

マイクロ波ミリ波デバイスおよび電力増幅器設計の基礎 －高周波デバイスと電力増幅器設計の実例－

Fundamentals of Microwave/Millimeter-Wave Device and Power Amplifier Design

－Example of High Frequency Devices and Power Amplifier Design－

松永 高治[†]

Koji MATSUNAGA[†]

[†] 湘南工科大学工学部電気電子工学科

概要

電力増幅器は 5G などの携帯電話に加え地上幹線無線、衛星通信など大容量化に貢献していますが、特に携帯電話の次世代規格（Beyond5G）では一層の高効率化、低歪化、広帯域化さらには小型化が求められると考えられます。これまで高効率化のために基本波、高調波インピーダンスの負荷制御による整合方法が確立されてきました。これは交流理論における有効電力、無効電力制御と基本は同じであり、動作モードに合わせてインピーダンスのリアクタンス成分をゼロにするか（力率 1）、リアクタンス成分のみにするか（力率 0）により原理的に基本波における効率を 100%にすることが可能になります。しかしながら実際の電力増幅器では寄生成分や、搭載されている高周波デバイスの物理起因による応答の影響で理論値にはなりません。低歪化もインピーダンス、出力電力レベル依存に加えて特性を決定するデバイス動作の物理的な理解が必要になります。本セッションでは GaAs や GaN などの高周波デバイス設計の観点から見た電力増幅器の高効率化、低歪化、広帯域化を実現するための考え方に関して実例をもとに解説します。

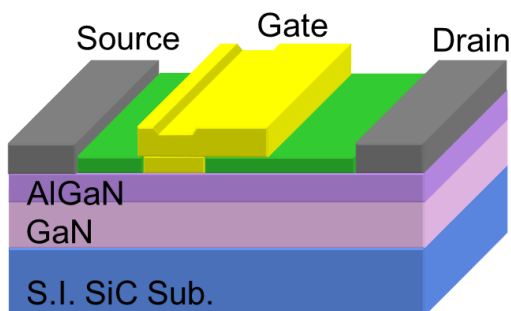


図 高周波デバイス構造（GaN FET）



L/S 帯 GaN 電力増幅器

K 帯 GaAs MMIC 電力増幅器

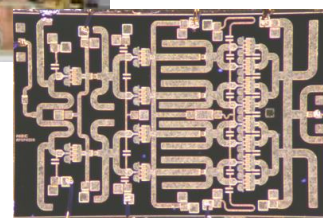


図 マイクロ波ミリ波電力増幅器の外観例

Abstract

In addition to contributing to large-capacity data such as 5G mobile phones, very small aperture terminal, and satellite communications, power amplifiers are also essential. For next-generation mobile phone standards (Beyond5G), even greater emphasis is placed on efficiency, reduced distortion, wider bandwidth, and miniaturization. So far, impedance matching methods using load control of fundamental and harmonic impedance have been established for improving efficiency. This is fundamentally the same as active power and reactive power control in AC theory, where the efficiency of the fundamental wave can be theoretically made 100% by setting the reactive components of impedance to zero (power factor 1) or to only reactive components (power factor 0) according to the operating mode. However, in practical power amplifiers, deviations from theoretical values occur due to parasitic components and the physical responses of devices. Reducing distortion also requires an understanding of the physical characteristics of devices, which are dependent on impedance and output power levels. This session will explain the approach to achieving high efficiency, low distortion, and wide bandwidth in power amplifiers from the perspective of high-frequency device design, such as GaAs and GaN, with practical examples.

