

最近のマイクロ波増幅技術

助教 石川亮

国立大学法人 電気通信大学

マイクロ波技術

マイクロ波技術の応用分野

レーダー
イメージング
無線通信
無線電力伝送
マイクロ波加熱

マイクロ波技術の構成要素

受動デバイス

能動デバイス

アンテナ
結合・分配器
フィルタ
伝送線路
バラン

スイッチ

発振器
増幅器
変調器
整流器

マイクロ波増幅器の各種技術

設計指標

小信号動作
(線形動作)

利得 雑音
帯域 消費電力

大信号動作
(非線形動作)

利得 効率
線形性
出力 熱

システム
(複合型増幅器)

ひずみ補償 : (プレディストーション
フィードフォワード
熱メモリ効果補償)

エンベロープトラッキング

ドハティ プッシュプル

MMIC, Bi-CMOS, RF-CMOS

カスコード 分布型

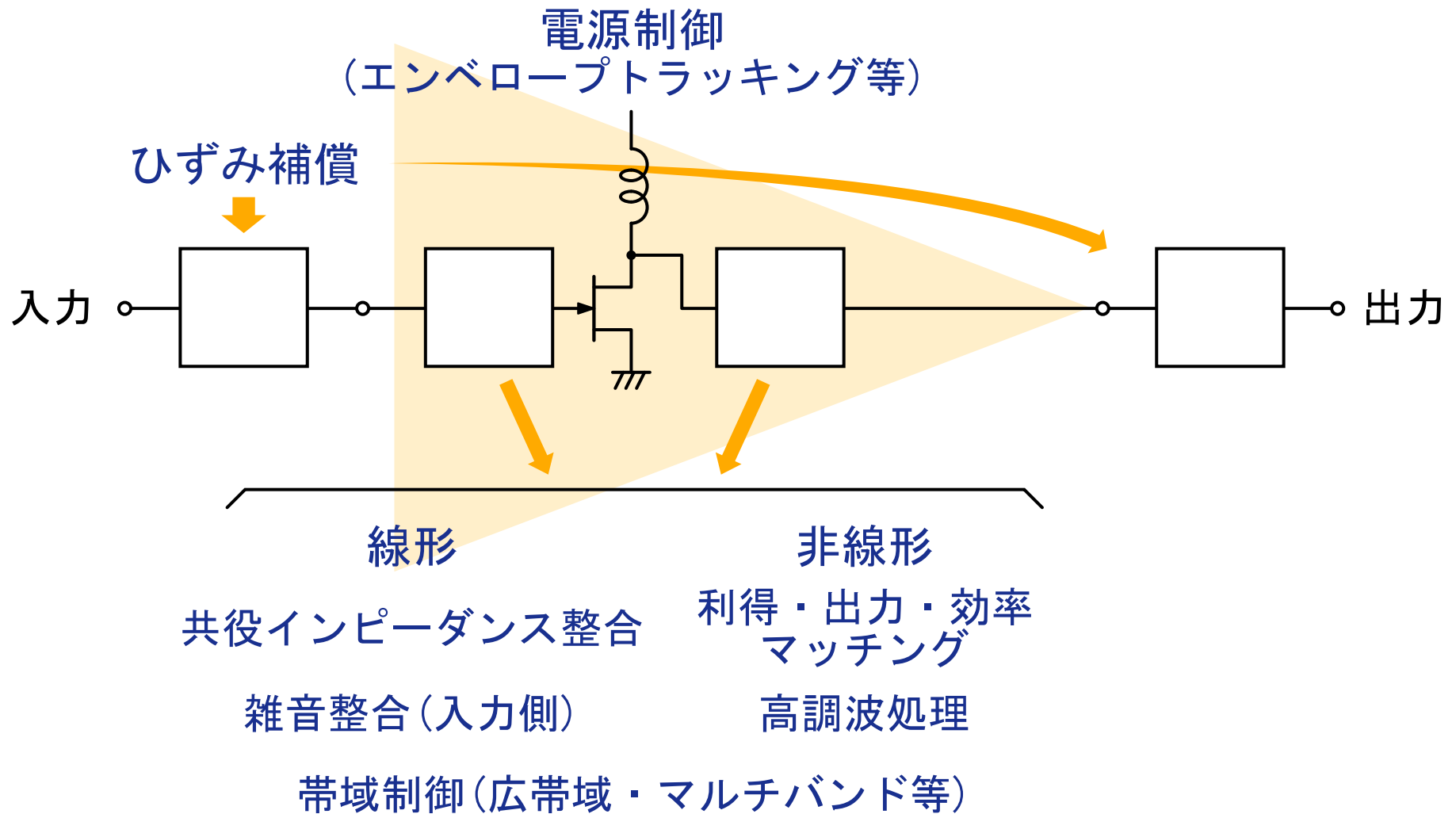
デバイス
(単体増幅器)

広帯域 マルチバンド 低雑音
A, B, C, D, E, F, J, S級

デバイス
(素子)

バイポーラ、FET、HEMT、HBT
Si, SiGe, GaAs, InP, GaN
(真空管:TWT)

マイクロ波増幅回路構成

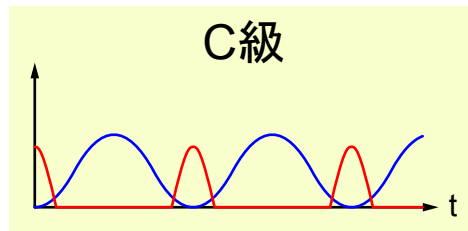
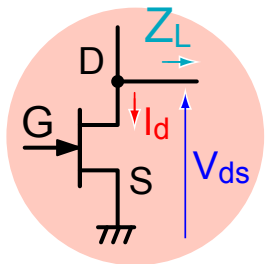


高効率マイクロ波電力増幅器

高効率化 → トランジスタでの電力消費を最小化

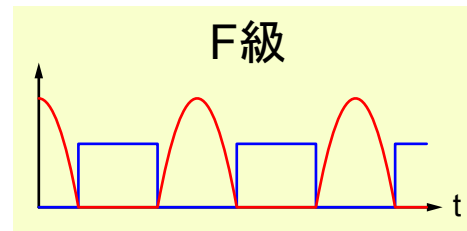
トランジスタでの電流・電圧波形の重なりを無くす

種々の高効率化方式の電流・電圧波形



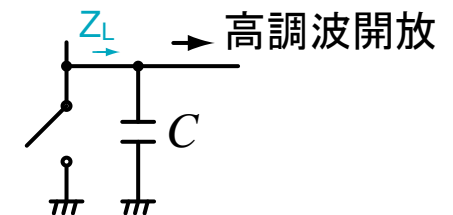
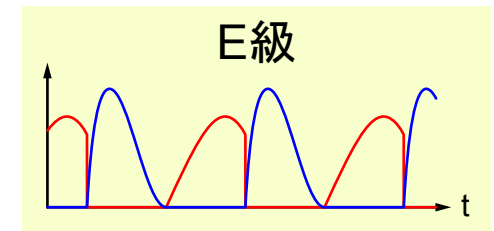
C級
ゲートバイアス
↓
ピンチオフ以下

Z_L : 基本波→抵抗性負荷
高調波→短絡



F級
 V_{ds} : 方形波
(基本波+奇数次高調波)
 I_d : 半波整流波
(基本波+偶数次高調波)

Z_L : 基本波→抵抗性負荷
偶数次高調波→短絡
奇数次高調波→開放

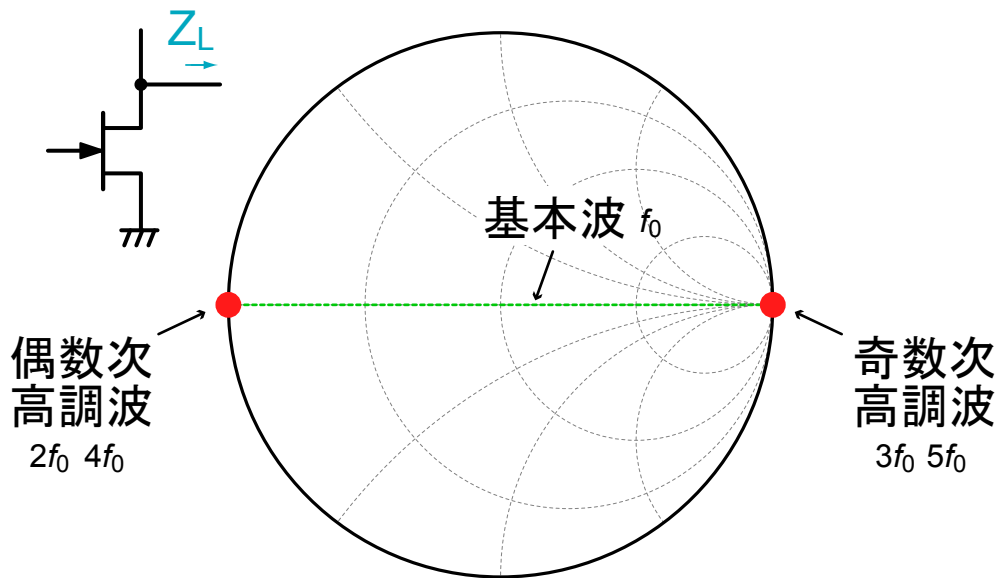


Z_L : 基本波→複素負荷
高調波
→純リアクタンス

F級およびE級の負荷インピーダンス

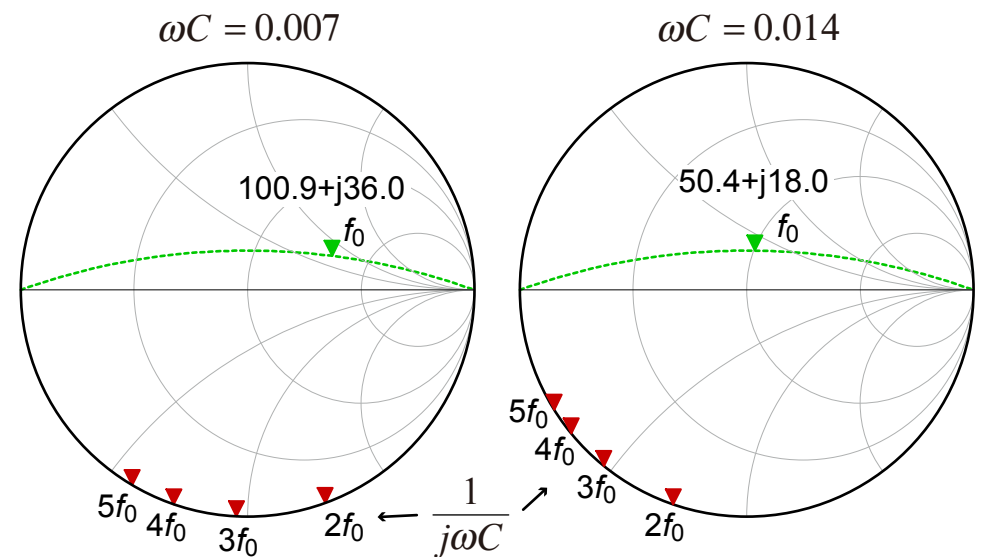
- F級動作 -

(電流→半波整流波)



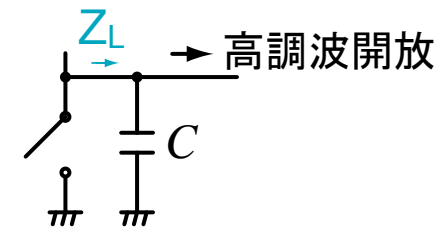
- E級動作 -

(トランジスタ→理想スイッチ)

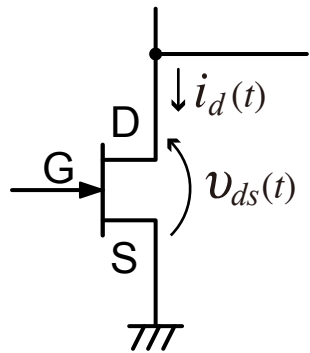


動作を理想化→インピーダンスが確定

実際→インピーダンス調整が必要



高調波リアクティブ終端による高効率化



電圧・電流波形を
一般化

$$\begin{cases} v_{ds}(t) = V_0 + \sum_{n=1} \sqrt{2} V_n \sin(n\omega_0 + \phi_n) \\ i_d(t) = I_0 + \sum_{n=1} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega_0 + \phi_n + \theta_n) \end{cases}$$

平均消費電力：

$$P_{ave} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{ds}(t) i_d(t) dt = V_0 I_0 + \sum_{n=1} V_n I_n \cos \theta_n$$

零化
条件

$$V_0 I_0 + V_1 I_1 \cos \theta_1 = 0 \quad \text{基本波} \rightarrow \text{逆相 (負)}$$

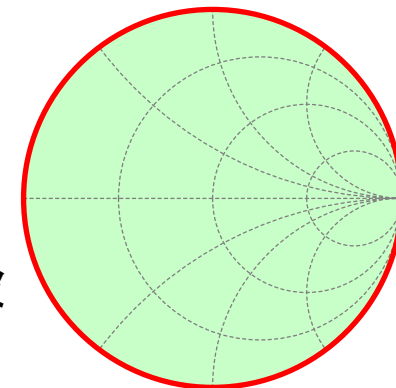
→ DC投入とRF生成をバランスさせる必要あり → 整合

基本波
(円内)

$$\sum_{n=2} V_n I_n \cos \theta_n = 0$$

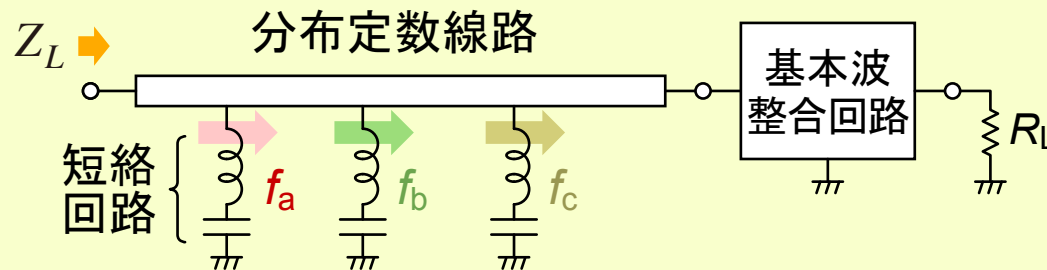
▶ 高調波調整範囲 (外周)

→ 高調波の位相差を $\pm 90^\circ$ → リアクティブ終端

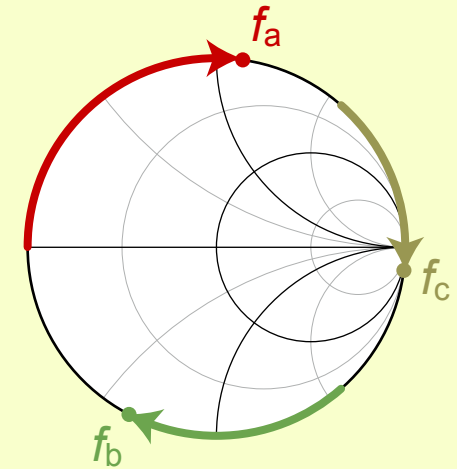


リアクティブ終端高調波処理回路

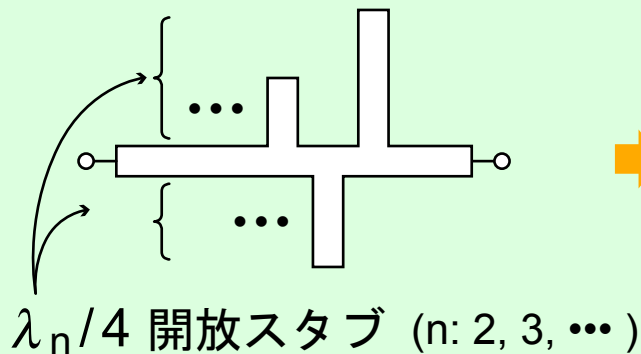
基本回路構成



f_a f_b f_c の順番に調整（後段の影響は無し）

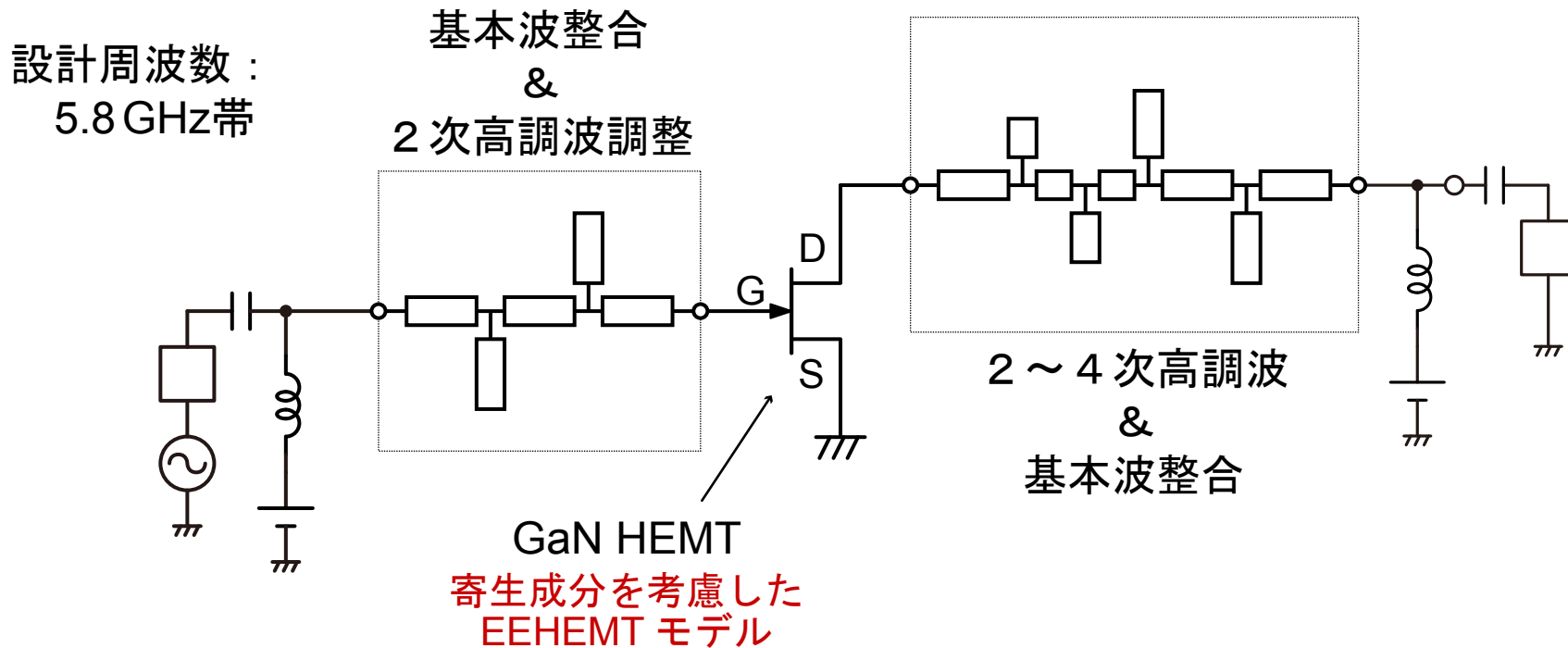


マイクロストリップ線路での構成例



5次高調波まで処理可能
(2次高調波用スタブが6次高調波も短絡してしまうため)

