

平成24年度 修士論文

小型衛星における省電力高速ダウンリンク  
システムに関する基礎研究

Basic Study on High-Speed Downlink Systems  
with Low Power Consumption  
for Small Satellites

東京大学大学院 工学系研究科  
電気系工学専攻 電気電子工学コース

学籍番号 37-106477

中台 光洋

指導教官

齋藤宏文 教授

# 目次

<b>第1章 序論</b>	<b>1</b>
1.1 本論文の背景と目的	1
1.1.1 研究背景	1
1.1.2 研究目的	2
1.2 本論文の背景と目的	2
<b>第2章 衛星通信システム</b>	<b>4</b>
2.1 一般的な通信システム	4
2.2 従来の高速通信システム	5
2.2.1 多値変調方式の採用	5
2.2.2 帯域制限	8
2.3 パワーアンプ	11
2.3.1 FETによる高周波数信号の増幅原理と電力付加効率	11
2.3.2 アンプのモデリング手法	13
<b>第3章 非線形アンプを用いた省電力高速通信システム</b>	<b>16</b>
3.1 アンプの非線形性がシンボルに与える影響	16
3.2 プリディストーションによる非線形歪みの低減	17
3.2.1 プリディストーション手法の分類	17
3.2.2 小型衛星に適した非線形チャネルプリディストーション手法	19
<b>第4章 アンプ測定実験</b>	<b>20</b>
4.1 パワーアンプと測定系諸元	20
4.2 パワーアンプの出力特性と電力付加効率の周波数依存性	23
4.3 バイアス電圧の違いによるパワーアンプの出力特性と電力付加効率の変化	28
4.4 パワーアンプの出力特性の温度依存性	28
<b>第5章 通信路シミュレーションによる信号復調特性</b>	<b>30</b>
5.1 PSBモデルによるパワーアンプのモデリング	30

5.2 バックオフの違いによる復調特性の変化 . . . . .	33
<b>第 6 章 結論および今後の課題</b>	<b>38</b>

## 图 目 次

2.1	General Channel Model . . . . .	4
2.2	Amplitude and Phase-Shift Keying . . . . .	7
2.3	Quadrature Amplitude Modulation . . . . .	7
2.4	Squared-Root Raised Cosine Filter in Frequency Domain . . . . .	10
2.5	Impulse Response of Squared-Root Raised Cosine in Time Domain . . . . .	10
2.6	Internally Matched FET Amplifier . . . . .	12
2.7	Typical Static Characteristics of FET . . . . .	13
2.8	The Synthesis procedure for the AM/AM portion of the PSB model . . . . .	15
3.1	Distorted Constellation of 16QAM . . . . .	16
3.2	Predistortion of Nonlinear Channel outside SRRC . . . . .	18
3.3	Predistortion of Memoryless Nonlinear Channel outside SRRC . . . . .	18
3.4	Predistortion of Nonlinear Channel inside SRRC . . . . .	18
3.5	Predistortion of Memoryless Nonlinear Channel inside SRRC . . . . .	19
4.1	Experiment Environment for Driver Amplifier . . . . .	21
4.2	Experiment Environment for Final Amplifier . . . . .	21
4.3	Experiment Environment for Final Amplifier . . . . .	21
4.4	Experiment Environment for Final Amplifier . . . . .	22
4.5	The Static Characteristics of FET . . . . .	23
4.6	AM-AM/PM Characteristics by 50MHz margin at $V_{ds}=10[V]$ , $I_{ds}=1.13[A]$ . . . . .	24
4.7	AM-AM/PM Characteristics by 50MHz margin at $V_{ds}=9[V]$ , $I_{ds}=1.092[A]$ . . . . .	24
4.8	AM-AM/PM Characteristics by 50MHz margin at $V_{ds}=8[V]$ , $I_{ds}=1.044[A]$ . . . . .	25
4.9	AM-AM/PM Characteristics by 50MHz margin at $V_{ds}=7[V]$ , $I_{ds}=0.992[A]$ . . . . .	25
4.10	AM-AM/PM Characteristics by 50MHz margin at $V_{ds}=10[V]$ , $I_{ds}=0.971[A]$ . . . . .	26
4.11	AM-AM/PM Characteristics by 50MHz margin at $V_{ds}=9[V]$ , $I_{ds}=0.926[A]$ . . . . .	26
4.12	AM-AM/PM Characteristics by 50MHz margin at $V_{ds}=8[V]$ , $I_{ds}=0.879[A]$ . . . . .	27
4.13	AM-AM/PM Characteristics by 50MHz margin at $V_{ds}=7[V]$ , $I_{ds}=0.819[A]$ . . . . .	27
4.14	The Variation of PAE and AM-AM/PM Characteristics by change of bias . . . . .	28
4.15	The Variation of AM-AM/PM Characteristics by change of temperature . . . . .	29

5.1	PSB AM/AM modeling at $V_{gs}=-0.603V$ . . . . .	30
5.2	PSB AM/PM modeling at $V_{gs}=-0.603V$ . . . . .	31
5.3	PSB AM/AM modeling at $V_{gs}=-0.703V$ . . . . .	32
5.4	PSB AM/PM modeling at $V_{gs}=-0.703V$ . . . . .	33
5.5	IBO=-10dB . . . . .	34
5.6	16QAM constellation on IBO=-6dB . . . . .	35
5.7	16QAM constellation on IBO=-3dB . . . . .	36
5.8	16QAM constellation on IBO=-6dB . . . . .	37

## 表 目 次

1.1	Comparison of the Power and Bit-rate on Satellites [5]	1
4.1	Features of C-band Internally Matched FET [5]	22

# 第1章 序論

## 1.1 本論文の背景と目的

### 1.1.1 研究背景

近年，災害監視や大気観測などを行う実用衛星や，理学観測を目的とした衛星が一層の広がりを見せている．これまで開発されてきた多くの衛星は大型であり，開発コストが100数十億円必要であることや，打上げのリスクや開発期間の長さなどから，信頼性の高い技術を中心に大手メーカーを中心に限定されてきた．これに対し，重量100kg以下で構成される小型/超小型衛星は，開発コストを数億円に抑えることが出来ることや開発期間の短さなどから，先行的技術実証の場として大学や企業を中心に開発が盛んになされている [2][1]．表1.1に近年打上げられた通信衛星と小型/超小型観測衛星の性能を示す．大型な通信衛星は大電力で信号を送信できるだけの発生電力を有し，最高で数 Gbps の送信レートで通信することができる．現在地球観測衛星として打上げられている衛星は，観測したデータを一度これら大型の通信衛星を経由させることで大容量のデータを地上に送っている．一方で，小型の観測衛星では発生電力そのものが小さく，送信電力に多くのリソースを割けないでいる．これにより送信レートも数100kbps程度となっており，観測できるデータの量を増やせないでいる．

今後，衛星本体の更なる小型化に加え，ミッション要求の多様化による観測用搭載機器の増加が望まれる．このため小型の衛星においても高速な通信を行い，多くのデータをダウンリンク（衛星から地上の基地局に向けてデータを送信すること）させることが求められている．

Table. 1.1 Comparison of the Power and Bit-rate on Satellites [5]

Feature/Sattelite name	KIZUNA	PRISM	REIMEI
Size [mxmxm]	3 x 2 x 8	0.2 x 0.2 x 0.2	0.6 x 0.6 x 0.7
Weight [kg]	2700	10	70
Power [W]	more than 5200	-	120
Output Power [W]	631	3	2
Power Added Efficiency [%]	12	42	-
Frequency Band	Ka-band	UHF	S-band
Max Rate [bps]	1.2 G	-	131 k
Modulation	QPSK	GMSK	BPSK

小型衛星において高速ダウンリンクを実現するための方法として、BPSK (Binary Phase Shift Keying) 方式や QPSK (Quadrature PSK) 方式のような等振幅変調方式の代わりに 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation) や APSK (Amplitude and Phase Shift Keying) などの多値変調方式を用いた周波数利用効率の向上が考えられる。多値変調方式では信号の振幅と位相の両方に情報を乗せることで、単位時間あたりに伝送する情報量を増やすことができる。

一方で、多値変調方式の信号波形は定包絡線をとらないため、情報を乗せたシンボル同士のユークリッド距離 (シンボル間距離) を正しく保つ必要がある。そのため、多値変調方式を採用する多くの送信機では出力信号の歪みを抑えるために Input Back-Off (IBO) と呼ばれるアンプ出力の飽和点からのマージンを 10dB 程度とりゲインが線形である領域を使用している。しかしながら、アンプの使用領域が線形に近づくとも電力効率は低くなる。このトレードオフの関係に対して、送信機アンプをより飽和領域に近づけて動作させることで省電力化を行い、その結果生じる出力信号の歪みを送受信機において補償することで高速ダウンリンクを実現できないかと考えられる。

### 1.1.2 研究目的

本研究では、X-band を使った小型衛星における高速ダウンリンクを実現するために必要となる、送信機において有用となる信号歪みの補償法を見つけることを目的としている。X-band の周波数帯域を持った小出力なアンプは少なく、安価でこれを実現するためには一般に普及しているアンプを利用してシステムを組むことも重要である。

- 送信機における信号歪み補償の分類
- X-band アンプの省電力化
- シンボル間距離を位相回転の補償

## 1.2 本論文の背景と目的

本論文の構成を説明する。2 章ではこれまで考えられてきた高速通信システムの基礎事項とアンプの省電力化手法について説明する。次に 3 章において送信用アンプを非線形領域で使用した際に復調後のシンボルに現れる影響と、その影響に対する小型衛星搭載機における最適な補償について述べる。歪みの補償法がアンプの特性に依存するため、4 章では衛星搭載用 FET パワーアンプの実測を通してアンプの省電力化と、出力特性について確



認を行った．5章では測定によって得られたパワーアンプの特性を基に通信路シミュレーションを行い，アンプの非線形性が復調シンボルに与える影響を調べた．まとめとして得られた知見から小型衛星における最適な補償法について述べる．

## 第2章 衛星通信システム

本章では2.1節において一般的な無線通信システムについて説明し，このうち本研究において重要となる現象（構成要素？）について2.2節以降で説明をする．

### 2.1 一般的な通信システム

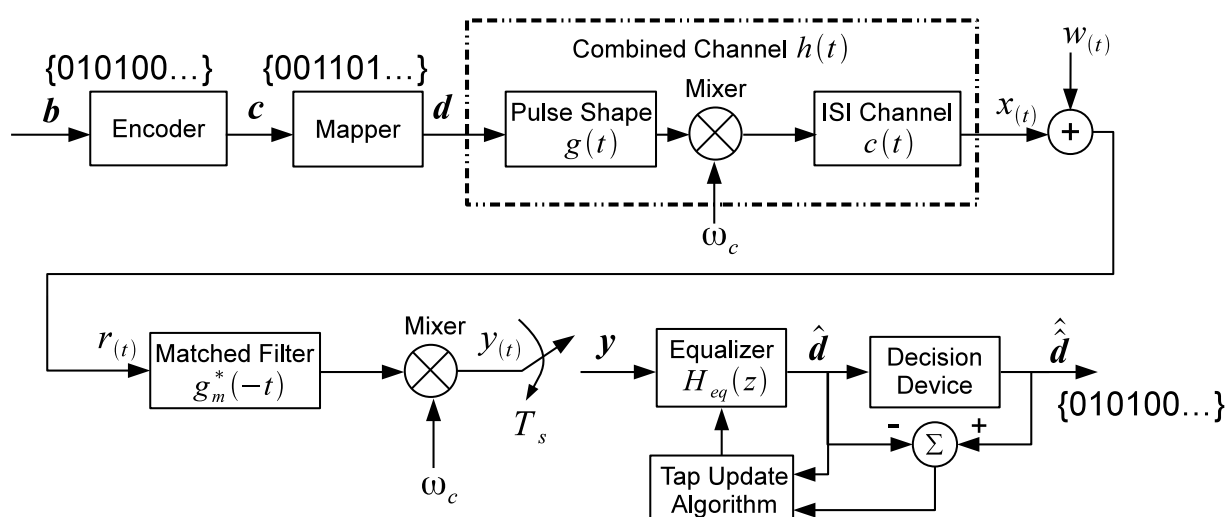


Fig. 2.1 General Channel Model

図2.1に一般的な通信システムの送受信系 (End-to-End Communication System) を示す．送信系では，送信される情報ビット列  $b$  はエンコーダにおいて，ある規則によって符号化され符号化ビット  $c$  となる．これにより受信系において誤り訂正を行うことが可能となる．符号化率 (情報ビットと情報ビットに付加される冗長ビットの比) を上げることで，送信レートの低下と引き換えに，送信フレーム内での誤り訂正能力を向上させることができる．通常，バースト誤り (アンテナから送出される電波の伝搬状態による受信ビット列の連続的な誤り) を防ぐためにエンコーダではインターリーブが行われる．インターリーブとは情報ビット列をメモリに格納する順序とメモリからビットを読み出す順序を空間的に入れ替えることで，ビットが持つ情報を連続的に喪失しないための工夫である．Mapper では符号化されたビット列をシンボルに割り当てる (マッピング)．シンボルは振幅と位相の情報

を持つ複素平面上の点 (コンスタレーション) として表現される。1 シンボルに割り当てるビット数を増やすことで単位時間に送ることのできる情報量を増やすことができる。1 シンボルに  $m$  ビット割り当てたとき、必要となるコンスタレーションのシンボル数は  $2^m$  となる。通信工学では、この複素平面の横軸を I(In-phase) 軸、縦軸を Q(Quadrature-phase) 軸と呼び、I 軸と Q 軸は互いに独立である。I 軸、Q 軸の信号は、それぞれ波形整形をされたのち、Mixer において搬送波周波数  $\omega_c$  に変調、合成されて 1 つの信号となる。

この信号はアンプに入力され増幅される。増幅された信号はアンテナを通して伝送される過程でフェーディングや熱雑音の影響を受けて受信系に届く。受信された信号  $\mathbf{r}$  は整合フィルタに入力されたのち、ミキサー、サンプラーによってベースバンドの離散信号  $\mathbf{y}$  となる。この受信離散信号  $\mathbf{y}$  は等化器によってチャネルによる歪みを低減するように操作されたのち、ビット判定、復号が行われる。