マイクロ波ミリ波デバイスおよび電力増幅器設計の基礎

Fundamentals of Microwave/Millimeter-Wave Device and Power Amplifier Design

松永 高治

Koji MATSUNAGA

湘南工科大学 工学部 電気電子工学科

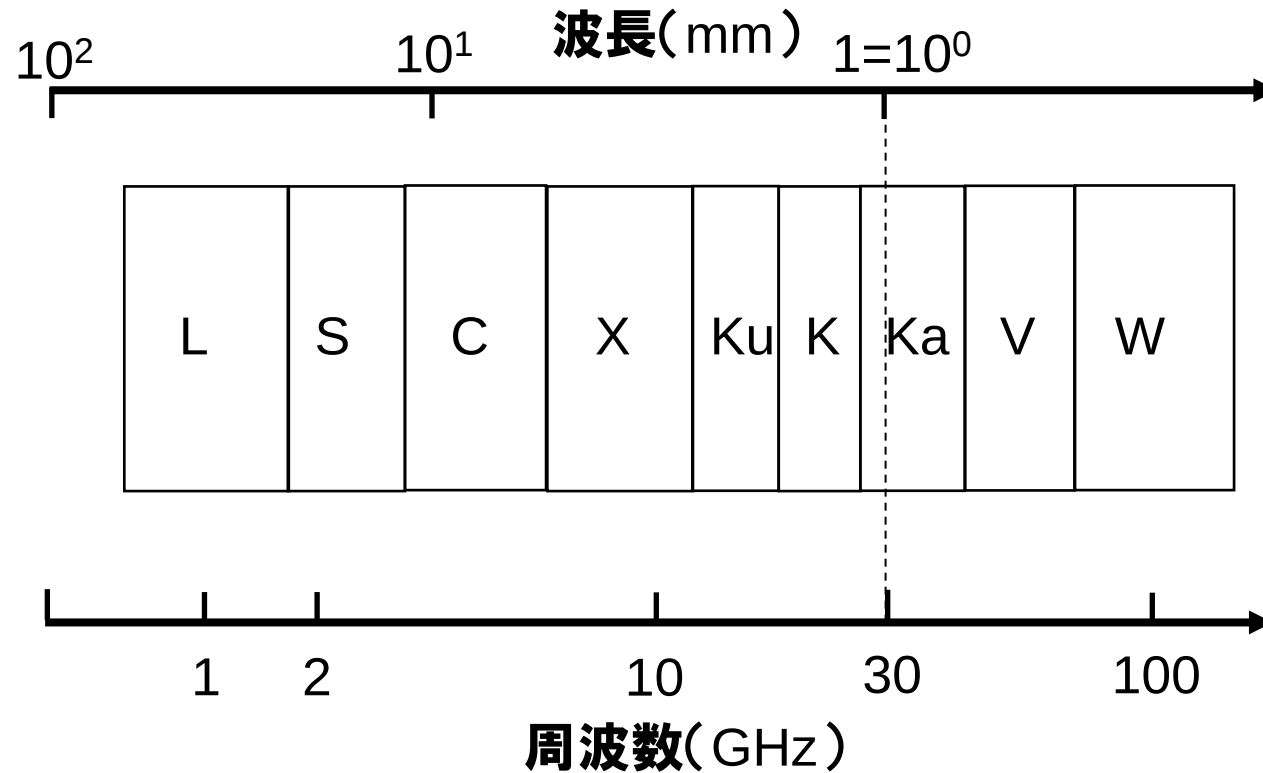
matsunaga@elec.shonan-it.ac.jp

内容

1. 無線を使ったアプリケーション
2. 高周波高出力デバイス
3. マイクロ波ミリ波電力増幅器設計基礎
4. 電力増幅器の高効率化、低歪化の実際
5. まとめ

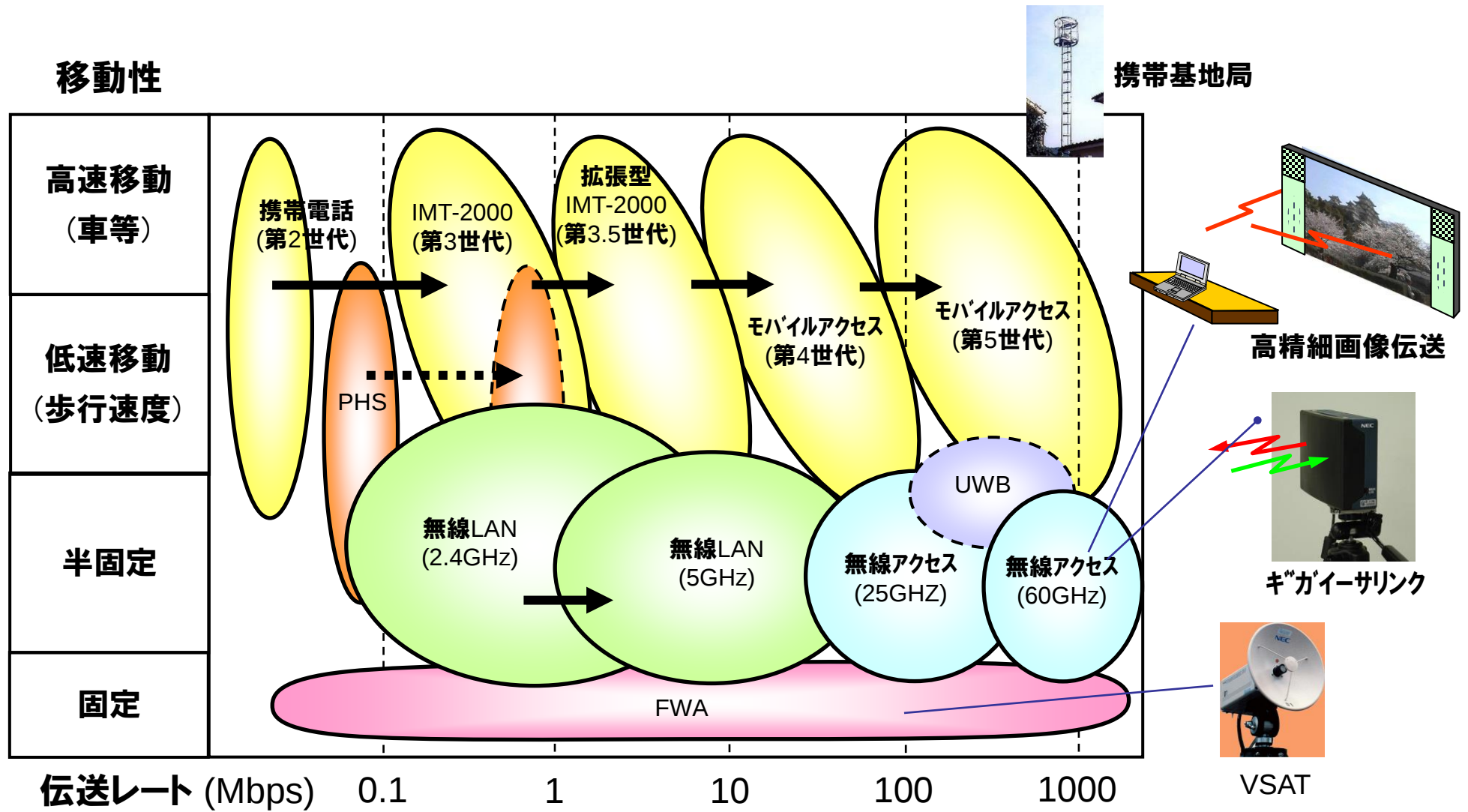
1. 無線を使ったアプリケーション

周波数と名称



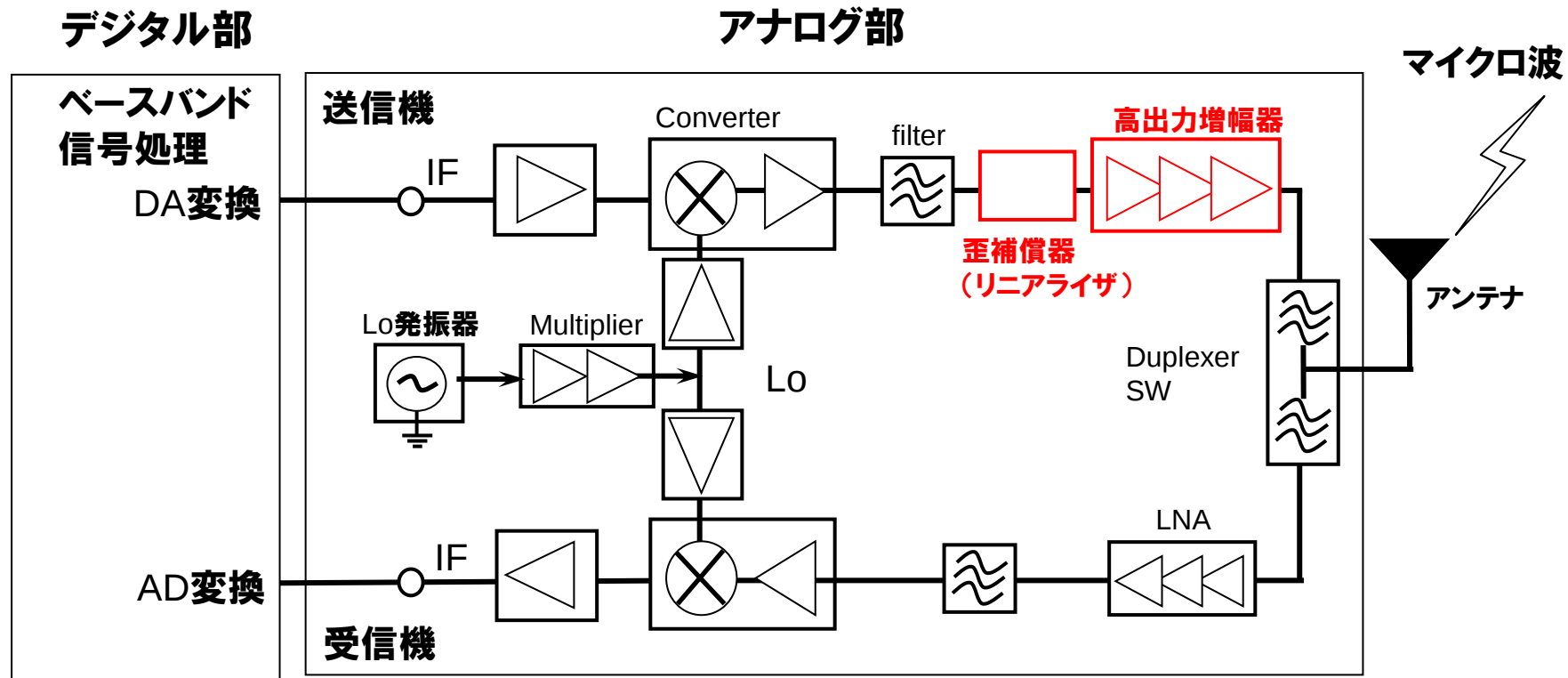
- ①無線で使われるバンド帯には名称がある
- ②一般にL帯以上をマイクロ波帯と言う
- ③30GHz以上では、自由空間波長が1mm以下になるので、ミリ波帯と総称する

無線通信領域



固定系～移動系にかけて大容量化が進展

無線システムの構成（ヘテロダイン方式）



無線システムの方向性

- ①大容量化 (3G:2Mbps→4G:1Gbps→5G:10Gbps)
- ②低消費電力化 (省エネルギー、商品価値差異化)
- ③多様なアプリケーションへの対応 (移動系、固定アクセス系)

