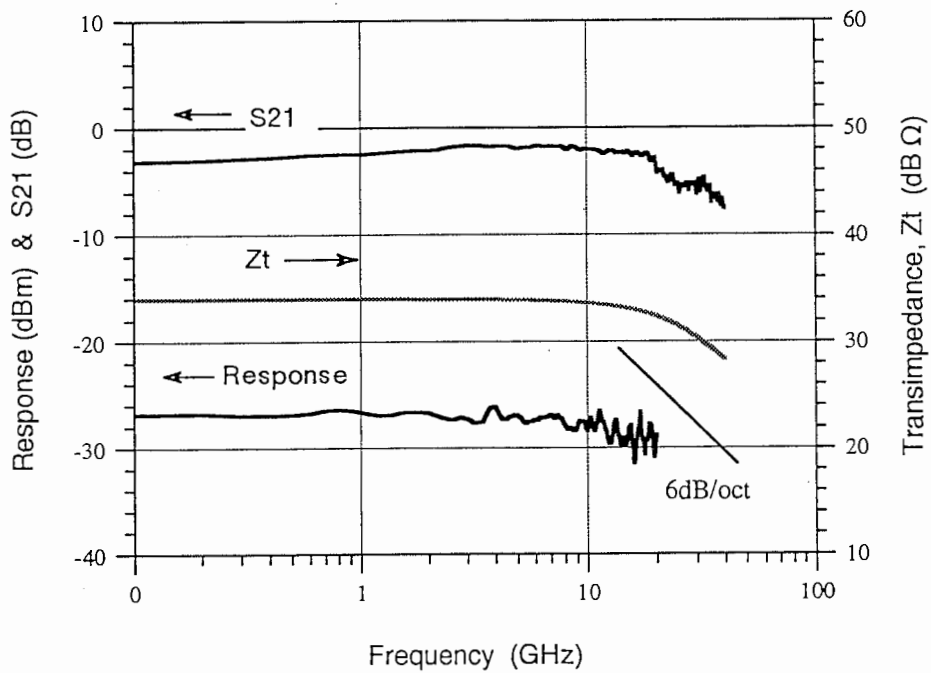


(b)

Fig. 3.3. Measured link gain (a) between EOM input port and MMIC compatible photodetector output port, and between EOM input port and PIN-PD output port, (b) between EOM input port and HBT-DD (direct detection) output port. The f_{3dB} and dc-responsivity of PIN-PD are 40GHz and 0.11A/W, respectively. The bias conditions of the CEHBT and CBHBT are $V_{CE}=4$ V/ $I_B=70$ μ A/ $I_C=12$ mA and $V_{CB}=4$ V/ $I_E=0$ mA/ $I_C=1$ mA, respectively, and those of HEMT and MSM and PIN-PD are $V_{ds}=2$ V/ $V_{gs}=0$ V/ $I_d=17$ mA, $V_{msm}=10$ V, and $V_{pin}=9$ V, respectively.



(a)



(b)

Fig. 3.4. Frequency dependence of measured small-signal gain (S_{21}), calculated transimpedance gain (Z_t), and intrinsic photoresponse subtracted from EOM response for (a) CEHBT-DD and (b) CBHBT-DD. The bias conditions of the HBTs are identical to that of in Figs. 3.3.

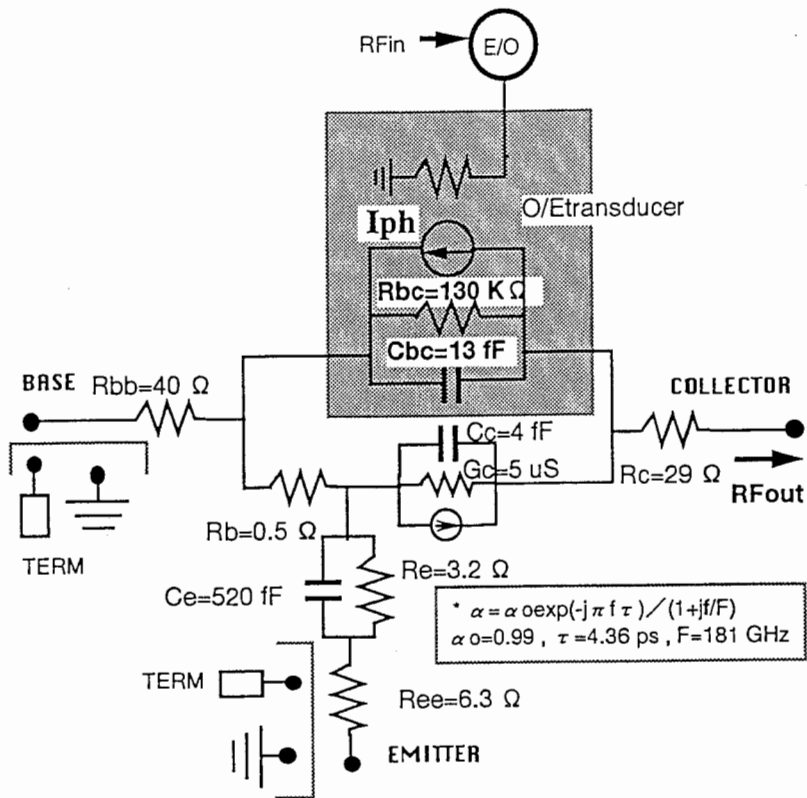
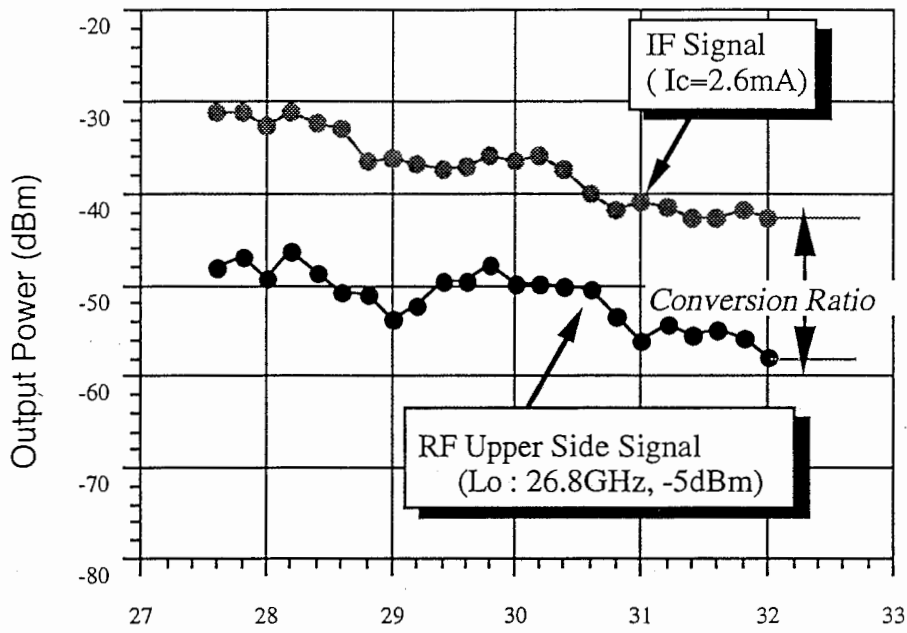
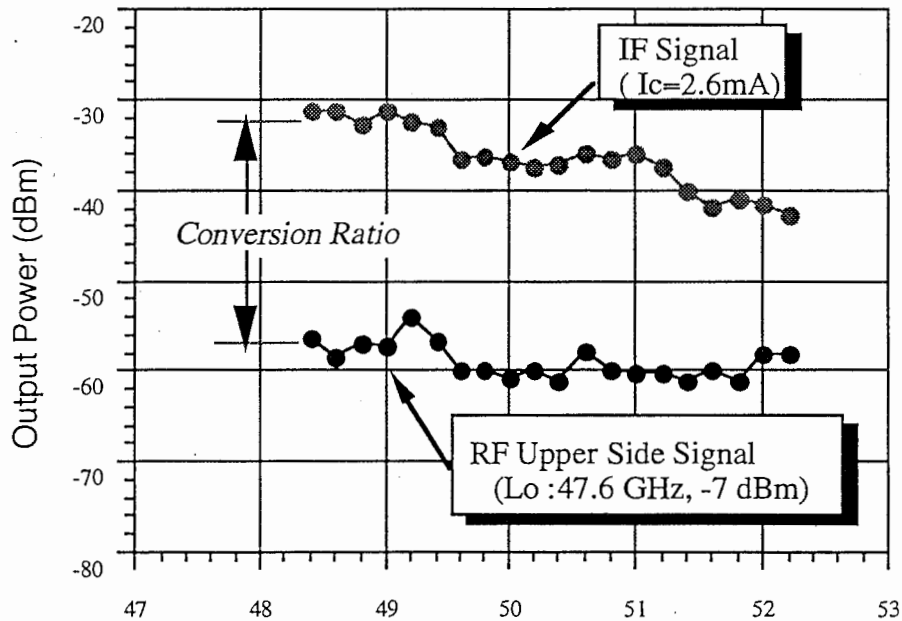


Fig. 3.5. Small-signal equivalent circuit model and element values of the HBT-DDs.



(a) RF frequency (GHz)



(b) RF frequency (GHz)

Fig. 3.6. Frequency response of detected IF signal and RF upper side signal of HBT-OUP (optoelectronic upconverter) ; (a) at IF= 0.8 - 5.8 GHz/RF= 27.6 - 32 GHz and (b) at IF= 0.8 - 4.4 GHz/RF= 48.4 - 52.2 GHz. The IF power input to the EOM is 0 dBm. The bias condition of the HBT-OUP is indicted in Fig. 3.7.

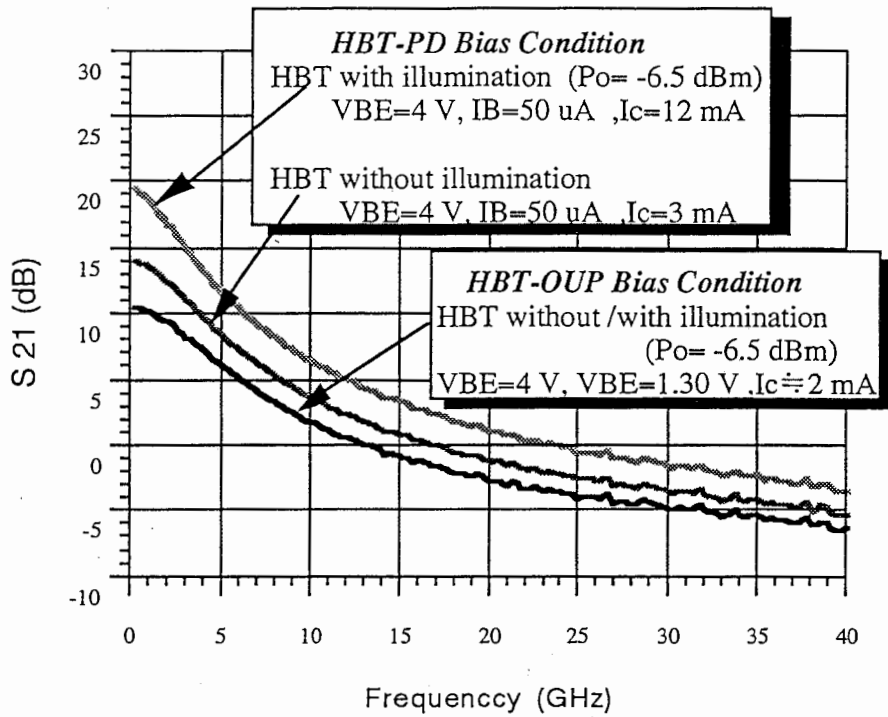


Fig. 3.7. Measured S_{21} small-signal gain for HBT at bias points of the CEHBT-DD and HBT-OUP. P_o is average received optical power.