## 2.2 従来の高速通信システム

### 2.2.1 多値変調方式の採用

送信される情報は I 軸と Q 軸を変調、合成することでひとつの信号となることは 2.1 節において説明したとおりである。このとき変調方式には様々あり、通信システムとして許容される条件の下、最適な方式が決定されるのが常である。変調方式には大きく分類すると、信号の振幅を変化 (変調) させることで信号を伝送させる ASK (Amplitude Shift Keying)、周波数を変化させる FSK (Frequency Shift Keying) 方式、位相を変化させる PSK (Phase Shift Keying) 方式などがあり、変復調装置が簡易なことからラジオ放送や車の施錠・解錠など送信する情報が比較的少ない場合に用いられている。

近年、地上波放送や携帯電話におけるデータ容量の増加に伴い、振幅や位相をそれぞれ変化させる多値変調方式が多く採用されている。多値変調方式は複数の振幅レベルや位相を持つ必要があるため、ASK 方式や QPSK 方式に比べて  $E_b/N_0$  (信号電力対雑音電力比) を大きく取る必要がある。その一方で、シンボル数を増加させたときの BER 特性 ( $E_b/N_0$  に対する Bit 誤り率で表される) は多値変調方式の方が良い特性を示すことが広く知られている。

多値変調方式の代表例として APSK (Amplitude and Phase Shift Keying) 方式や QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 方式がある。

図 2.3 にシンボル数  $M=16$  としたときの QAM 方式のコンスタレーションを示す。QAM 方式は I 軸、Q 軸にそれぞれ ASK 変調を行うことでシンボルの振幅と位相を表現している。QAM 方式におけるシンボル間のユークリッド距離は隣り合うすべてのシンボルにおいて

等しい．このため熱雑音に対して最も大きなマージンを取ることができる．また，QAM方式ではビットをシンボルに割り当てる際にハミング距離が小さくなるように空間的に配置 (Gray Coding) することができるため，受信時にシンボルを誤って判定した際の Bit 誤り率を下げることもできる．

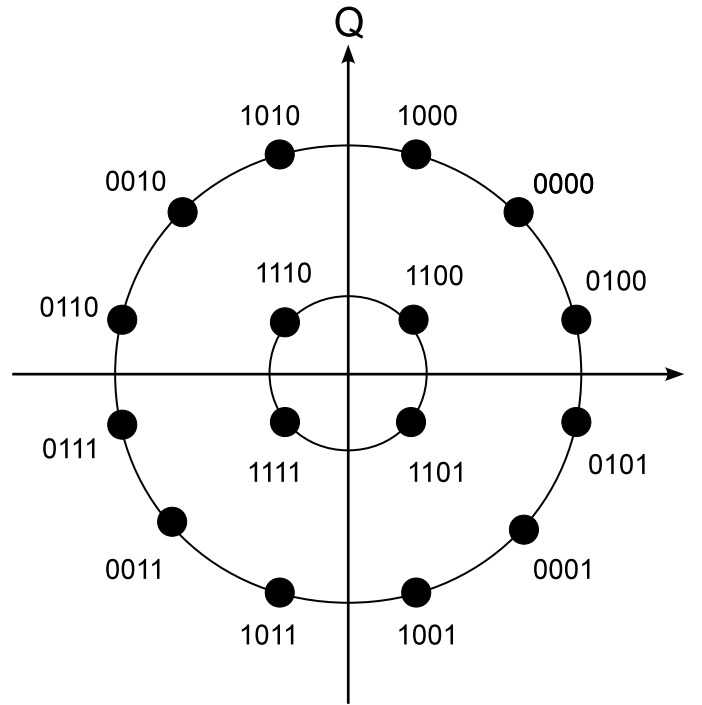


Fig. 2.2 Amplitude and Phase-Shift Keying

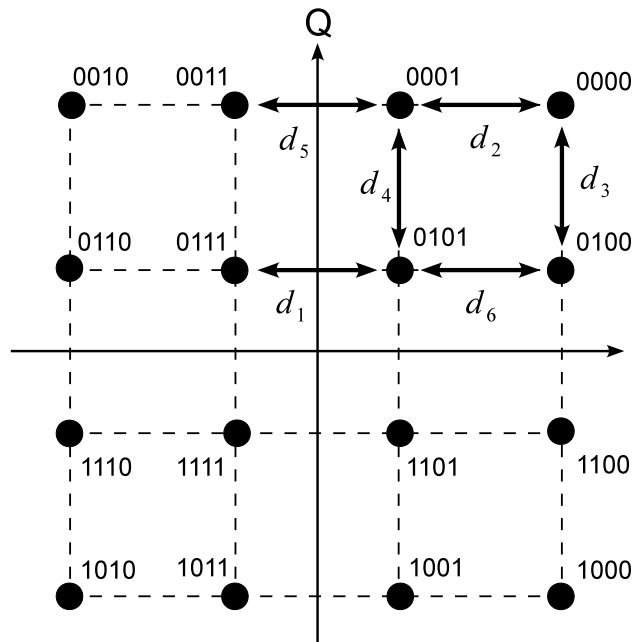


Fig. 2.3 Quadrature Amplitude Modulation

### 2.2.2 帯域制限

無線通信においては隣接チャネルとの干渉を避ける目的で、I 軸、Q 軸の信号  $I_t$ ,  $Q_t$  に対して帯域制限を行う必要が出てくる。このため信号の占有帯域幅を最小化しつつ、受信フィルタ出力の SNR を最大するようなフィルタを構成する。

送信データを表す正負のインパルスをも  $T$  秒毎に送信したとき、送信フィルタと受信フィルタを通した後の信号波形の  $T$  秒毎の標本値が元の値と完全に等しくなるようにする。このような伝送系をナイキスト (Nyquist) 伝送系と呼び、フィルタ設計には 3 つのナイキスト基準が存在する。

- 第 1 基準 総合インパルス応答  $h(t)$  が  $t = 0$  を除いて等間隔零交差する。  
 $h(t)$  を  $t = nT$  で標本化した標本値を  $h_n$  とすると

$$h_n = h(nT) = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & otherwise \end{cases}$$

を満たす。

- 第 2 基準 インパルス応答が零交差するための条件  
 標本点間の midpoint  $t = (2n - 1)T/2$ ,  $n = \dots, -1, 0, 1, \dots$ ,  
 を満たす。

- 第 3 基準 インパルス応答の 1 標本区間の積分値が入力信号振幅に比例する

このうち第 1 基準を満たすことが最も重要である。フィルタの総合伝達関数を  $H(f)$  としたとき、 $h(t)$  を  $t = nT$  で標本化した標本値  $h_n$  は次式で表される。

$$\begin{aligned} h_n &= h(nT) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) \exp(j2\pi n f T) df \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{-k/T-1/(2T)}^{-k/T+1/(2T)} H(f) \exp(j2\pi n f T) df \\ &= \int_{-1/(2T)}^{1/(2T)} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} H(f - k/T) \right\} \exp(j2\pi n f T) df \end{aligned} \quad (2.1)$$

これより  $T$  秒ごとに等間隔零交差するためには  $\sum_{k=-\infty}^{\infty} H(f - k/T) = T$  を満たすフィルタを用いればよい。

一方，出力 SNR を最大とするために送受信フィルタで整合フィルタを構成することが望ましい．送信フィルタの伝達関数を  $H_T(f)$ ，受信フィルタの伝達関数を  $H_R(f)$  としたとき，

$$\begin{cases} H_T(f) = \sqrt{T \cdot H(f)} \\ H_R(f) = \sqrt{H(f)/T} \end{cases} \quad (2.2)$$

のように設計をした送信フィルタおよび受信フィルタは，ナイキスト第 1 基準を満足するような総合伝達関数  $H(f)$  の平方根となっているので，ルート・ナイキストフィルタと呼ばれる．実際のシステムでは理想矩形フィルタは因果律を満たすことが出来ないために自乗余弦フィルタがしばしば用いられる． $H(f)$  に自乗余弦フィルタとしたときの送受信フィルタはそれぞれ，

$$H_T(f) = \begin{cases} T, & 0 \leq |f| < \frac{1-\alpha}{2T} \\ T \cos \left[ \frac{\pi T}{2\alpha} \left( |f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right) \right], & \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| < \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (2.3)$$

$$H_R(f) = H_T(f)/T \quad (2.4)$$

と表され，このフィルタは Squared-Root Raised Cosine (SRRC) フィルタと呼ばれる．このとき  $\alpha$ （値域は  $0 \leq \alpha \leq 1$ ）はロールオフファクタであり， $\alpha = 0$  のとき理想低域通過フィルタとなる．ロールオフファクタの変化に依るインパルス入力に対する時間応答を図 ?? に示す．縦軸は応答の振幅，横軸は入力インパルスの周期  $T_s$  で正規化された時間を表している．ロールオフファクタが小さいものほどリングングが長い期間発生する．

リングングする波形が零交差するタイミングが異なることがわかる．これにより後述（節）する非線形性チャネルを符号間干渉の量に違いが現れる．

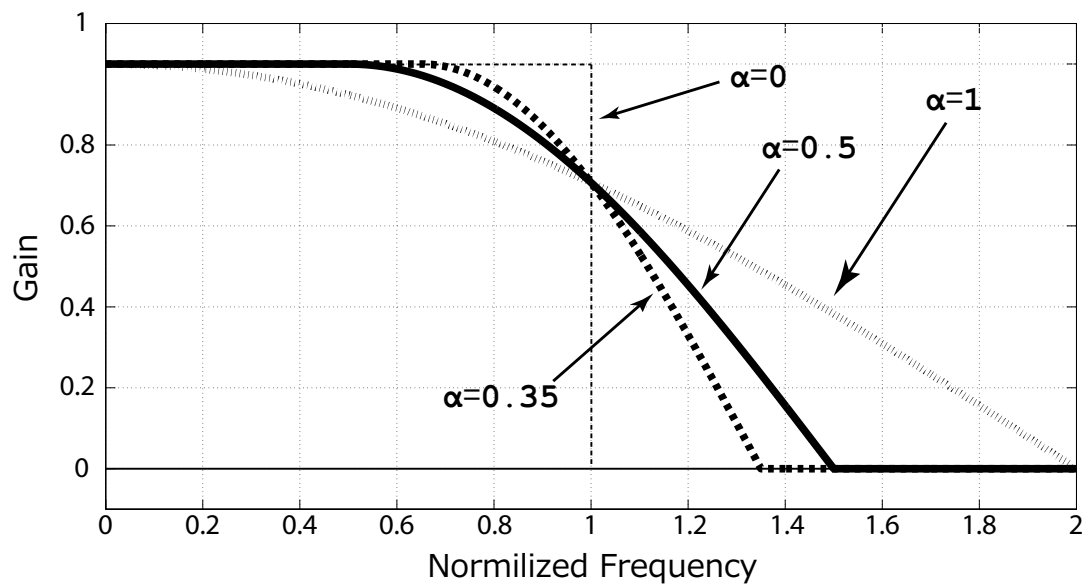


Fig. 2.4 Squared-Root Raised Cosine Filter in Frequency Domain

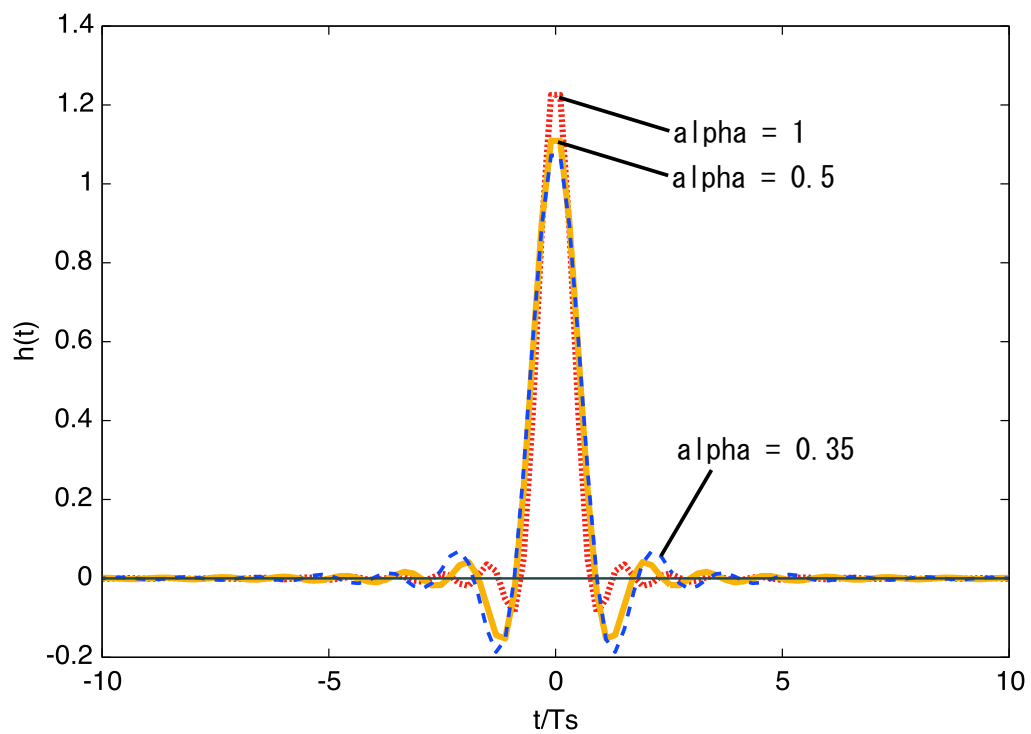


Fig. 2.5 Impulse Response of Squared-Root Raised Cosine in Time Domain



## 2.3 パワーアンプ

従来、パワーアンプとして真空導波管を用いた TWTA(Traveling Wave Tube Amplifier) がしばしば用いられてきた。TWTA は電力効率が高いもので 60% に達する信号増幅器であるが、その大きさや使用に際して数 kV の高い電圧が要求されることから、比較的大型な衛星において使用される。それに対して FET(Field Effect Transistor) を用いた増幅器は大きさが小さく、10 数 V の電圧で動作する上、電力効率の高いものが開発されてきたため、近年衛星搭載用パワーアンプとして注目されている。

本節ではパワーアンプに FET を用いた場合の高周波 (Radio Frequency : RF) 信号の増幅原理と高い電力効率で動作させるための条件、アンプの出力特性のモデリング手法を示す。