無線伝送容量と伝送距離の関係

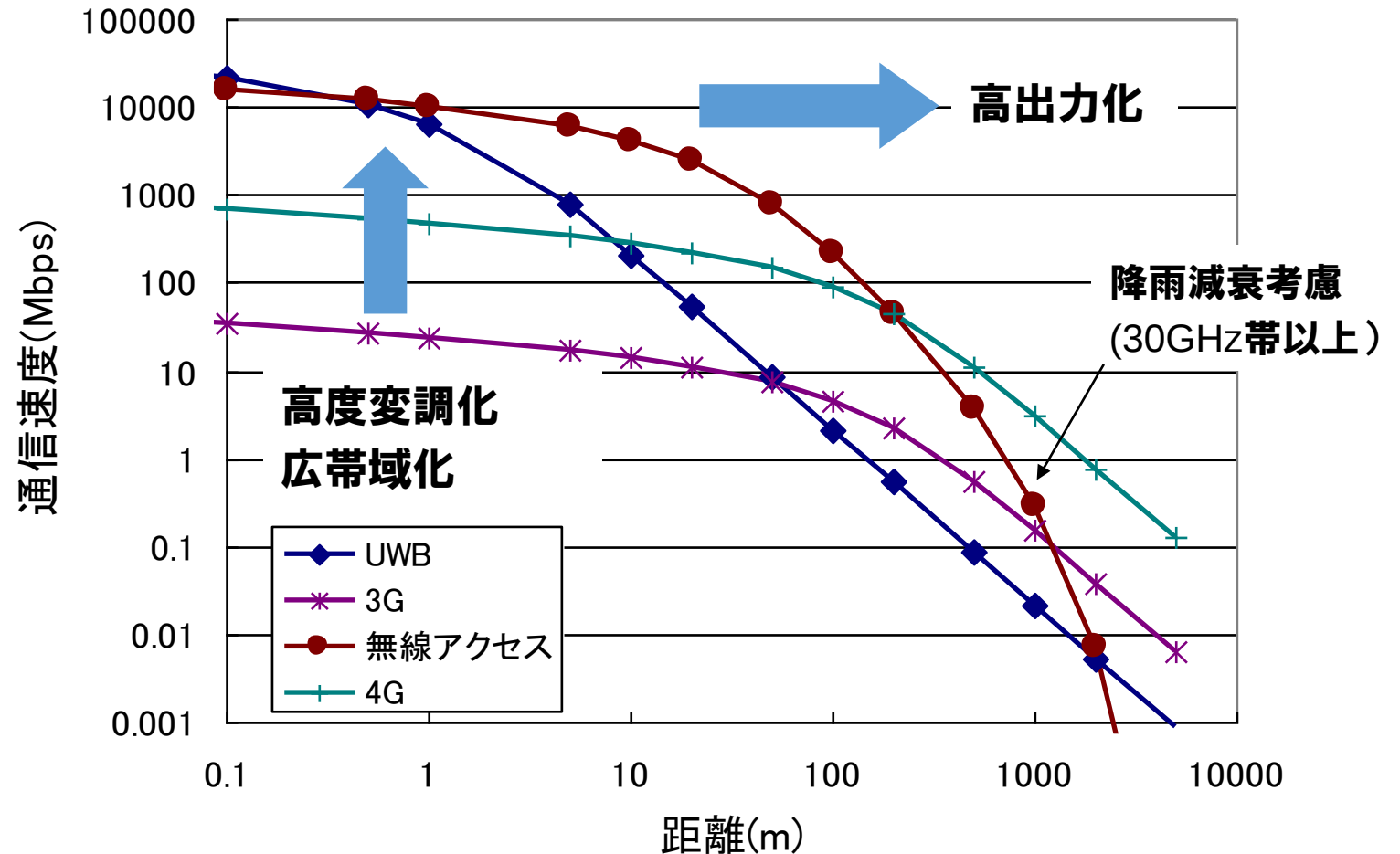
シャノンの定理

$$C = W * \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

C: data transfer ratio

W: band width

S/N: signal-noise
power ratio



大容量化、伝送距離拡大実現のために電力増幅器に必要となる技術

- ①伝送容量増大： 高度変調化⇒低歪化、広帯域化
- ②伝送距離増大： 高出力化

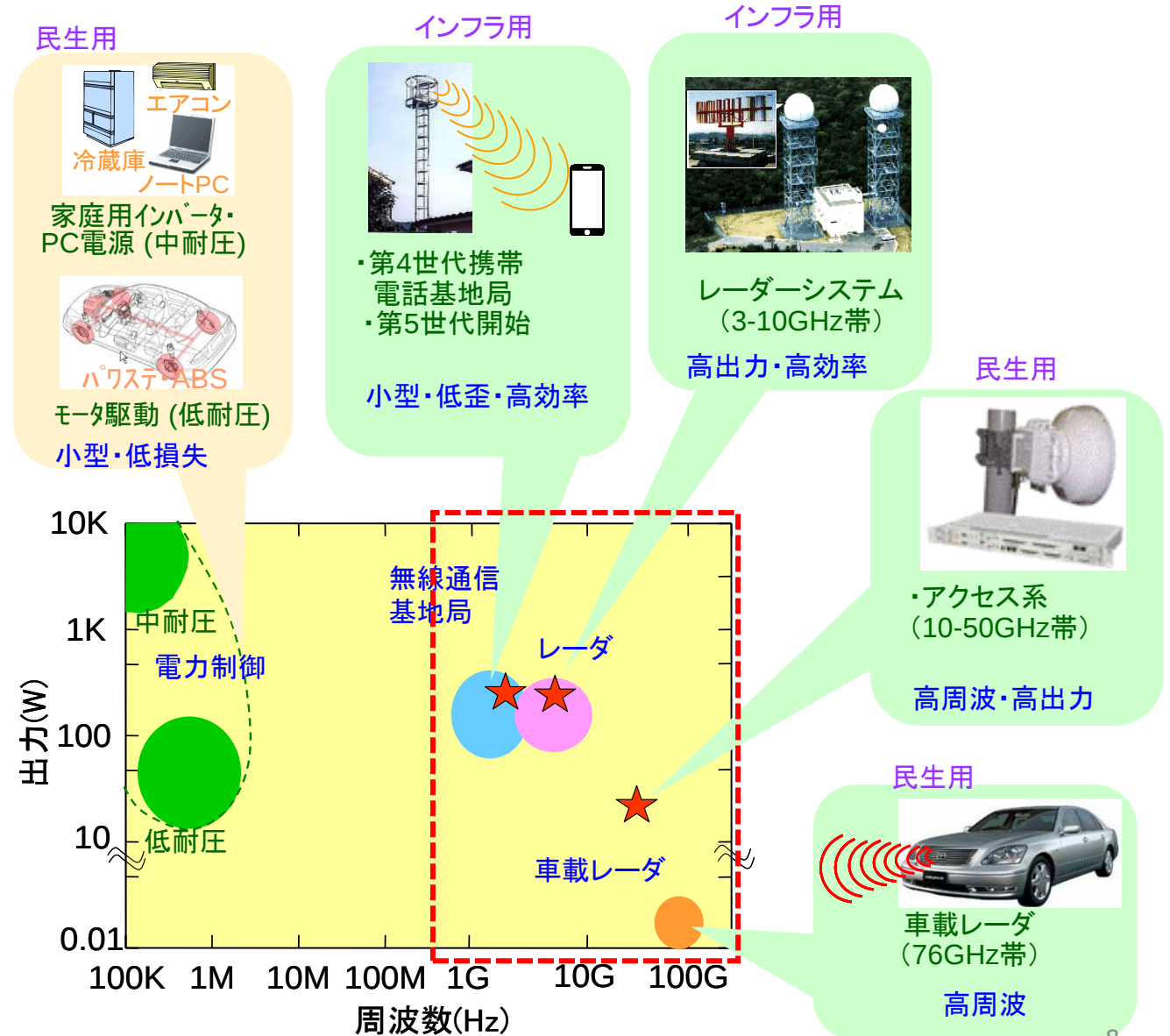
マイクロ波ミリ波電力増幅器の使用領域

背景

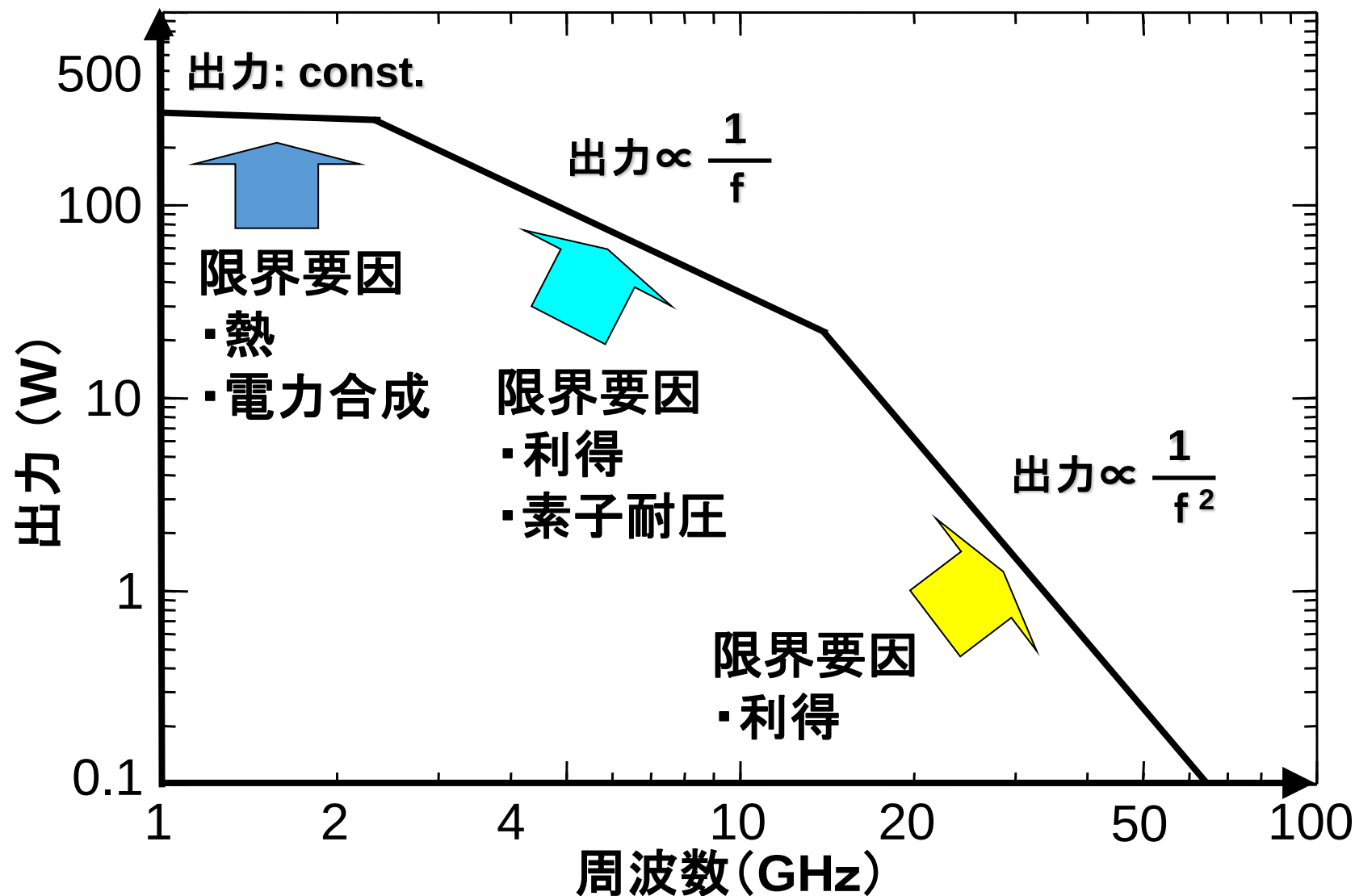
- エネルギー問題に対応可能な、低消費電力デバイスへのニーズ
- 通信トラヒック増大に対応する大出力線形・高効率増幅器実現の期待

現在の状況

- 移動体基地局を中心とした高周波大出力素子の実用化が進展
- 低コスト化、高周波集積化高信頼性化が課題



半導体電力増幅器の出力限界要因



出力向上には、**高出力デバイスの性能で決定**される。高耐圧、高耐熱性、高利得実現が必須⁹

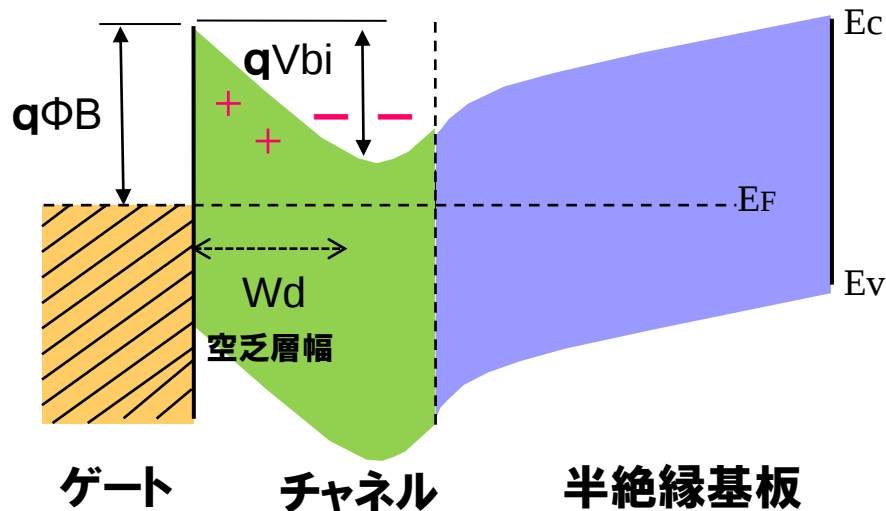
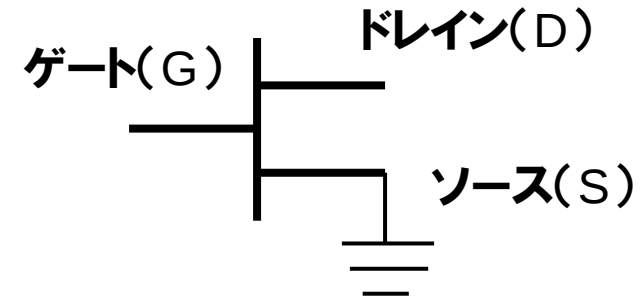
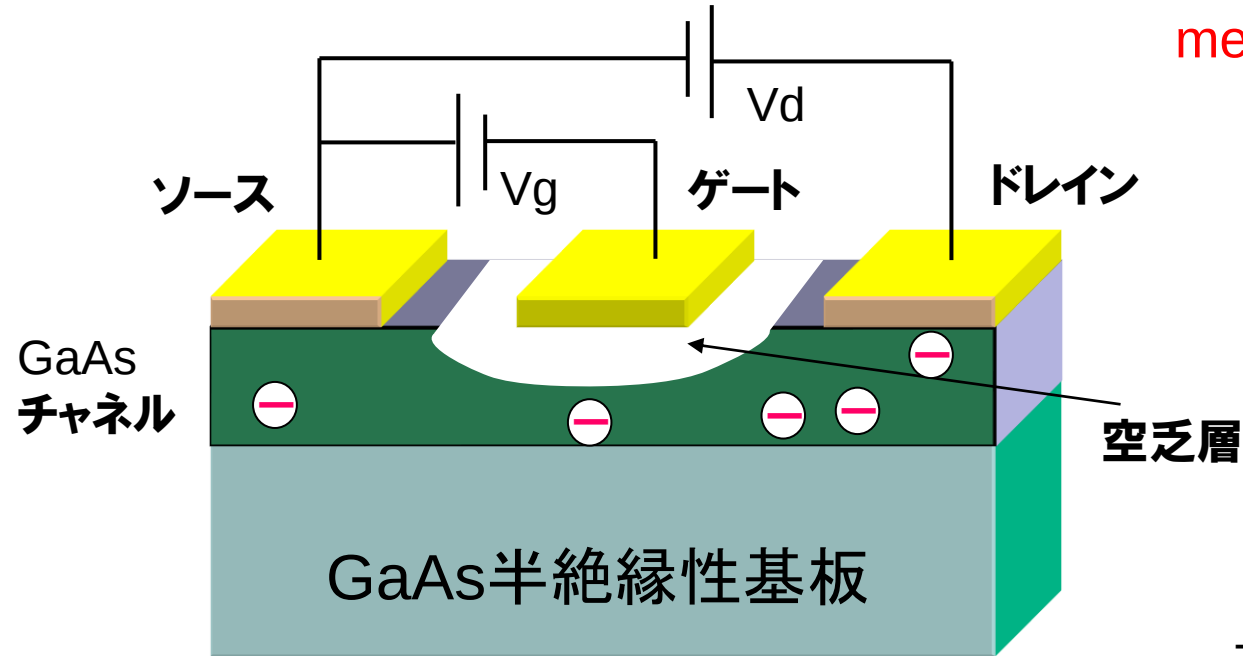
2. 高周波高出力デバイス