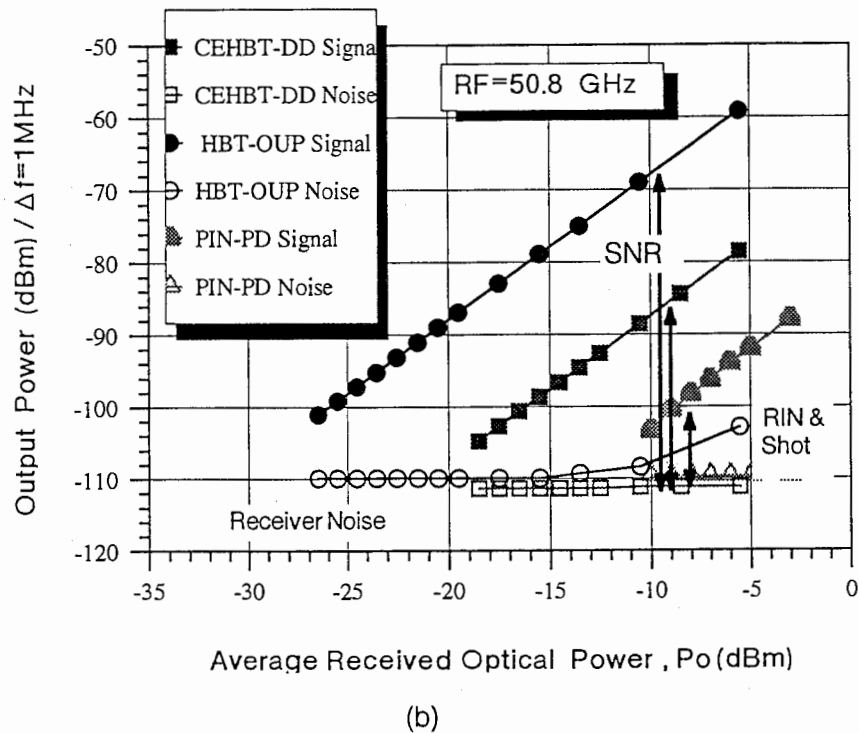
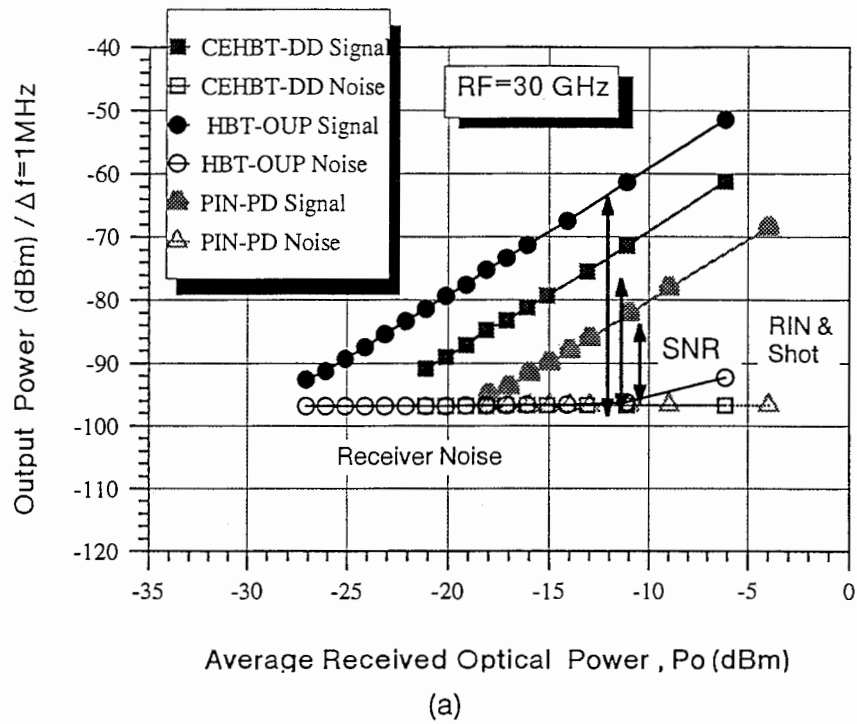


Fig. 3.8. Received average optical power dependence of detected signal-to-noise power for HBT-DD link, PIN-PD link at (a) 30 GHz and (b) 50.8 GHz, and for HBT-OUP link at (a) IF=3.2GHz/RF=30GHz and (b) IF=3.2GHz/RF=50.6GHz. The local power supplied to the base terminal of HBT-OUP is -5 dBm and -7 dBm in (a) and (b), respectively. The IF and RF power input to the EOM is 0 dBm. The bias conditions of the HBTs are identical to that in Figs. 3.3 and 3.6.

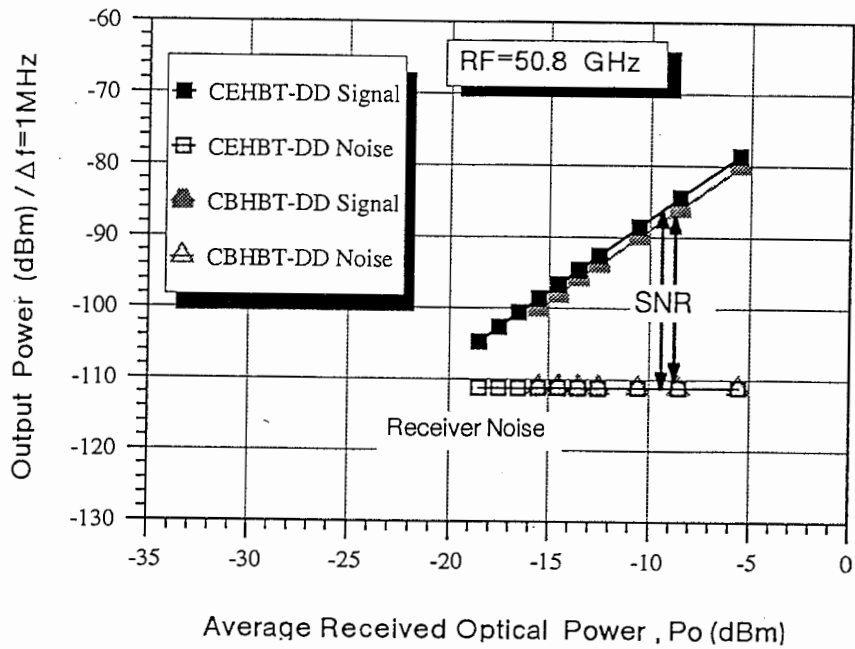


Fig. 3.9. Received average optical power dependence of detected signal and noise power for CEHBT and CBHBT at 50.8 GHz. The RF power input to the EOM is 0 dBm. The bias conditions of the HBTs are identical to that in Figs. 3.3.

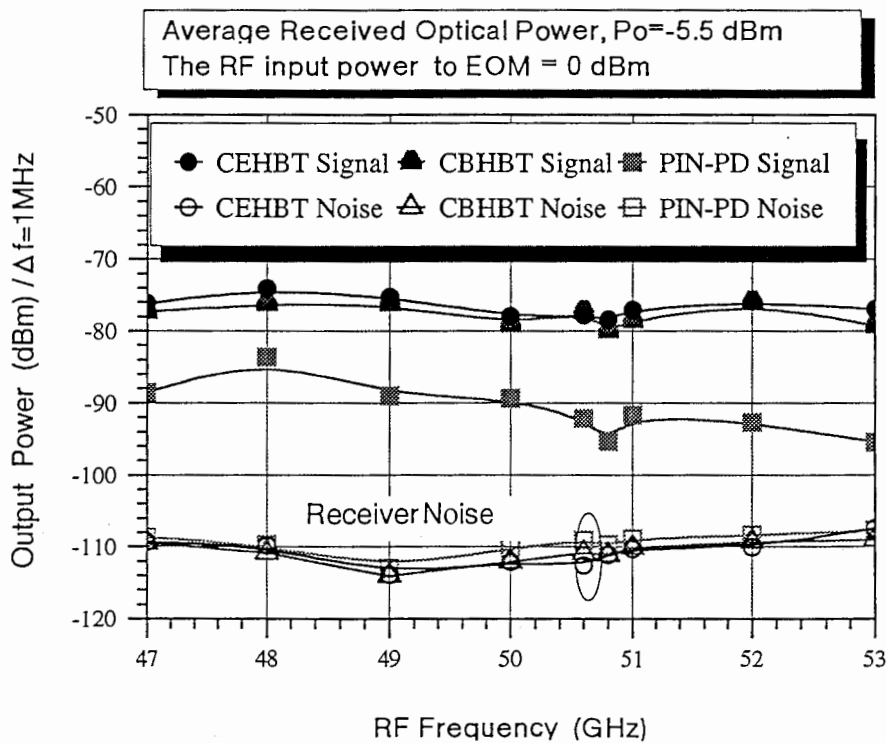


Fig. 3.10. Frequency dependence of signal-to-noise power at received optical power of 5.5 dBm. These noise floors are essentially consistent with the system noise figure ($F_{systemB}$), which is in the range of 4 dB to 10 dB.

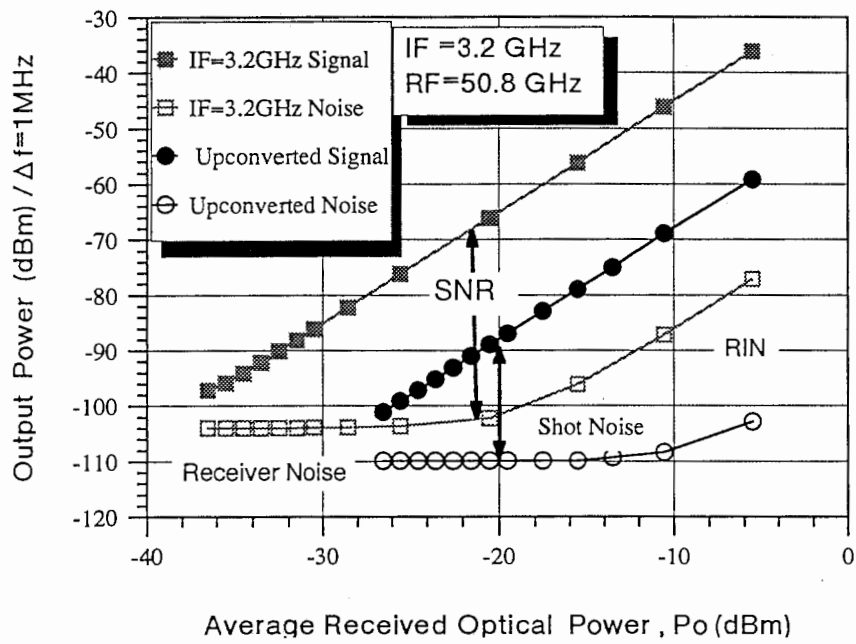
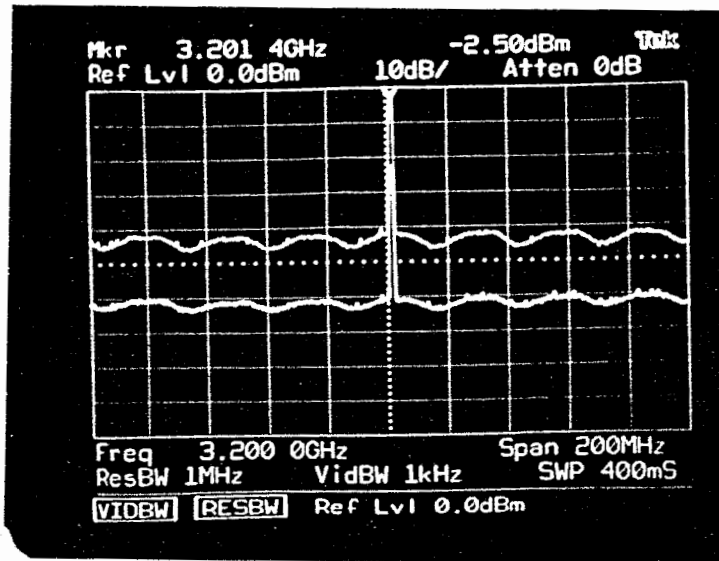
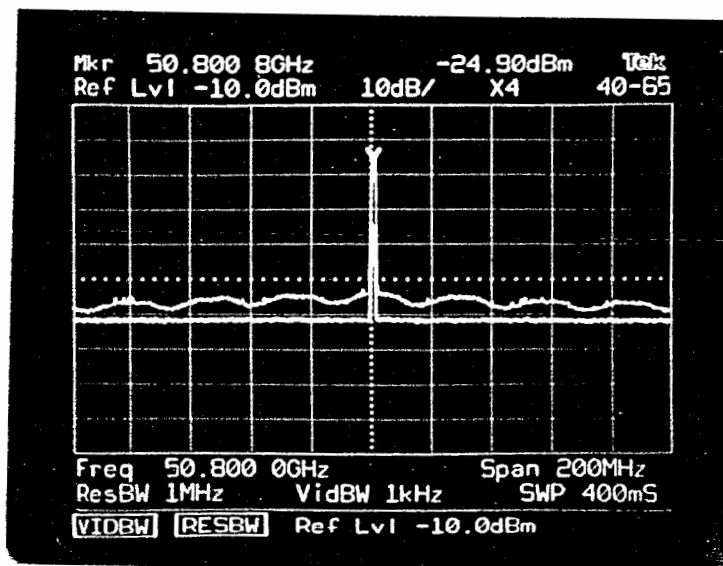


Fig. 3.11. Received average optical power dependence of detected signal-to-noise power for the CEHBT-DD link at 3.2 GHz and the HBT-OUP at IF=3.2GHz /RF=50.8GHz. The bias conditions of the HBT-DD and HBT-OUP and the local power are the same as that in the Fig. 3.6.