### 2.3.1 FET による高周波数信号の増幅原理と電力付加効率

- 高周波信号の増幅原理

入出力のインピーダンス整合がとられた FET アンプの構成を図 2.6 に示す。図中 G,D,S はそれぞれゲート、ドレイン、ソース端子を表す。FET の入力インピーダンスは入力された信号を反射なく FET 内に取り込むために伝送路の  $50\ \Omega$  に整合される。一方、FET の出力インピーダンスは FET から最大電力を取り出したい場合や電力効率を最大とする場合など用途・目的によって整合が異なり、FET の持つドレイン電圧  $V_{ds}$  とドレイン電流  $I_{ds}$  の特性を考慮して負荷  $R_0$  に対して最適な状態となるように整合される。

ゲート端子に入力される信号が直流成分のみであるとき、D-S 端子間に流れる電流  $I_{ds}$  は電源  $V_{DD}$  から供給される。これに対してゲート端子に入力される信号が高周波信号であるとき、出力 RF 電流  $\delta I_{ds}$  はインダクタンスが存在する電源側には流れずに、D-S- $R_0$  の閉回路を流れる。このとき  $\delta I_{ds}$  と負荷  $R_0$  の両端に現れる電圧  $\delta V_{ds}$  の関係は、FET から負荷側をみたときの負荷と整合回路の合成インピーダンスを  $R_r + jR_i$  として

$$\delta I_{ds} = \frac{1}{(R_r + jR_i)} \delta V_{ds} = \frac{1}{|R|} e^{-j\theta_r} \delta V_{ds} \quad (2.5)$$

で表される。このとき  $|R|$  は複素インピーダンスの大きさ、 $\theta_r$  はその位相差を表している。 $\theta_r = 0$  ならば負荷線は直線、 $\theta_r \neq 0$  ならば負荷線は楕円を描く。アンプを駆動させるための DC 電力はこのときの電圧と電流の積として表されるため、特に  $\theta_r = \pi/2$  であるとき消費電力は 0 となる。

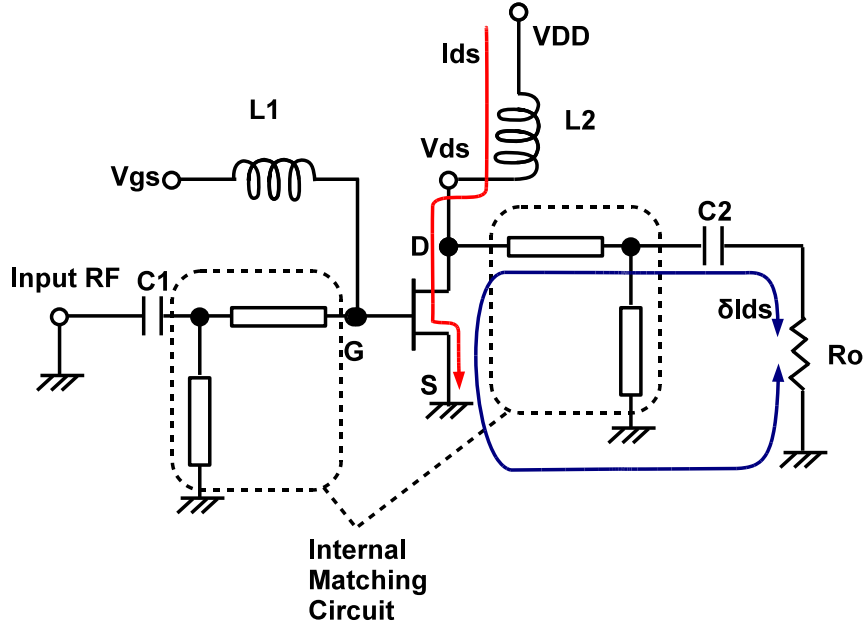


Fig. 2.6 Internally Matched FET Amplifier

- AB 級アンプの電力付加効率

典型的な FET アンプのドレイン電圧とドレイン電流の関係 ( $V_{ds}$ - $I_{ds}$  特性) の静特性を図 2.7 に示す。負荷線が直線で表されるとき、動作バイアス点を負荷線中央に設定することで入力信号を歪まずに最大限増幅することができる。FET に印加できる定格最大電圧を  $V_{max}$ 、定格最大電流を  $I_{max}$ 、 $I_{max}$  が流れるときの最小電圧を  $V_{min}$  としたとき、ドレイン効率  $\eta$  は以下のように投入電力  $P_{DC}$  と  $P_{RF}$  の比で定義される。

$$\eta = \frac{P_{RF}}{P_{DC}} = \frac{1}{2} \frac{(V_{max} - V_{min})}{(V_{max} + V_{min})} \quad (2.6)$$

$V_{max} \gg V_{min}$  と近似できるとき、A 級動作における最大ドレイン効率はの理論値は 50% となる。

通常、高周波信号の電力効率を議論する際によく用いられる指標として電力付加効率 (Power Added Efficiency :PAE) がある。PAE はドレイン効率に投入信号電力を考慮に入れた以下の式で定義される。

$$PAE = \frac{P_{RFout} - P_{RFin}}{P_{DC}} \times 100[\%] \quad (2.7)$$

ここで  $P_{RFin}$  は入力 RF 信号電力、 $P_{RFout}$  は出力 RF 信号電力、 $P_{DC}$  は FET に駆動するのに投入する電力である。 $P_{DC}$  と  $P_{RFout}$  は図 2.7 中において、それぞれ赤色と青色

で表される。

式(2.7)より明らかなように、電力付加効率を大きくするにはより大きなゲインを持つデバイスを用いるか、投入電力  $P_{DC}$  を小さくする必要がある。そのため、現在電力付加効率の高いアンプには高出力で、DC 電力を大きく必要とするものが多い。そのため小型衛星のように発生電力が小さく、所望出力電力も小さな用途においては、通常の動作では余剰な電力消費が大きくなるといった問題がある。高い電力付加効率を維持しつつ出力電力を抑えるためには、動作バイアス点を図2.7中の原点に向かって近づけ、入出力インピーダンスの整合を適切に調節することが考えられる。しかし、入出力インピーダンスを適切に調節するような専用のチューニングには費用がかかるため、小型衛星のように安価でシステムを実現するためには、整合が既に取りれたアンプに対して、動作バイアス点を調節することで対応することが望ましい。このとき負荷線の傾きは変化せずに平行移動することとなる。入力 RF 信号の振幅が大きい場合、 $V_{ds}$ - $I_{ds}$  特性の下限または上限に達しやすく、出力信号波形は歪むが、ドレイン電圧とドレイン電流のどちらか一方は小さくなるため、消費される電力は減少する。

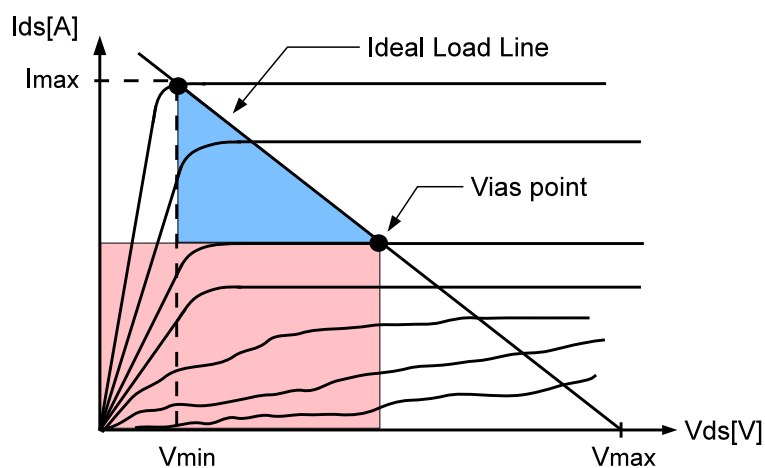


Fig. 2.7 Typical Static Characteristics of FET

### 2.3.2 アンプのモデリング手法

通常、パワーアンプは入力信号電力対出力信号電力 (AM-AM) 特性と入力信号電力対出力信号位相 (AM-PM) 特性で評価される。このときの電力 1mW で正規化された [dBm] で

表現されることが多く、 $x[\text{W}]$  は  $10\log(x/1\text{mW})$  [dBm] となる。また、周波数依存性を持つことを”メモリーを持つ”と言い、周波数依存性がないアンプのことを”メモリーレスなアンプ”と表現する。これは信号増幅を時間軸上でみたときに、周波数依存性を持つアンプではその時の増幅の度合いが瞬時電力では決定できないことを表している。本節では、この AM-AM/PM 特性のモデリング手法としてしばしば用いられる Saleh モデル [3] と、AM-AM/PM 特性が異なる周波数において似通った特性を示す場合に用いられる PSB モデル [4] について説明する。

- Saleh モデル [3]

Saleh モデルは単一周波数におけるパワーアンプの AM-AM, AM-PM 特性を表現するモデルである。これは以下の2つの式で表される。

$$A_\rho = \frac{\alpha_a \rho}{1 + \beta_a \rho^2} \quad (2.8)$$

$$\Phi_\rho = \frac{\alpha_p \rho^2}{1 + \beta_p \rho^2} \quad (2.9)$$

ここで  $\rho$  は入力信号の振幅の絶対値であり、 $A_\rho$ ,  $\phi_\rho$  はそれぞれ入力信号振幅に対する出力信号振幅と出力信号位相遅れを表している。 $\alpha_a$ ,  $\beta_a$ ,  $\alpha_p$ ,  $\beta_p$  をそれぞれ適切に設定することでパワーアンプの飽和特性を表現することができる。一般にパワーアンプの AM-AM/PM 特性は周波数依存性を持つため、Saleh モデルでは周波数毎にその特性を独立に持つ必要がある。

- PSB モデル [4]

PSB(Poza-Sarkozy-Berger) モデルは AM-AM/PM 特性が異なる周波数において似通っている場合に用いられるモデルの1つである。PSB モデルのブロック図と AM-AM 特性のモデリングを図 2.8 に示す。PSB モデルは、測定によって取得したある代表的な周波数（図中  $f_2$ ）における AM-AM 特性をそのまま使用する。その代表的な周波数の AM/AM 特性を入出力方向それぞれに対してシフトを行うことで、異なる周波数（図中  $f_1$ ,  $f_3$ ）における AM-AM 特性を表現する。pre-filter  $H_{A1}(f)$  は、 $f_2$  においてピークを取るときの入力レベルと、 $f_1$ （または  $f_3$ ）がピークを取るときの入力レベルの差を  $\Delta g_1$ （または  $\Delta g_2$ ）として、 $f_2$  を基準とした周波数応答フィルタ（入力レベルに対するシフト）を構成する。post-filter  $H_{A2}(f)$  は、 $f_2$  におけるピークレベルと、 $f_1$ （または  $f_3$ ）のピークレベルの差を  $\Delta G_1$ （または  $\Delta G_2$ ）として  $f_2$  を基準に周波数応答フィルタ（出力レベルに対するシフト）を構成する。AM-PM 特性について

も同様に、代表周波数における特性との差を pre-filter, post-filter を用いて表現する。このとき、AM-PM 特性は必ずしもピークを持たないため、任意の点における差を計算する。また、AM-PM 特性のモデル化の際には post-filter は位相の変動量となる。

pre-filter, post-filter を用いてアンプをモデル化する利点として、アンプの前後に配置される波形整形フィルタとアンプの周波数応答を議論しやすくなるといった利点が挙げられる。

通常 PSB モデルを用いてアンプの増幅をモデル化した際には、pre-filter, post-filter は逆フーリエ変換され時間応答の関数として扱われ、入力された信号との畳み込みを行うこと出力信号が計算される。

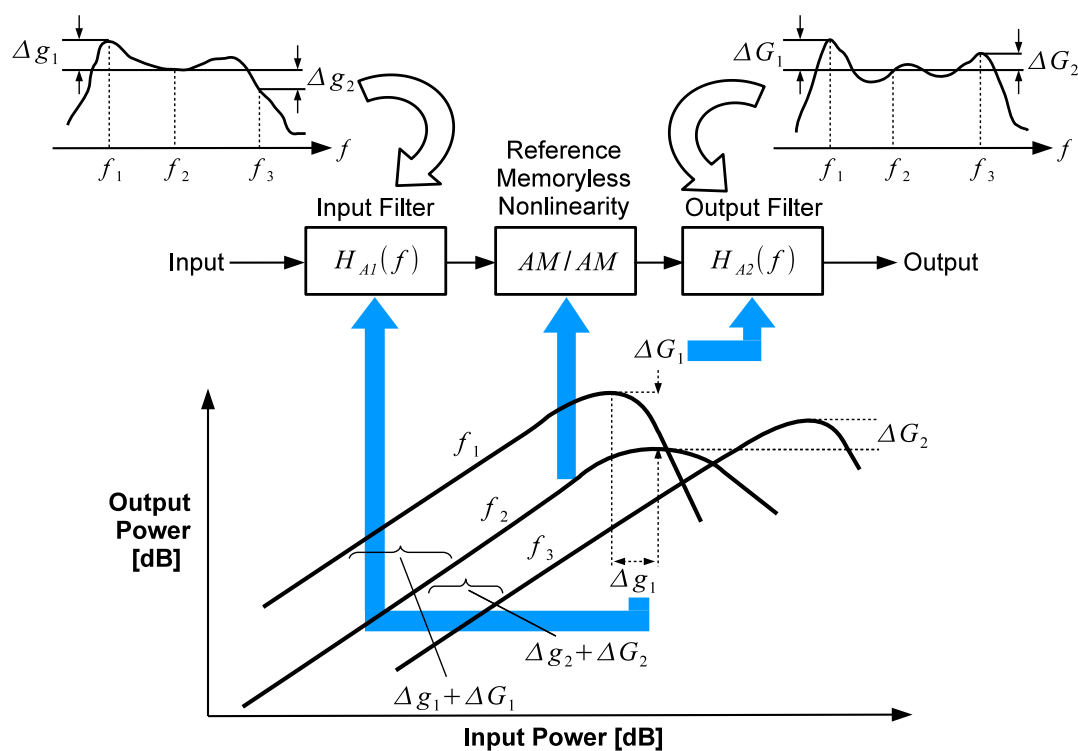


Fig. 2.8 The Synthesis procedure for the AM/AM portion of the PSB model

### 第3章 非線形アンプを用いた省電力高速通信システム

従来，周波数利用効率を高めるために多値変調方式を用いた場合，アンプの増幅前後で信号波形が歪まないようにアンプの線形領域を用いる．一方，省電力なアンプの駆動には非線形領域での使用が求められる．そこで本節では電力効率の高くなる非線形領域でアンプを使用したときに，アンプの非線形性が復調特性に与える影響について述べ，