マイクロ波ミリ波電力増幅器用半導体デバイスの種類

	DC特性（代表値） （Lg～0.5μm）	RF特性 （代表値）	動作 周波数帯	信頼性 （MTTF）	備考 （主アプリケーション）
GaAs MESFET	I _{max} :300mA/mm BV _{gd} :30V g _m :100mS/mm	f _t :10GHz f _{max} :50GHz	L～Ku帯	>1E7h	移動体基地局 衛星搭載
GaAs HFET	I _{max} :300mA/mm BV _{gd} :40V g _m :150mS/mm	f _t :10GHz f _{max} :80GHz	L～Ka帯	>1E7h	移動体基地局 衛星搭載
GaAs HEMT	I _{max} :500mA/mm BV _{gd} :20V g _m :300mS/mm	f _t :50GHz f _{max} :200GHz	L～W帯	>1E6h	移動体基地局 地上、LAN ミリ波
GaAs FPFET	I _{max} :300mA/mm BV _{gd} :50V g _m :150mS/mm	f _t :10GHz f _{max} :80GHz	L～Ku帯	>1E6h	移動体基地局
GaN FET	I _{max} :800mA/mm BV _{gd} :100V g _m :200mS/mm	f _t :30GHz f _{max} :100GHz	L～V帯	-	移動体基地局 地上 ミリ波

GaAs MESFETの基本構造

metal-semiconductor field effect transistor



ガウスの法則

(マックスウェル方程式)

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{q}{\epsilon}$$



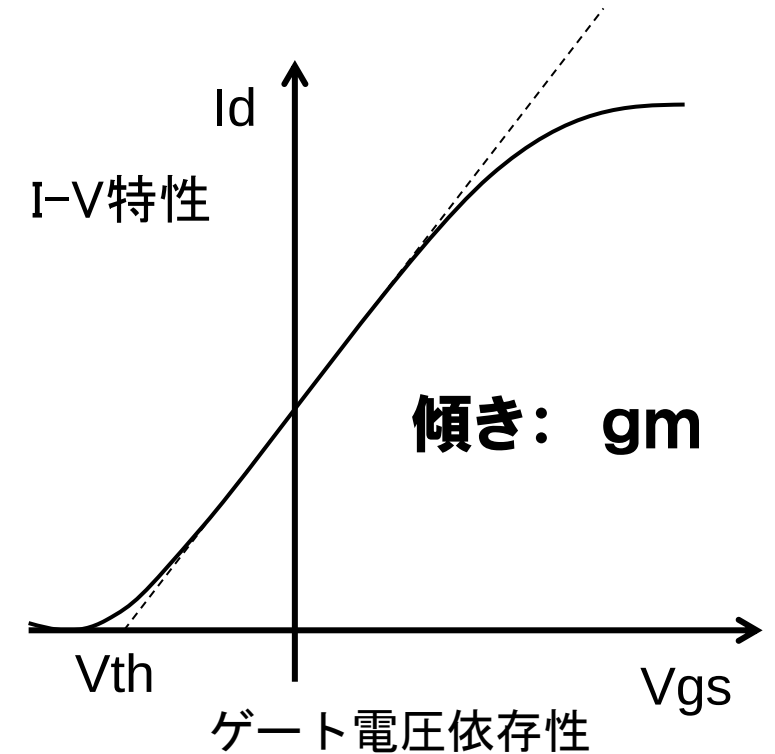
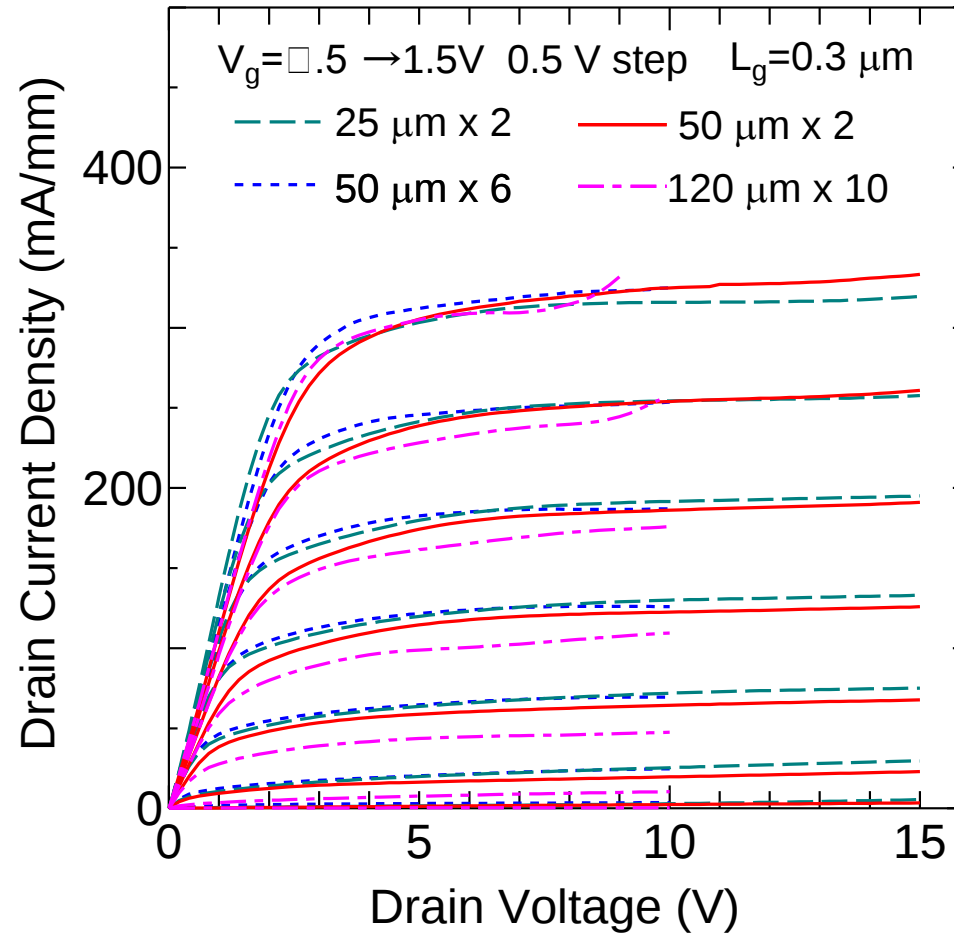
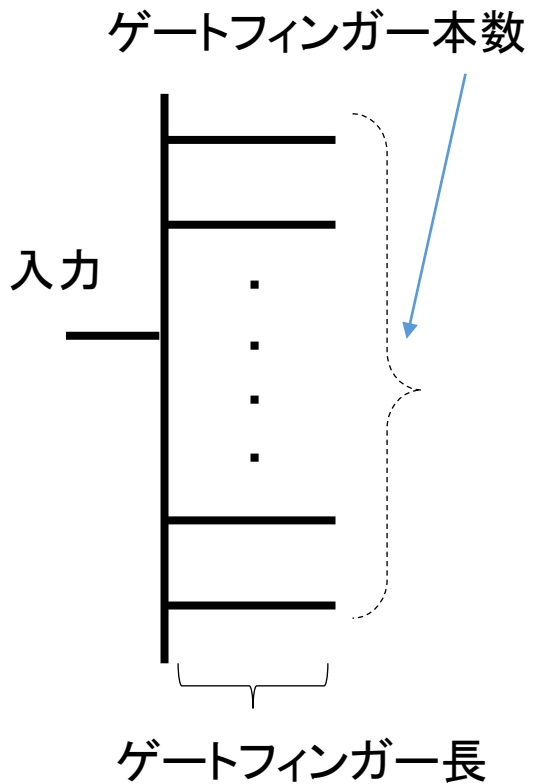
ポアソン方程式

$$\Delta \varphi = -\frac{q}{\epsilon}$$

$$W_d = \sqrt{\frac{2\epsilon_s V_{bi}}{qN_d}} = \sqrt{\frac{2\epsilon_s (V_{bi} - V_g)}{qN_d}}$$