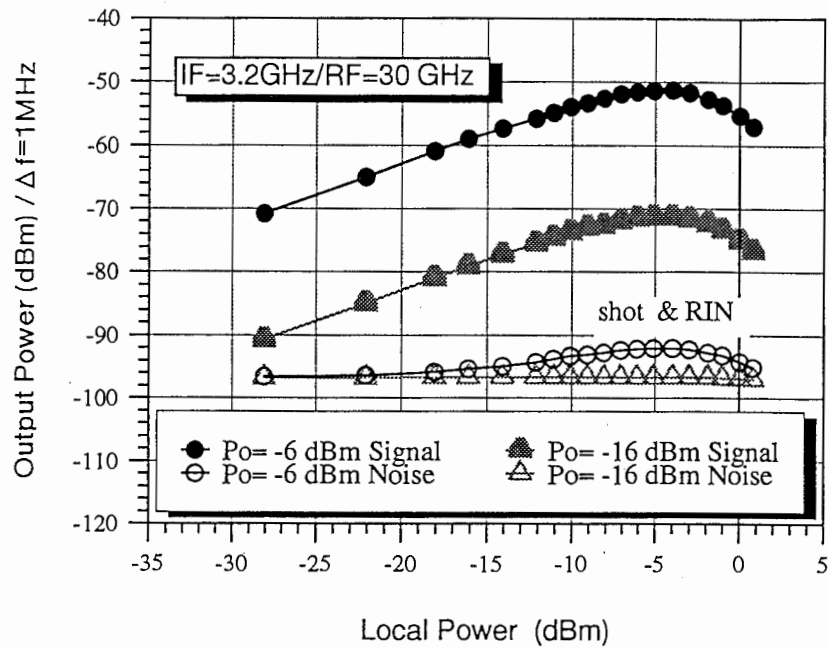


(a)

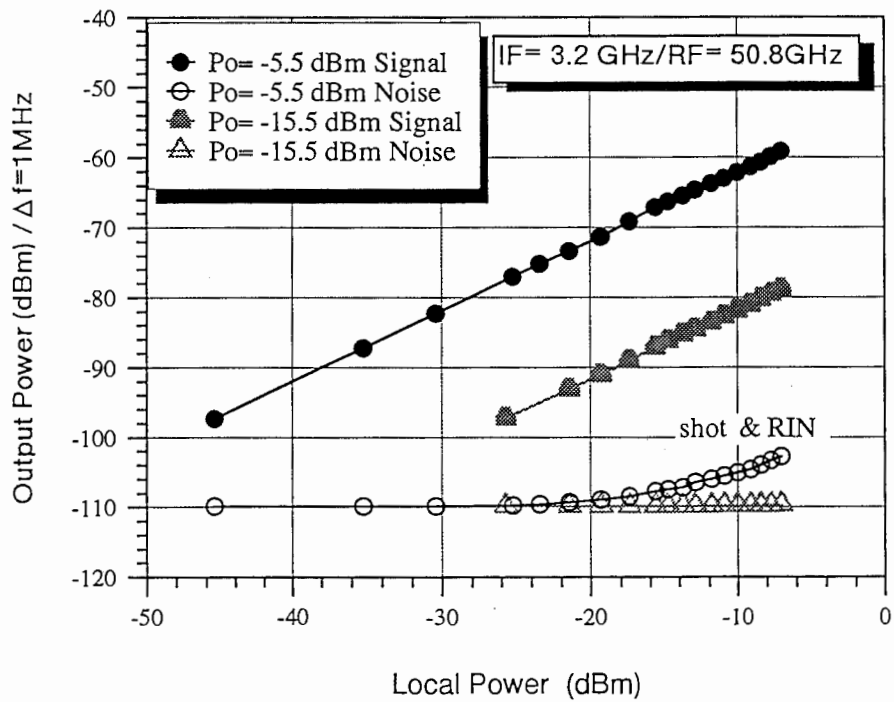


(b)

Fig. 3.12. (a) CEHBT-DD's detected IF signals traced with two spectrums at average received optical power of -5.5 dBm and -15.5 dBm. (b) CEHBT-OUP's upconverted signals traced with two spectrums at average received optical power of -5.5 dBm and -15.5 dBm. The spectrums are include the LNA gain and the loss of a probe, cables and connectors in the experimental system.

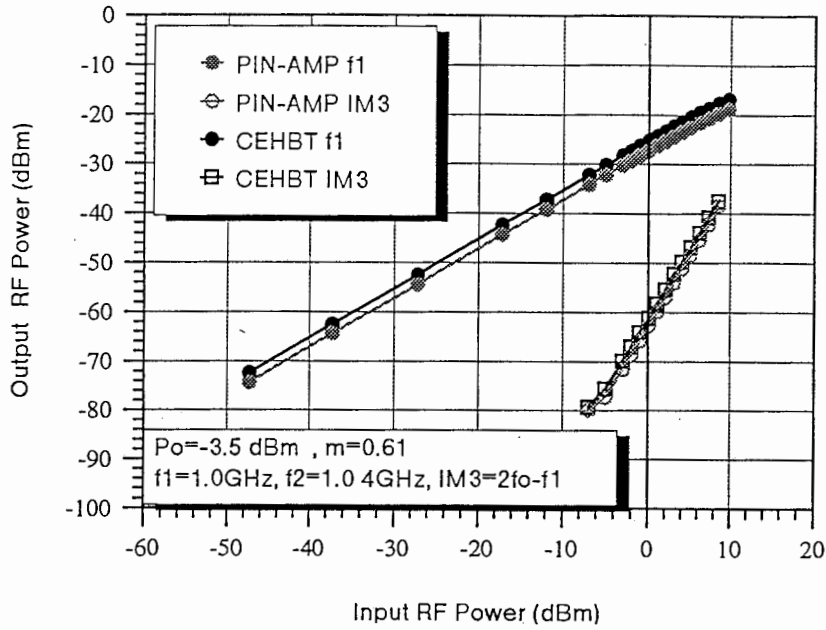


(a)

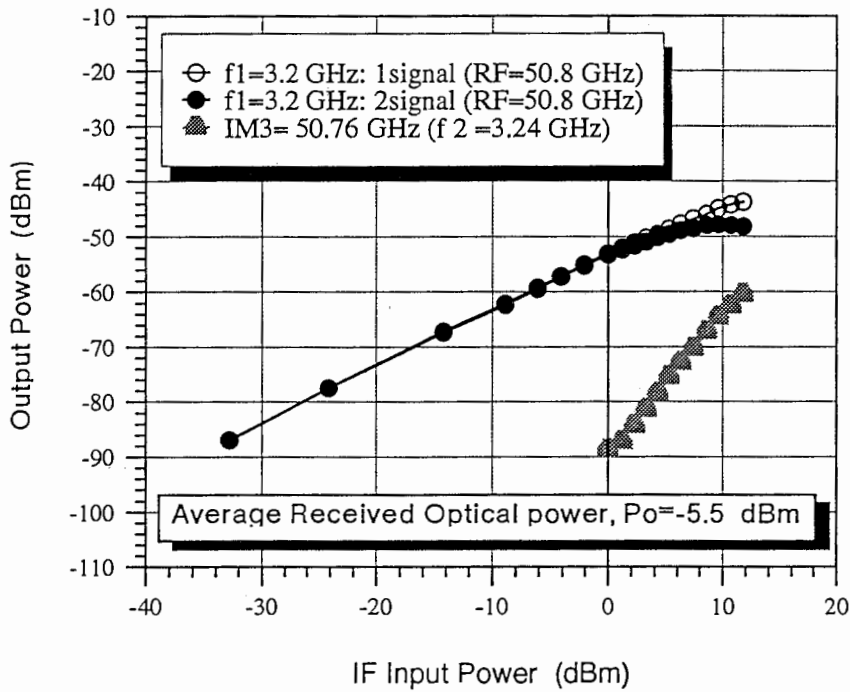


(b)

Fig. 3.13. Local power dependence of signal-to-noise power for the HBT-OUP at IF=3.2GHz/RF=30GHz and IF=3.2GHz/RF=50.6GHz. The IF power input to the EOM is 0 dBm. The bias conditions of the HBTs are identical to that in Fig. 3.6.



(a)



(b)

Fig. 3.14. Input and output power characteristics of (a) CEHBT-DD and PIN/AMP link in the IF band, and (b) HBT-OUP link in the 50-GHz band.

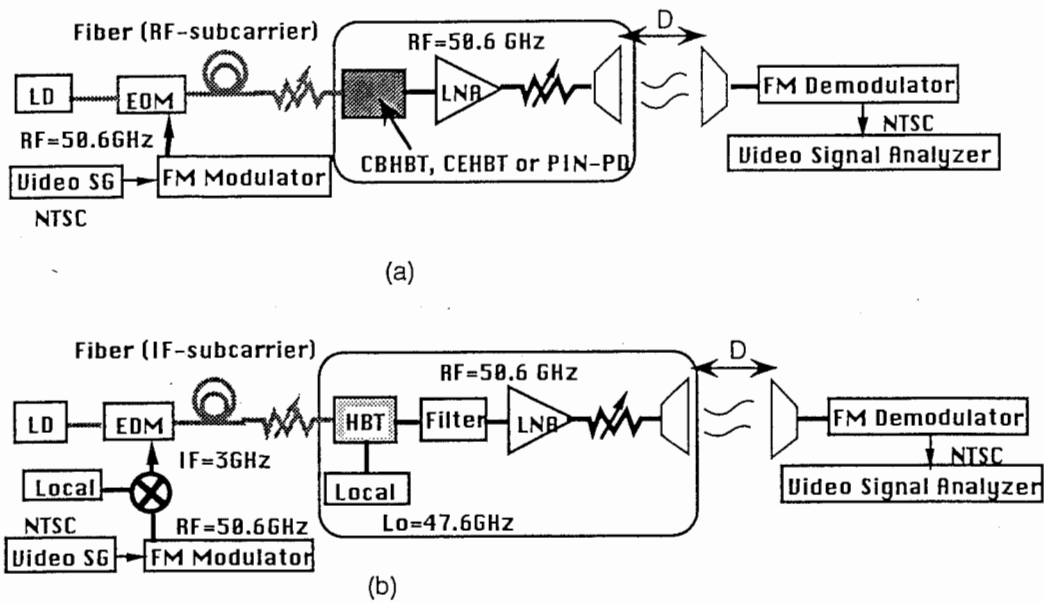


Fig. 3.15. Experimental configuration of mm-wave radio transmission system over fiber optic FM-video subcarrier link using (a) the PIN-PD, CE-HBT-DD and CBHBT-DD links, and (b) the HBT-OUP link. The HBT-DD links and HBT-OUP link in the configurations include the GSG probe loss of 4.7 dB at 50.6 GHz before the LNA.