#### 3.1 アンプの非線形性がシンボルに与える影響

図 3.1 は 16QAM におけるアンプの非線形歪みの様子を示す．一般にアンプの出力電力が飽和する領域に近づくに連れて，位相の回転量も増大する．これはコンステレーション上では振幅が大きなシンボルほど本来の位置から大きなずれとして現れる．シンボル数  $M = 16$  としたとき，APSK 方式では 2 つの振幅レベルを持つのに対して，16QAM では 3 つの振幅レベルを持つ．振幅のレベルによって信号の増幅度や位相の回転量が異なるため，16QAM の方がコンステレーション上で表されるシンボルの遷移は大きくなる．

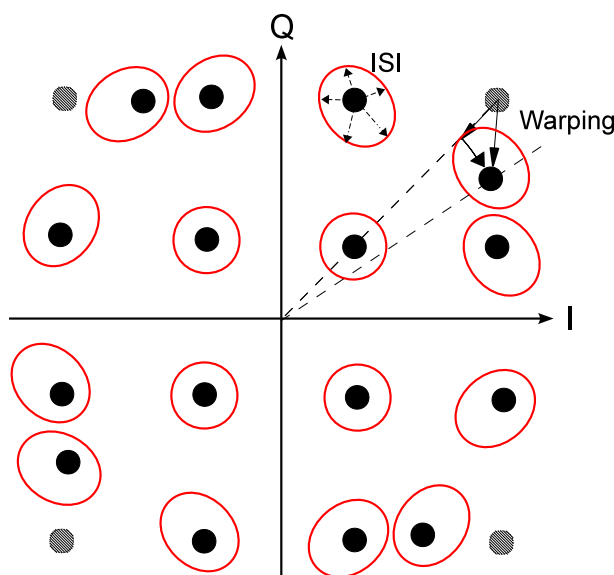


Fig. 3.1 Distorted Constellation of 16QAM

## 3.2 プリディストーションによる非線形歪みの低減

節??で見たように、アンプの非線形性によって受信フィルタ出力には位相同期誤差による ISI 以外の干渉成分が生じる。電波伝搬の過程で生じる熱雑音により、アンプの非線形性によって生じる ISI 成分もその影響を受ける。ISI 軽減のために受信機では等化器によって送信信号の推定処理を施すが、熱雑音の影響と非線形性 ISI を完全に分離することは出来ない??。そのため、熱雑音が加わる前にアンプの非線形性を補償することで受信機における等化よりも良好な効果があると期待できる。この送信側で行う前処理をプリディストーションと呼ぶ。

本節ではプリディストーションを行う対象によってその手法を分類し、小型衛星において最適と考えられるプリディストーション手法について述べる。

### 3.2.1 プリディストーション手法の分類

- メモリーを持つ非線形チャネルのプリディストーション

プリディストーションは対象とする範囲とチャネルの複雑さによって、プリディストーションが行うべき処理の複雑さが異なる。メモリーを持つ非線形チャネルのプリディストーションを、その対象範囲（破線内）とプリディストーションを行う位置によって分類した様子を図 3.2～3.4 に示す。

図 3.2, 3.3 に示した手法ではアンプの前後に送受信フィルタを含む全体のチャネルを対象にプリディストーションを行う。送受信フィルタがメモリーを持つことから、アンプがメモリーを持つか否かに関わらず、入力される  $I$  軸、 $Q$  軸のビットの組み合わせ（シンボル）の履歴に従ってプリディストーションを行う必要がある。考慮に入れるべきシンボルの履歴は理論的には無限であるが、時刻  $t - nT$  よりも前に入力されたシンボルが時刻  $t$  に入力されたシンボルに及ぼす影響は十分に小さいと考えるられるため、実装上考慮に入れる履歴の長さは有限でよい。しかしながら、履歴の長さ  $n$  はアンプの持つ非線形性に依存するところが大きく、定量的に議論することは難しい。また、送信フィルタに入力されるよりも前に処理を行うため、プリディストーション後に出力されるビットの大きさが収束しない可能性がある。このため送信フィルタよりも前で行うプリディストーションは一般に複雑であると考えられる [?].

図 3.4 に分類されるプリディストーションの対象となるチャネルはメモリーを持つ非線形アンプのみである。アンプの持つ周波数特性が帯域内において変動が大きいほ

ど、プリディストーションで行う処理の規模は大きくなる。一般に、広帯域であるほどアンプの周波数特性を一様に保つことが難しくなるため、プリディストーションは複雑となる。

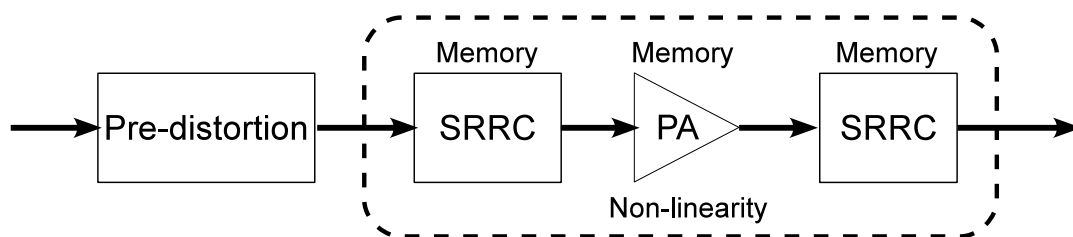


Fig. 3.2 Predistortion of Nonlinear Channel outside SRRC

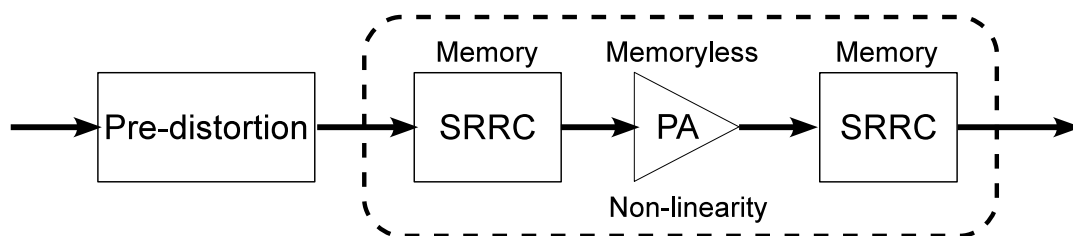


Fig. 3.3 Predistortion of Memoryless Nonlinear Channel outside SRRC

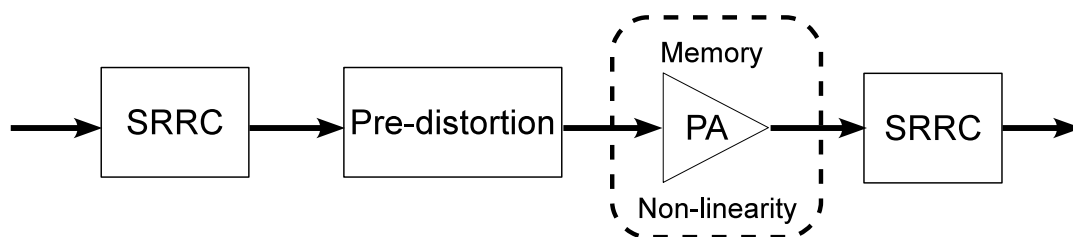


Fig. 3.4 Predistortion of Nonlinear Channel inside SRRC

- メモリーを持たない非線形チャネルのプリディストーション  
メモリーを持たないチャネルに対するプリディストーションを図??に示す。この場合に行う処理は、ある時刻におけるシンボルに対してアンプの非線形性のみを考慮した瞬時の補正で実現できる。



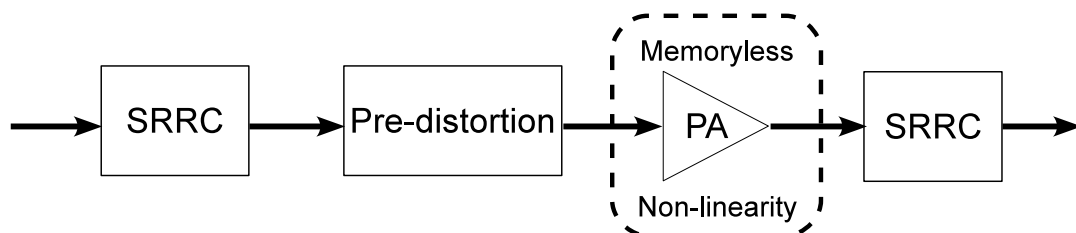


Fig. 3.5 Predistortion of Memoryless Nonlinear Channel inside SRRC

### 3.2.2 小型衛星に適した非線形チャネルプリディストーション手法

小型衛星は使用可能な電力や計算機のリソースが限られているため、複雑な処理を行うことには不向きである。一方、地上局にはリソースが潤沢にあるため、チャネル歪みの大部分を地上局で補償することが望ましい。小型衛星では図 3.4, 3.5 に表されるような、送信フィルタとアンプの間にプリディストーションを行うことが通信システム全体として最適であると考えられる。この 2 つの手法の相違は、アンプがメモリーを持つか否かでプリディストーションの規模が異なる点にある。このことから、実際に小型衛星への搭載を考えたアンプの特性を取得することが必要不可欠となる。

## 第4章 アンプ測定実験

### 4.1 パワーアンプと測定系諸元

搭載系の省電力化と高速ダウンリンクを実現するため、実際に衛星への搭載を考えたアンプの特性を取得することが必要不可欠である。パワーアンプとしてFETを用いたときのバイアス動作点の変更による出力RF信号電力とPAEの変化を検証するために図4.1, 図4.4のような実験系を構築した。信号の発生にはVNA(Vector Network Analyzer)を用い、RF信号がアンプに入力されたときの入出力電力位相特性(AM-AM/PM特性)を測定する。VNAのポート1からRF信号を出力し、ドライバアンプに入力する(図中(a))。ドライバアンプで増幅された信号は後段のファイナルアンプ(パワーアンプ)に入力される(図中(b))。ファイナルアンプで増幅された出力信号(図中?)はVNAのポート2へと信号が戻され、VNA内部で入出力信号の比較を行うことでパワーアンプの増幅度、位相シフト量を測定することができる。評価対象となるFETの特性を調べることを目的としているため、ドライバアンプはゲインが一定かつ位相シフト量が一定と見なせる線形領域を使用した。そのためドライバアンプの電力効率は変化が小さく、評価アンプにおける電力効率の高低が送信機全体のPAEに対して支配的となる。尚、今回行った測定では使用したVNA[6]の制約により、図4.1に示すような系でドライバアンプの測定を行った後、ドライバアンプの後段にファイナルアンプを追加し(図4.4)、両者の差分を取ることで注目するファイナルアンプ(DUT)の特性を求めた。

本実験では、数100bpsの伝送ビットレートの通信を、Xバンドのうち8.1GHzを中心周波数とした200MHzの帯域幅の使用を想定し、FETからの出力RF信号電力は2.5Wを目標値とした。測定は室温が25[°C]で保たれている室内で行った。

今回ファイナルアンプとして4W出力用C-band内部整合型GaAs FETパワーアンプ[5]を用いた。測定に使用した内部整合型GaAs FETパワーアンプの諸元と概観をそれぞれ表4.1, 図??に示す。また、パワーアンプの静特性を図4.5に示す。

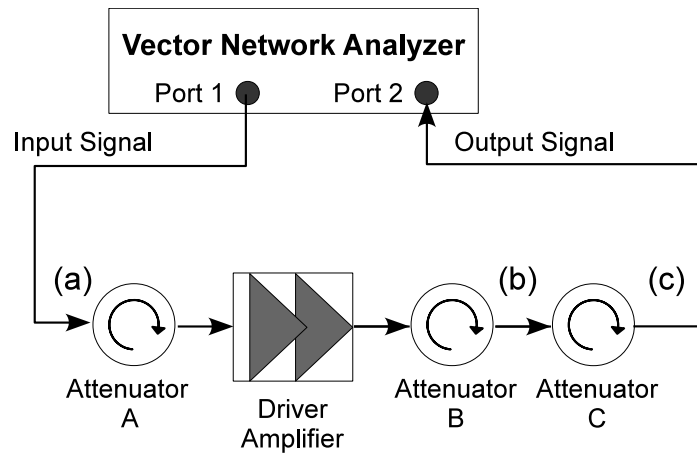


Fig. 4.1 Experiment Environment for Driver Amplifier

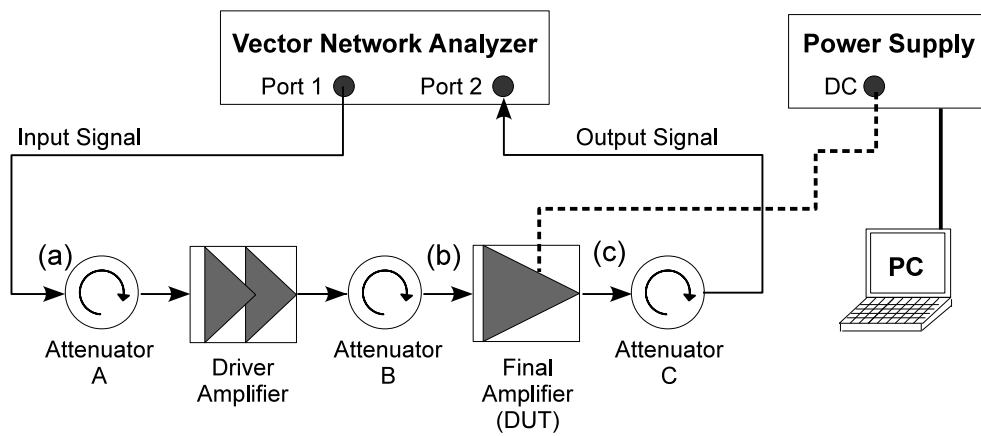


Fig. 4.2 Experiment Environment for Final Amplifier

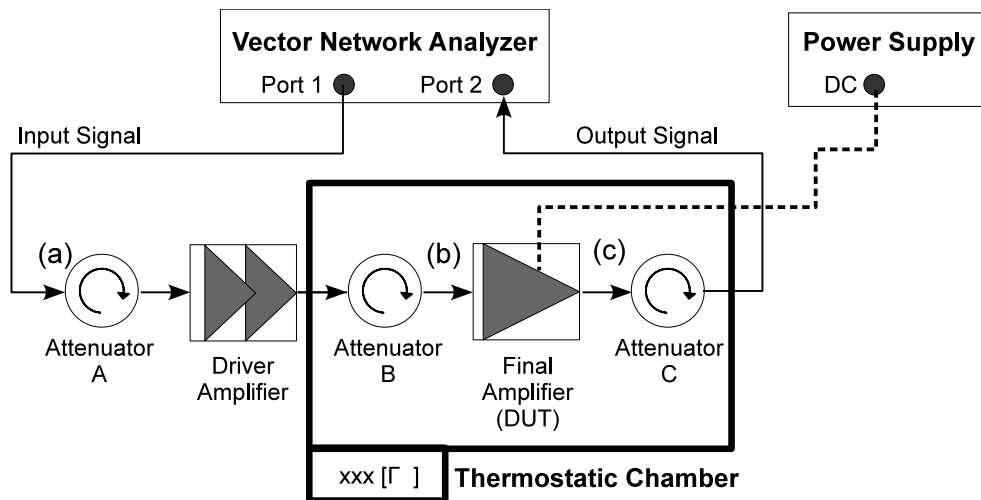


Fig. 4.3 Experiment Environment for Final Amplifier

Table. 4.1 Features of C-band Internally Matched FET [5]