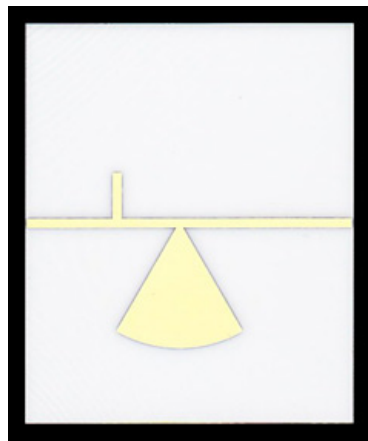
高調波リアクティブ終端高効率増幅器の設計



効率が最大となるように調整

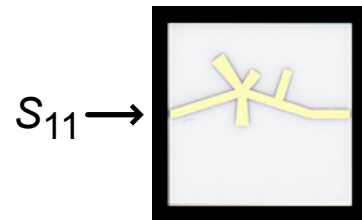
試作した入出力回路および出力回路の特性

- 入力回路 -



(22 mm × 18 mm)

- 出力回路 -

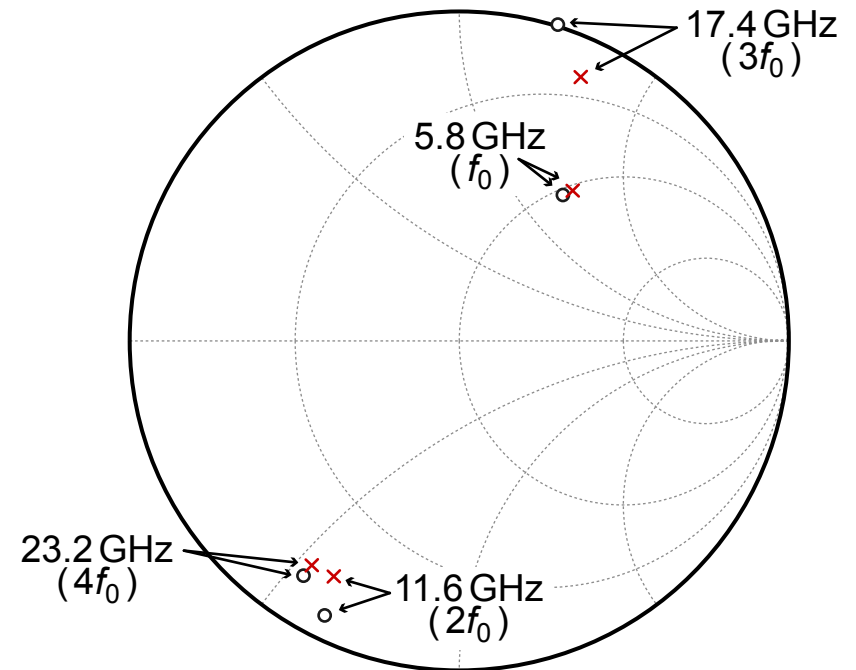


(10 mm × 10 mm)

アルミナ基板

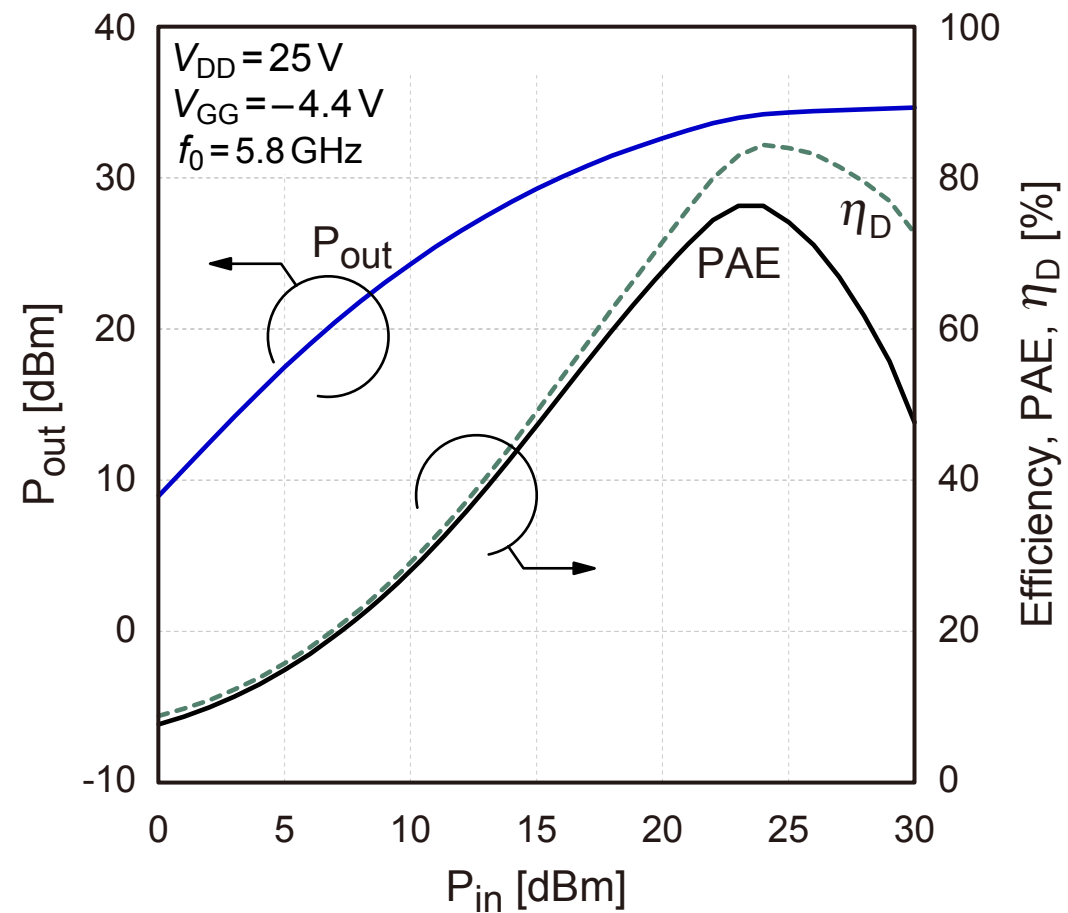
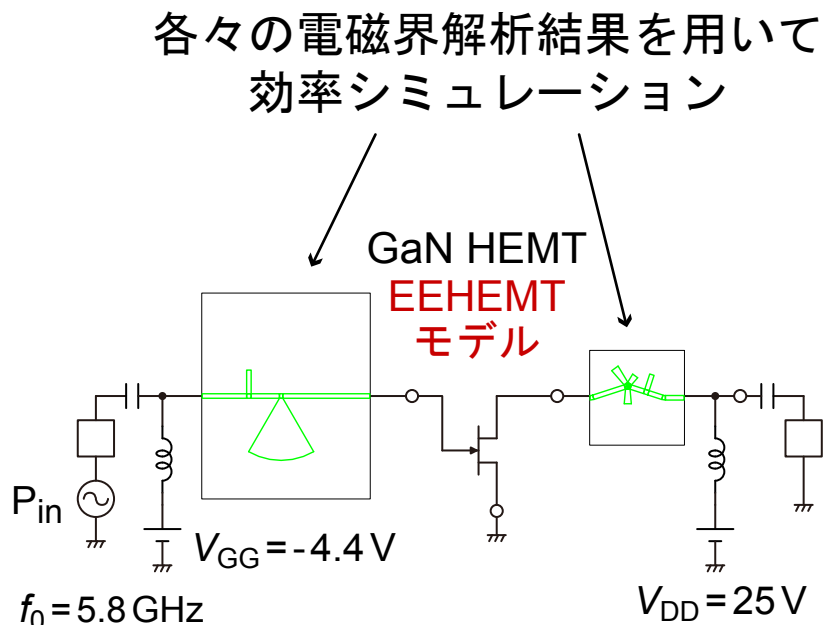
{ 基板厚さ: 0.5 mm
 ϵ_r : 9.8
 $\tan\delta$: 10^{-4} @10 GHz }

樹脂基板 (ϵ_r : 3.6, $\tan\delta$: 0.002@2 GHz)
と比べて小形化が可能



○ 電磁界解析
× 実測

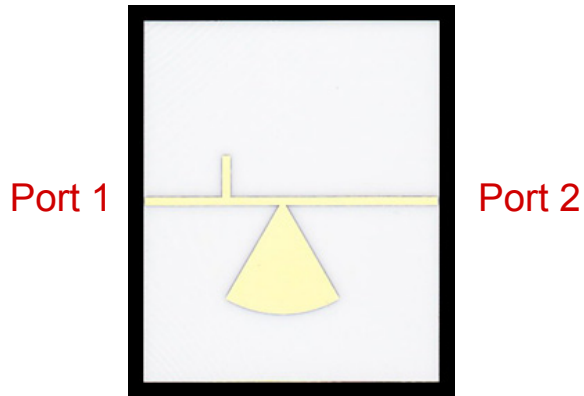
入出力回路の電磁界解析結果を用いたシミュレーション



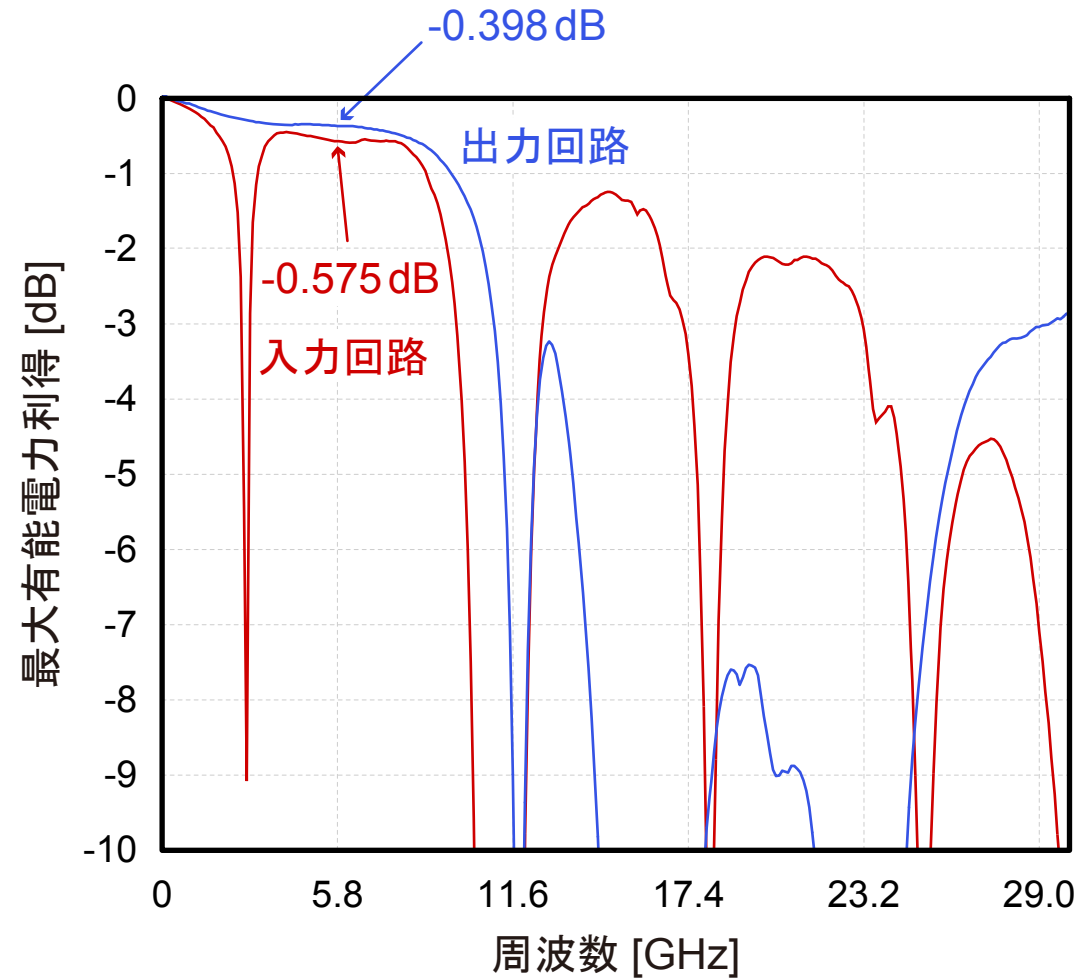
最大PAE: 74.5%, 最大 η_D : 83.1%

試作した入出力回路の損失の測定結果

- 入力回路 -

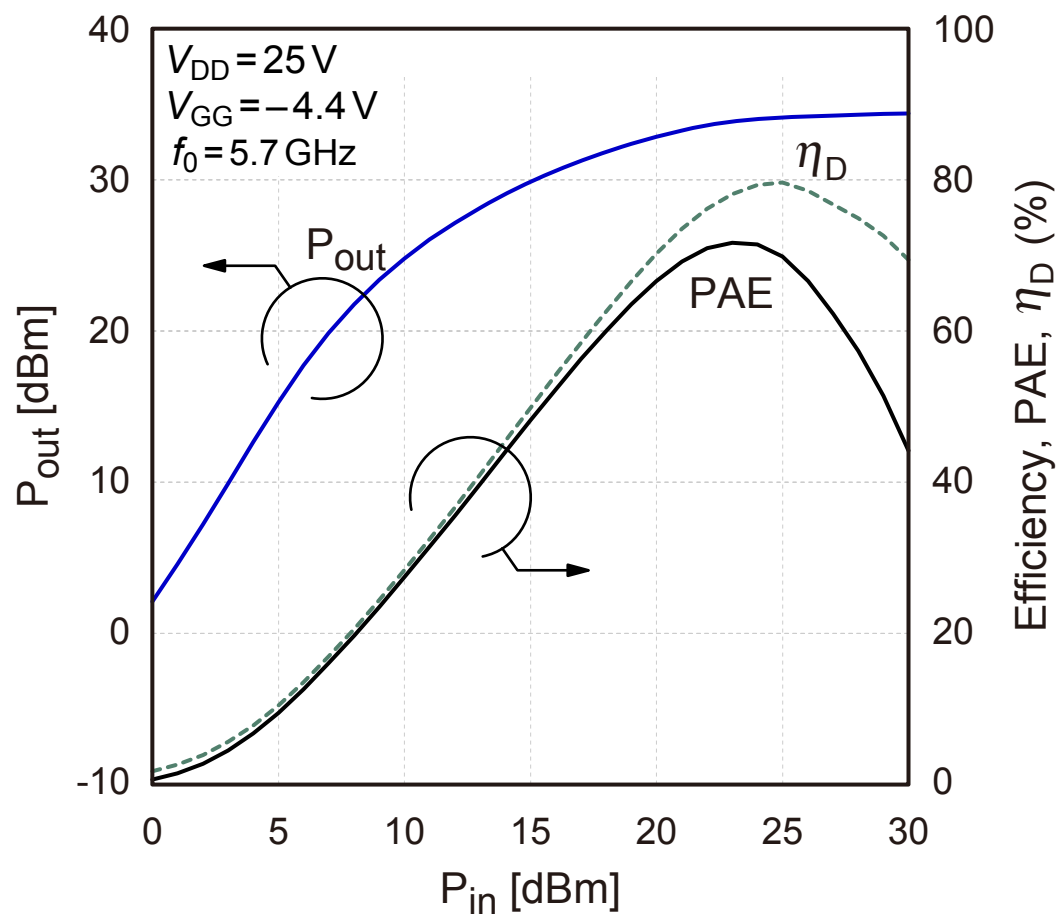
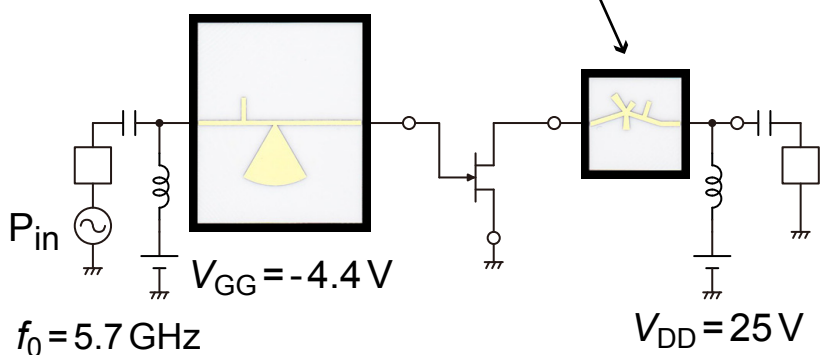