$$V_{bi} \Rightarrow V_{bi} - V_g^{12}$$

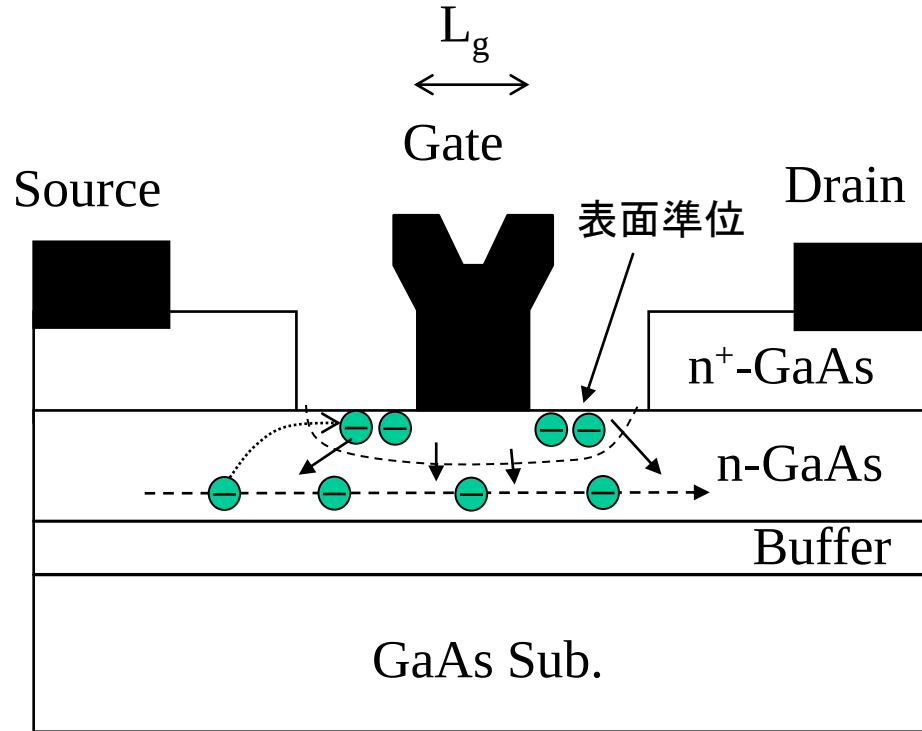
FET (Field Effect Transistor)の電流電圧特性



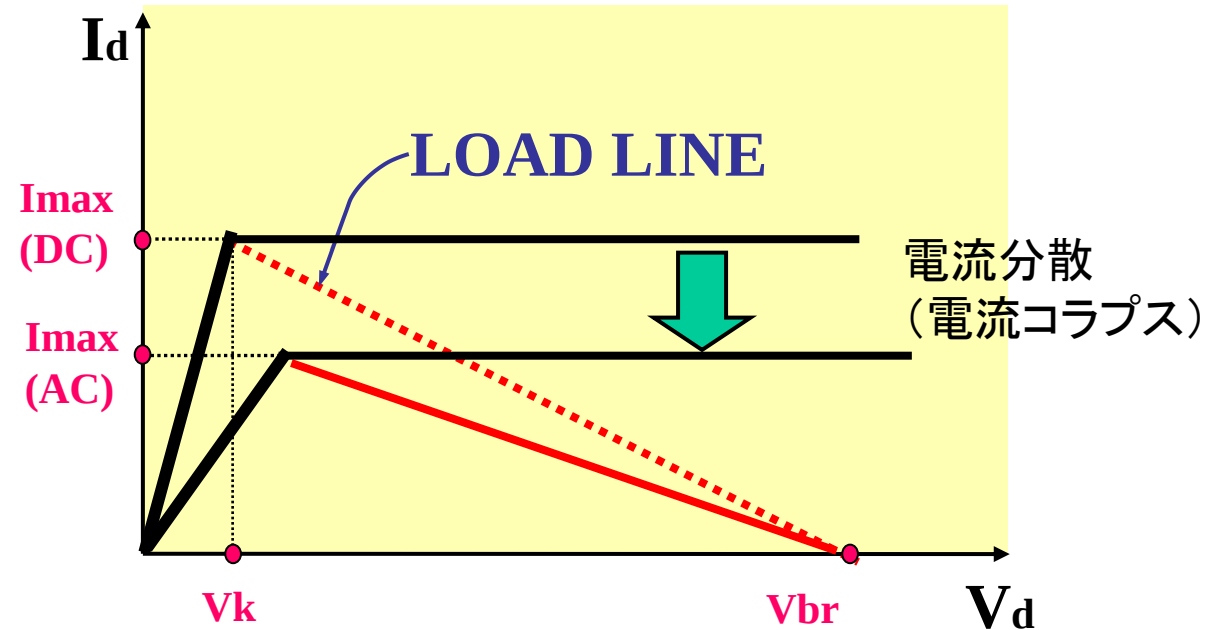
g_m : 相互コンダクタンス
 g_d : ドレインコンダクタンス
 V_{th} : 閾値電圧
 I_{max} : 飽和電流

単位ゲート幅でのドレイン電流はゲートフィンガー本数、長さに影響されない

高出力GaAs MESFET構造と課題



$$P_{out} \approx \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{2} I_{max} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{2} V_{br} = \frac{1}{8} I_{max} \cdot V_{br}$$

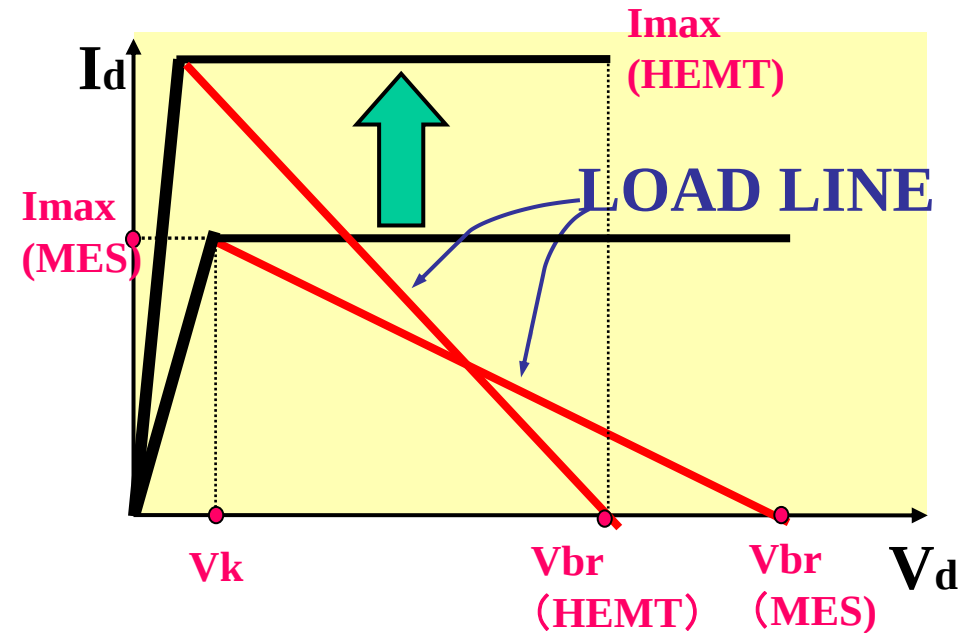
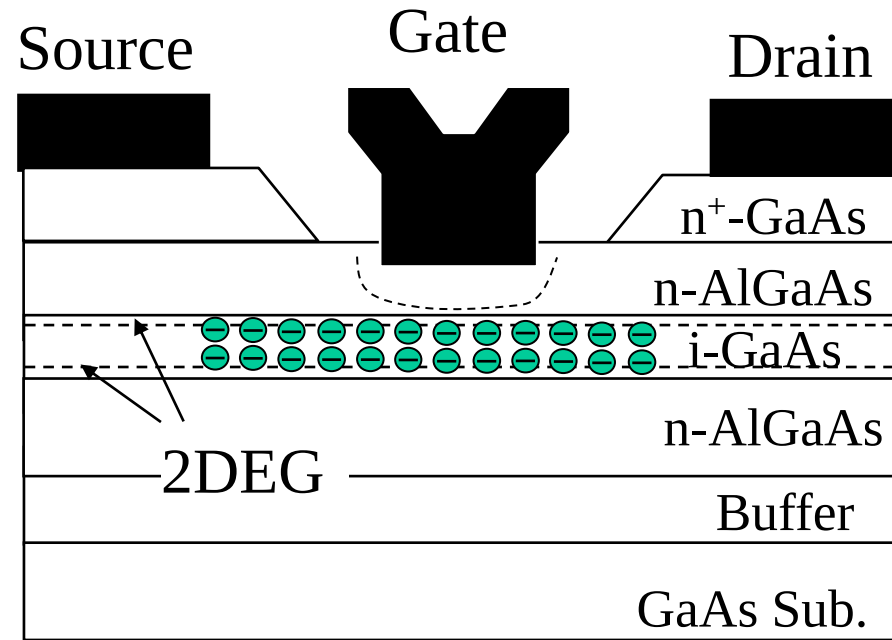