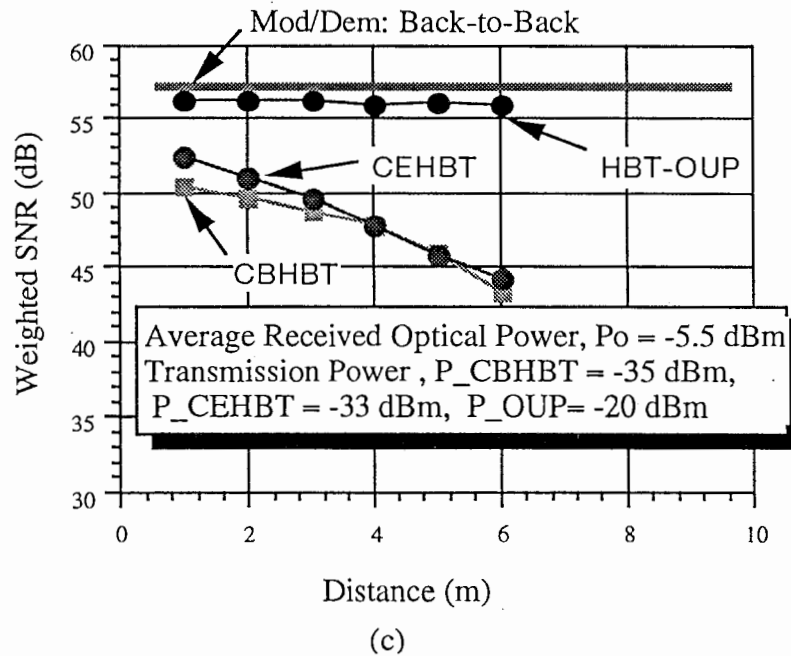
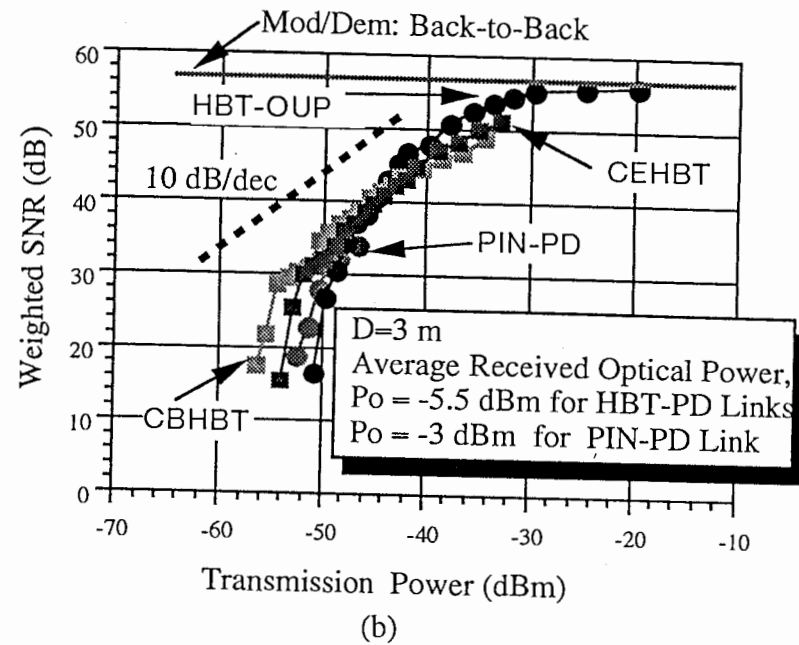
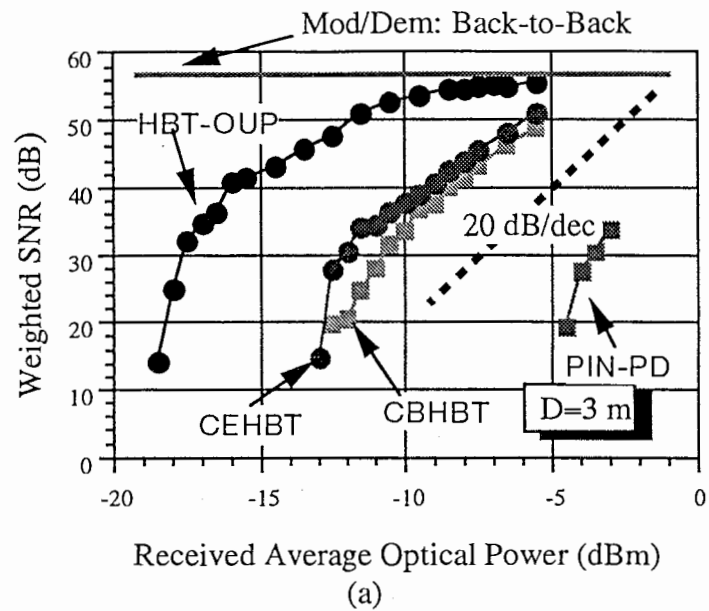


Fig. 3.16. Experimental results using mm-wave radio transmission system over fiber optic FM-video subcarrier link. (a) received average optical power dependence of weighted SNR at a radio path length of 3m. (b) optical/RF-transducer transmission power dependence of weighted SNR at a radio path length of 3m under conditions of received optical power of -3 dBm for the PIN-PD link and that of -5.5 dBm for the HBT-PD links. (c) radio path length dependence of weighted SNR at a received optical power of -5.5 dBm. The IF and RF power input to the EOM are 12 dBm and 5 dBm for direct detection (HBT-DDs and PIN-PDs) links and HBT-OUP link, respectively. The bias conditions of the HBT-DDs and PIN-PD are identical to that in Fig. 3.3, while that of the HBT-OUP is the same as that in Fig.3.6.

-65-

4. 光ファイバ・ミリ波無線リンクの100MbpsQPSK/BPSKデジタル伝送

(A) 140 Mbps-QPSK Millimeter-wave Radio Transmission Link over Optical Fiber using Optoelectronic Heterodyne Transducer

Abstract

A QPSK millimeter-wave radio transmission link over optical fibers capable of allowing digital signals to be transmitted at more than 100 Mbps has been experimentally investigated, for the first time. The optoelectronic heterodyne transducer which consists of a photodetector, an IF-amplifier, a mixer, an RF-filter and an RF-amplifier has a high conversion efficiency and a low noise performance depending on the IF-amplifier's noise figure. This allows the QPSK mm-wave radio transmission link over optical fibers to achieve a data rate of more than 100 Mbps, and to be optimized with respect to the performance of optical components.

<1>. INTRODUCTION

Recently, associated with the rapid increase of computational and data-handling capacities of personal computers and workstations, an emerging trend toward a multimedia era has created the need for broad-bandwidth digital radio communications. Fiber optic high-frequency subcarrier transmission links in the communication systems are now being investigated because of their potential to operate in the millimeter-wave (mm-wave) band, both for wideband personal radio communications based on micro-/pico-cell system architecture[1],[2] and for high-speed mm-wave LANs [3]-[5]. The radio zones in the above systems are formed within the range of several meters to a few hundred meters in indoor and outdoor applications. Mm-wave frequencies are ideal RF carrier frequencies to transmit broadband signals, e.g., high-speed data of more than 100 Mbps and hi-vision (HDTV)/video signals, and to allow the reuse of RF-frequencies.

In these systems, a large number of optical/RF transducers operating in the mm-wave band are required for signal radiation or distribution. It is thus very important to develop cost-effective and compact optical/mm-wave transducers. However, it is difficult to achieve direct modulation and detection of an optical signal with a mm-wave subcarrier because commercially-available optical components, e.g., laser diodes (LDs), external optical modulators (EOMs) and photodiodes (PDs) have a frequency limit of less than 20 GHz.

In the above systems, however, the required bandwidth is in the range of several-hundred MHz to a few GHz, so the employed optical fibers do not require the use of a mm-wave subcarrier. Therefore, if the photoreceiver with an up-converter in a heterodyne configuration allows a microwave subcarrier of a few GHz to be efficiently converted to a mm-wave carrier, the optical components can be optimized with respect to performance and cost.

In this paper, to transmit QPSK radio signals at more than 100 Mbps over optical fibers, optical/mm-wave radio links using optoelectronic heterodyne transducer composed of a PIN-PD, an IF-amplifier, a mixer, an RF-filter and an RF-amplifier are experimentally investigated.

< 2 >. OPTICAL/MM-WAVE RADIO LINK CONFIGURATION

The configuration of an optical/mm-wave radio link for 140 Mbps QPSK radio transmission using a 49 GHz band subcarrier on a 1.3 μm wavelength carrier is shown in Fig. 4.1. The link consists of three sections: the QPSK modem, optical transmission and radio transmission sections. All components in these sections are commercially available.

a. QPSK Modulator and Demodulator Section

The QPSK modulator has nearly the same structure as the QPSK demodulator. The modulator (demodulator) which is composed of two double-balanced mixers, a 3dB-90° hybrid and an in-phase power combiner (divider) has a 3dB-bandwidth of 500 MHz (400 MHz) in the carrier frequency range of 2 to 4 GHz. In this experiment, we used one of two data input-ports of the QPSK modulator as clock transmission port, instead of using the clock recovery circuit. The NRZ bit stream (140 Mbps) and clock signal (140 MHz) filtered with low-pass filters having a 3-dB bandwidth of 117 MHz, entered the modulator through the in-phase (I) and quadrature (Q) ports, respectively. Therefore, this link has the potential to handle a 280 Mbps data rate. The link also has no QPSK-carrier regeneration circuit to simplify the

evaluation of the link performance. The QPSK signal with 2.6GHz-carrier of about 10 dBm average power was fed into a Mach-Zehnder external optical modulator (EOM).

In front of the QPSK demodulator, the power level of the IF carrier signal was adjusted by an IF-attenuator. Then, the carrier entered into the demodulator, and the NRZ bit stream and clock signal were output from the in-phase (I) and quadrature (Q) ports, respectively. Then, their signals were amplified, and filtered with low-pass filters.

b. Optical Fiber Transmission Section

The optical section of the link consists of a laser source of 1.3 μm wavelength, an EOM having a 3dB-bandwidth and optical insertion loss of 17.5 GHz and 6.7 dB, respectively, a short-length optical fiber (about 3m) and an optoelectronic heterodyne transducer. The transducer is composed of a PIN-PD, an IF-amplifier, a mixer, an RF-filter and an RF-amplifier. This transducer detects an IF carrier, amplifies it, upconverts it to a mm-wave carrier and amplifies its mm-wave carrier. The PIN-PD has a 3-dB bandwidth of 40 GHz and a responsivity of 0.4 A/W at 1.3 μm wavelength. The IF-amplifier and RF-amplifier have a gain of 33 dB and 18 dB, respectively. The conversion loss of the mixer is about 10 dB at IF=3.2 GHz/RF=49.6 GHz. Therefore, the electrical conversion gain of the transducer is 41 dB in the 49 GHz band. Hence, the transducer has a total conversion efficiency of 2250 V/W.

It should be noted that the heterodyne transducer using an IF-amplifier, a mixer, an RF-filter and a mm-wave amplifier achieves a higher conversion efficiency than the mm-wave subcarrier direct detection transducer using a PIN-PD and a mm-wave amplifier. The conversion efficiency of the direct detection transducer is about 160 V/W using the above-mentioned PIN-PD and mm-wave amplifier in the 49 GHz band. Furthermore, since the heterodyne technique allows the EOM and PIN-PD to operate within the 3-dB bandwidth, this technique achieves a higher responsivity than the direct detection technique. On the other hand, the transducer's noise performance depends on the subsequent amplifier after the PIN-PD, so the noise figure (NF) of the IF-amplifier is considerably lower than that of the mm-wave amplifier. As a result, the signal-to-noise ratio of the heterodyne technique is significantly higher than that of the direct detection technique.

c. Mm-wave Radio Transmission Section

After the optical/mm-wave transducer, a mm-wave attenuator and horn-antenna with 24 dB-gain are connected; a mm-wave receiver with the antenna is a double-side-band heterodyne receiver composed of a horn antenna of 24 dB-gain, a mm-wave low-noise amplifier (LNA), a mixer and an IF-amplifier.

< 3 >. EXPERIMENTAL RESULT

The link needs to be characterized in terms of the signal-to-noise ratio, bit error rate and eye pattern. In this experiment, the availability of the link was examined by adjusting the attenuation, radio pass length and phase shift of the QPSK carrier. Fig 4.2 (a), (b) and (c) show spectrums of a QPSK-modulator/bandpass filter output, optical/mm-wave transducer output and receiver's LNA output, respectively. The spectrums consist of a main-lobe and two sinusoidal waves for the NRZ and clock signals, on both sides of the carrier. The bandpass filter allows the side-lobes of spectrums to efficiently suppress the signal and to limit a bandwidth within 300 MHz (± 150 MHz). In the optical fiber section to the heterodyne transducer's output, the SNR principally depends on the modulation depth of the EOM, PIN-PD responsivity and the noise figure of the IF-amplifier, while, in the radio transmission section, the SNR mainly depends on the radio pass length including antenna gain and the mm-wave amplifier's noise figure.