- 出力回路 -



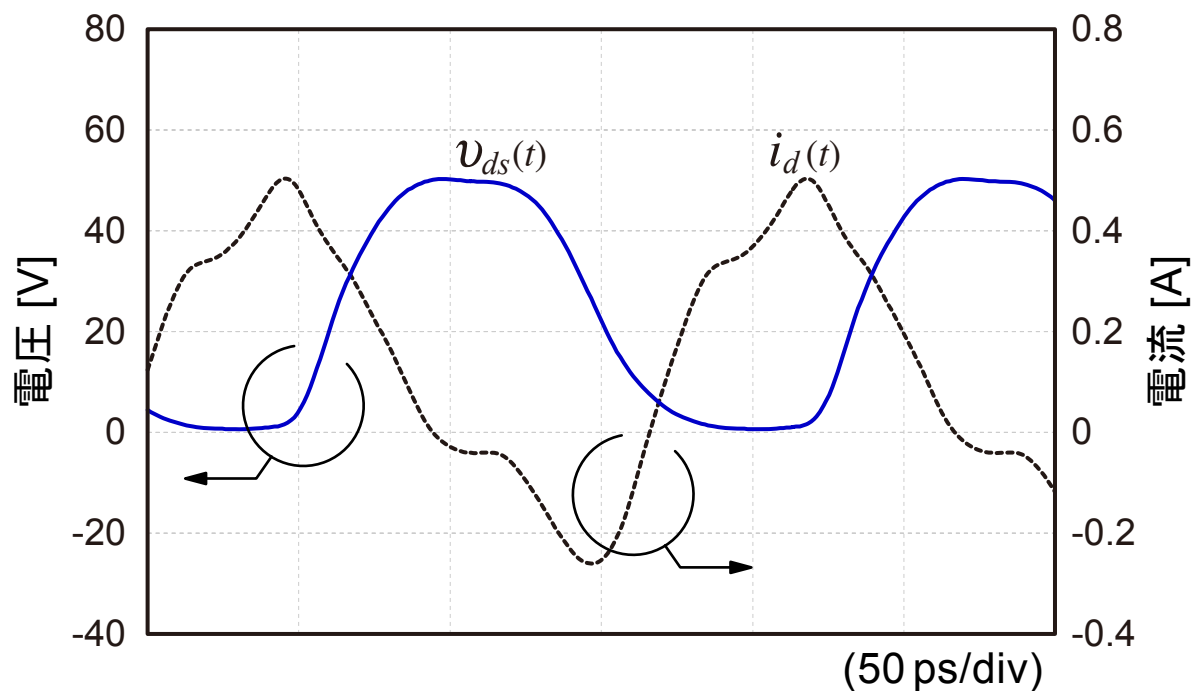
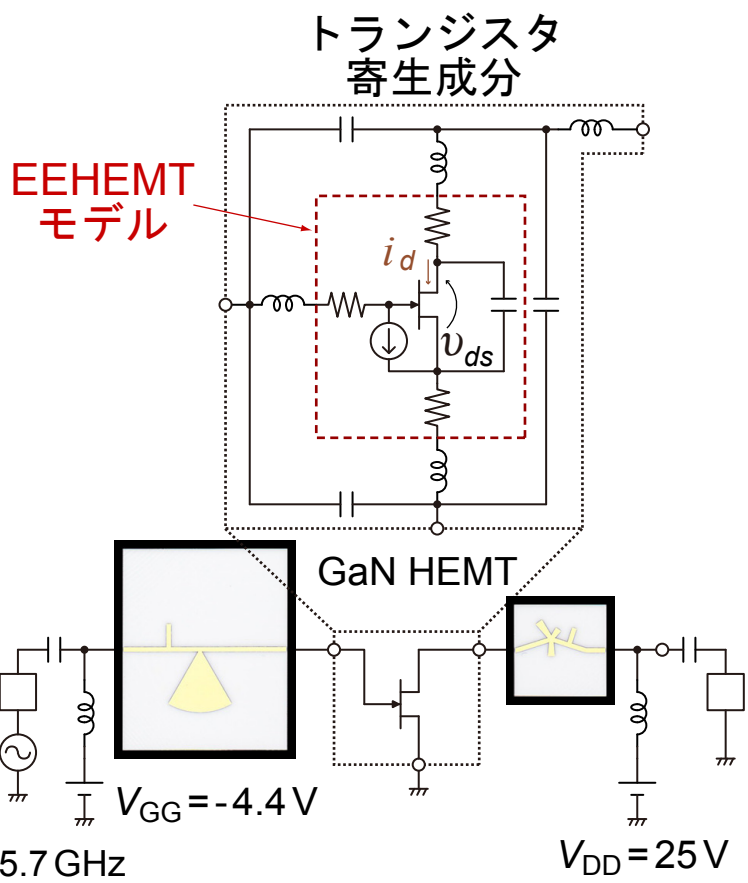
入出力回路の実測結果を用いた効率シミュレーション

各々の測定結果を用いて
効率シミュレーション



最大PAE: 71.7%, 最大 η_D : 79.6%

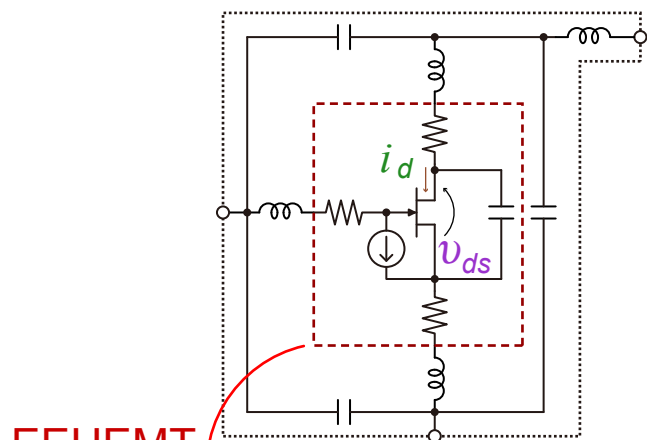
トランジスタ内電流電圧波形および高調波位相差



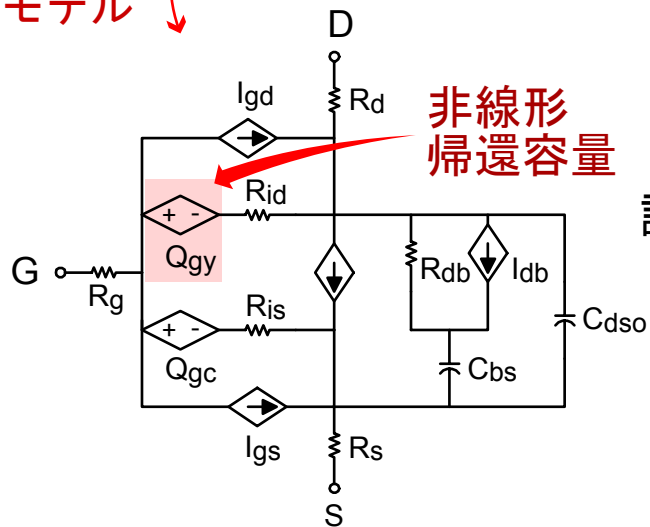
高調波毎の電圧・電流の振幅・位相差

	ω_0	$2\omega_0$	$3\omega_0$	$4\omega_0$	$5\omega_0$
電圧 [V]	18.7	1.56	2.2	0.57	0.57
電流 [mA]	400	50	80	20	8
位相差 [°]	120.4	-91.3	86.7	-99	176.9

トランジスタ内帰還容量の負周期電流への影響

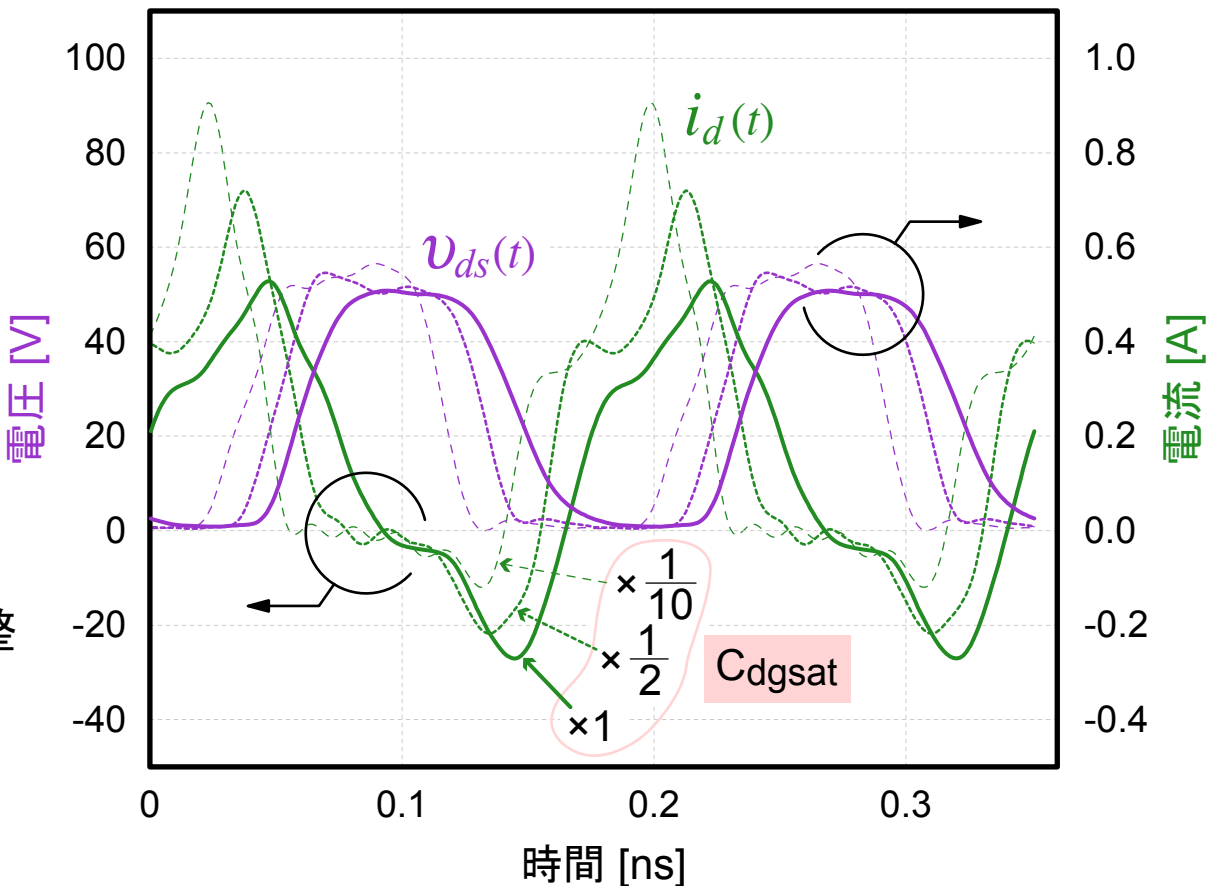


EEHEMT
モデル



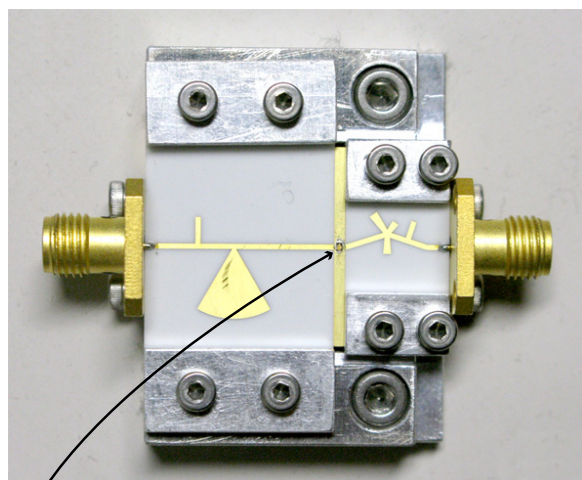
非線形
帰還容量

調整

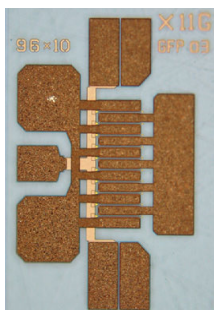


試作した増幅器の入出力・効率測定結果

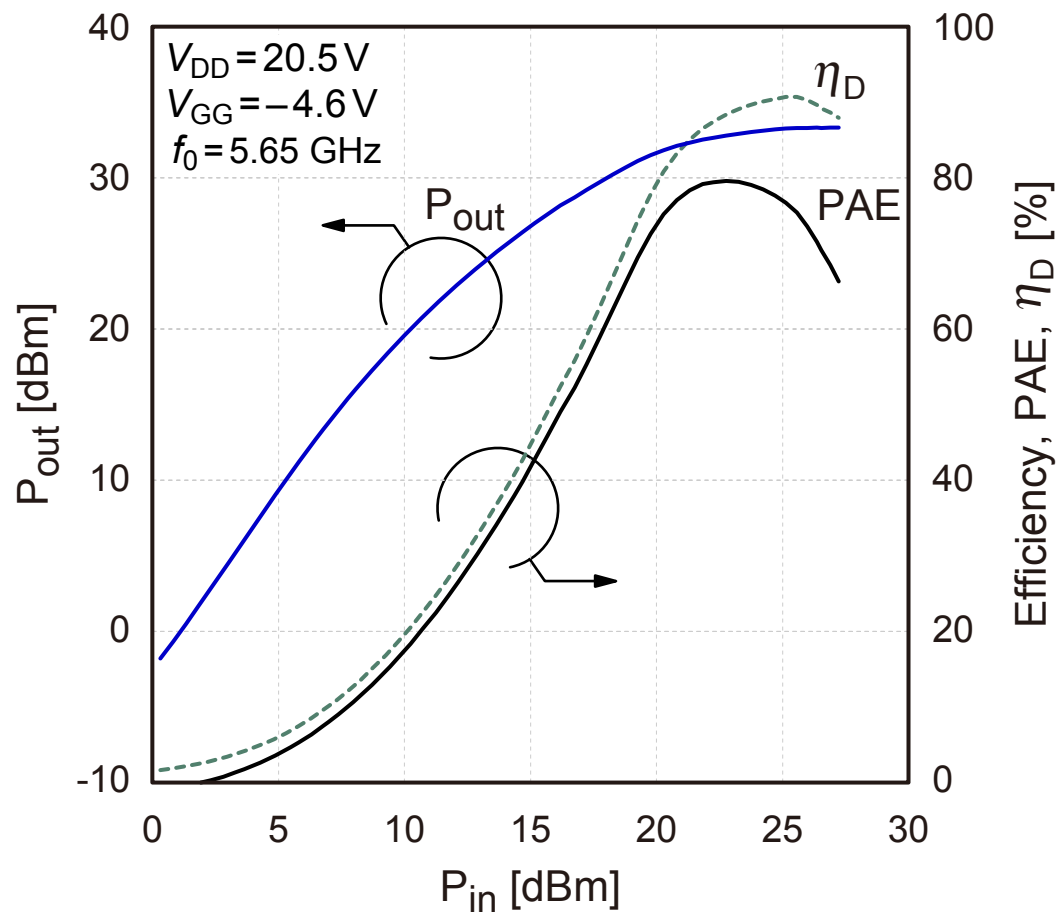
- 試作増幅器 -



48 mm

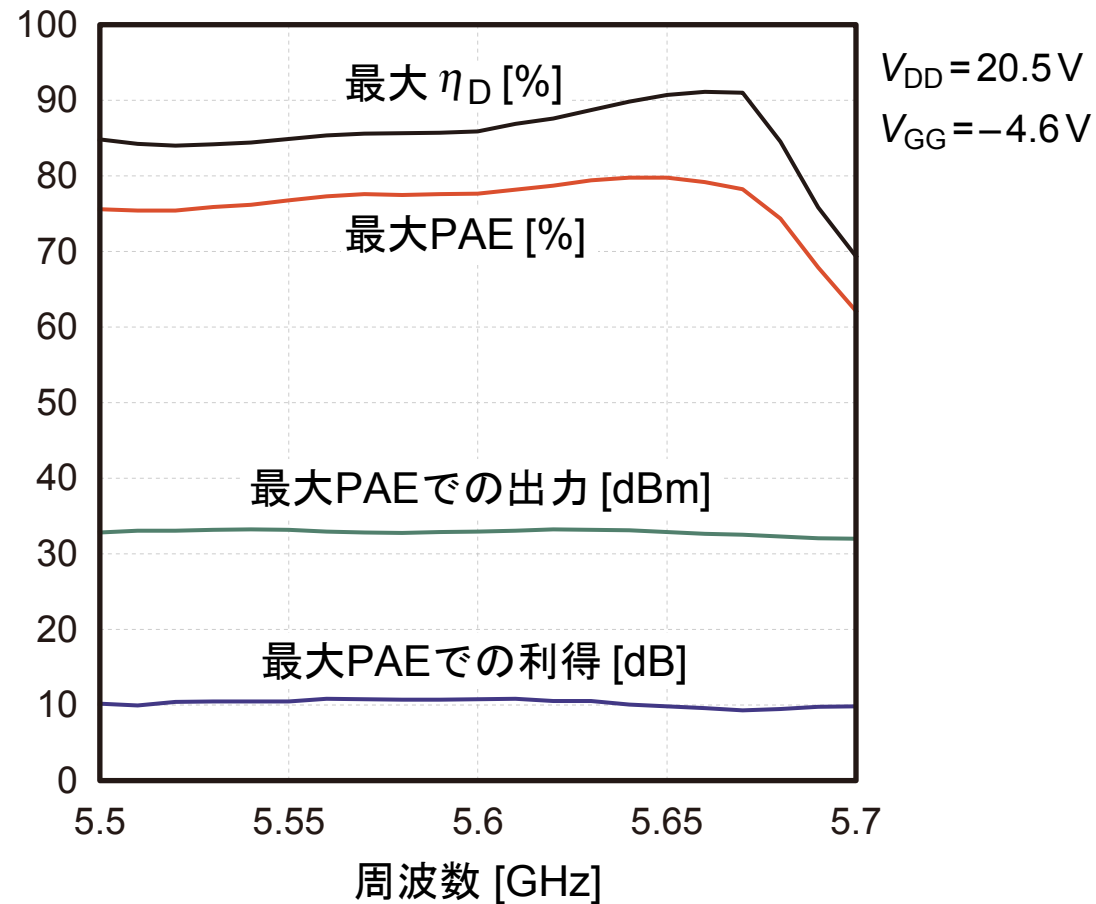


AlGaIn/GaN HEMT
(ゲート幅: 96 μm × 10本)