Item	Symbol	Condition	Rating	Unit
Drain-Source Voltage	$V_{ds}$		15	V
Gate-Source Voltage	$V_g$		-5	V
Saturated Drain Current	$I_{dss}$	$V_{ds}=5V, V_{gs}=0V$	Limit:1700	mA
Drain Current	$I_{dsr}$	$I_{ds}=0.65I_{dss}, V_{ds}=10V$	Limit:1100	mA

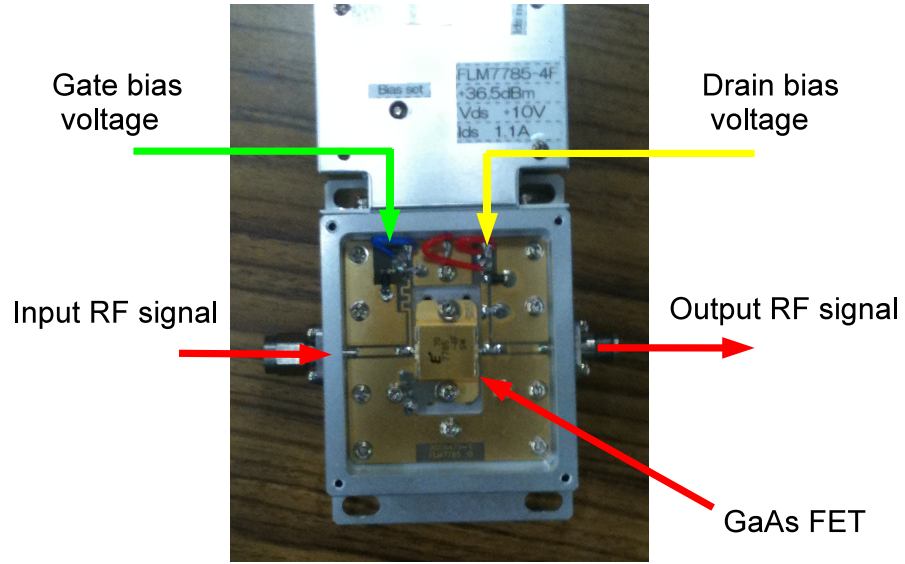


Fig. 4.4 Experiment Environment for Final Amplifier

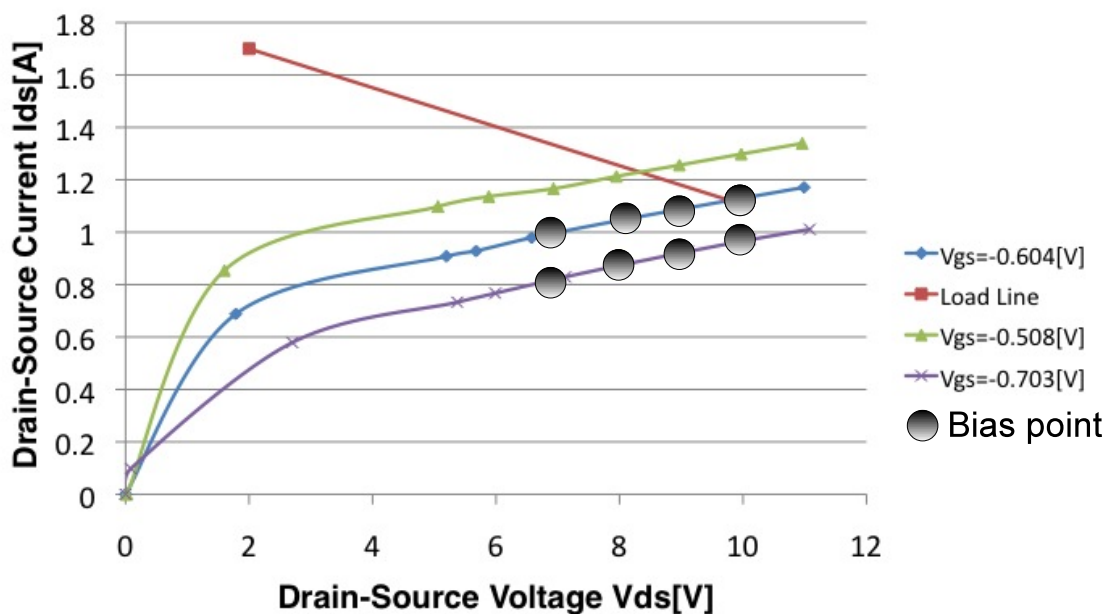


Fig. 4.5 The Static Characteristics of FET

## 4.2 パワーアンプの出力特性と電力付加効率の周波数依存性

図 4.5 に表されるバイアス点に設定したときの AM-AM/PM 特性の周波数を変化させて測定した結果を図 4.6～図 4.13 に示す。節??からわかる通り，出力を 2.5[W] 出すためのアンプの最低駆動電力は 5[W] である。そのため，マージンをもたせてバイアス点は (7[V], 0.819[A])，DC 電力が 5.7[W] となるの点を最低 DC 電力とした。

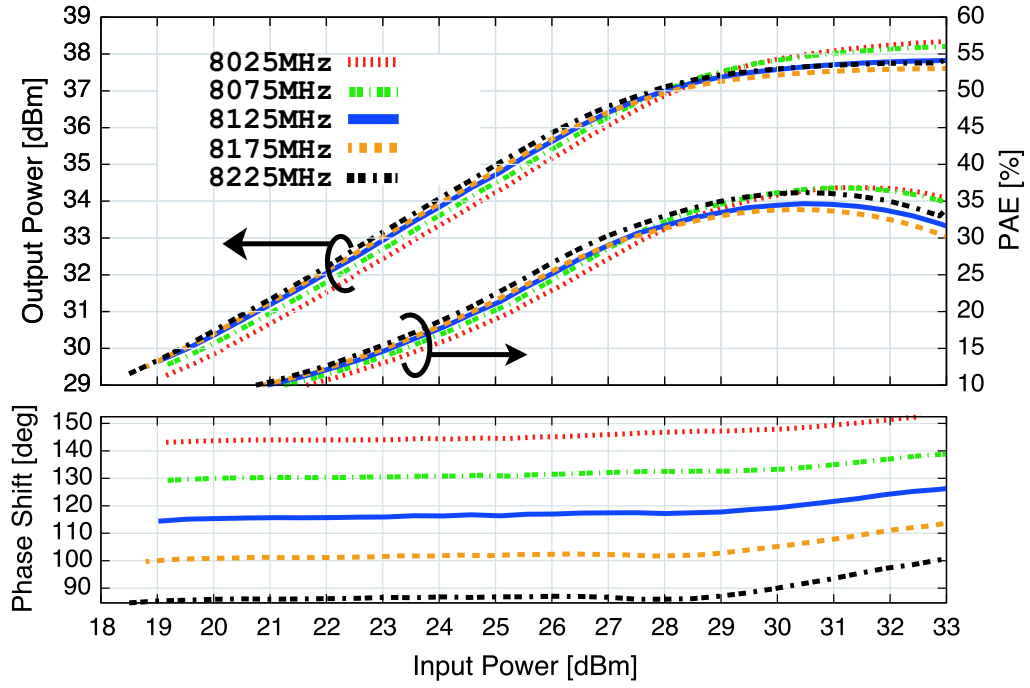


Fig. 4.6 AM-AM/PM Characteristics by 50MHz margin at  $V_{ds}=10[V]$ ,  $I_{ds}=1.13[A]$

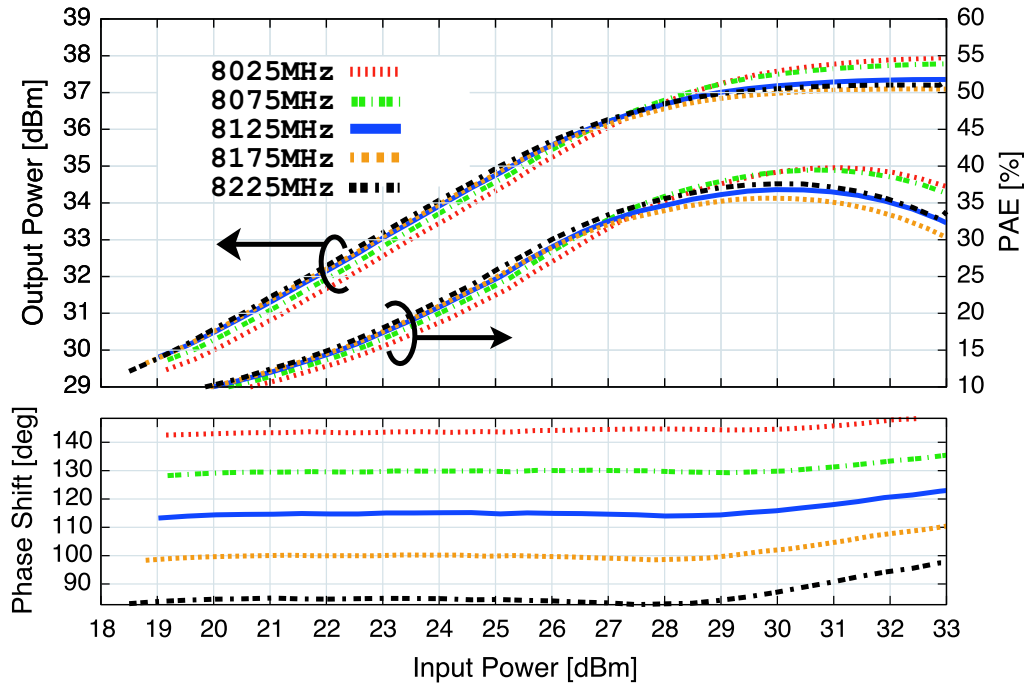


Fig. 4.7 AM-AM/PM Characteristics by 50MHz margin at  $V_{ds}=9[V]$ ,  $I_{ds}=1.092[A]$

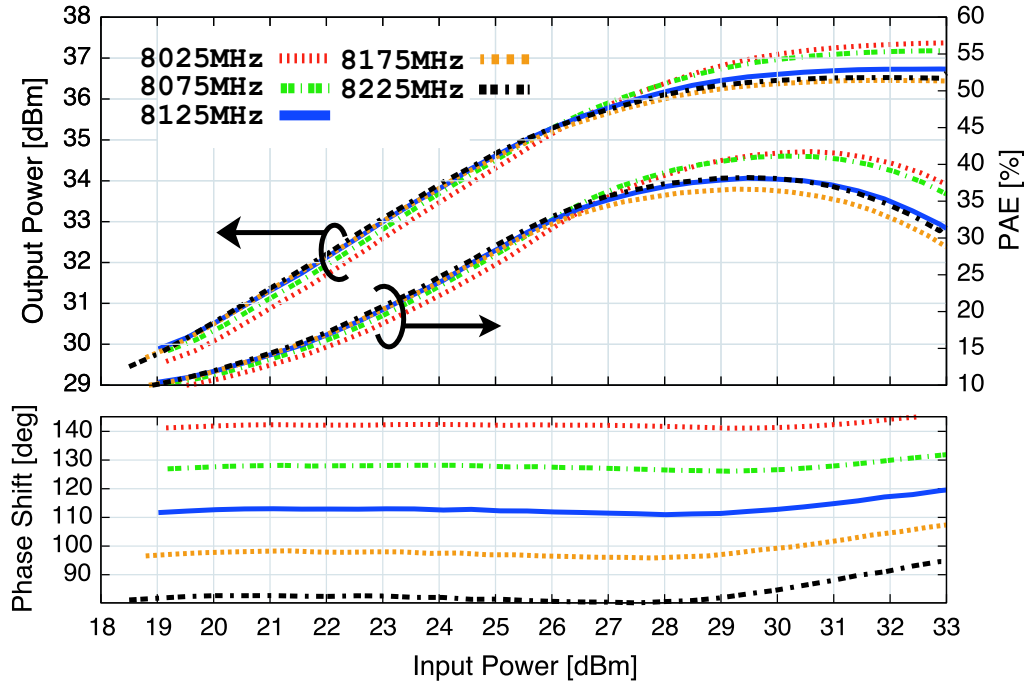


Fig. 4.8 AM-AM/PM Characteristics by 50MHz margin at  $V_{ds}=8[V]$ ,  $I_{ds}=1.044[A]$