A bit error rate of less than $10\text{E-}9$ was achieved under a mm-wave attenuation of 16 dB, an IF-attenuation of 20 dB and a radio pass length of 0.4 m. At this time, the average received optical power of the PIN-PD was -5.5 dBm and radio transmission power in front of the antenna was about -20 dBm, which is depends on the clock signal power. (An actual system don't need the clock signal transmission because of using the clock recovery circuit in an data signal.) An eye diagram with a bit error rate of below $10\text{E-}9$ is shown in Fig 4.3 for a data rate of 140 Mbps and with an NRZ format. A wide opening in the eye pattern can be observed at the demodulator's output (Fig. 4.3 (b)). Compared with the eye pattern of the modulator-demodulator's back-to-back (Fig. 4.3 (a)), the eye pattern of the demodulator's output is little distorted after the optical fiber and radio transmission.

<4 >. CONCLUSION

We have experimentally confirmed that the optical/optoelectronic heterodyne transducer enables a QPSK mm-wave radio transmission link over optical fibers to achieve a data rate of more than 100 Mbps, and to be optimized with respect to the performance of optical components. Furthermore, if the data can be entered into both the I- and Q-ports by

employing clock recovery circuit, the link will achieve a total data rate of more than 200 Mbps. The use of a mm-wave high-power amplifier and a high IF-performance EOM and PIN-PD in the link will make possible an increase in the transducer's output power, and an indoor/outdoor radio transmission.

If an optical/mm-wave heterodyne transducer comprising a photodetector, IF-amplifier, mixer, RF-filter and RF-amplifier can be fabricated on an MMIC with MMIC/optical compatible devices, (e.x., MSM-PD, HEMT-PD or HBT-PD)[6]-[8], the transducer will achieve compactness and cost-effectiveness.

REFERENCE

- [1] H.Ogawa et al., "Millimeter-wave fiber optics systems for personal radio communication," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-40, pp. 2285-2293, Dec. 1992.
- [2] H.Thomas and H.Ogawa, "Indoor millimeter wave PCN/LAN experiment based on direct MMW distribution over optical fiber and multipath robust spread spectrum modulation," Proc. 43th IEEE Vehicular Technology Conference, pp. 236-240, May 1993.
- [3] T. Ihara, "Research and development of mm-wave premises communication systems," MWE'93 Microwave Workshop Dig., pp. 207-212, Sept 1993.
- [4] Y. Takimoto and T. Ihara, " Research activities on millimeter wave indoor communication systems in Japan, " IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 673-676., June 1993.
- [5] A. Plattner, N. Prediger, and W. Herzig, "Indoor and outdoor propagation measurements at 5 and 60 GHz radio LAN application," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 853-856., June 1993.
- [6] J.B.D Soole and H. Schumacher, "InGaAs metal-semiconductor-metal photodetectors for long wavelength optical communications," IEEE Quantum Electron., vol. 27, pp. 737-752, 1991.
- [7] H.Ogawa, S. Banba, E. Suematsu, H. Kamitsuna, and D. Polifko, "A comparison of noise performance between a PIN diode and MMIC HEMT and HBT optical receivers," IEEE MTT-S Int. Microwave Conf. Dig., 225-228, June 1993.
- [8] E. Suematsu and N. Imai, "Signal-to-noise performance of a fiber optic subcarrier link using an HBT optoelectronic up-converter," IEEE MTT-S Int. Microwave Conf. Dig., 1501-150, May 1994.

(B) 光ファイバ/ミリ波無線リンクによる118Mbps映像伝送

< 1 > はじめに

マルチメディア時代の到来に向けて、高速ミリ波無線LANやミリ波パーソナル通信の研究が活発化してきている[1],[2]。これらの通信において高速デジタル無線伝送路の開拓が必要不可欠である。本報告は、BPSK伝送によって118Mbpsのデジタルビデオ画像を光ファイバを経由して、49GHz帯でミリ波無線伝送をおこなった結果について報告する。

< 2 > 光/ミリ波無線リンクの構成

リンクの構成を図4.4に示す。ダブルバランスミキサを、BPSK変復調器として使用した。ダブルバランスミキサのIF帯域はDC~400MHz、RF帯域は2~4GHzである。NTSCのビデオ信号は118MbpsのPCM信号(ECLレベル)に符号化され、ローパスフィルタ、ホーンアンテナを通過したあと、BPSK変調器へ入力される。この変調器からの信号(IF信号 \approx 2.6GHz)は、バンドパスフィルタによって帯域制限され、EOM(光外部変調器)へ入力される。またBPSK復調器側では、RF信号からダウンコンバートされたIF信号を復調器へ入力した。復調した信号は、ベースバンドアンテナ及びローパスフィルタを通過した後、復号装置へ入力される。使用したローパスフィルタの3dB帯域幅は117MHz(ローカット率44%)、バンドパスフィルタの帯域は2.6GHz \pm 150MHz(帯域幅300MHz)である。光ファイバのセクションは、波長1.3 μ m光源、EOM、シングルモードファイバ(3m程度)及びPIN-PDからなる。EOMの3dB帯域幅は17.5GHz、光挿入損6.7dBであり、PIN-PDの3dB帯域幅40GHz、受光感度0.4A/Wである。一方、ミリ波伝送系のセクションでは、PIN-PDで受光した信号は増幅、アップコンバート、RFフィルタを通過、RF増幅された後、ホーンアンテナ(ゲイン24dB)によりミリ波の無線信号(RF49GHz帯)として放射される。ミリ波受信機はホーンアンテナ(ゲイン24dB)の後、ダブルサイドバンドのヘテロダイン構成としている。

< 3 > 実験結果

図4.5の(a),(b),(c)にEOM入力信号、光/ミリ波変換器でアップコンバート後の信号(図4.4のミリ波アッテネータの前)、及び復調前のIF信号スペクトラムを示す。SNR 図4.6に光ファイバ/ミリ波リンク(ミリ波アッテネータ14dB設定)通過後のベースバンド出力信号を示す。伝送後の特性はかなり雑音が付加されているが、アイは開口しており、クリアな画像特性が得られるのを確認(NRZ信号でエラー率 $<10E-9$ も確認)した。EOMの変調効率及びPIN-PDの量子効率が低いため、短い無線区間(D=40cm)においては、光/ミリ波変換器出力後の無線区間でのSNR(信号対雑音比)の劣化よりも、光ファイバ区間のSNR劣化の方が大きい。これは、光ファイバそれ自体は低損失であるが、EOMの変調度及び、PIN-PDの受光感度が低いためであり、光ファイバ区間のリンクロス、3GHz付近で54dBである。

< 4 > まとめ

光ファイバ/ミリ波無線リンクを構成し、無線区間において、118Mbpsのデジタルビデオ信号伝送特性について検討した結果、良好な画像伝送特性が得られることを確認した。短い無線区間では無線区間よりも、光ファイバ伝送区間のSNRの劣化が大きく、所望とする帯域でEOM、PIN-PDの高レスポンス化が必要である。これによって光ファイバ区間の高SNR化が可能となり、ミリ波ハイパワーアンテナ等を用いることによって、高速光ファイバ/ミリ波デジタル無線伝送がより現実的となる。

参考文献 [1]T.Ihara," Research and development of mm-wave premises communication systems," MWE'93 Workshop Dig.,pp207-212,sept.1993. [2] H.Ogawa et al,"Millimeter-wave fiber optics systems for personal radio communication," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol MTT-40, p.2285-2293,Dec.1992.

(C) HBT受光器を用いた光ファイバ・リ波ミ波リンクQPSK・BPSKデジタル伝送

HBTを用いた光ファイバ・リ波無線リンクにおいて140MbpsのQPSK伝送の可能性について検討した。図4.7に示すように、系を簡略化するために復調器側ではクロック再生回路を設けずに、クロック信号(140MHz)とデータ信号(140MHz:NRZ)を独立してQPSK変調器のIポートとQポートに入力する構成にした(伝送能力としては280Mbpsを有)。光ファイバリンクの方法として1)HBT受光器によるミ波直接伝送、2)HBT光マイクロ波ミキサによるミ波直接アップコンバージョン、3)HBT受光と外部ミキサによるアップコンバージョン(HBT光直接検波+外部ミキサ)の3通りが考えられる。SNRの点では3)が最も有利で、2),1)の順で低下する。無線周波数50.6 GHz、無線区間1mに設定し、上記3種のリンクで検討した。オンパチの状態、 10^{-10} 以下のエラーレートで伝送可能なリンクは3)のリンクである(図4.8)。図4.9(a),(b),(c)にLD直接変調器への入力信号、光/ミ波変換器の出力信号及び、復調器への入力信号の各スペクトラムを示す。(1)のリンクは光外部変調器(使用した外部変調器周波数帯域は5GHz)の高周波化が必要であり、(2)のリンクはIF信号の終端回路が必要である。

(3)のリンクにおいて、性能確認のため118Mbpsのビデオ画像の映像伝送をおこない、良好な画像品質が得られること確認した。さらに上記(1)の光ミ波直接伝送で、光外部変調器の高周波化によって、伝送可能かどうか検討するために、波長1.3 μ m帯において、帯域40GHzの外部変調器とInP/InGaAsHBT(住友電工製)を用いて上記の映像伝送をおこない、伝送可能であることを確認した。図4.10にミ波直接伝送の実験系を、図4.11にアイパターン、及び図4.12(a),(b),(c),(d)にEOMへの入力信号、光ミ波変換器の出力信号、ミ波受信機の(低雑音)増幅後の出力信号及び復調器への入力信号の各スペクトラムを示す。光ファイバ伝送区間のCNR(SNR)は、2章の5式に示すように、少なくともリンクロス分だけ小さくなるため、所望とする帯域でEOM、受光器の高レベル化が必要である。とくに、光/ミ波直接伝送では、リンクの初段にくるEOMの変調指数がかなり小さい(変調の浅さによるリンクロスが大きい;Fig.3.2)ため、伝送特性は、EOMへの入力信号のCNRとパワーレベルが大きいことが、リンクの伝送特性向上に大きく貢献する。この系の伝送特性向上には、まず外部変調器のミ波での特性(変調指数、周波数特性、線形性)の改善が必要である。さらに、受光器の光結合効率と周波数特性(f_{cut} かつ f_{max})が向上すれば、次段にくる光/ミ波変換器からのCNRとパワーレベルは大きくなり、無線リンクへ放射される信号の品質は大きく改善される。

A. QPSK Transmission (Digital)

* Heterodyne typed Upconversion by PIN-PD

QPSK MODEM: I-port (140 MHz clock)

Q-port (140Mbps NRZ data)