$$I_{max} @ AC \neq I_{max} @ DC$$

MESFETの高出力化の課題

- ①表面準位→チャネル狭さくによる最大電流Imax劣化 (電流分散)
- ②最大電流Imax増大のためにドーピング濃度を増大すると耐圧Vbrが劣化

高出力GaAs HEMT構造



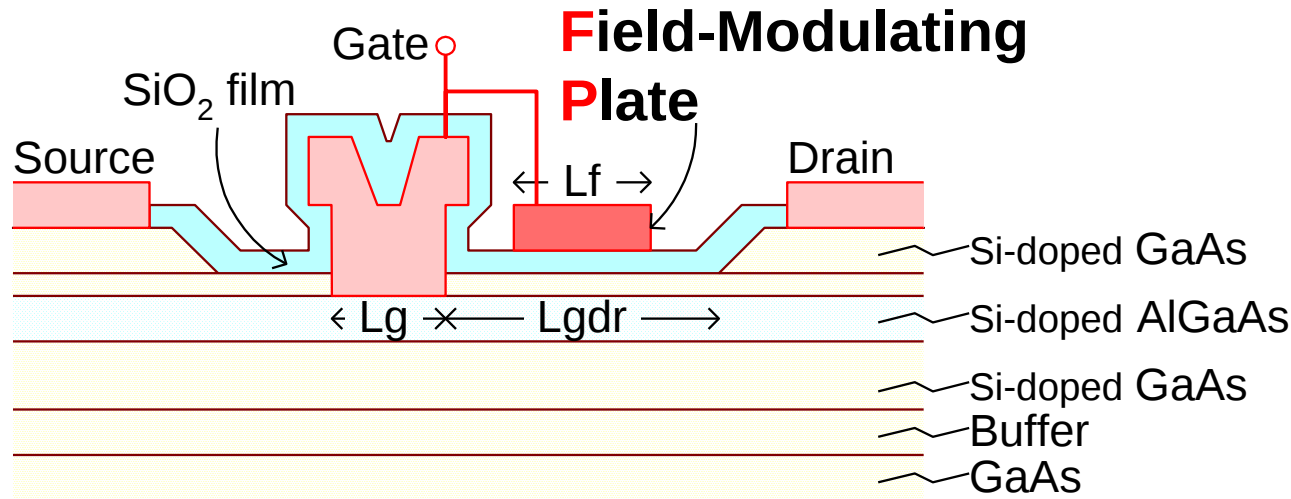
ダブルヘテロ構造HEMTによる高出力化、高利得化と課題

- ①ダブルチャネル構造による最大電流 I_{max} の増大化
- ②移動度がMESFETの2倍により、実効電子速度 v_s の増大に伴う高利得化

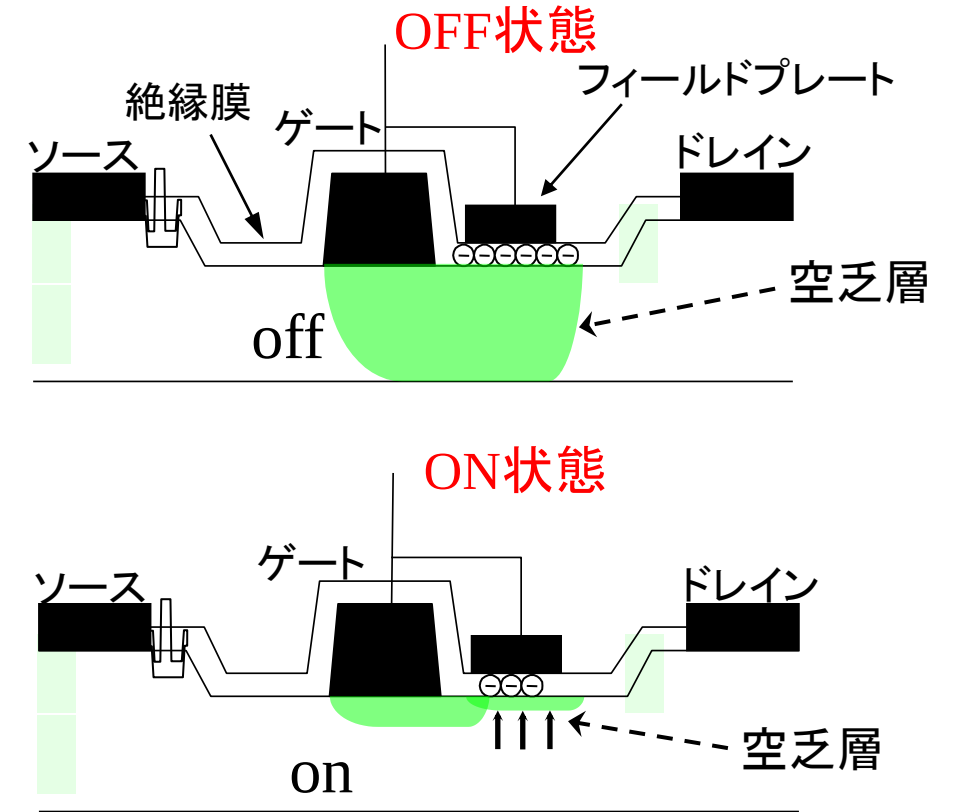
第3世代携帯端末、地上幹線無線システムに広く展開

フィールドプレート構造FET (FPFET)

ブレークスルー： 高電力密度と高耐圧を同時に満足

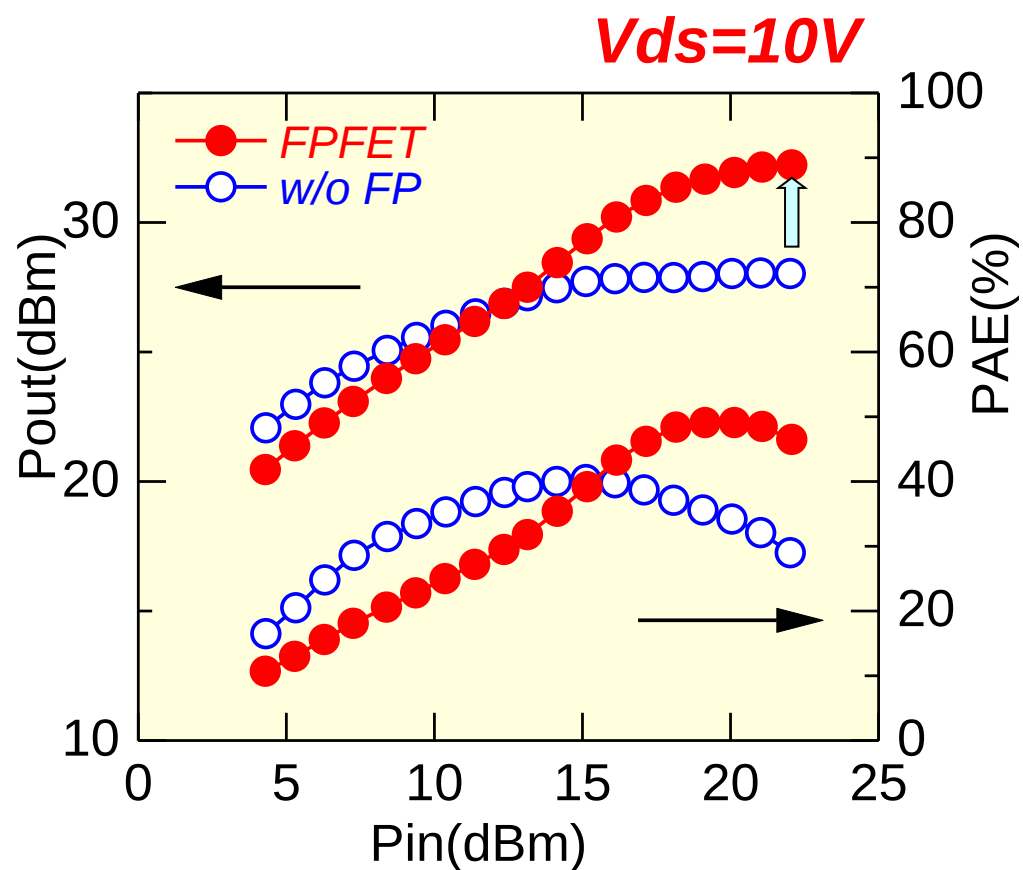


- ◆ ゲート・ドレイン間の絶縁膜上に電極を設置(FP)
- ◆ FP電極はゲート電極と接続(RF的接続)



ゲート近傍電界強度緩和(OFF) → 高耐圧特性
電流分散抑制(ON) → 高電力密度特性

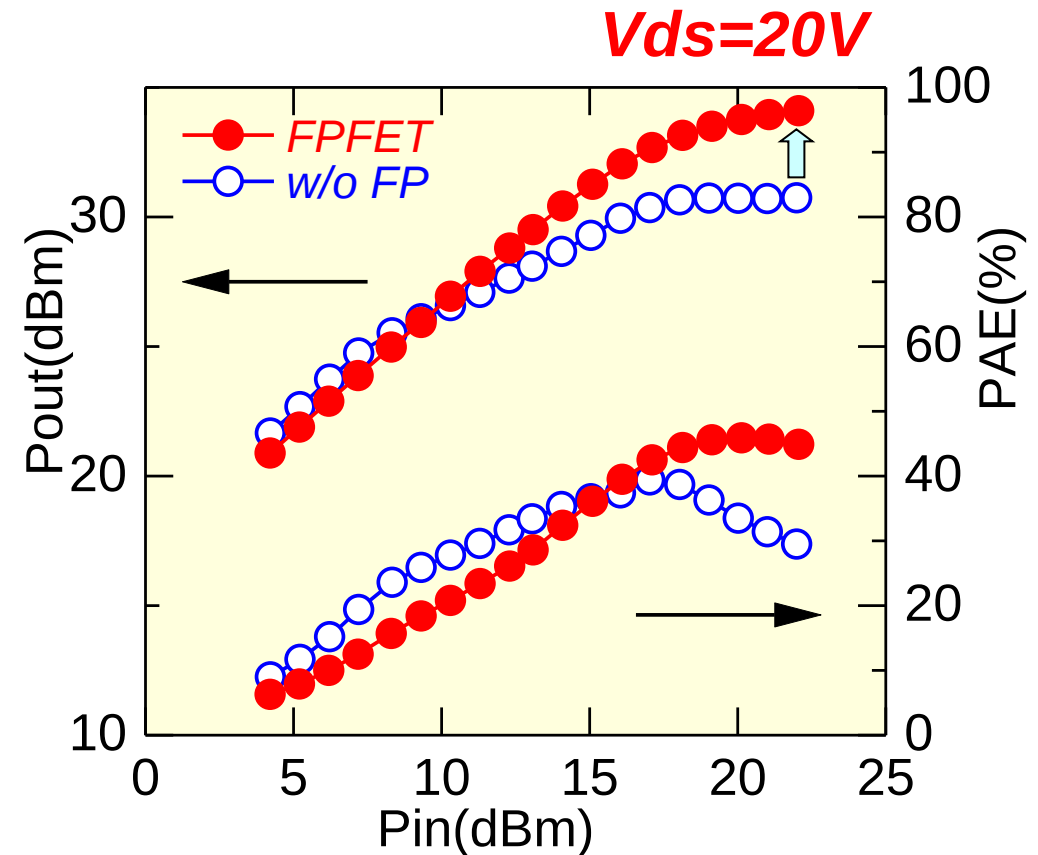
FPFETの高周波出力特性 (L帯)