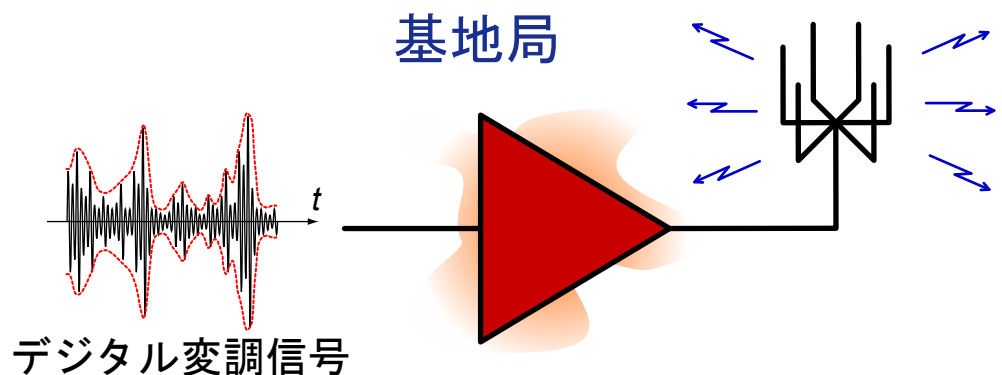


最大PAE: 79.5%, 最大 η_D : 90.7%, 飽和出力: 33.3 dBm

各種特性の周波数特性



自己発熱による増幅器ひずみ特性への影響



デジタル無線通信システム用
マイクロ波電力増幅器



- 高効率
- 線形性 (低ひずみ)

汎用の線形化技術

- アナログ プレディストorter
- デジタルプレディストorter
- フィードフォワード
- ⋮



電气的非線形特性の補償



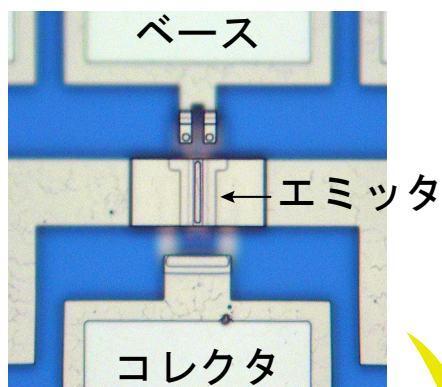
: これ以外のひずみ要因

熱メモリ効果

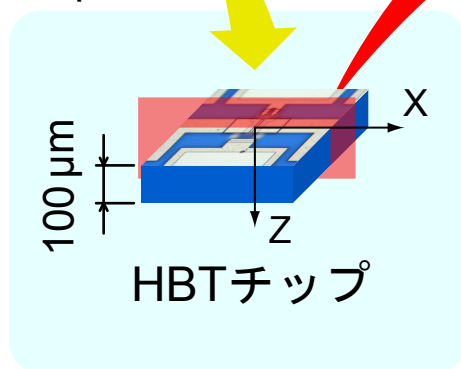


HBTチップ素子内の温度分布

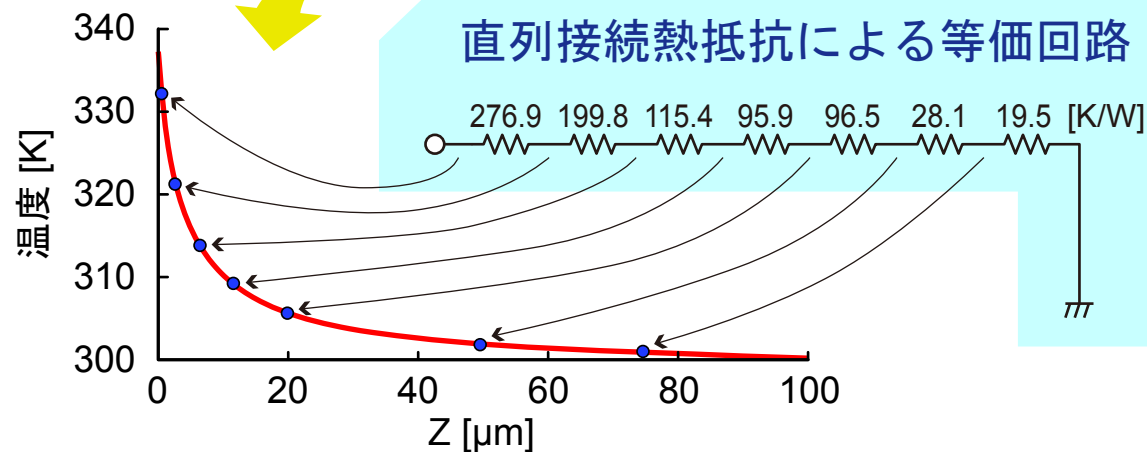
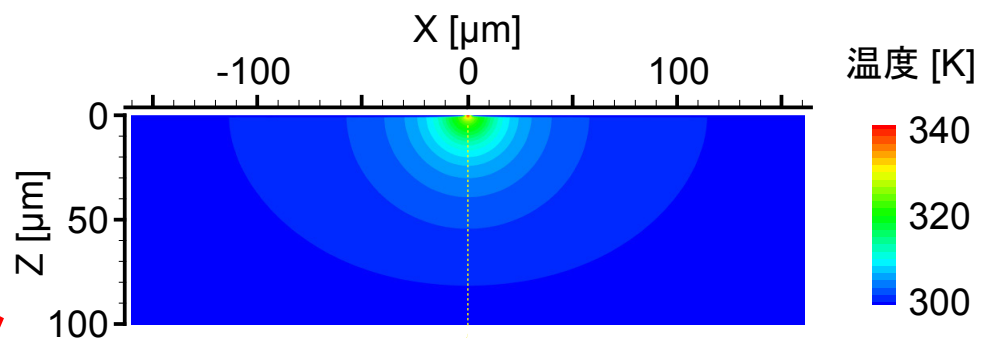
InGaP/GaAs HBTチップ



エミッタサイズ:
 $2.6\ \mu\text{m} \times 30\ \mu\text{m}$

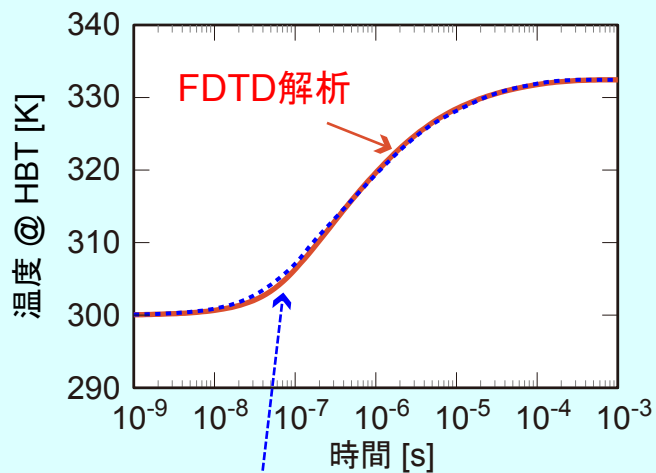


3次元FDTD熱解析による定常状態温度分布の計算結果

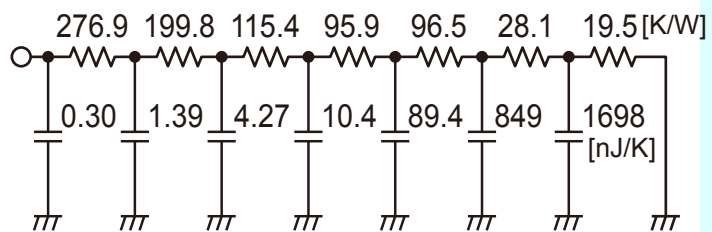


HBTチップのパルス応答特性

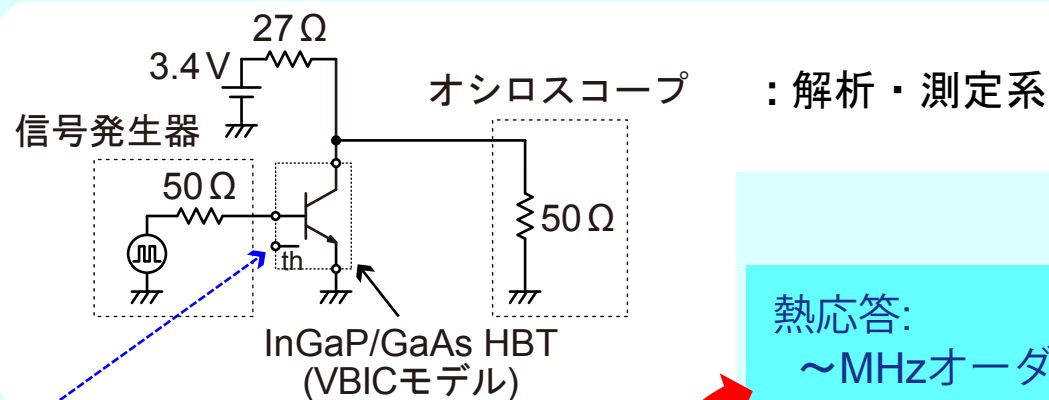
熱ステップ応答
(3-D FDTD 熱解析)



7段熱抵抗・熱容量はしご形回路

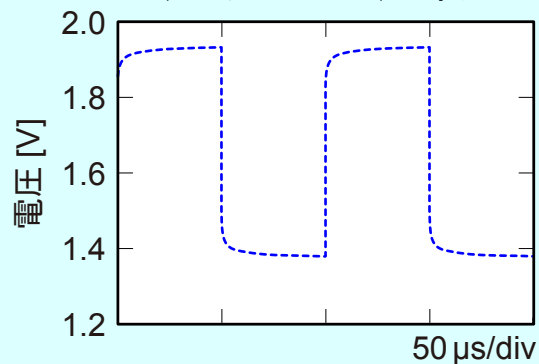


方形波パルス応答特性

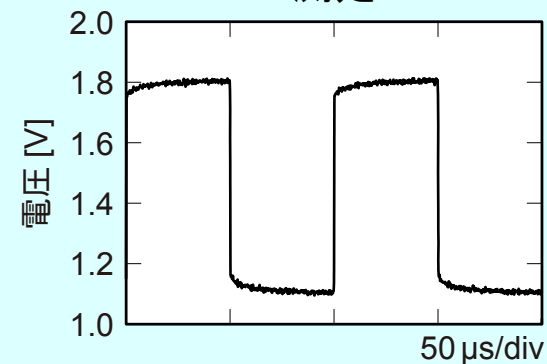


熱応答:
~MHzオーダー

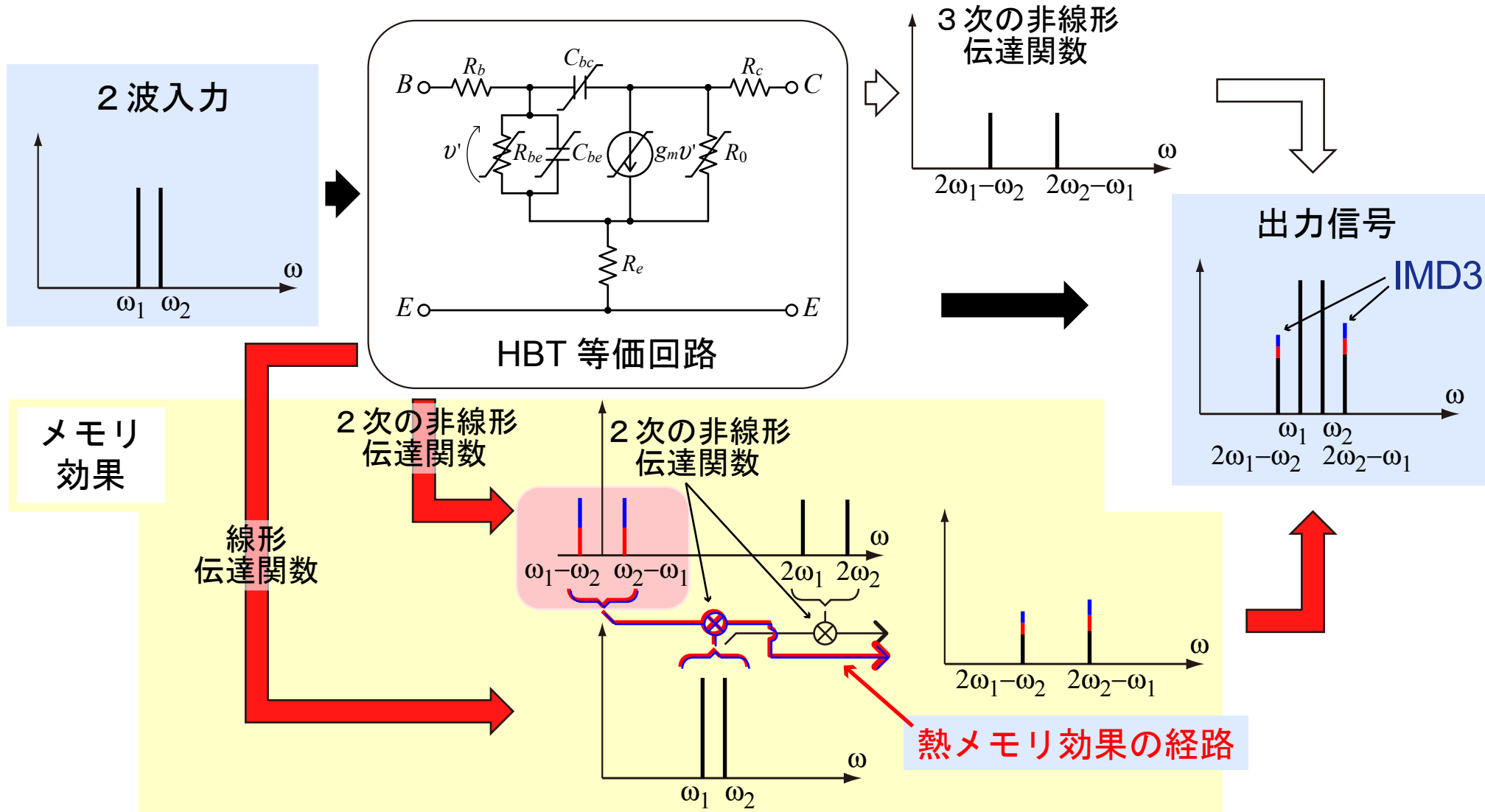
シミュレーション



測定



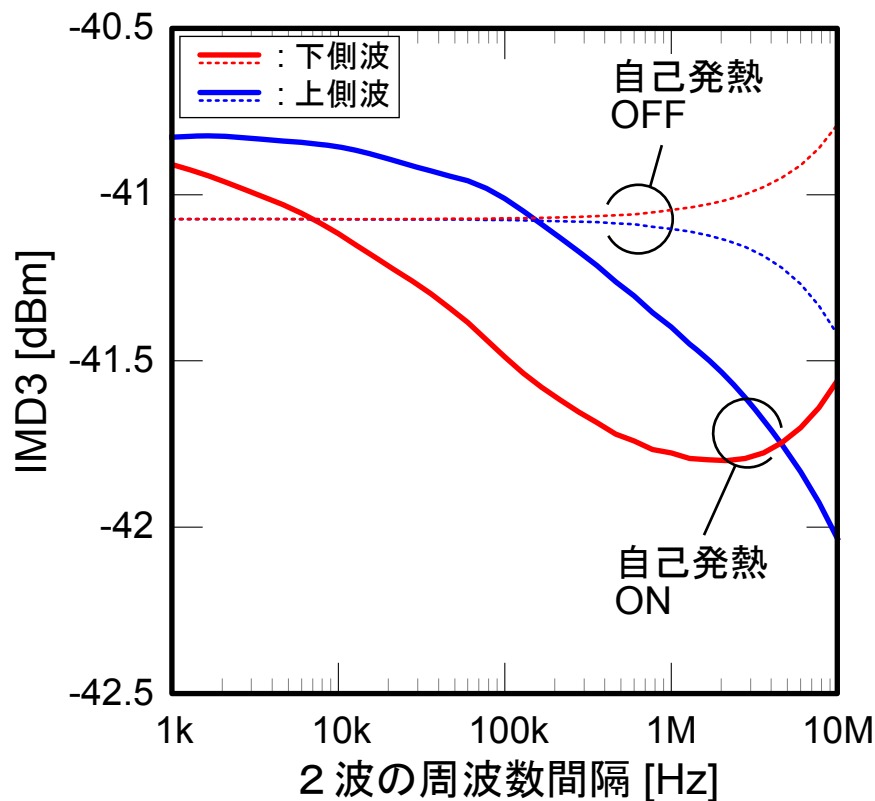
HBT内で生じる3次相互変調ひずみ (IMD3)