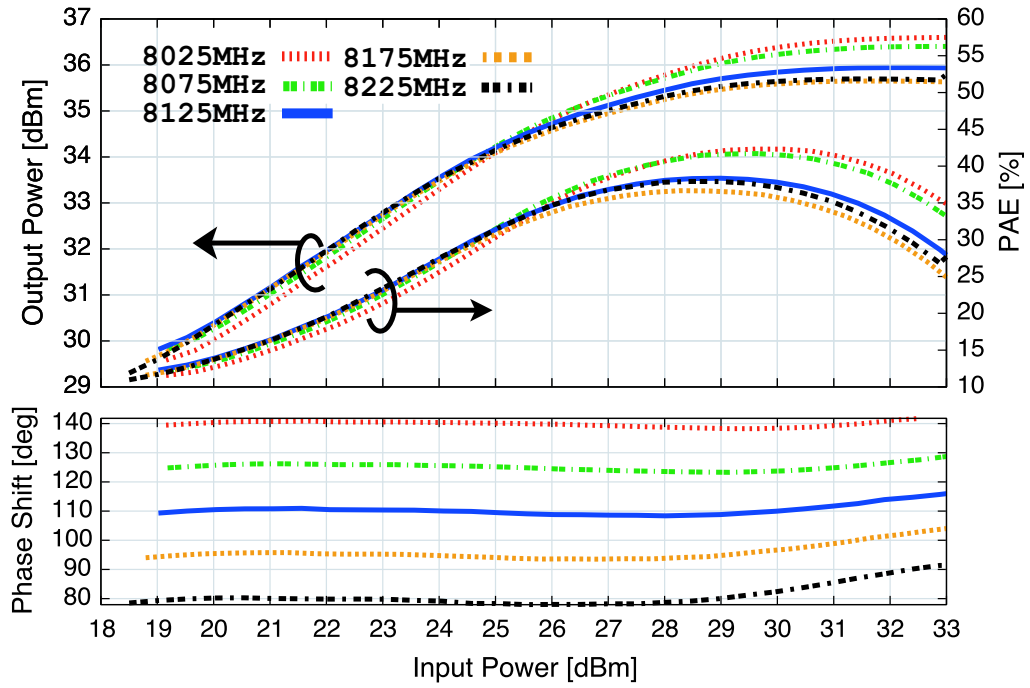


Fig. 4.9 AM-AM/PM Characteristics by 50MHz margin at  $V_{ds}=7[V]$ ,  $I_{ds}=0.992[A]$

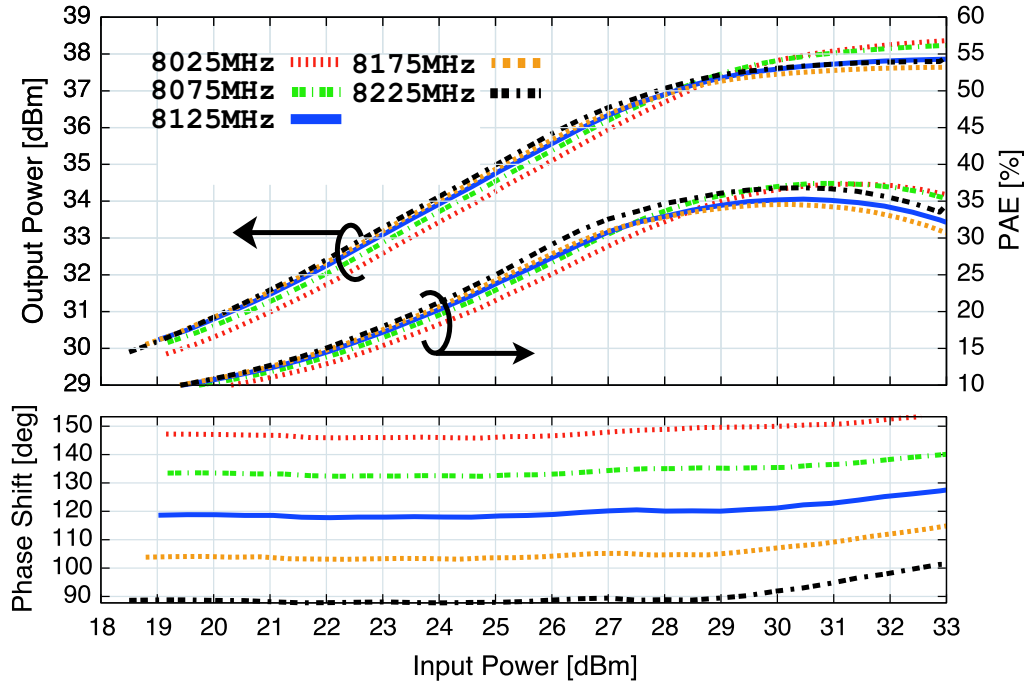


Fig. 4.10 AM-AM/PM Characteristics by 50MHz margin at  $V_{ds}=10[V]$ ,  $I_{ds}=0.971[A]$

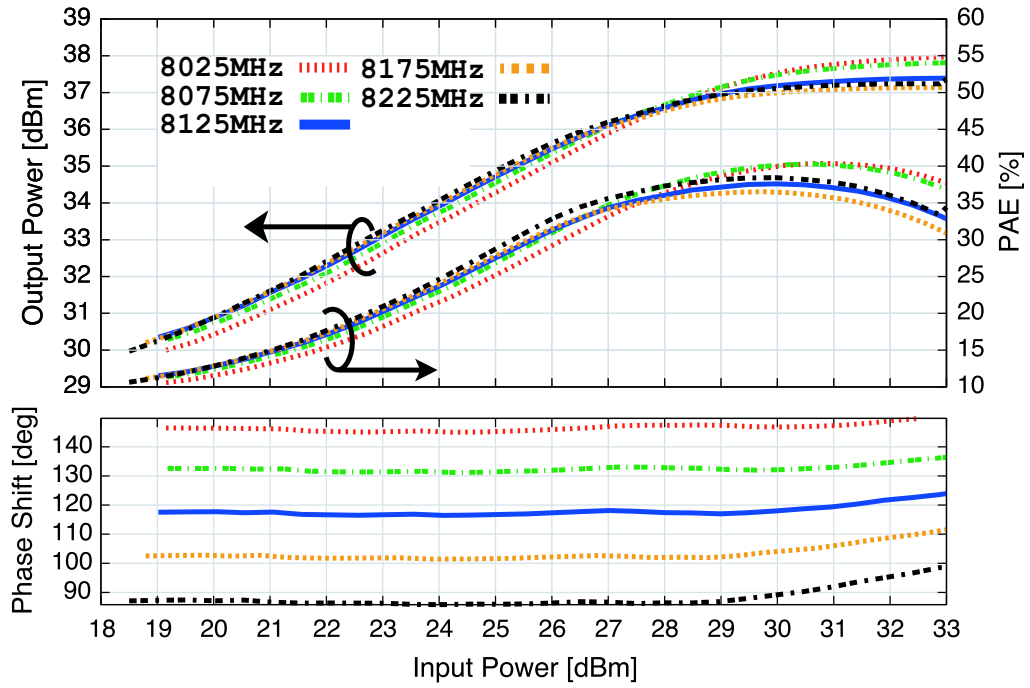


Fig. 4.11 AM-AM/PM Characteristics by 50MHz margin at  $V_{ds}=9[V]$ ,  $I_{ds}=0.926[A]$



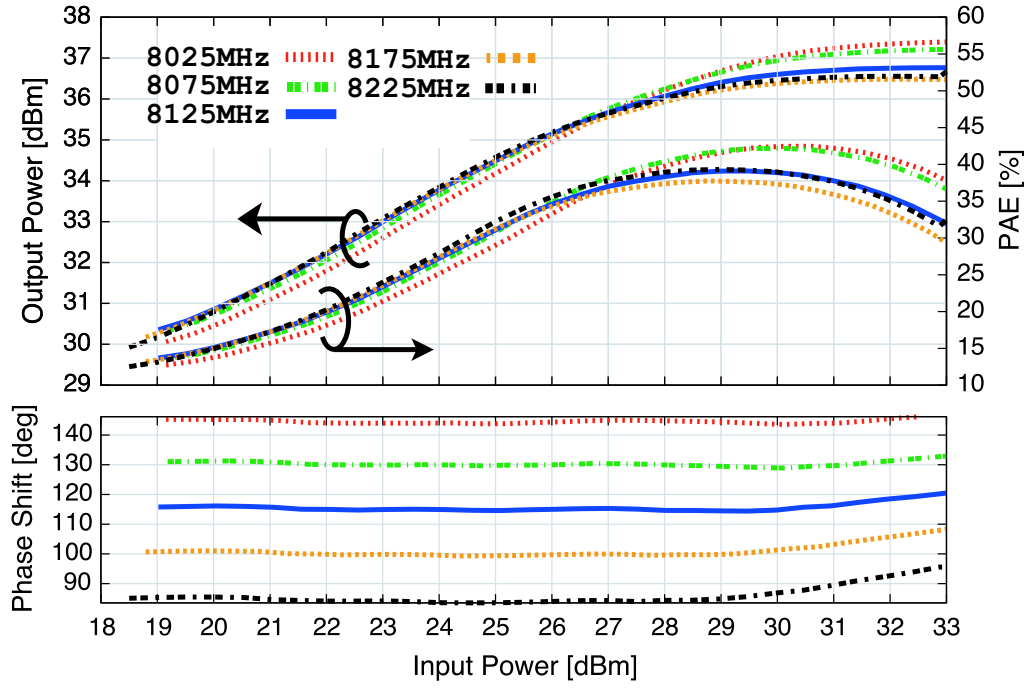


Fig. 4.12 AM-AM/PM Characteristics by 50MHz margin at  $V_{ds}=8[V]$ ,  $I_{ds}=0.879[A]$

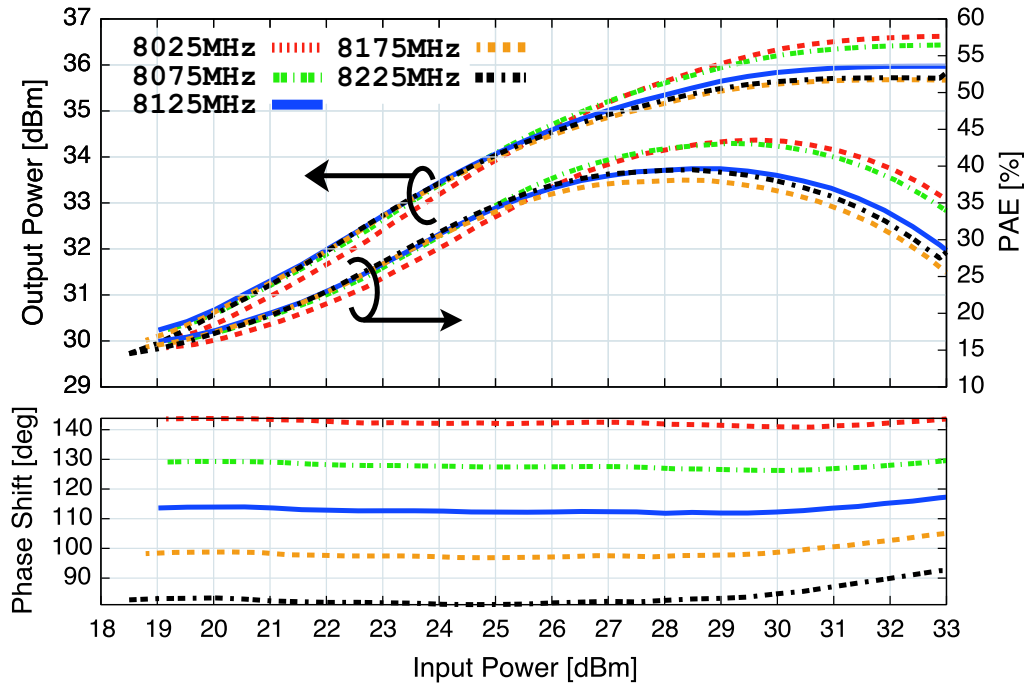


Fig. 4.13 AM-AM/PM Characteristics by 50MHz margin at  $V_{ds}=7[V]$ ,  $I_{ds}=0.819[A]$

### 4.3 バイアス電圧の違いによるパワーアンプの出力特性と電力付加効率の変化

バイアス電圧の変更による AM-AM/PM 特性と PAE の変化を図 4.14 に示す。バイアス点は出力電力の大きな特性から ( $V_{ds}$ ,  $I_{ds}$ ) 組み合わせが (10[V], 1.13[A]), (9[V], 1.092[A]), (8[V], 0.879[A]), (7[V], 0.819[A]) である。このときの周波数は 8125MHz とした。本実験によりバイアス電圧の変更により、目標出力電力において 18% 程度 PAE が向上したことが確認できた。

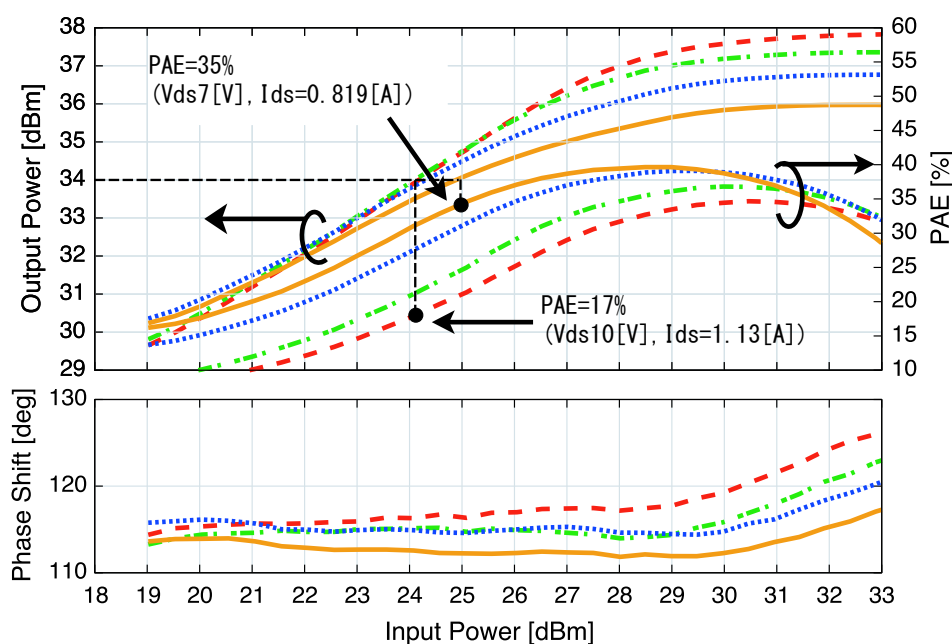


Fig. 4.14 The Variation of PAE and AM-AM/PM Characteristics by change of bias

### 4.4 パワーアンプの出力特性の温度依存性

図 4.3 に示した測定系において恒温槽内を 10 °C, 25 °C, 40 °C と変化させたときの AM-AM/PM 特性を図??に示す。今回、パワーアンプの