$f=1.95\text{GHz}$

$I_{dset}=1/10I_{max}$

ゲート幅: $W_g=2.6\text{mm}$

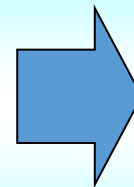


線形利得は同等で
出力は3dB向上

マイクロ波半導体の物性

半導体	Si	GaAs	GaN
バンドギャップ(eV)	1.12	1.43	3.39
チャネル電子移動度(cm^2/Vs)	1400	8000	1500
電子ピーク速度(cm/s)	1E+7	2E+7	2.6E+7
破壊電界(V/cm)	4E+5	5E+5	4E+6
熱伝導率(W/cmK)	1.5	0.46	1.3

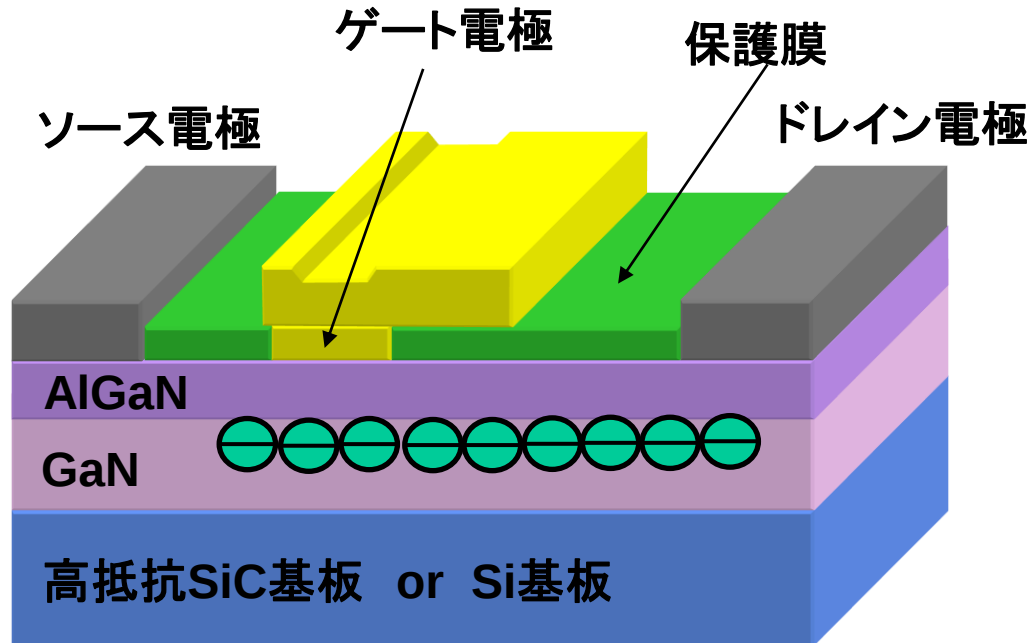
- ◇ GaAsと同等の飽和速度
- ◇ Si, GaAsより1桁高い耐圧



高周波
高電圧

高電力密度
(GaAsの約10倍)

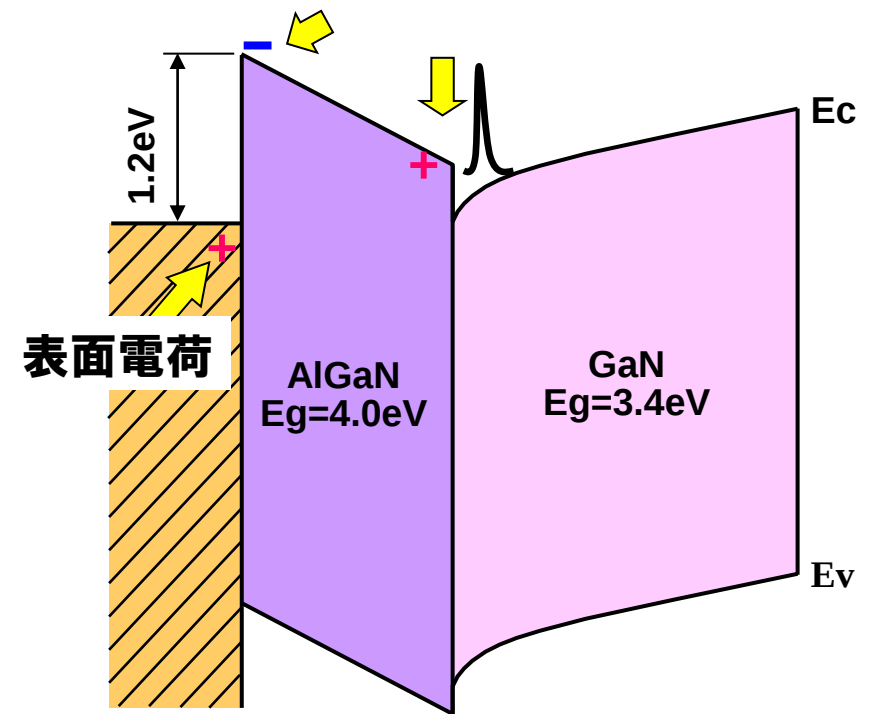
GaNFETの動作原理



AlGaN/GaN

分極電荷/表面電荷による2DEG生成

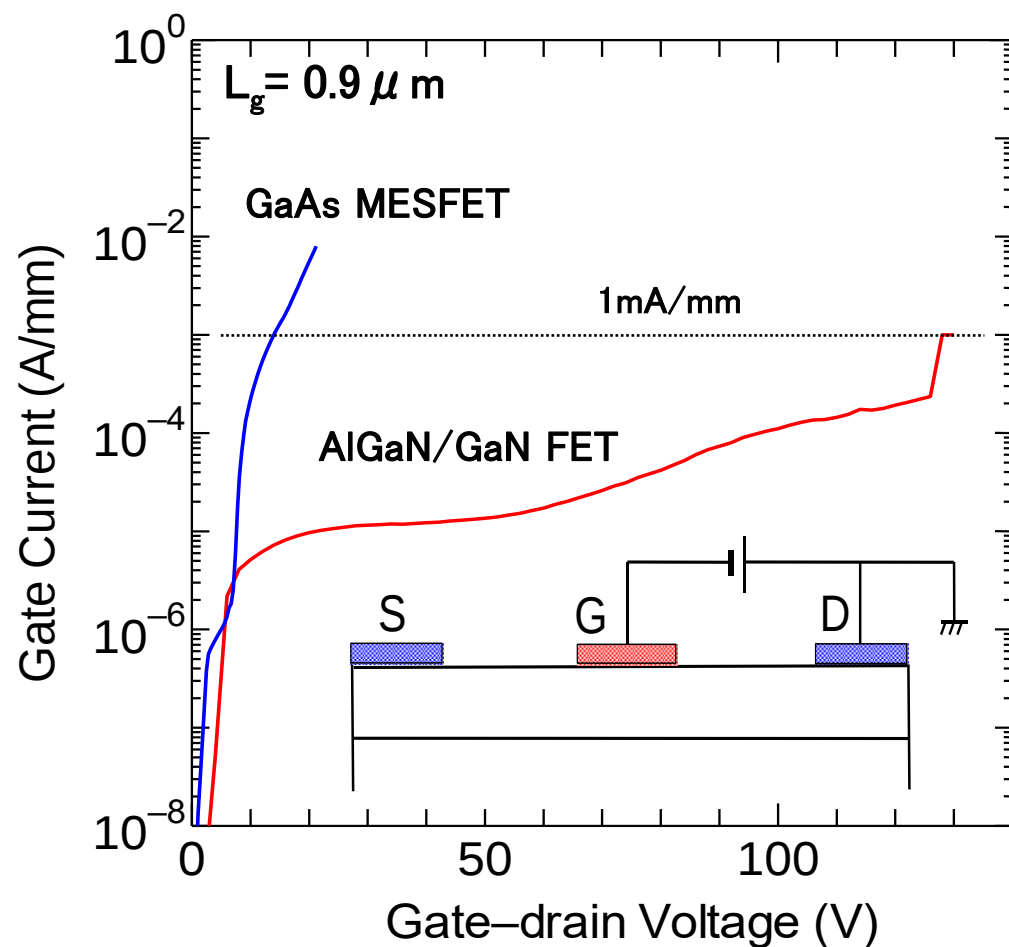
AlGaNはGaNより分極大
(分極電荷の差 $\sim 1 \times 10^{13} \text{cm}^{-2}$)