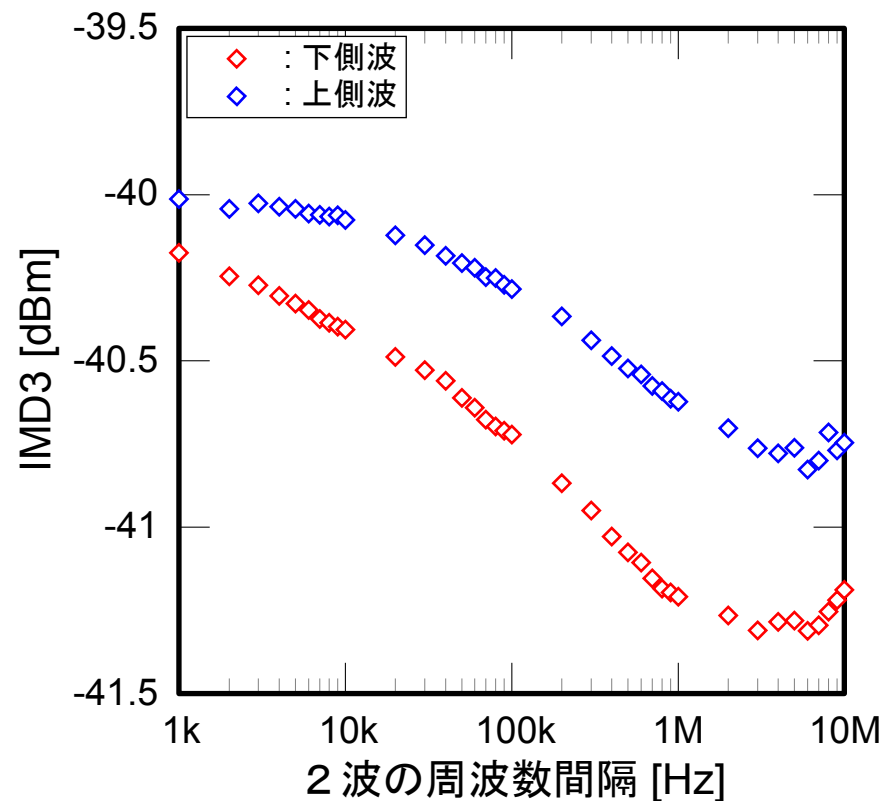
HBT増幅器の熱メモリ効果のIMD3特性への影響

- IMD3(2波入力) vs 2波の周波数間隔 -

シミュレーション

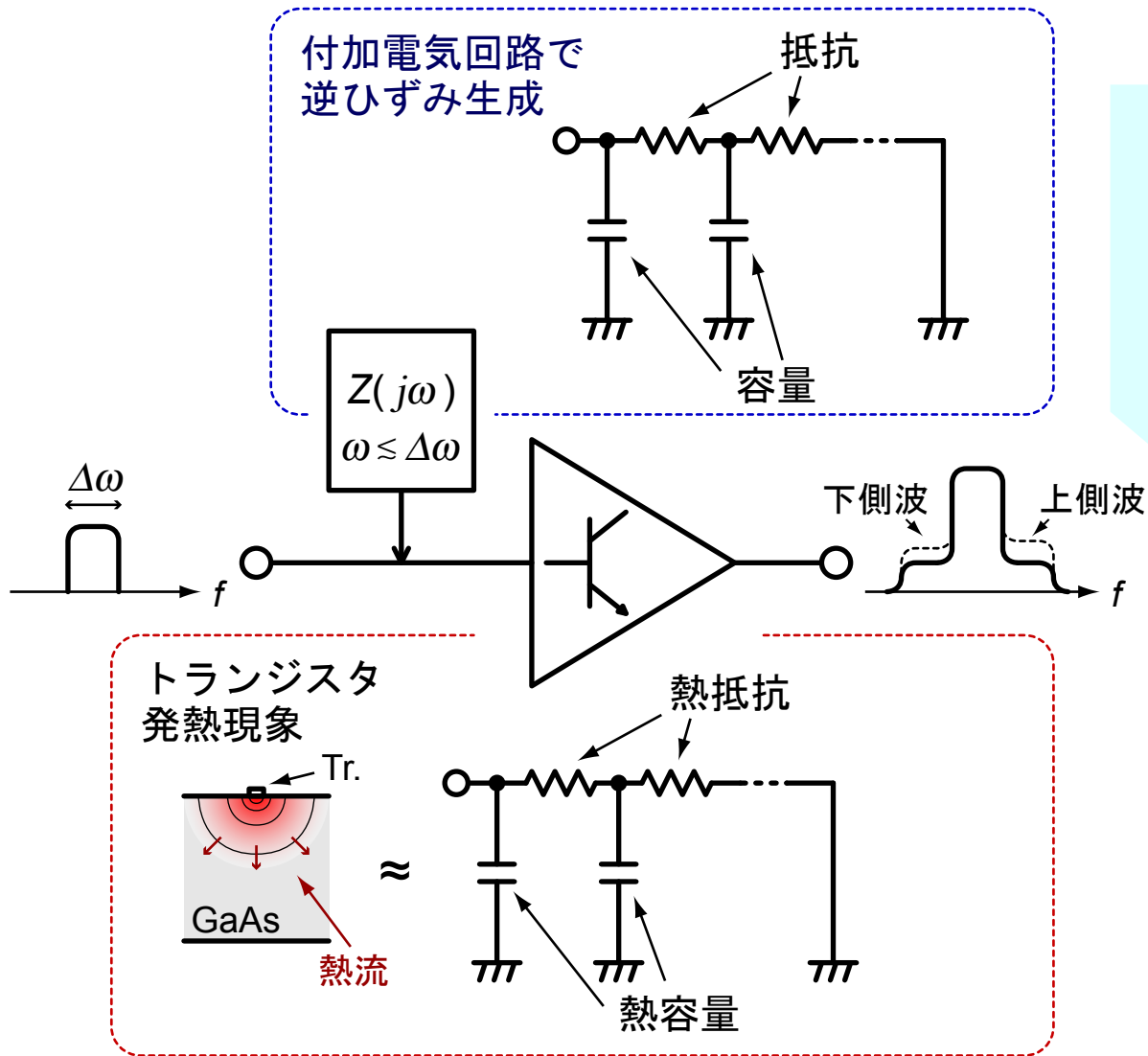


測定

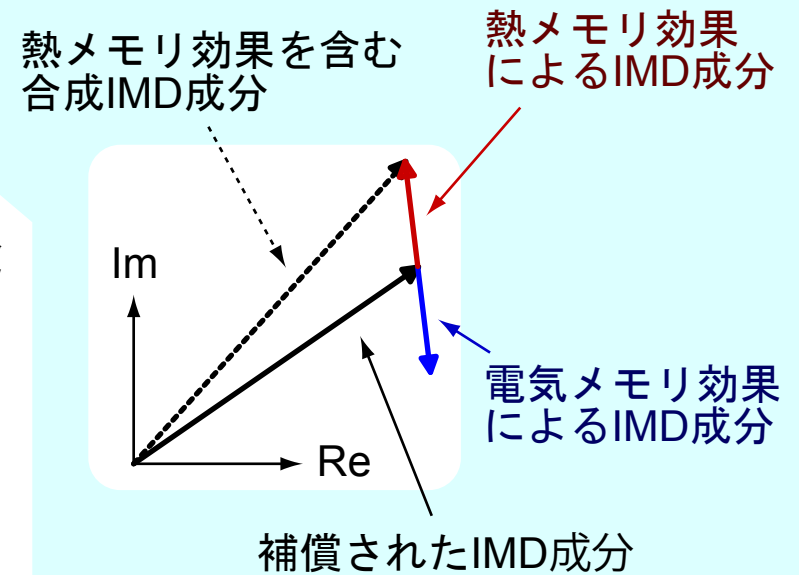


$P_{in} = -20 \text{ dBm}$
 $f_0 = 1.95 \text{ GHz}$

熱メモリ効果の補償



IMD ベクトル図



補償用RCはしご形回路の設計手順

1. リアクタンス調整(位相調整)による非対称性の補償

2. 調整されたリアクタンス値をRCはしご形回路で実現

上側基本波

$$\frac{\cos \omega_2 t}{\downarrow} \times \frac{\cos[(\omega_2 - \omega_1)t + \theta]}{\uparrow \text{差周波}} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{\cos[(2\omega_2 - \omega_1)t + \theta]}{\text{上側 IMD}} + \cos(\omega_1 t - \theta) \right\}$$

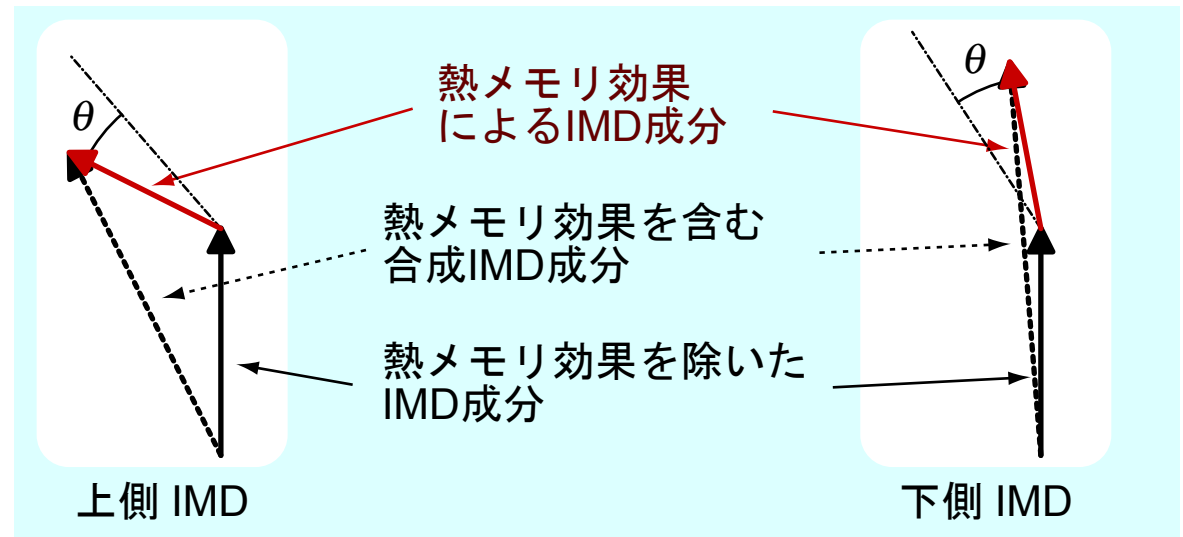
下側基本波

$$\frac{\cos \omega_1 t}{\downarrow} \times \frac{\cos[(\omega_2 - \omega_1)t + \theta]}{\downarrow \text{差周波}} = \frac{1}{2} \left\{ \cos(\omega_1 t + \theta) + \frac{\cos[(2\omega_1 - \omega_2)t - \theta]}{\text{下側 IMD}} \right\}$$

熱メモリ効果による位相差

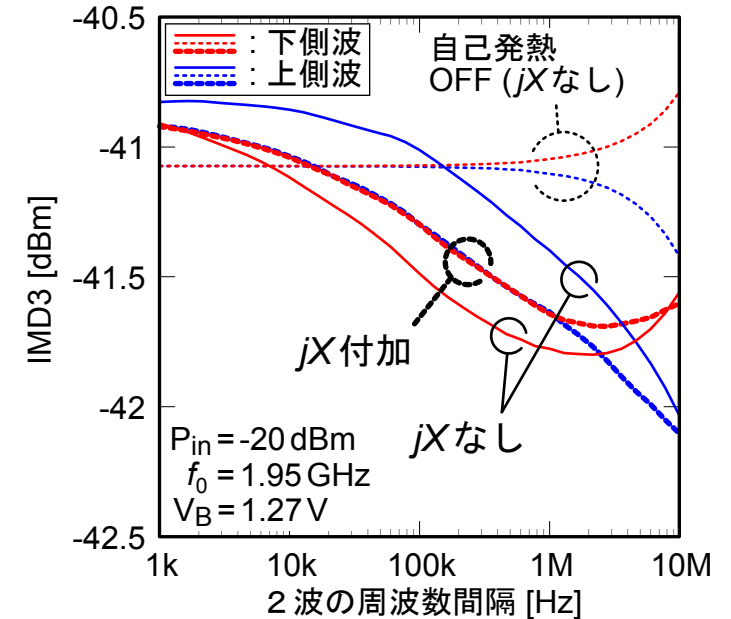
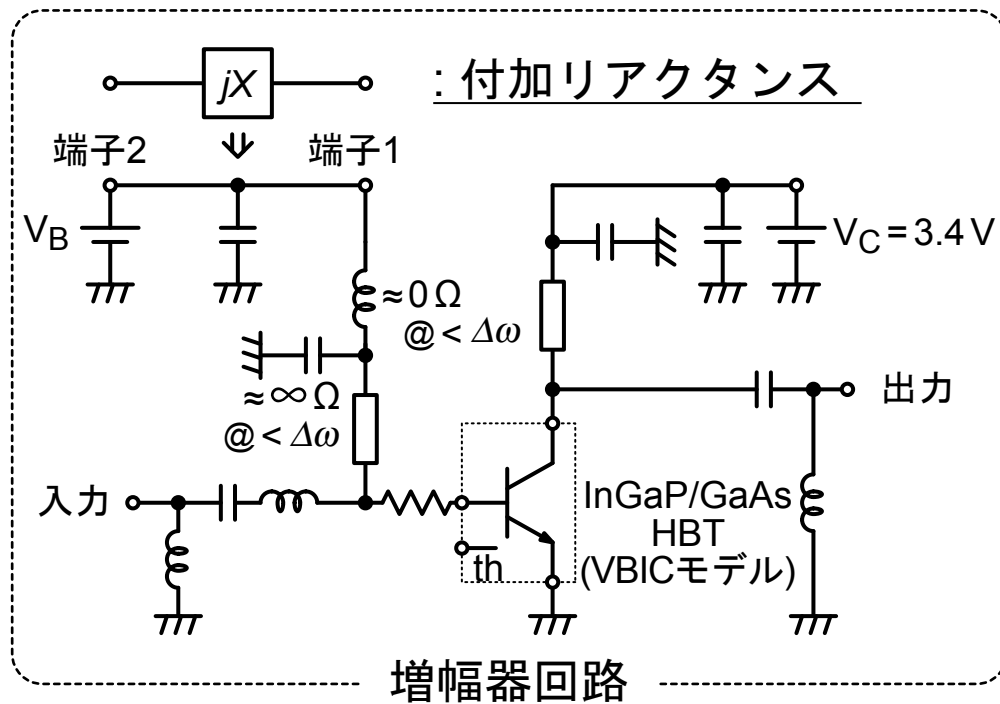
熱メモリ効果によりIMD非対称性が発生