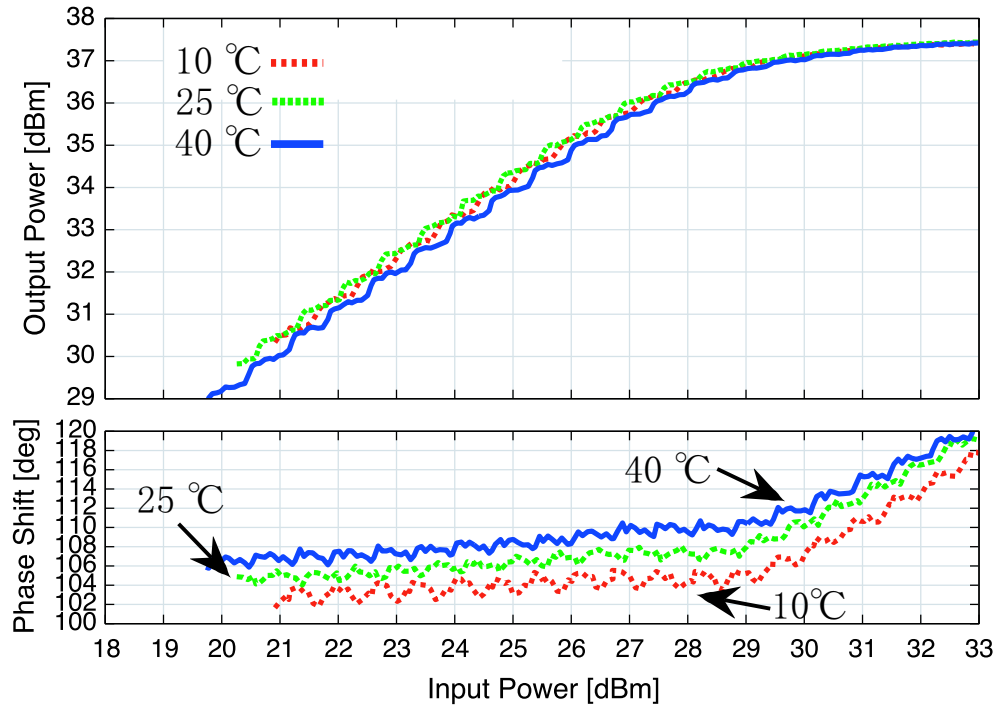


Fig. 4.15 The Variation of AM-AM/PM Characteristics by change of temperature

## 第5章 通信路シミュレーションによる信号復調特性

### 5.1 PSB モデルによるパワーアンプのモデリング

第4章で取得したパワーアンプのデータを使い、参照周波数を8125MHzとして8025MHzから8225MHzまでをの特性をPSBモデルによって表現した。図??～図??にバイアス電圧の違いによる pre-filter, post-filter の特性を示す。

AM-AM特性はバイアス電圧によらず、どれも近しい特性をもつことがわかる。AM-AM特性を表す pre-filter の帯域内での変動は最大で1.5dB程度、post-filter の変動は最大で1dB程度であった。一方、AM-PM特性はバイアス電圧の違いによって pre-filter では最大で2.5dBの変動が見られた。これはバイアス電圧によって位相シフトの始まり方が大きく異なることを意味している。位相シフト量は最も大きい所で4[deg]の違いが見られた。

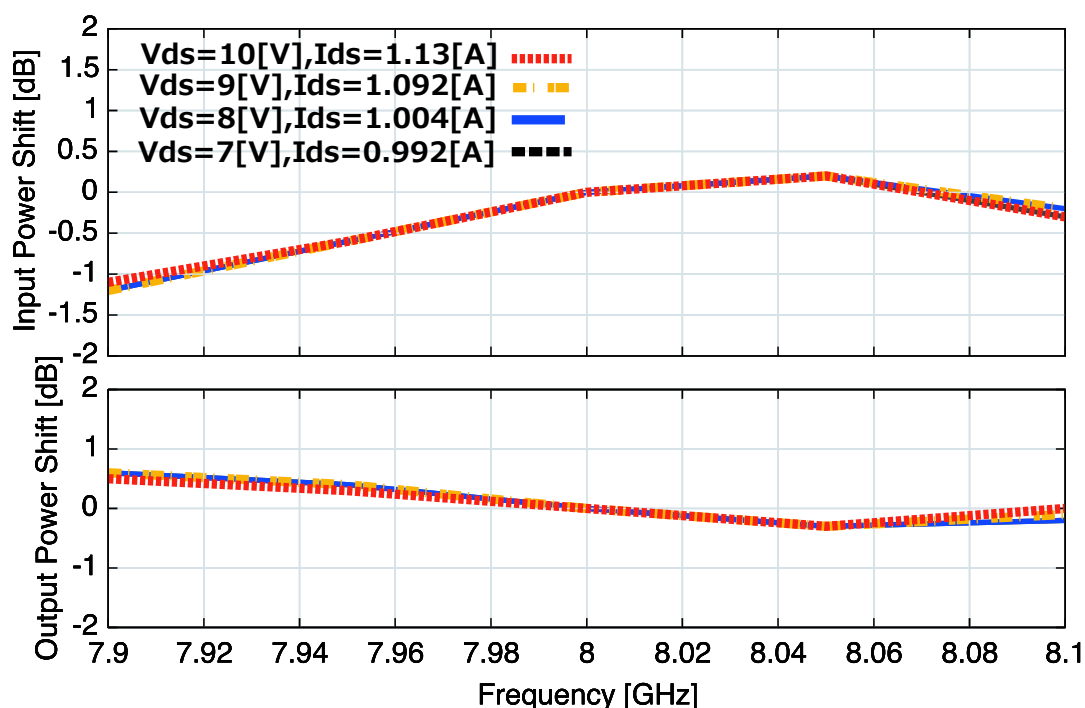


Fig. 5.1 PSB AM/AM modeling at  $V_{gs}=-0.603V$

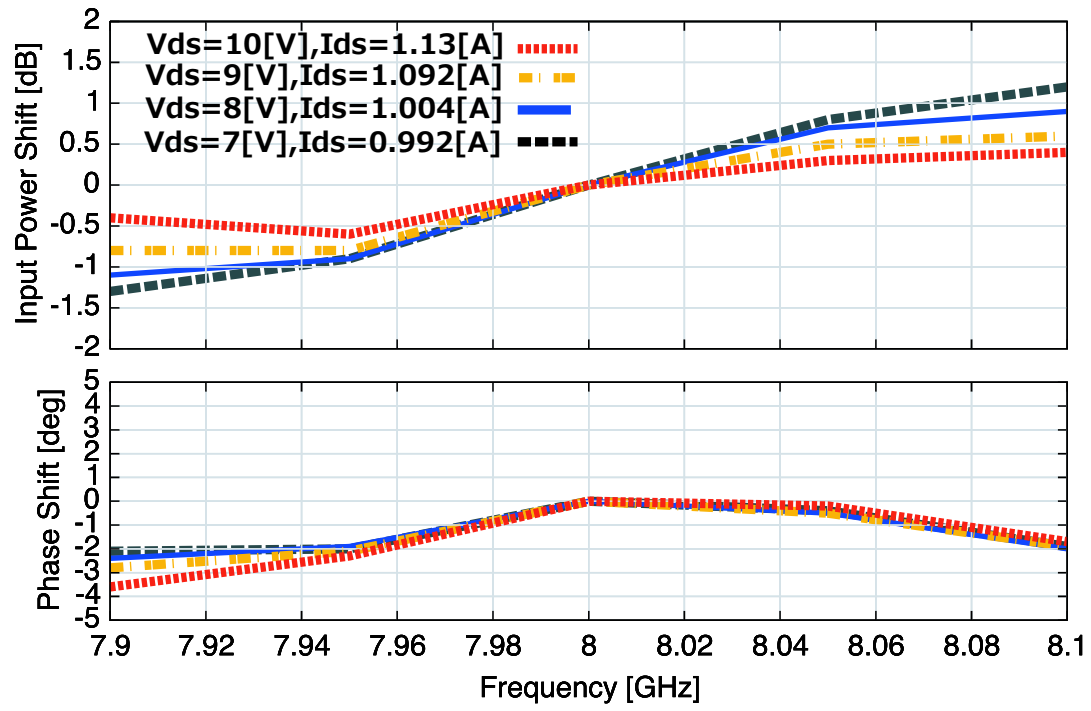


Fig. 5.2 PSB AM/PM modeling at  $V_{gs}=-0.603V$

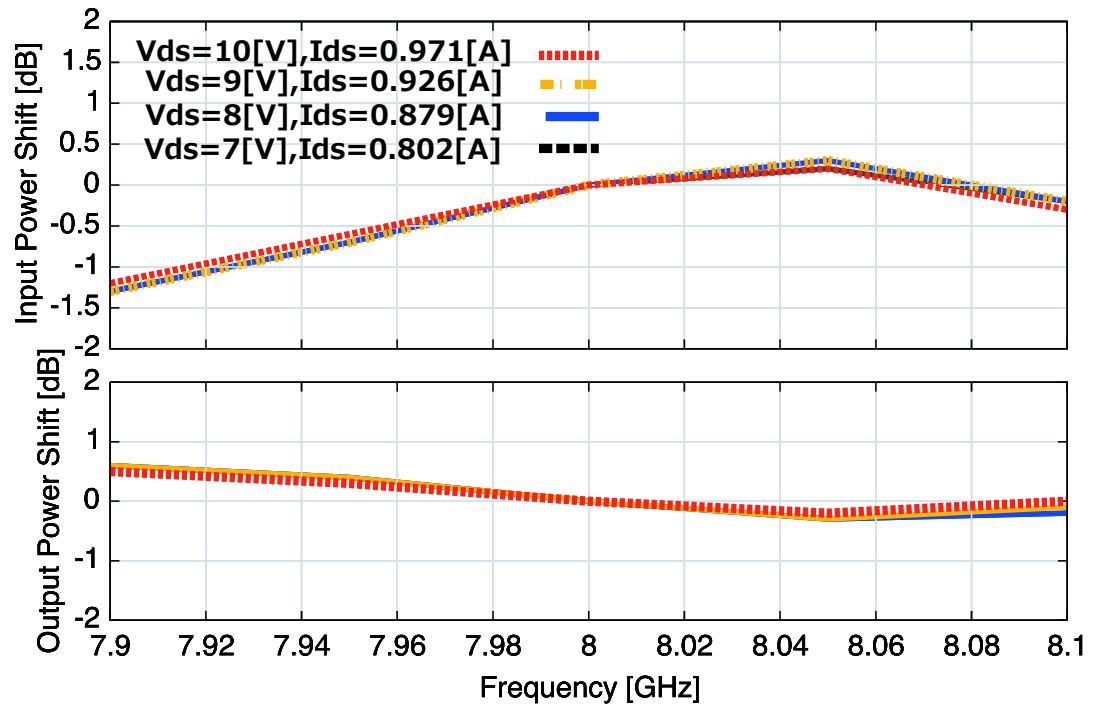


Fig. 5.3 PSB AM/AM modeling at  $V_{gs}=-0.703V$

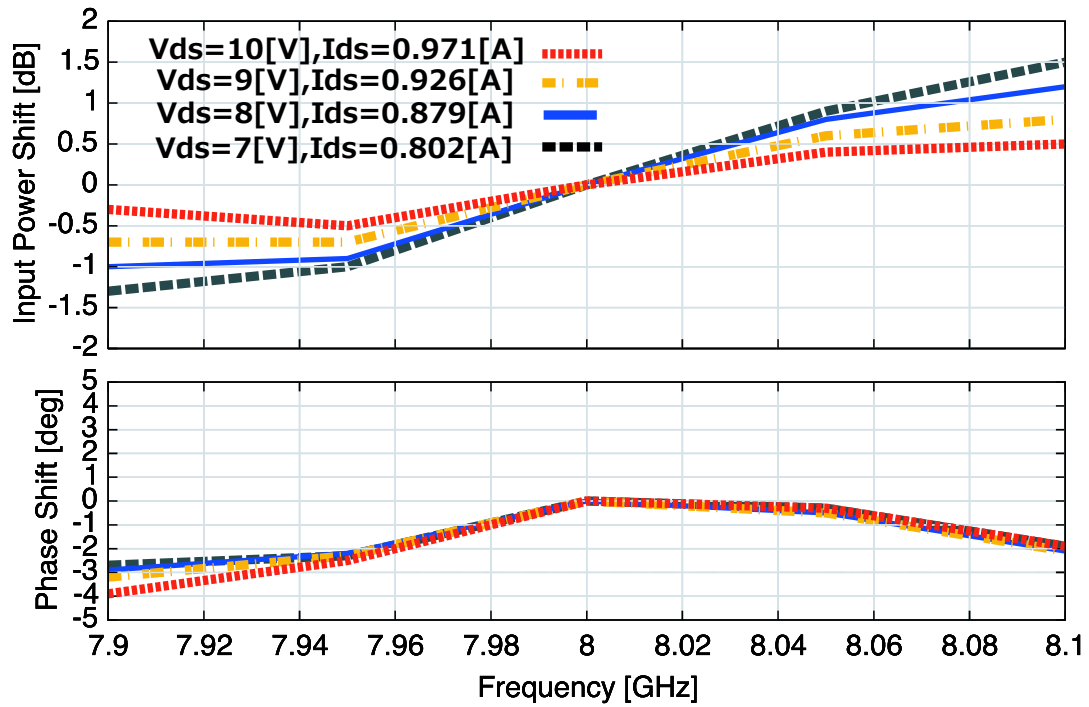


Fig. 5.4 PSB AM/PM modeling at  $V_{gs}=-0.703V$

## 5.2 バックオフの違いによる復調特性の変化

通信路シミュレータによって、IBO を-10dB, -6dB, -3dB と変化させたときに復調される 16QAM シンボルのコンステレーションを図 5.5 ～5.7 に示す。本シミュレーションではパワーアンプの非線形性による影響をのみを見るため、通常通信路シミュレーションで考慮される熱雑音はモデルとした。また、バイアス点の設定は (7[V], 0.802[A]) の点とし、

ロールオフファクタは0.5でシミュレーションを行った.