< 280 Mbps potential data rate >

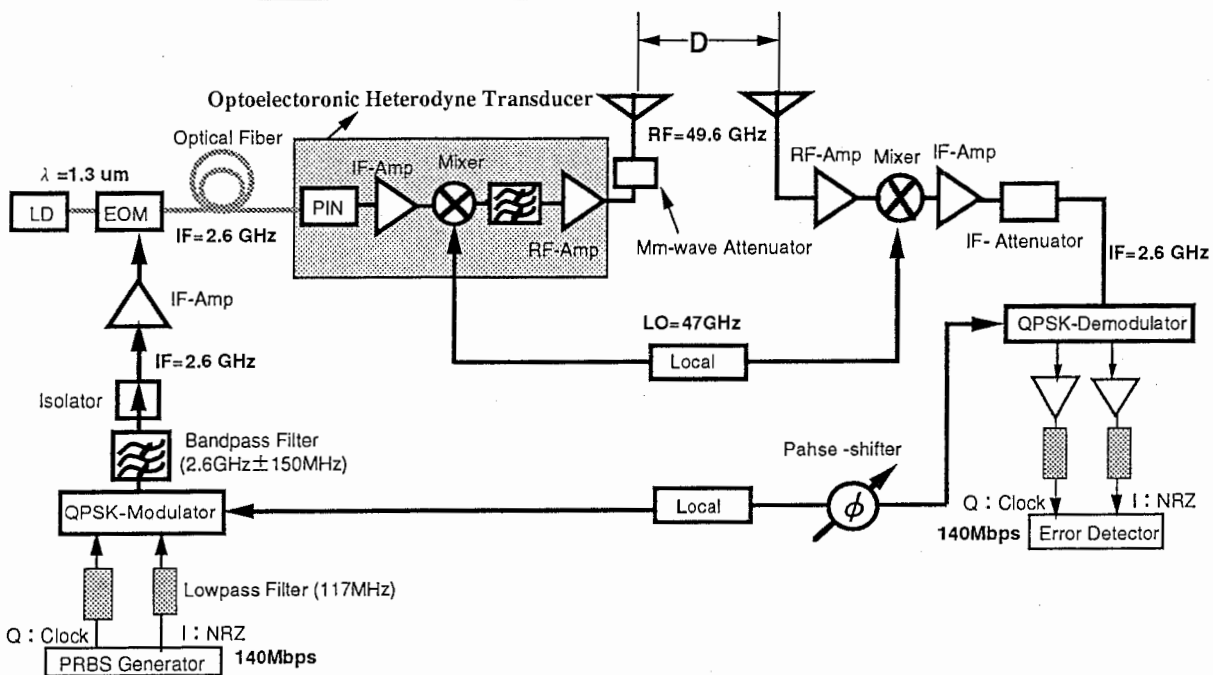
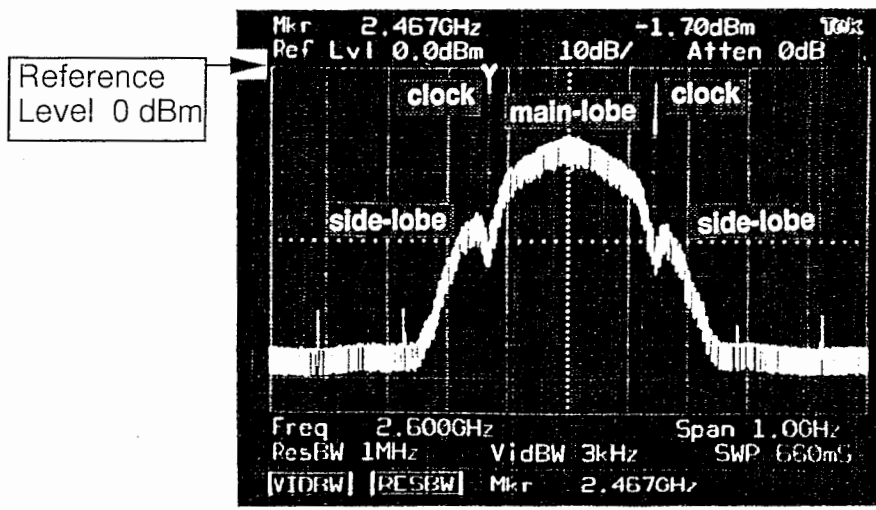
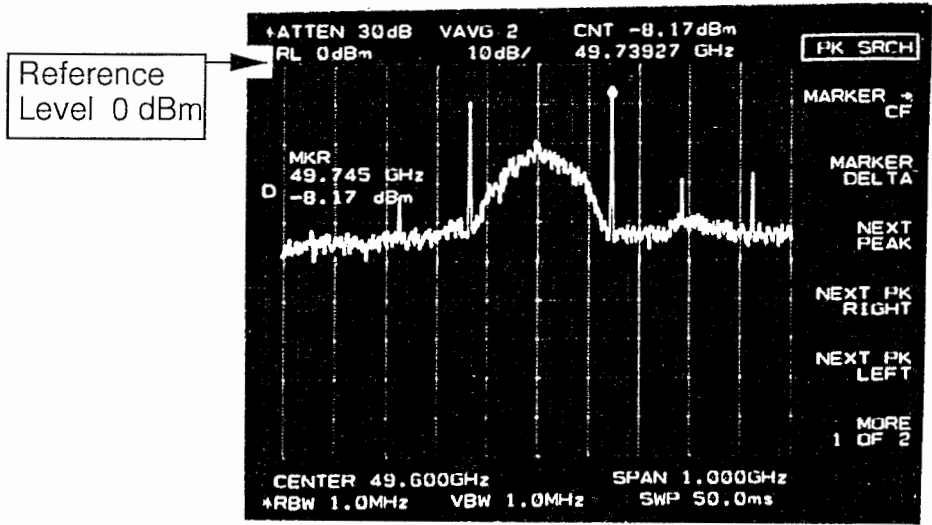


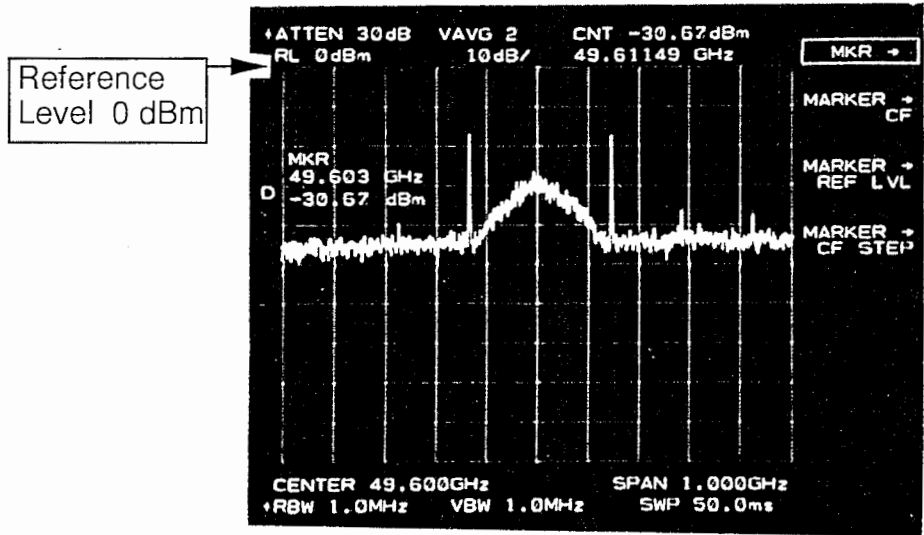
Fig.4.1. Experimental configuration of QPSK mm-wave radio transmission link over optical fiber transmission system.



(a)

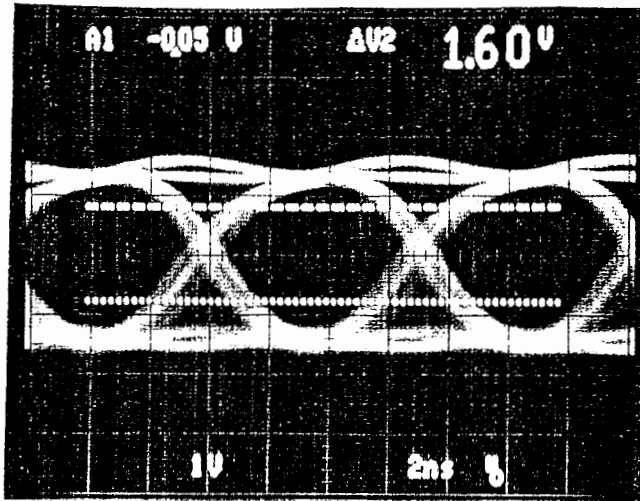


(b)

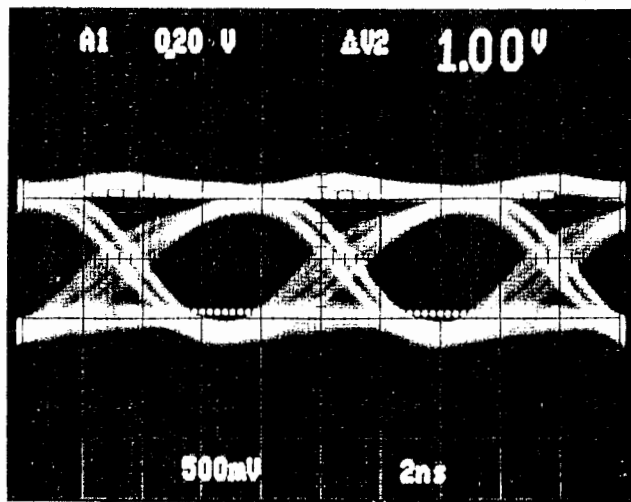


(c)

Fig. 4.2. Measured QPSK-spectrums of the link at (a) QPSK-modulator/bandpass filter output, (b) Optoelectronic heterodyne transducer output, and (c) mm-wave receiver's output under a mm-wave attenuation of 16 dB and D (radio pass length) = 0.4 m. (The spectrums (b) and (c) are equipped with analyzer's internal attenuator of 30 dB)



(a)



(b)

Fig. 4 . Measured eye patterns for 140 Mbps at (a) QPSK-modulator/demodulator back-to-back., and (b) the output of the link under a mm-wave attenuation of 16 dB, an IF-attenuation of 20 dB and D (radio pass length) = 0.4 m.

B. BPSK Video Signal Transmission (Digital)
 * Heterodyne typed Upconversion by PIN-PD
 BPSK MODEM: 118 Mbps (Video picture / Voice)

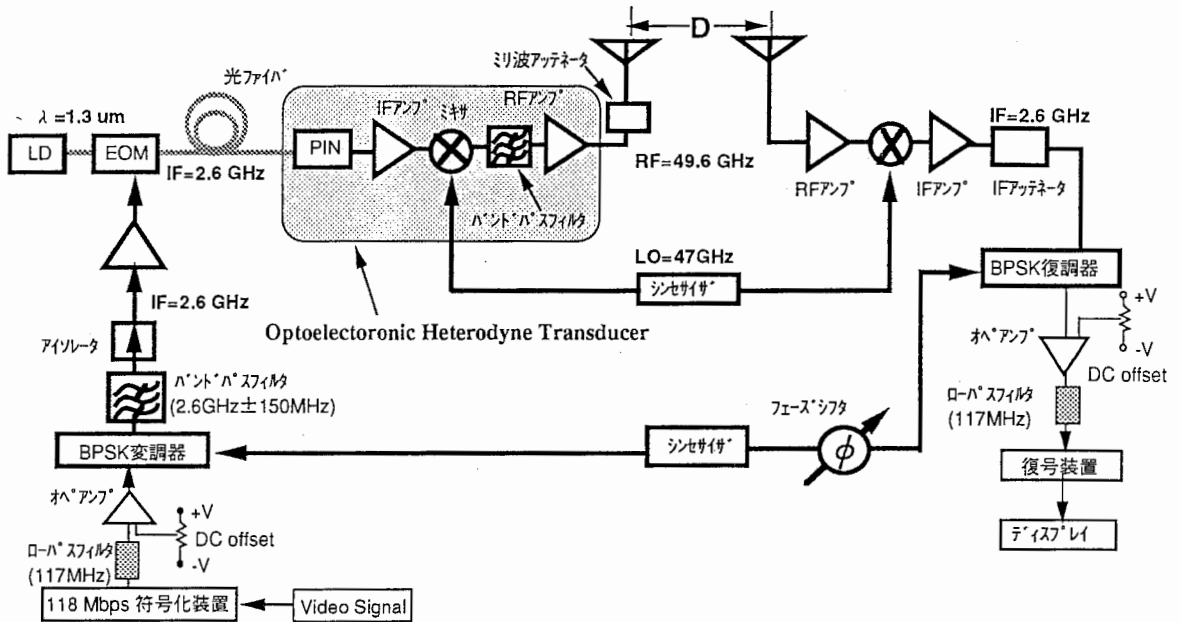
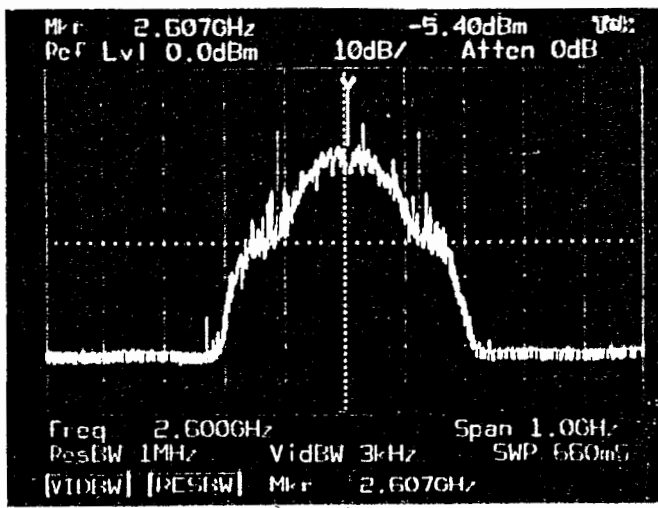
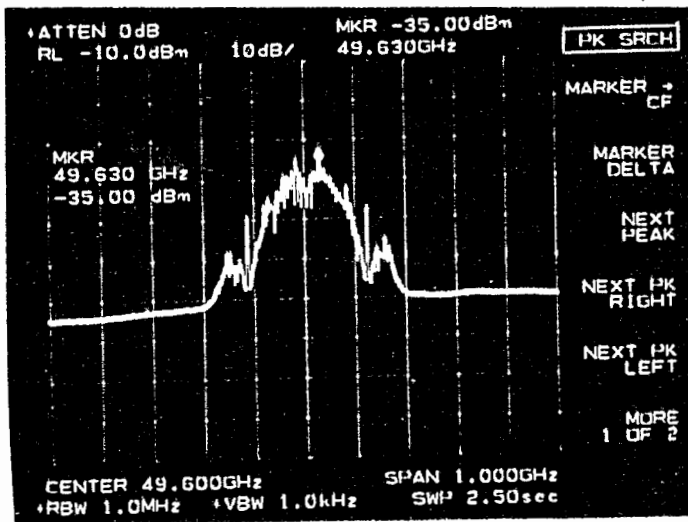