IMD非対称性をリアクタンス調整(位相調整)で補償可能

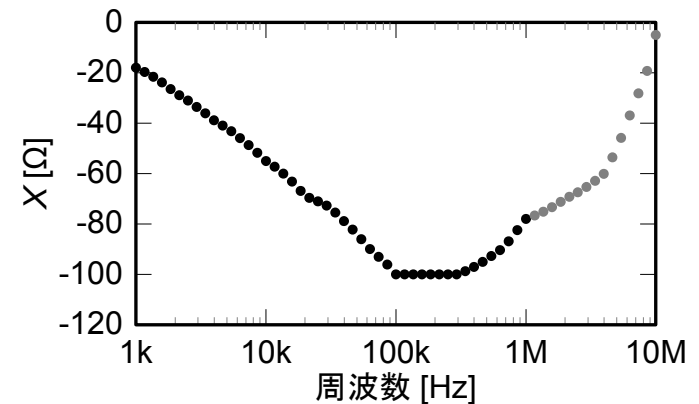


リアクタンス付加によるIMD3非対称性の補償

- シミュレーション -

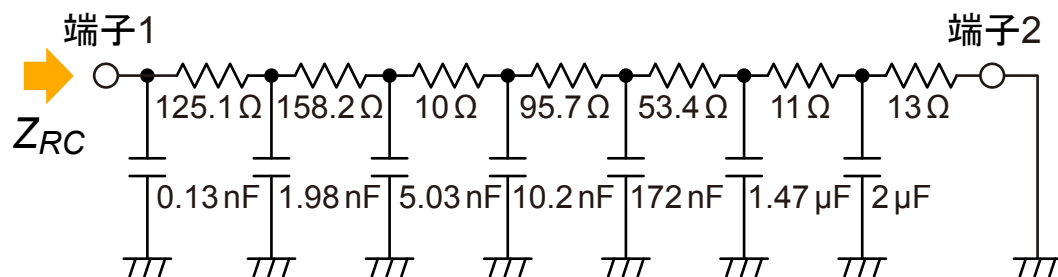


リアクタンス値

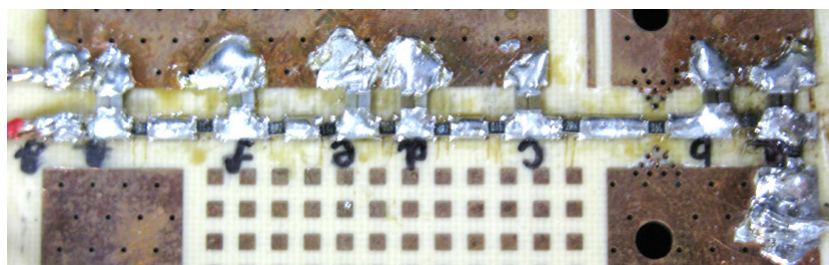


7段RCはしご形回路によるリアクタンス値の実現

導出されたRCはしご形回路

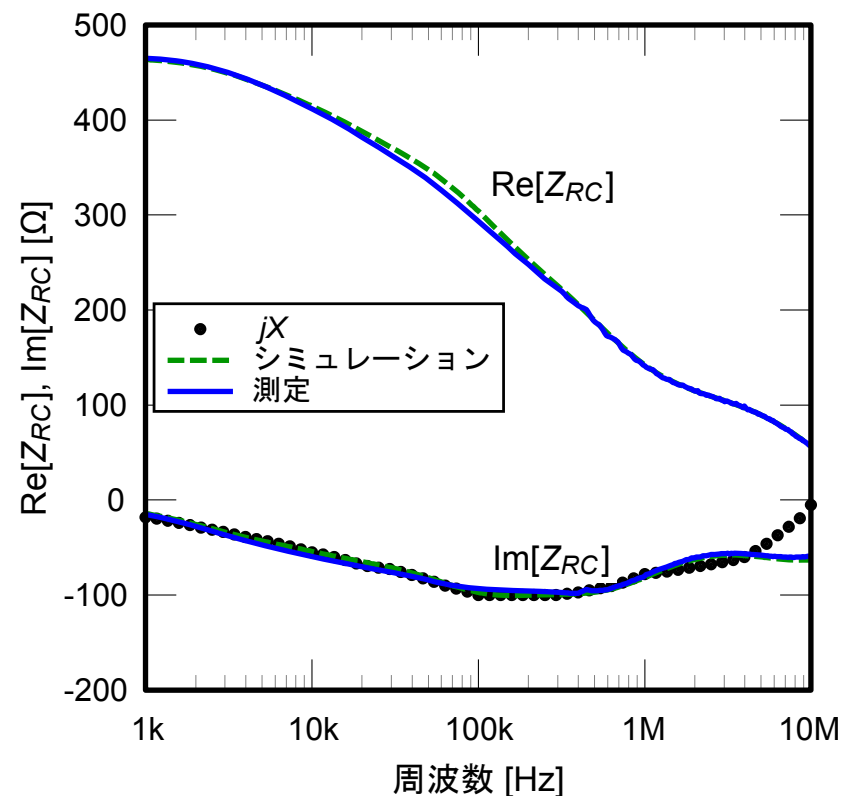


試作した RC はしご型回路



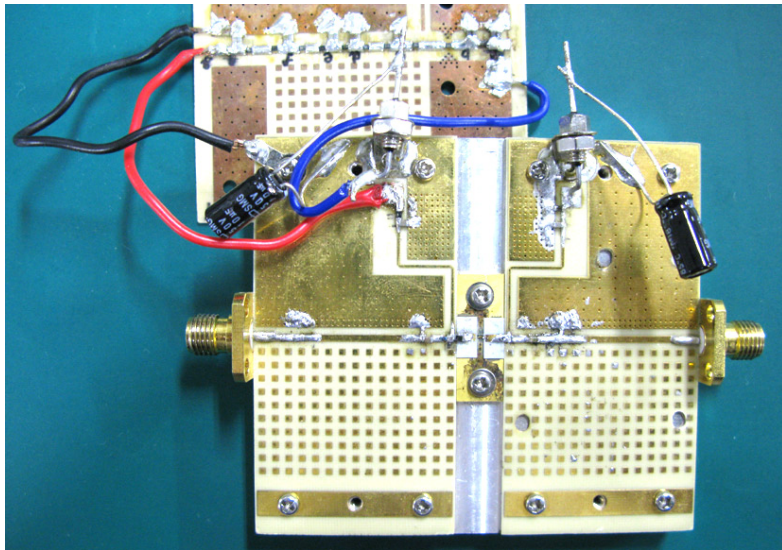
10mm

Z_{RC}

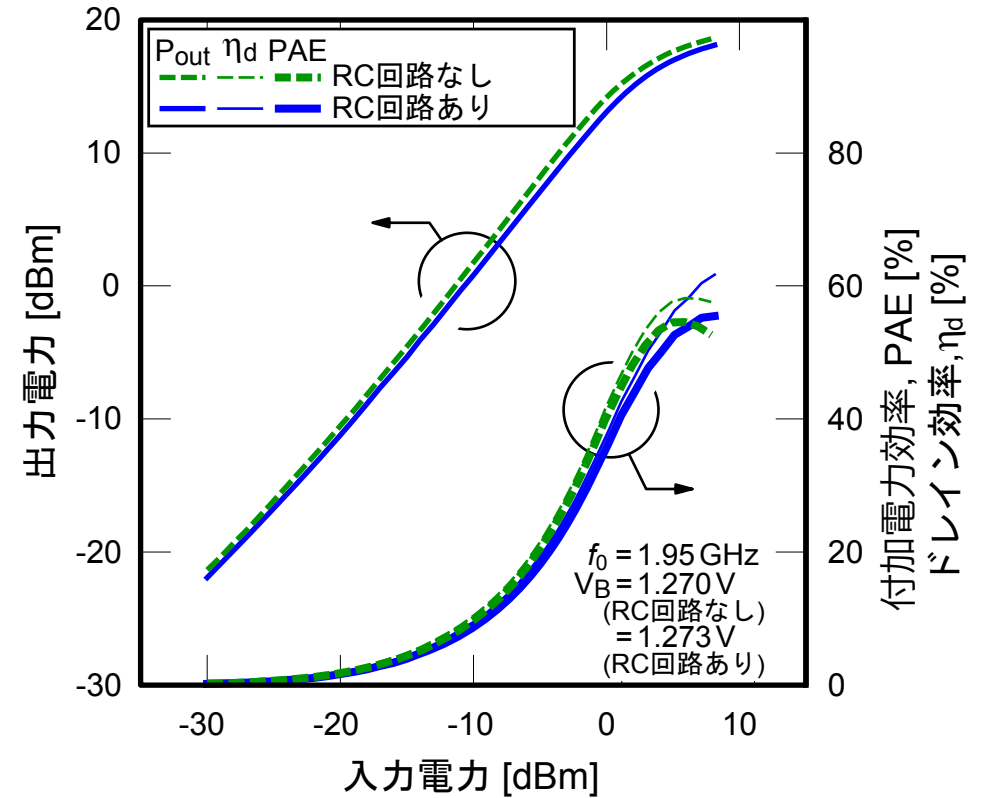


RCはしご形回路を付加したInGaP/GaAs HBT増幅器

試作された増幅器の写真

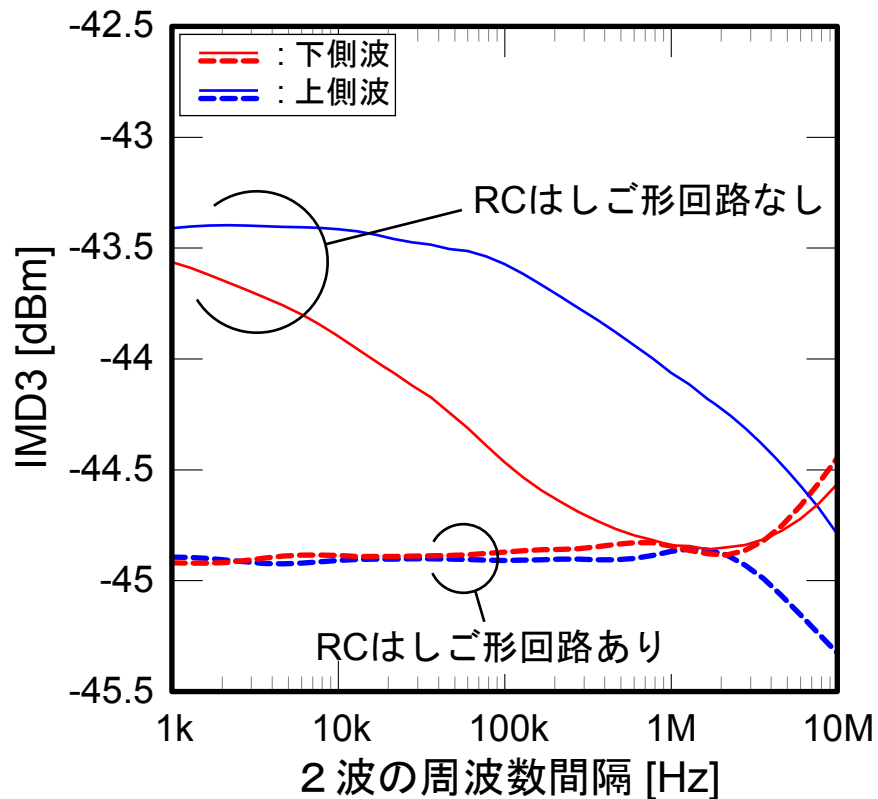


入出力・効率特性

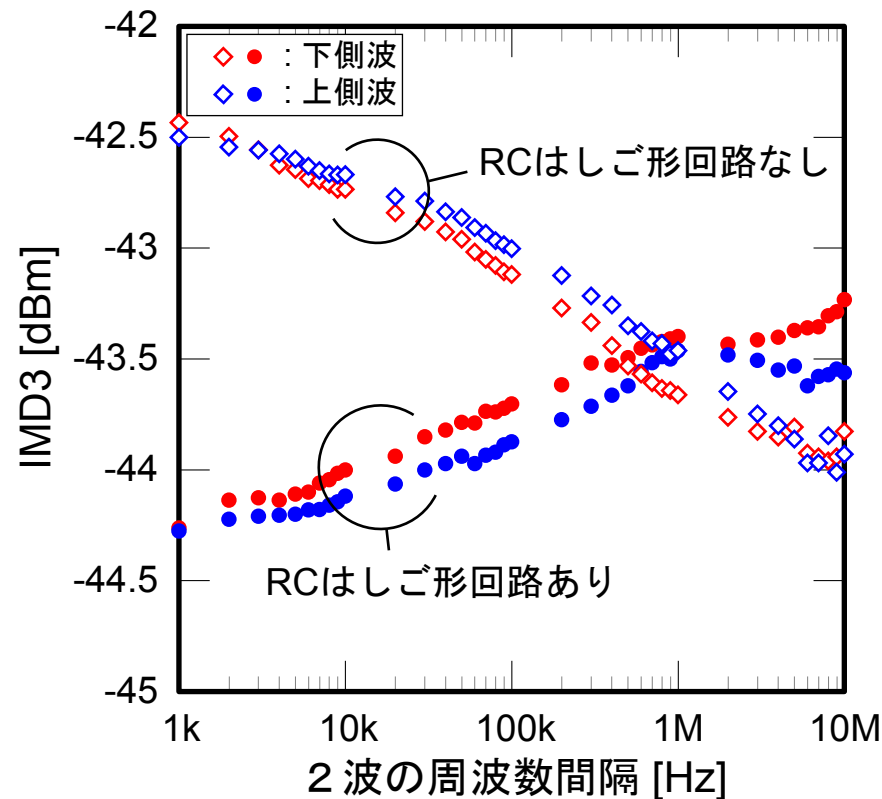


RCはしご形回路付加によるIMD3補償効果

シミュレーション



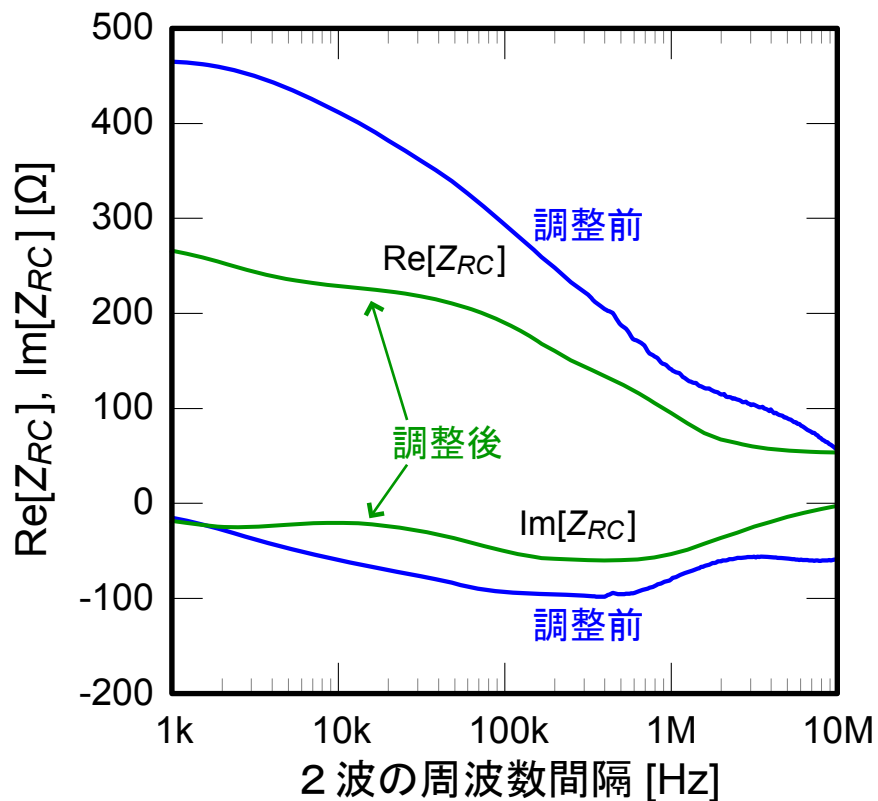
測定



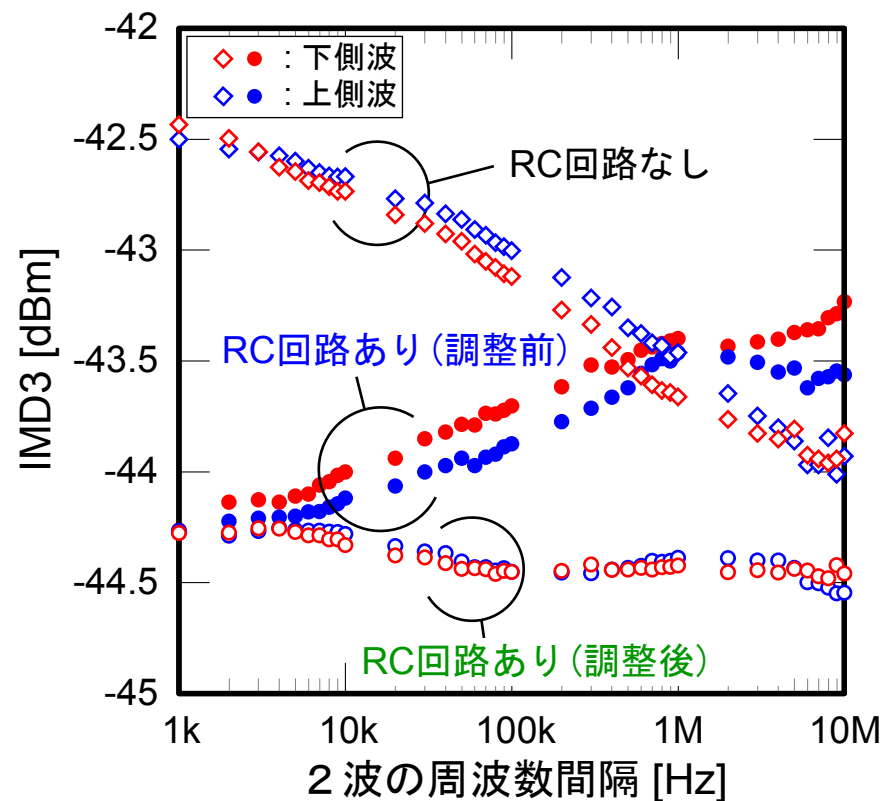
$P_{in} = -20 \text{ dBm}$
 $f_0 = 1.95 \text{ GHz}$
 $V_B = 1.280 \text{ V}$ (RCはしご形回路なし)
 $= 1.285 \text{ V}$ (RCはしご形回路あり)