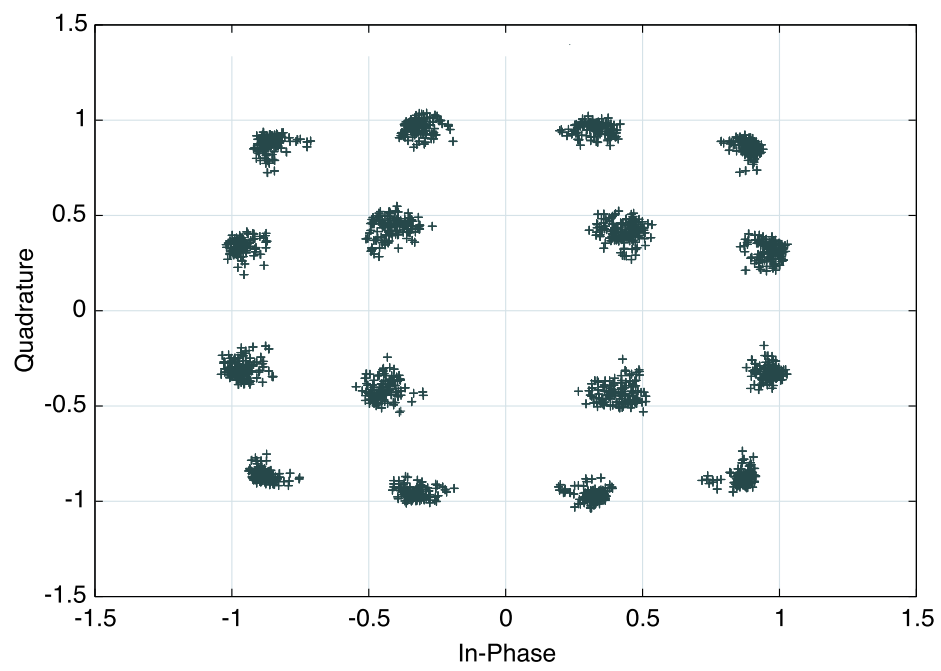


Fig. 5.5 IBO=-10dB



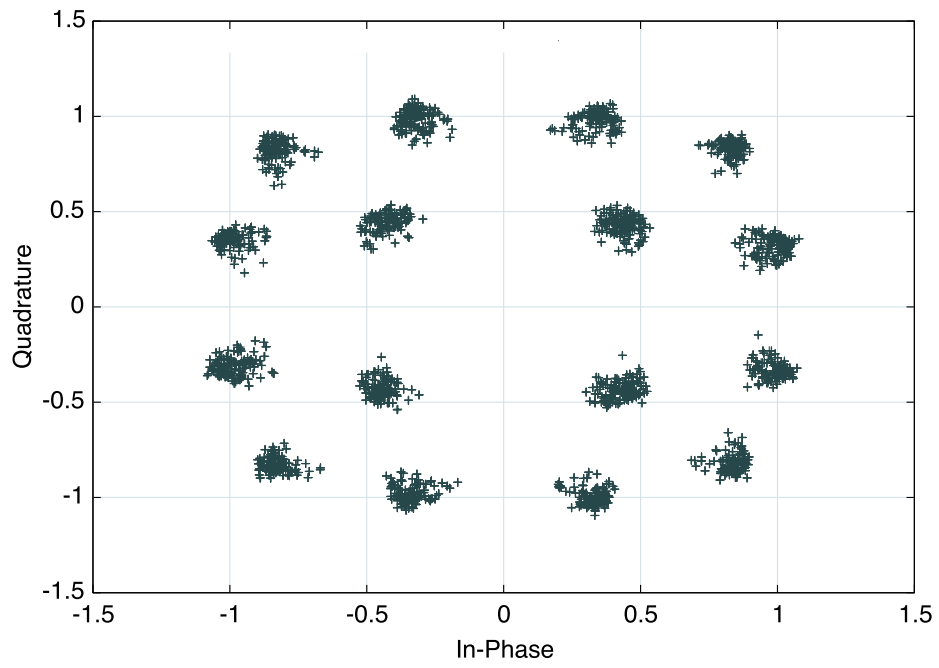


Fig. 5.6 16QAM constellation on IBO=-6dB

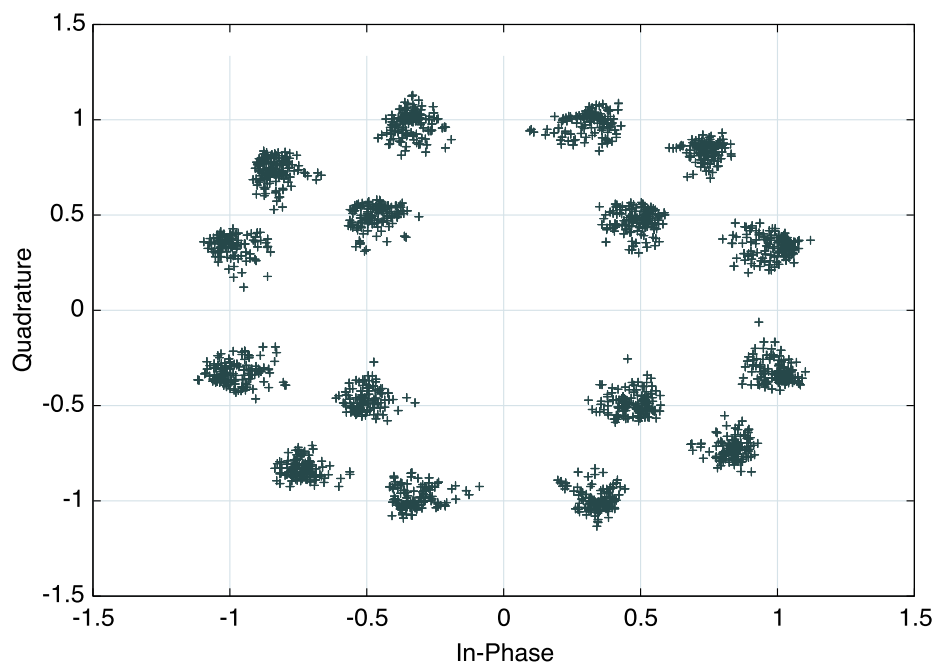


Fig. 5.7 16QAM constellation on IBO=-3dB

また,2.3 に示したシンボル距離  $d_i$  の IBO の変化に対する影響を図??に示す。復調された

シンボル同士の距離  $d_i$  とその時の平均電力  $\sqrt{E_b}$  には以下の関係がある.  $d_i = K_i \cdot \sqrt{(IBO)}$

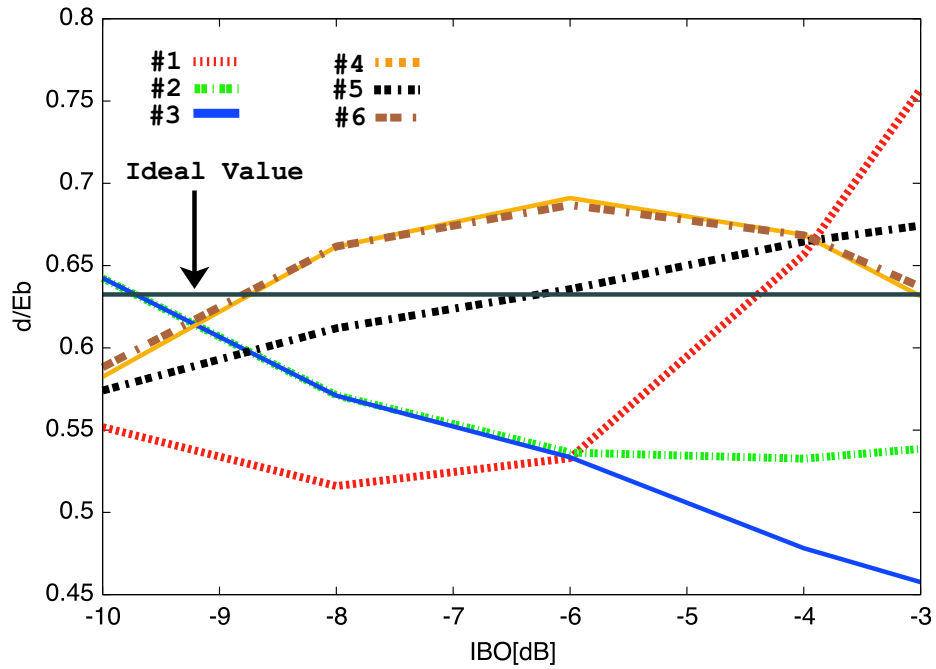


Fig. 5.8 16QAM constellation on IBO=-6dB

これより, 距離  $d_3$  がもっとも悪い特性を示しており, このようなワーストケースを補償するようなプリディストーションを施すことで誤りを減らすことが出来ると言える.

## 第6章 結論および今後の課題

本論文では省電力で高速な通信を小型衛星で行うために、高速通信で重要となる多値変調方式の特徴と、非線形アンプによって生じる非線形歪みについて述べた。また省電力化を目指して X-band パワーアンプの電力付加効率の向上を実験を通して確認を行った。この実験の結果、通常推奨されるバイアス電圧点を調節することで、目標電力に付近に電力付加効率のピークを持つてくることが出来ることを示した。

通信路シミュレーションでは、実験により取得したデータを用いて 16QAM 変調方式での復調特性を調べ、各シンボルの重心となる点を基に IBO とシンボル誤りの関係を定量的に示した。これにより、シンボルを平均的に分散させることで誤りを減らすことができる結果を得た。これらより小型衛星のように計算機リソースの限られた条件下では、比較的簡単に出来る位相回転に対する補償が最も効果的であるということが本研究より示唆された。

今後の展望として、今回は取り扱わなかった APSK 方式は QAM 方式に比べてシンボルが対照的に配置されている特徴を有することから、QAM 方式よりも良好な特性を示すであろうことが推察される。QAM 方式と APSK 方式の比較検討を行うことで、より高速な通信を小型の衛星で行う助けになるだろう。

## 謝辞

本研究は，東京大学大学院工学系研究科修士課程において行われたものであり，東京大学大学院工学系研究科教授 齋藤宏文先生には始終懇切な御指導を賜りました．また様々な面で一から丁寧に御指導戴いた独立行政法人宇宙航空研究開発機構宇宙科学研究所助教 冨木淳史先生，東京大学超小型衛星センター 岩切直彦先生にも感謝致します．また，本研究に関して貴重な御助言を下さった研究室の皆様に深く感謝致します．

## 参考文献

- [1] D.E. Rowland, M.R. Collier, J.B. Sigwarth, S.L. Jones, J.K. Hill, R. Benson, M. Choi, D. Chornay, J. Cooper, S. Feng, N. Gill, C. Goodloe, L. Han, H. Hancock, F. Hunsaker, N. Jones, J.W. Keller, J. Klenzing, I. Kleyner, T. Moore, K. Ogilvie, R. Pfaff, T. Price, J. Roman, M. Rodruiguez, P. Rozmarynowski, M. Saulino, S. Sheikh, K. Simms, A. Yew, E. Young, J. Kujawski, M. Boudreaux, J. Casas, D. Myre, B. Smith, "Science of opportunity: Heliophysics on the FASTSAT mission and STP-S26", IEEE Conference, Aerospace, 20, pp.1-12, 2011.
- [2] M. Komatsu, S. Nnakasuka, "University of Tokyo Nano Satellite Project "PRISM"", ISTS26 (ISTS Special Issue), Vol. 7, pp. 19-24, 2009.
- [3] A. A. M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers", IEEE Trans. Communications, Vol. 29, No. 11, pp. 1715-1720, 1981.
- [4] M. C. Jeruchim, P. Balaban, K. S. Shanmugan, "Simulation of Communication System Modeling, Methodology, and Techniques", 2nd Edition, KLUWR ACADEMIC/PLENUM PUBLISHERS, 2000.
- [5] 住友電工デバイス・イノベーション株式会社,  
[http://www.sedi.co.jp/products/wirelessin\\_matched\\_high\\_power.html](http://www.sedi.co.jp/products/wirelessin_matched_high_power.html) (accessed Jun 16th, 2012), (FLM7785-4F)
- [6] Agilent Technologies,  
<http://www.home.agilent.com/agilent/techSupport.jsp?pid=72279&pageMode=MN&lc=eng&cc=US> (accessed Jun 16th, 2012), (E8362B)
- [7] ESPEC,  
[http://www.espec.com/na/products/model/mc\\_811/](http://www.espec.com/na/products/model/mc_811/) (accessed Jun 16th, 2012), (MC811)
- [8] M. Tomlinson, A. Ambroze, and G. Wade, "Power and Bandwidth Efficient Modulation and Coding For Small Satellite Communication Terminals", *IEEE International Conference on Communications 2002*, VOL. 5, pp. 2943-2946, 2002.

- [9] C. Burnet, "Mitigation of Adverse Effects in the Nonlinear Satellite Channel for 16QAM Transmission", Adelaide, Australia: University of South Australia; Doctor Thesis. 2006.
- [10] J. Hagenauer, "A Viterbi Algorithm with Soft-Decision Outputs and its Applications", *in Proc. IEEE Global Telecommunications Conference 1989, Dallas, Texas*, pp. 1680-1686, 1989.
- [11] A. USHIROKAWA, T. OKAMURA, N. KAMIYA, and B. VUCETIC, "Principles of Turbo Codes and Their Application to Mobile Communications", *IEICE TRANS. FUNDAMENTALS*, VOL. E81-A, NO. 7, 1998.
- [12] C. Laot, A. Glavieux, and J. Labat, "Turbo Equalization: Adaptive Equalization and Channel Decoding Jointly Optimized", *IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS*, VOL. 19, NO. 9, 2007.
- [13] G. Andrea, "Wireless Communications", Cambridge University Press, 1st edition, 2005.
- [14] A. SALEH, "Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifier", *IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS*, VOL. COM-29, NO.11, 1981.
- [15] C. Lee, S. Vlahoyiannatos, and L. Hanzo. "Satellite Based Turbo-Coded, Blind-Equalized 4-QAM and 16-QAM Digital Video Broadcasting", *IEEE TRANSACTIONS ON BROADCASTING*, VOL. 46, NO. 1, pp. 23-33, 2000.
- [16] J. Choi, A. Lima, and S. Haykin, "Kalman Filter-Trained Recurrent Neural Equalizers for Time-Varying Channels", *IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS*, VOL. 53, NO. 3, 2005
- [17] Y. Su, M. Chi, and Y. Chih, "Turbo Equalization of Nonlinear TDMA Satellite Signals", *IEEE Global Telecommunications Conference*, VOL. 3, pp. 2860-2864, 2002.
- [18] G. Cybenko, "Approximation by superpositions of a sigmoidal function", *MATHEMATICS OF CONTROL SIGNALS AND SYSTEMS (MCCS)*, Vol. 2, No. 4, pp. 303-314, 1989 : 2006