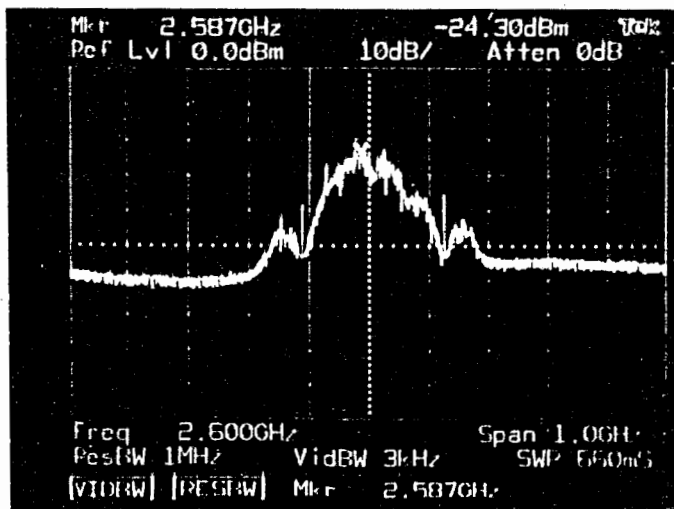
図 4.4. BPSK光ファイバ/ミリ波無線リンクの構成



(a) EOM Output

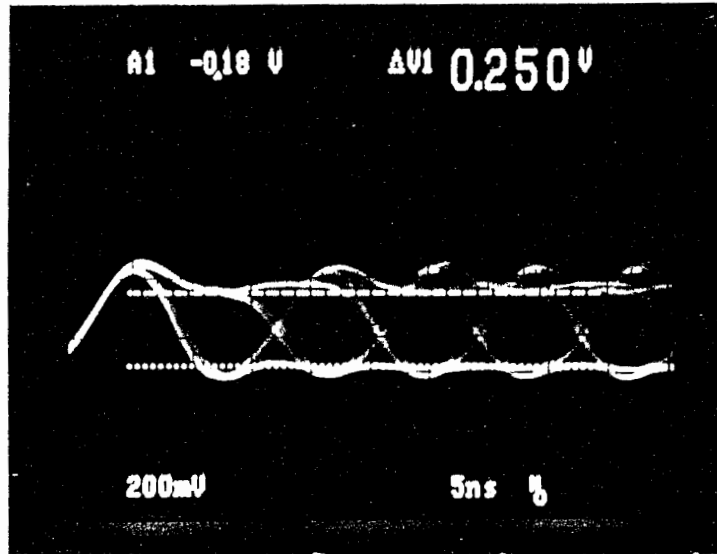


(b) Optical/Mm-wave Transducer Output

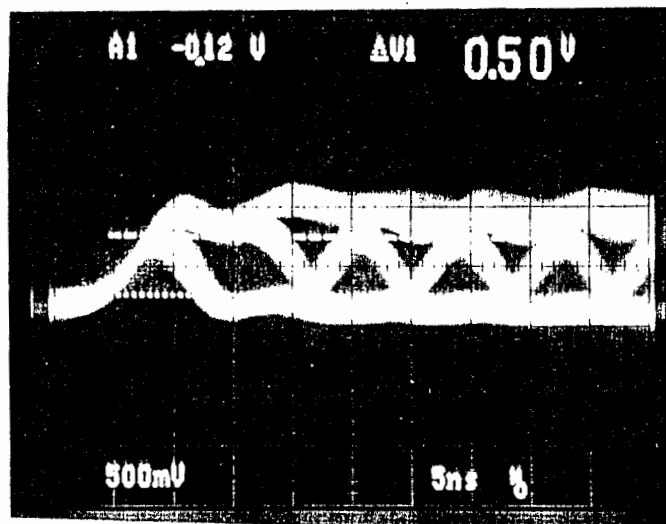


(c) Demodulator Input

Fig. 4.5. Measured BPSK- Spectrum



(a) Modem Back-to-back



(b) Demodulator Output

Fig. 4.6. Measured Eye Patterns

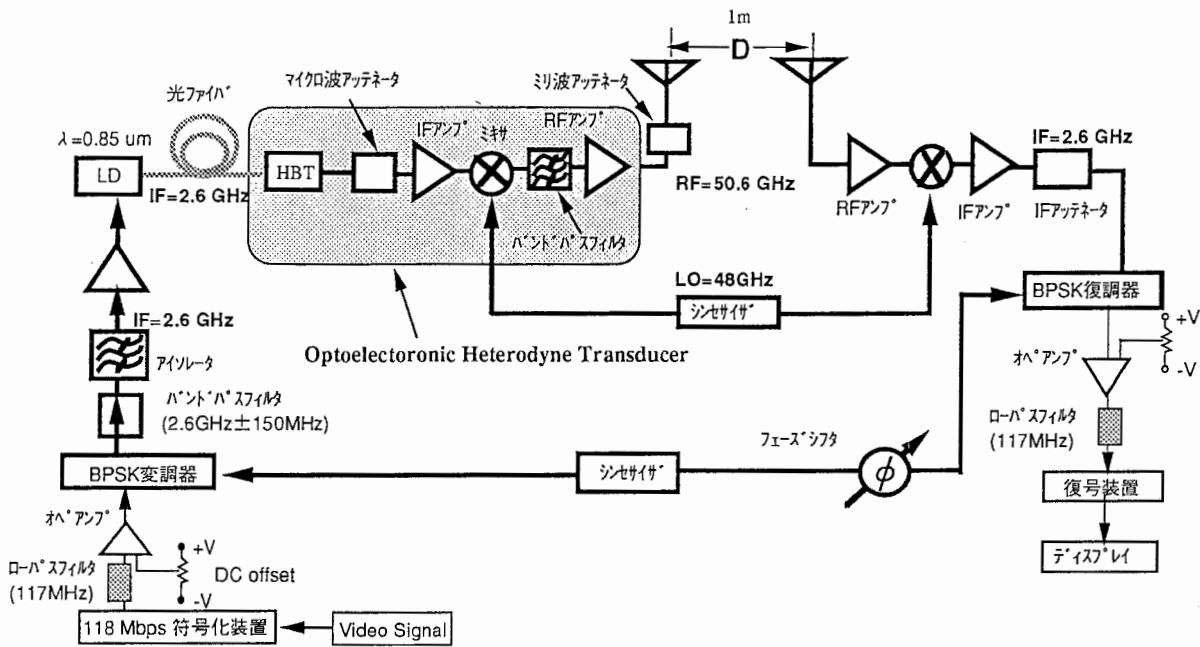
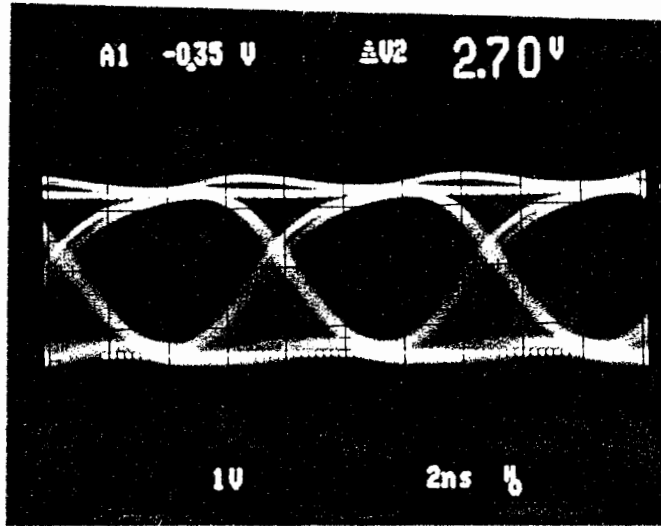
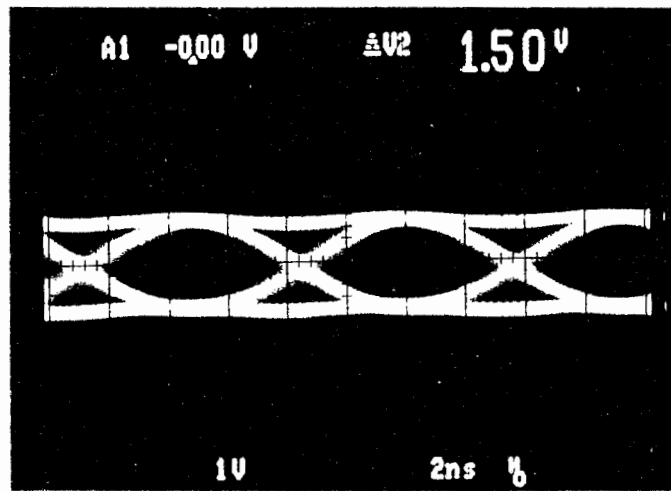


図 4.7. HBT受光器と外部ミキサを用いた光/ミリ波変換器による光ファイバ/ミリ波無線リンクの構成

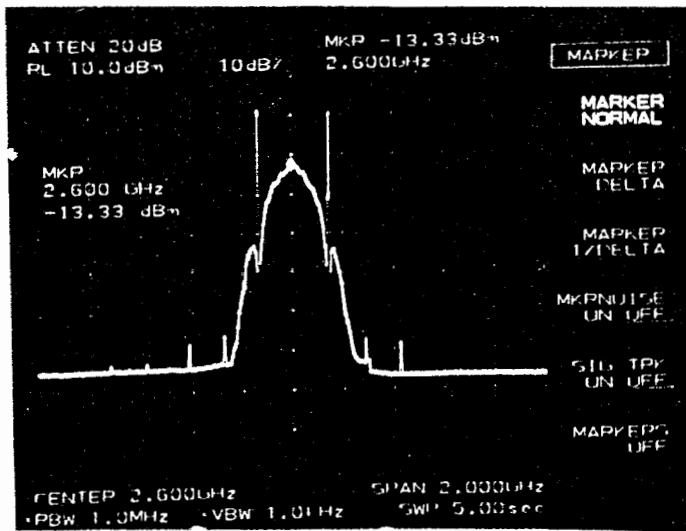


(a)

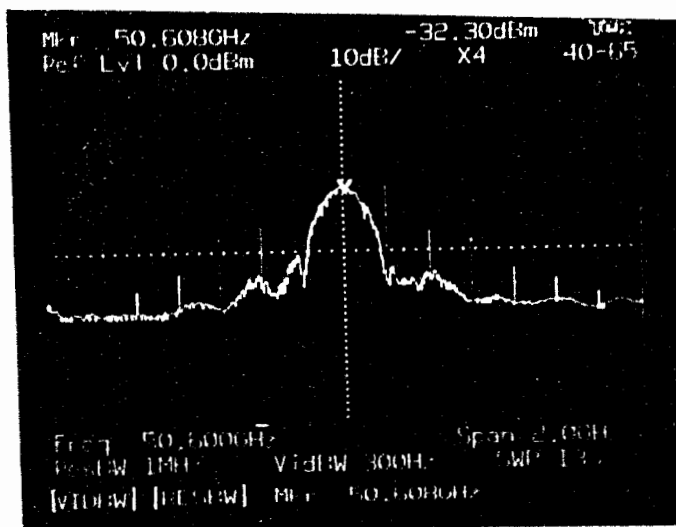


(b)