調整によるIMD3補償効果の最適化

Z_{RC}測定結果



IMD3測定結果

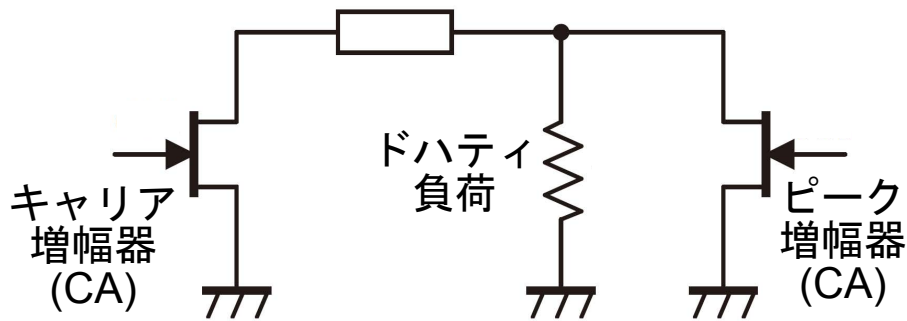


$P_{in} = -20 \text{ dBm}$
 $f_0 = 1.95 \text{ GHz}$
 $V_B = 1.280 \text{ V}$ (RCはしご形回路なし)
 $= 1.285 \text{ V}$ (RCはしご形回路あり)

ドハティ増幅器の基本構成

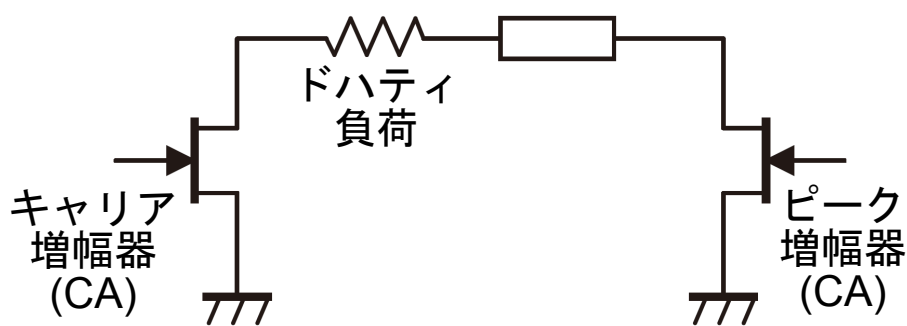
並列負荷型

$\lambda/4$ 線路インピーダンス変換回路

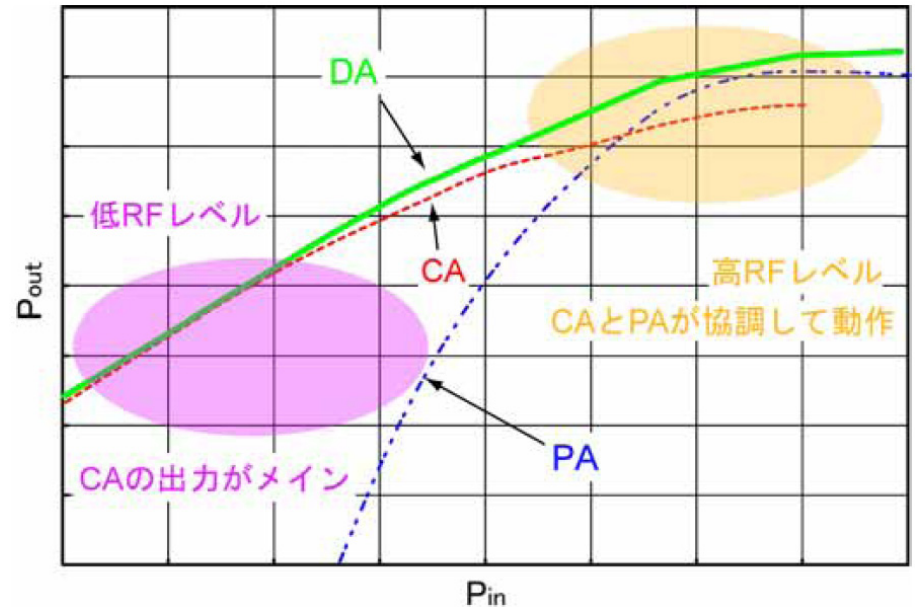


直列負荷型

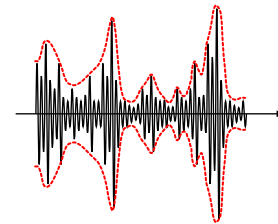
$\lambda/4$ 線路インピーダンス変換回路



入出力特性の概要



デジタル変調信号



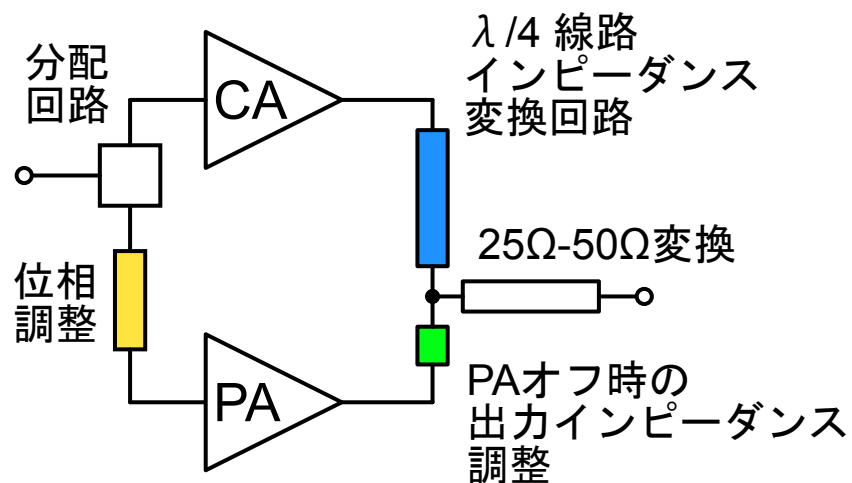
広ダイナミックレンジで
高効率動作が必要

ドハティ増幅器の基本動作

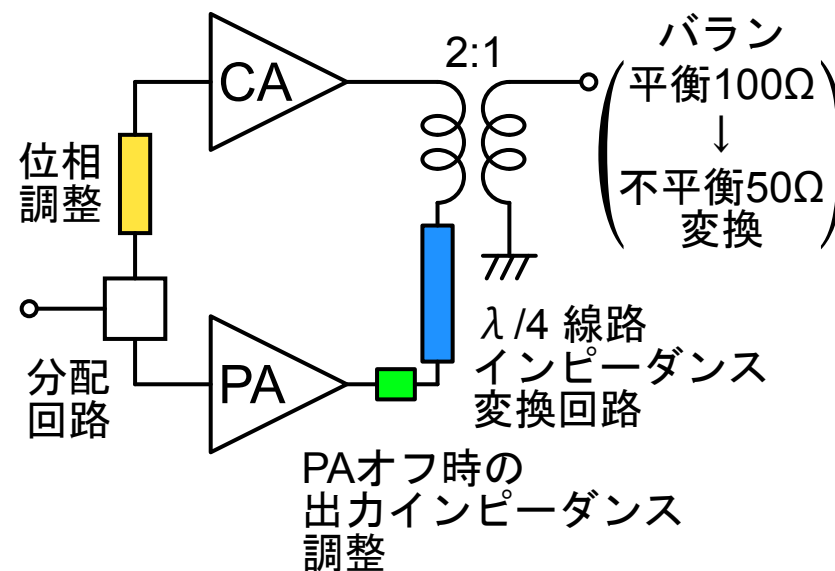
	並列負荷型	直列負荷型
低入力 (PAオフ)		
高入力 (両方動作)		
	<p>50Ωに変換</p> <p>低インピーダンスを經由→損失大</p>	<p>50Ωに変換</p> <p>高インピーダンスを經由→損失小</p>

ドハティ増幅器の実際の回路構成例

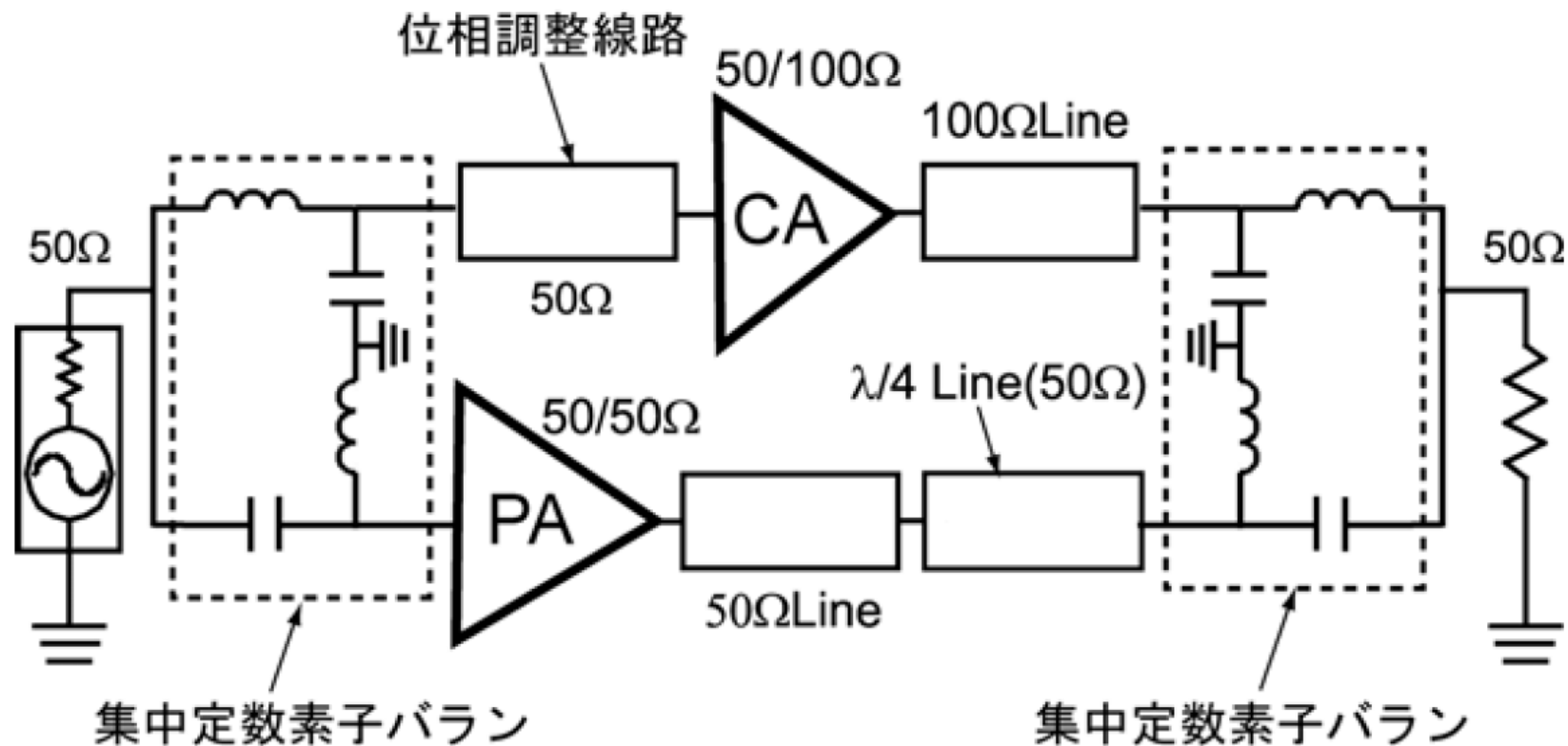
並列負荷型



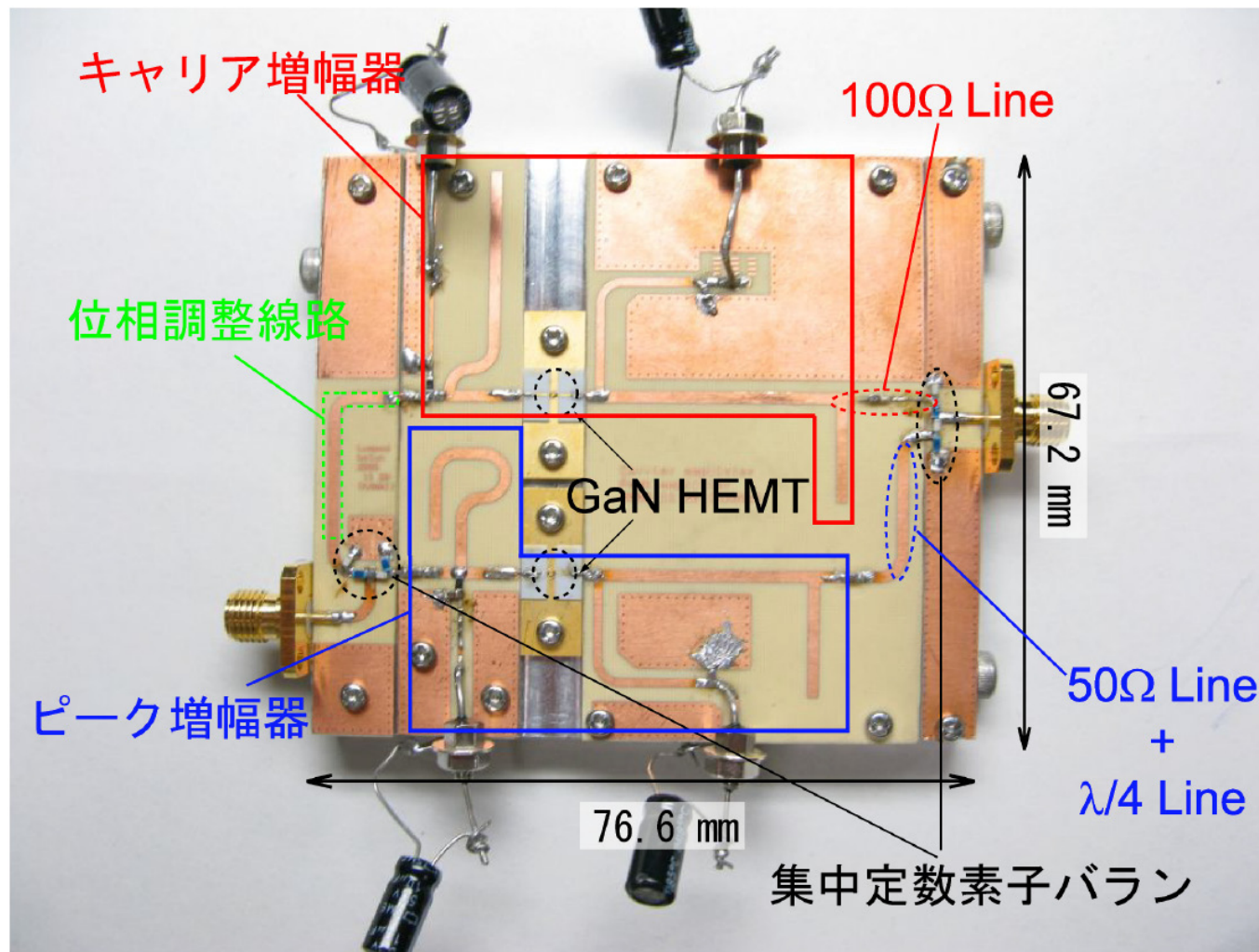
直列負荷型



試作した直列接続型ドハティ増幅器の回路構成

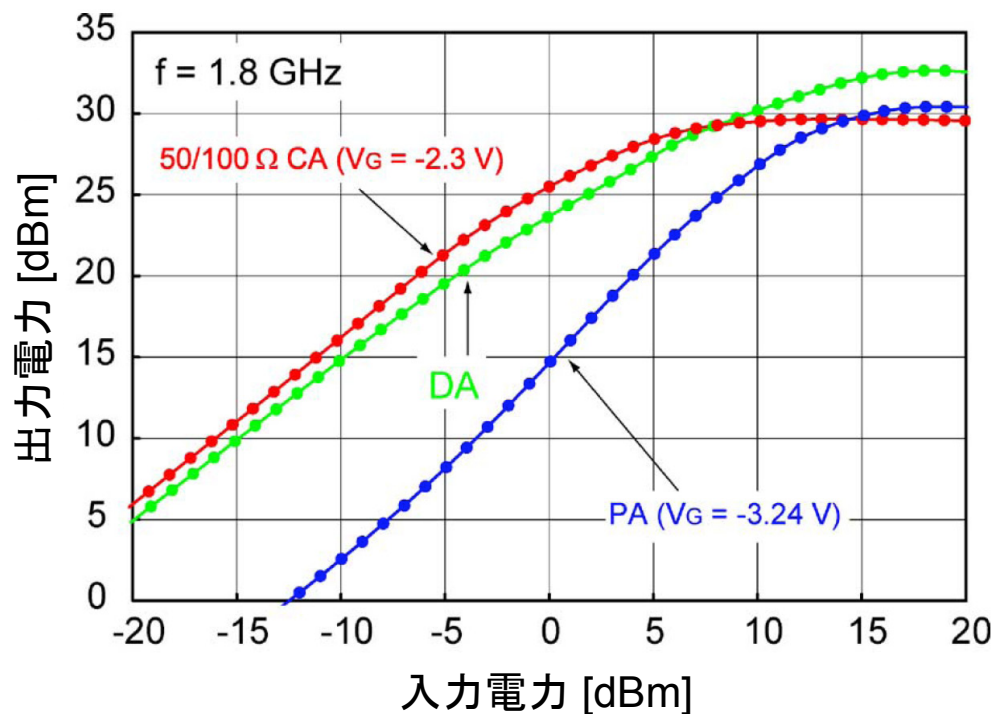


試作した1.9 GHz帯直列接続型ドハティ増幅器

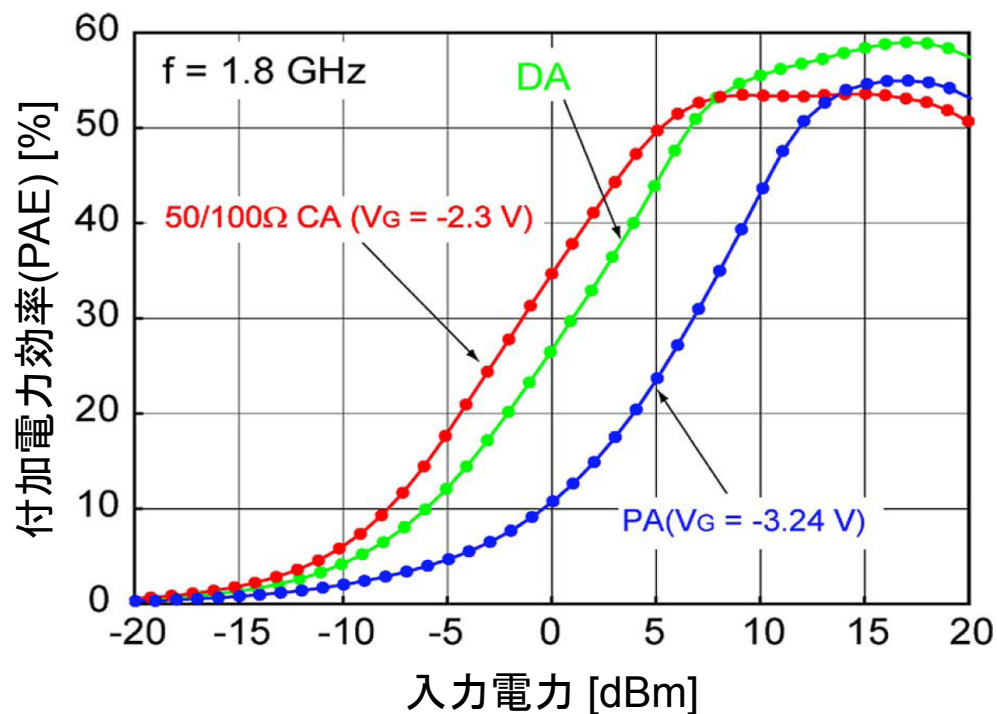


ドハティ増幅器の入出力・効率特性測定結果

入出力特性

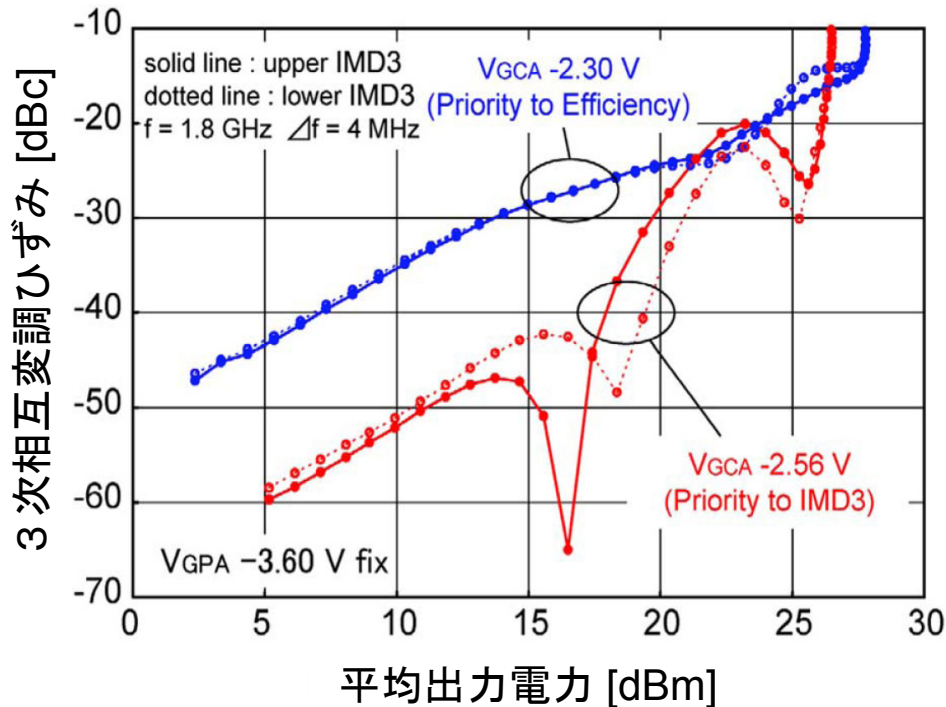


効率特性

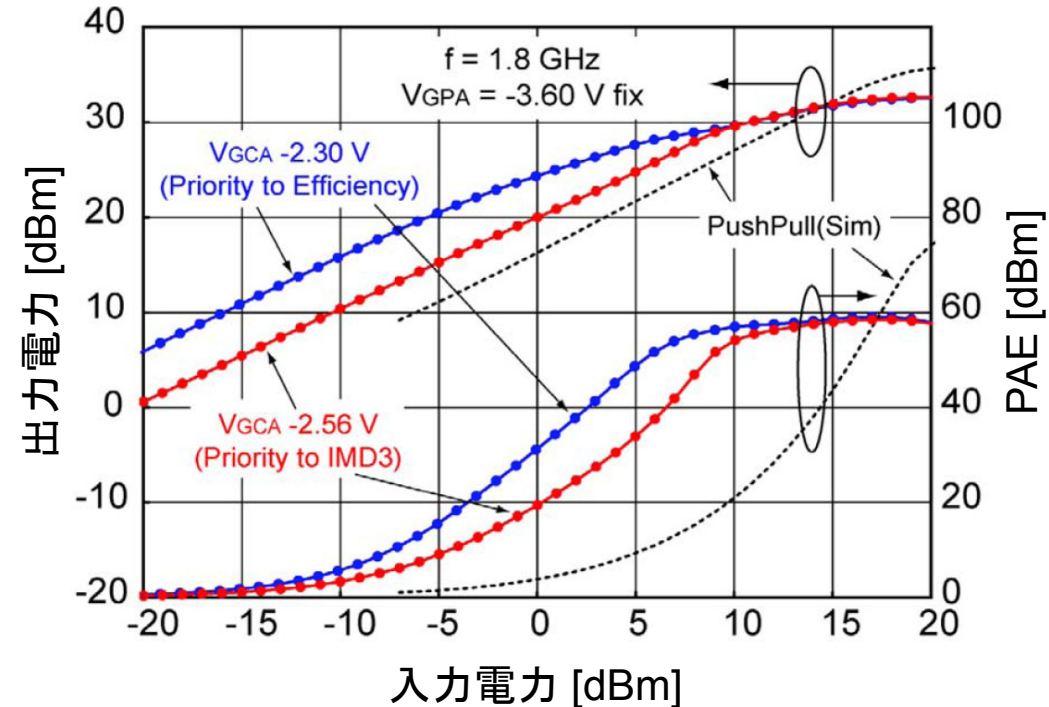


CAゲート電圧調整による低ひずみ化

2波入力3次相互変調ひずみ

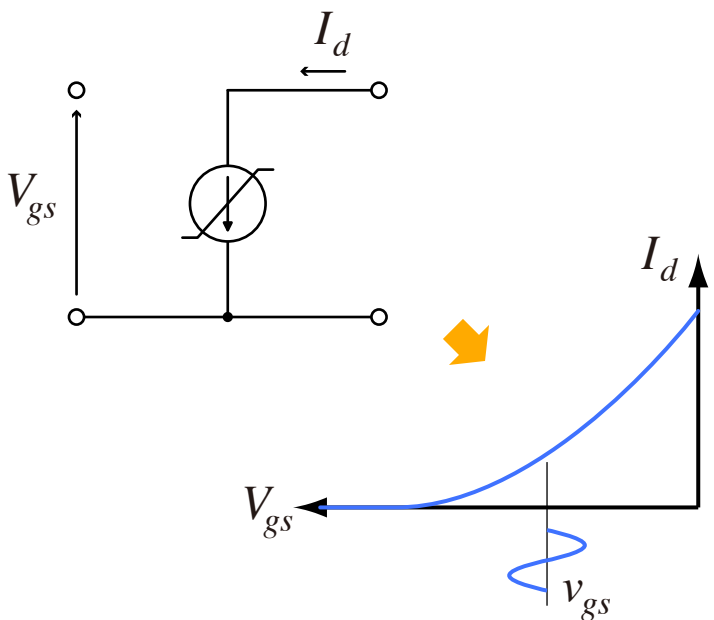


入出力・効率特性



非線形相互コンダクタンスのひずみ特性への影響

簡略化した等価回路

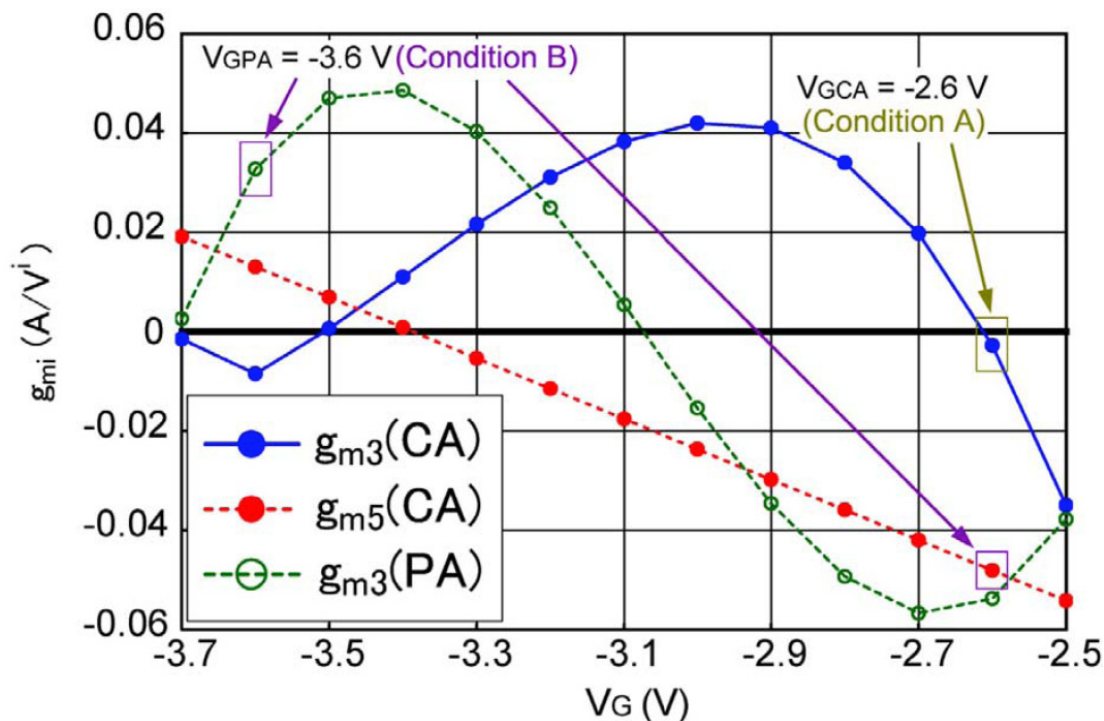


多項式フィッティング

$$I_d = I_{d0} + g_{m1}v_{gs} + g_{m2}v_{gs}^2 + g_{m3}v_{gs}^3 + g_{m4}v_{gs}^4 + g_{m5}v_{gs}^5 + \dots$$

IMD3へ寄与

IV測定結果より導出した g_{m3} , g_{m5}

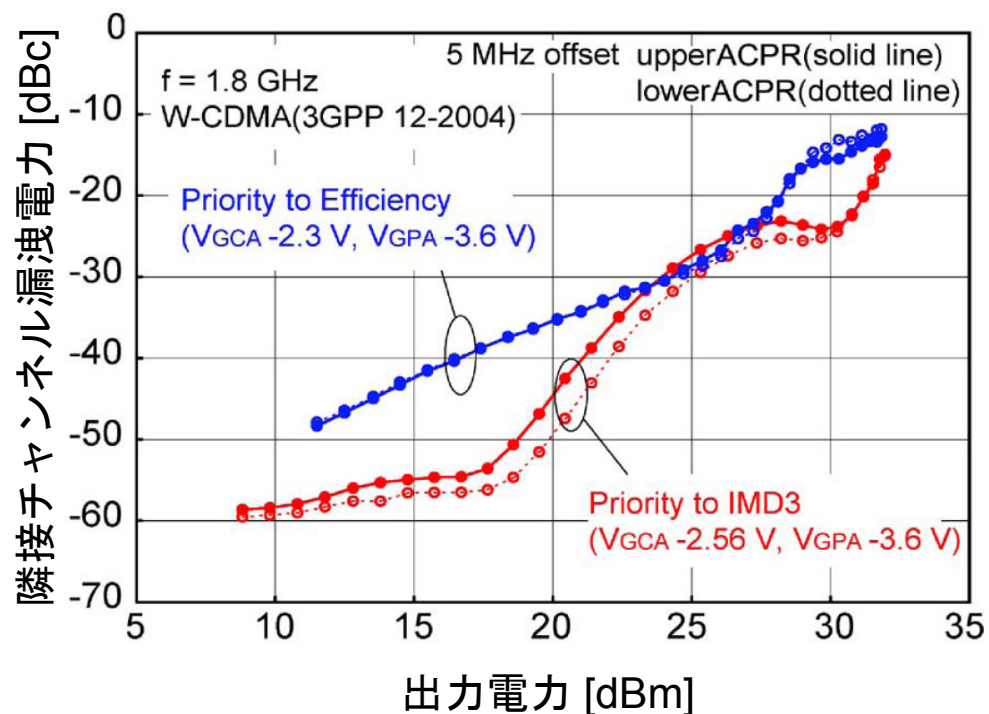


Condition A
低入力 (PAオフ) : $g_{m3}(CA) \sim 0$

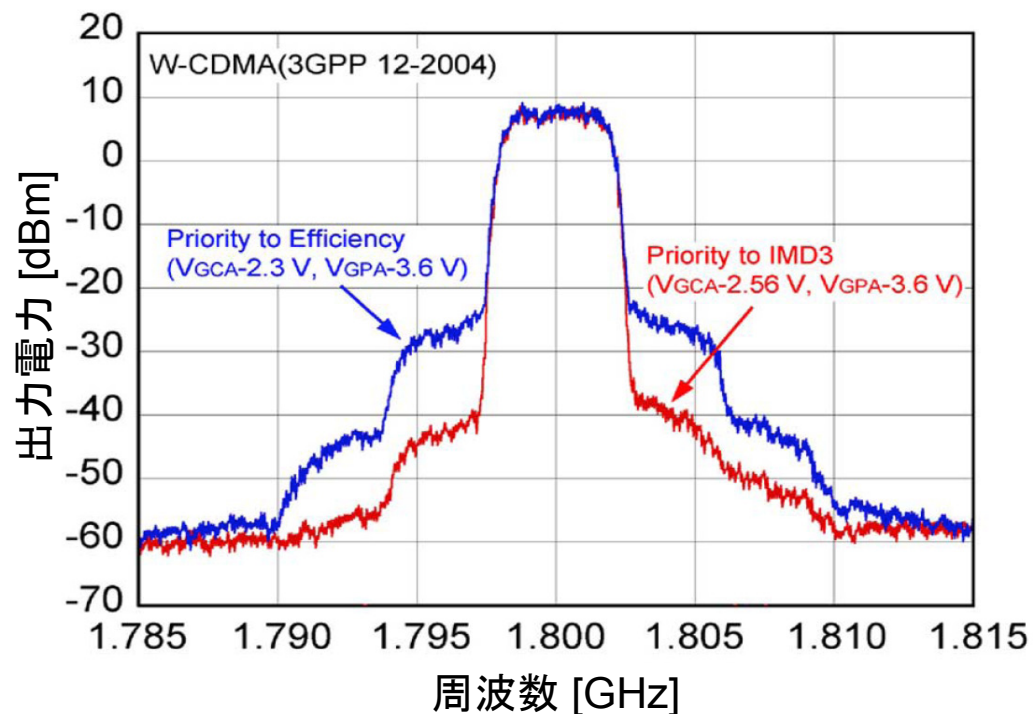
Condition B
入力増加 : $g_{m3}(PA)$ と $g_{m5}(CA)$ が相殺

W-CDMA変調信号入力時の隣接チャンネル漏洩電力

対出力電力特性特性



スペクトラム



($P_{out}=20$ dBm, RBW=270 kHz)