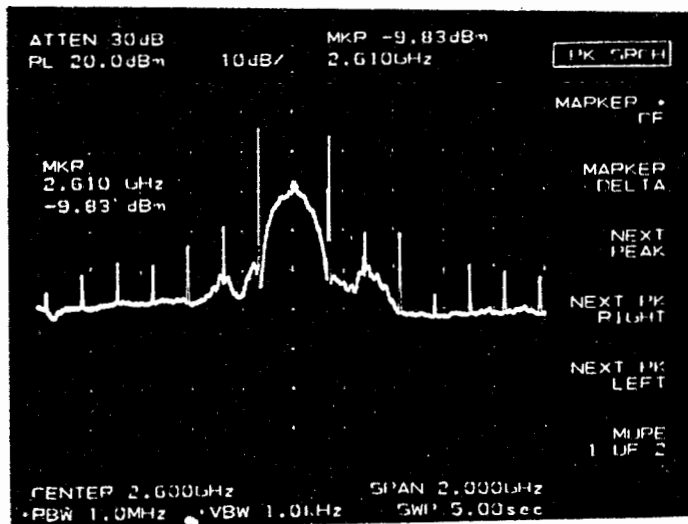
図 4.8. 測定アイハターン
 (a) 変復調器折り返し、(b) HBT光パルス波アップコンバータリンク伝送後(1m無線区
 間；エラーレート 10^{-10} 以下)



(a)



(b)



(c)

図 4.9. 光/ミリ波アップコンバータリンク伝送によるスペクトラム (測定値)
 (a) EOMへの入力信号、(b) 光/ミリ波変換器からの出力信号
 (c) 復調器への入力信号

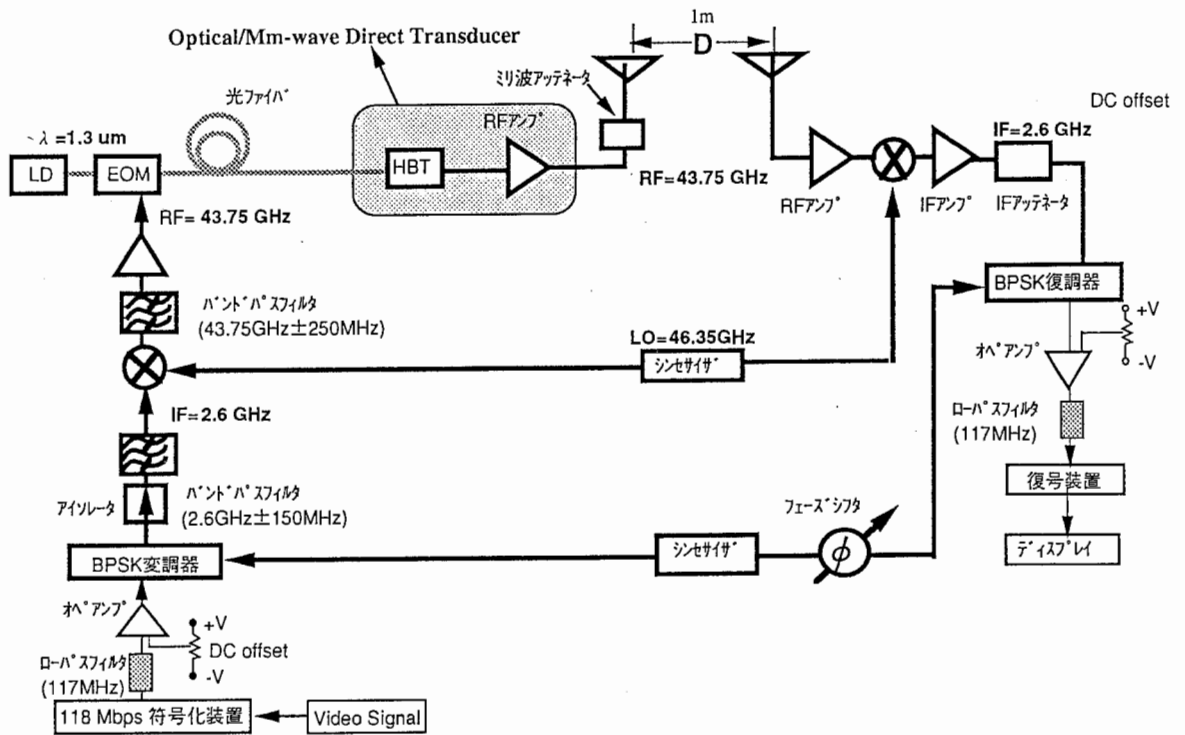
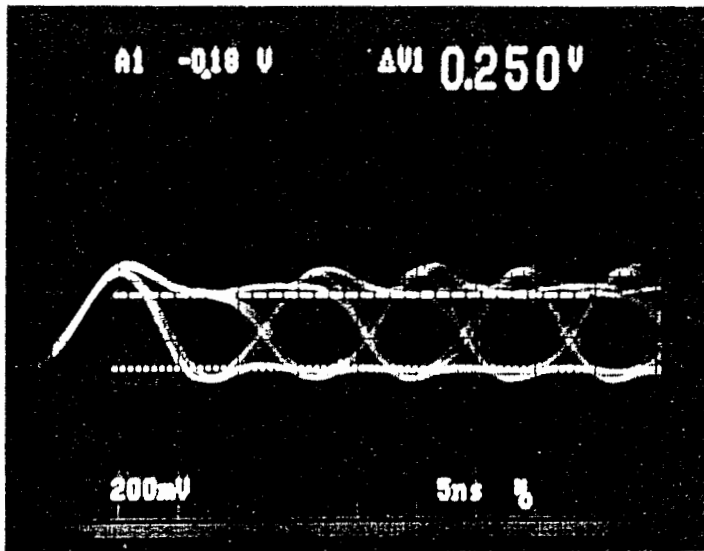
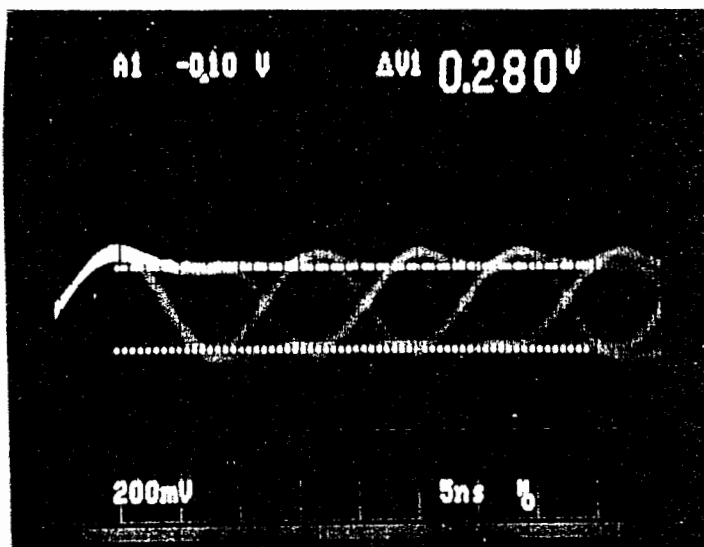


図 4.10. InP/InGaAs HBT を用いた118Mbps BPSK 光/ミリ波直接伝送の構成



(a)



(b)

図 4.11. 測定アイハターン
 (a) 変復調器折り返し、(b) 光/ミ波直接伝送後

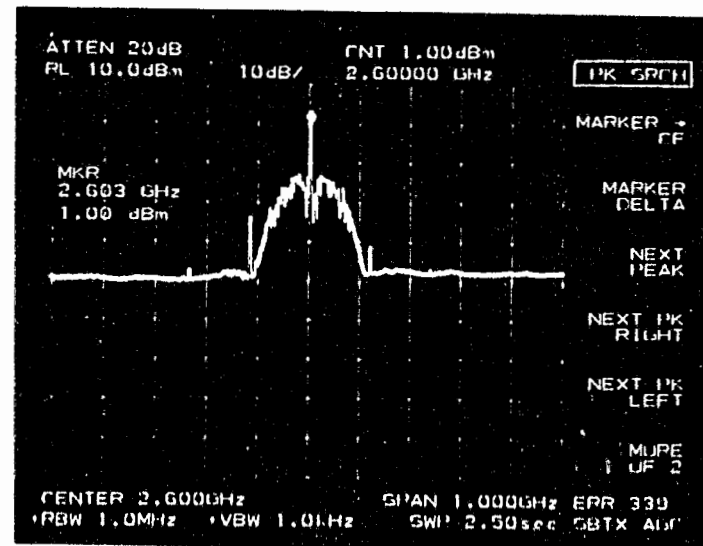
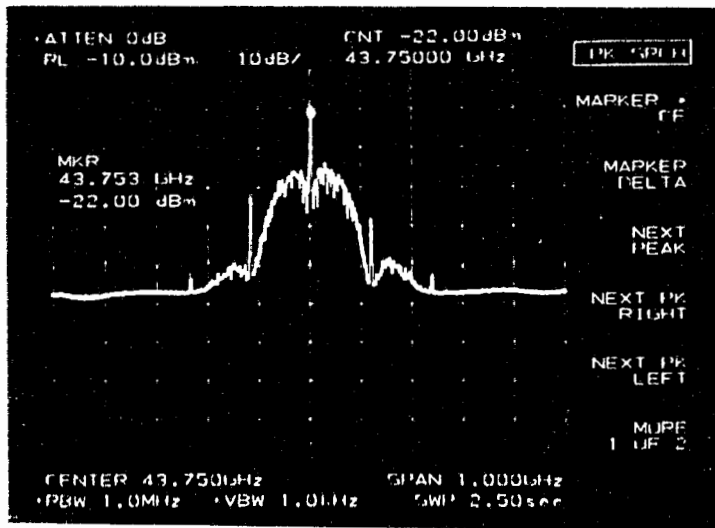
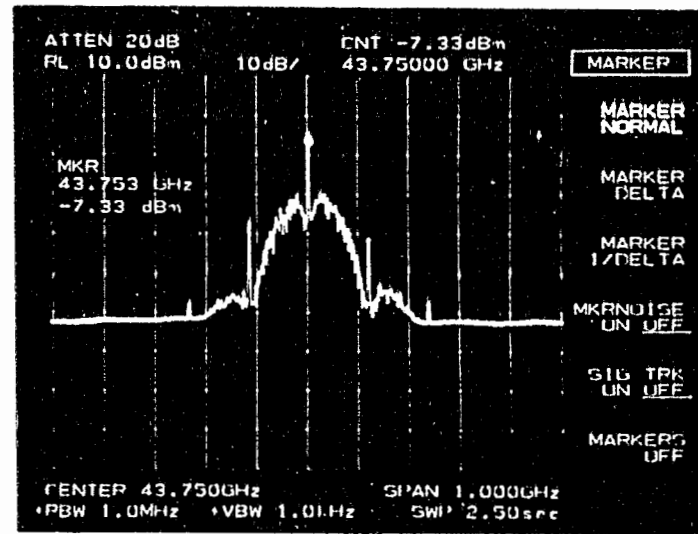
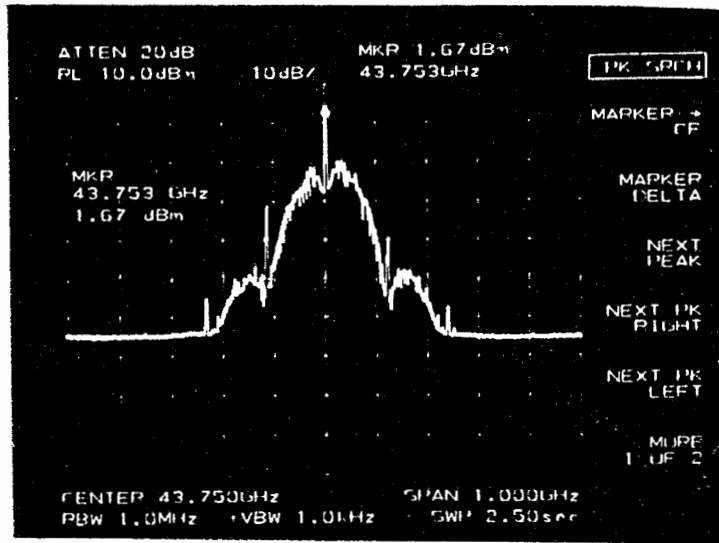


図 4.12. 光/ミリ波直接伝送によるスペクトラム (測定値)
 (a) EOMへの入力信号、(b) 光/ミリ波変換器からの出力信号
 (c) ミリ波受信機の低雑音増幅後の出力信号、
 (d) 復調器への入力信号