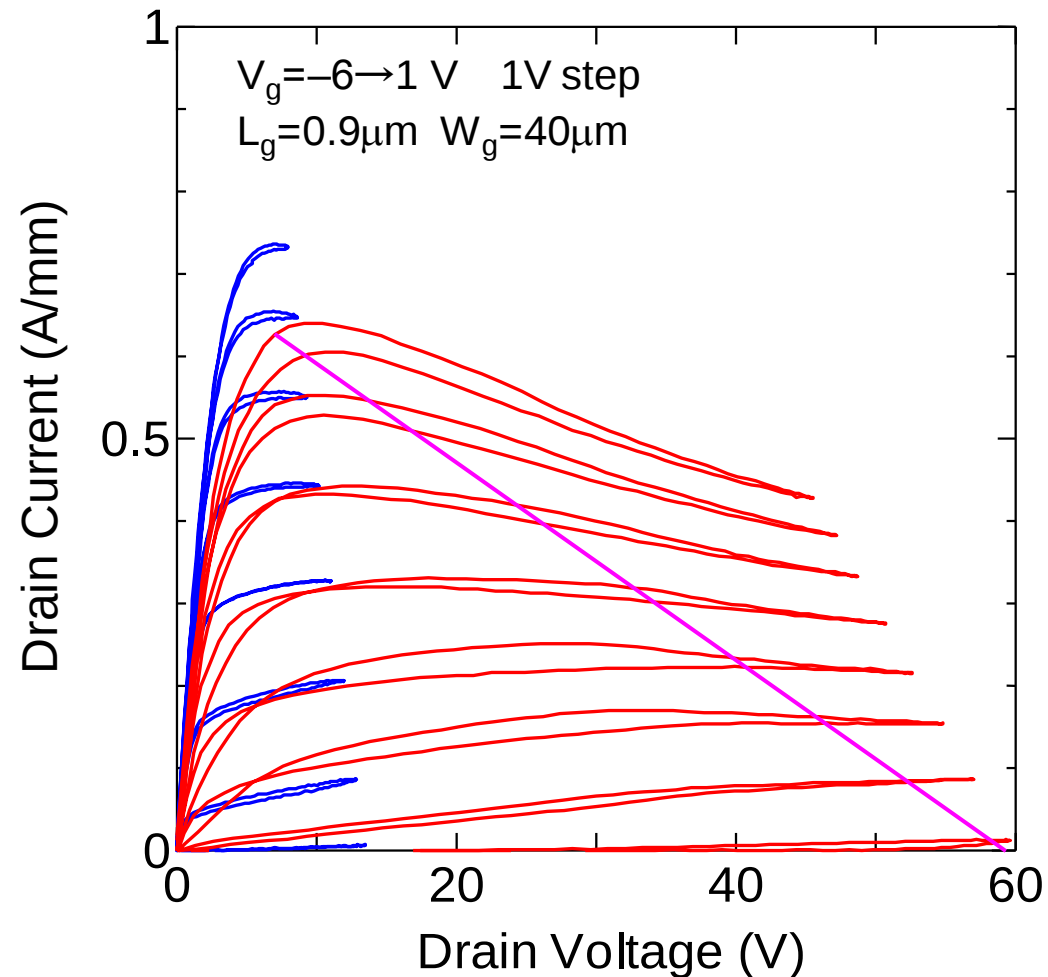
表面電荷密度と2DEG濃度が等しい

AlGaN/GaN FETは**分極電荷/表面電荷の精密制御が重要**

GaNFETの直流特性



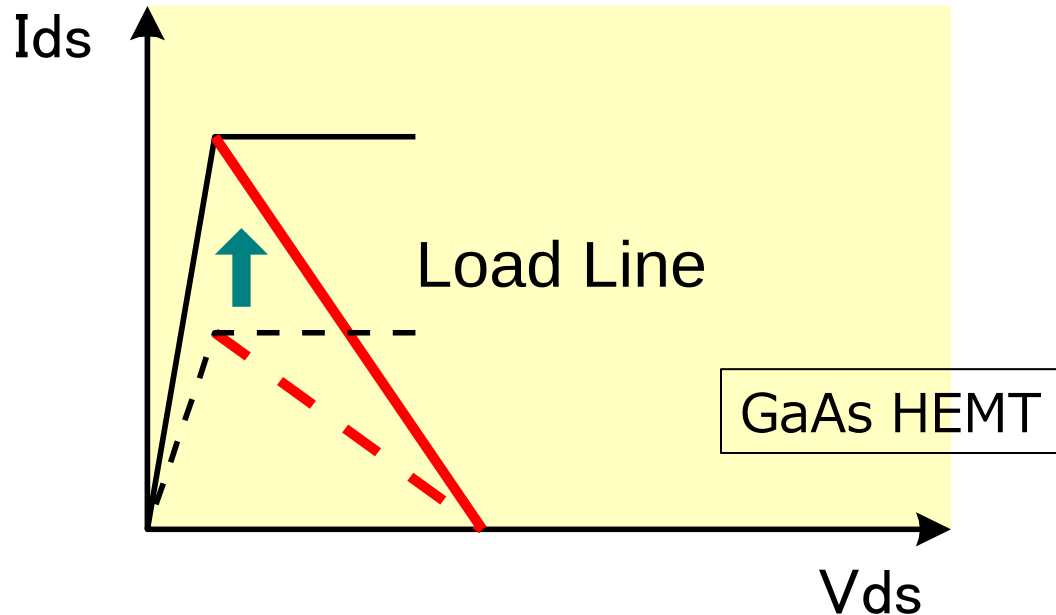
ゲート-ドレイン間逆方向電流特性



ドレイン電流-電圧特性

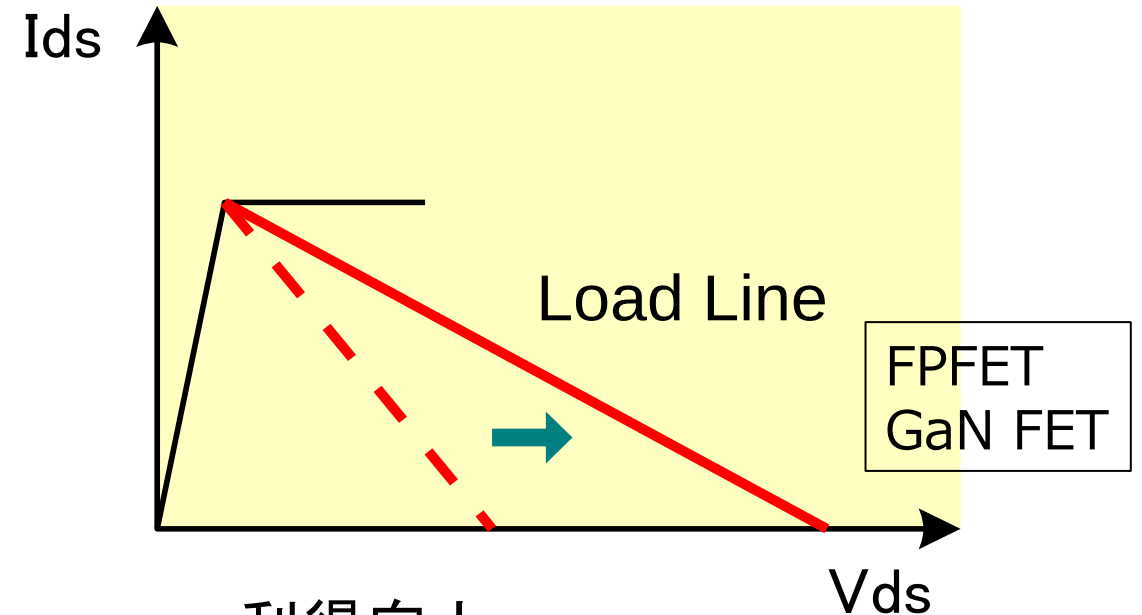
高出力化のためのアプローチ

高電流化、ゲート幅増大



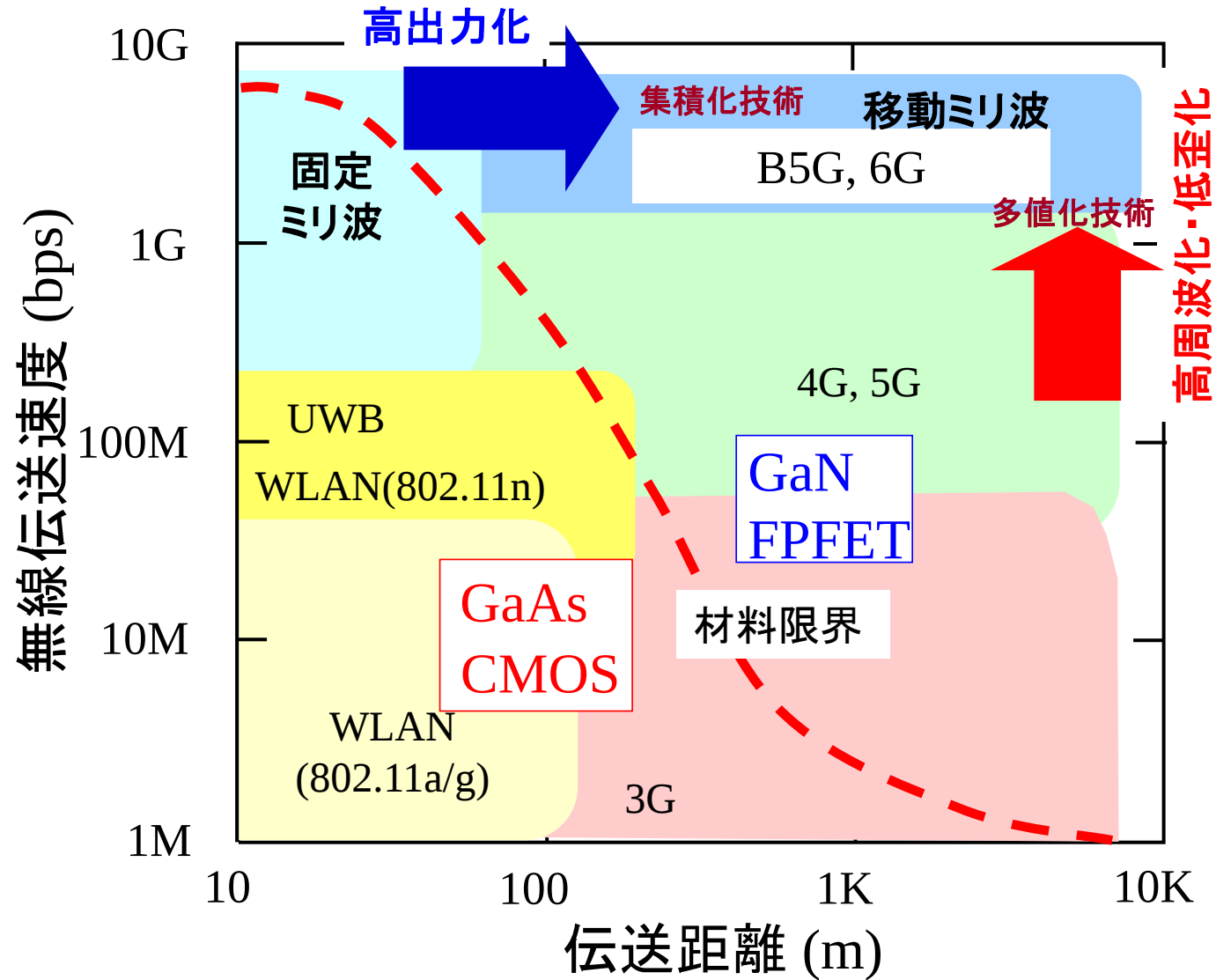
- ・整合損失増大
- ・バイアス回路損失増大
- ・大型化、大電流化による実装コスト増大

高耐圧化、高電圧動作化



- ・利得向上
- ・消費電流低減
- ・整合損失低減(ゲート幅小)
- ・低歪化

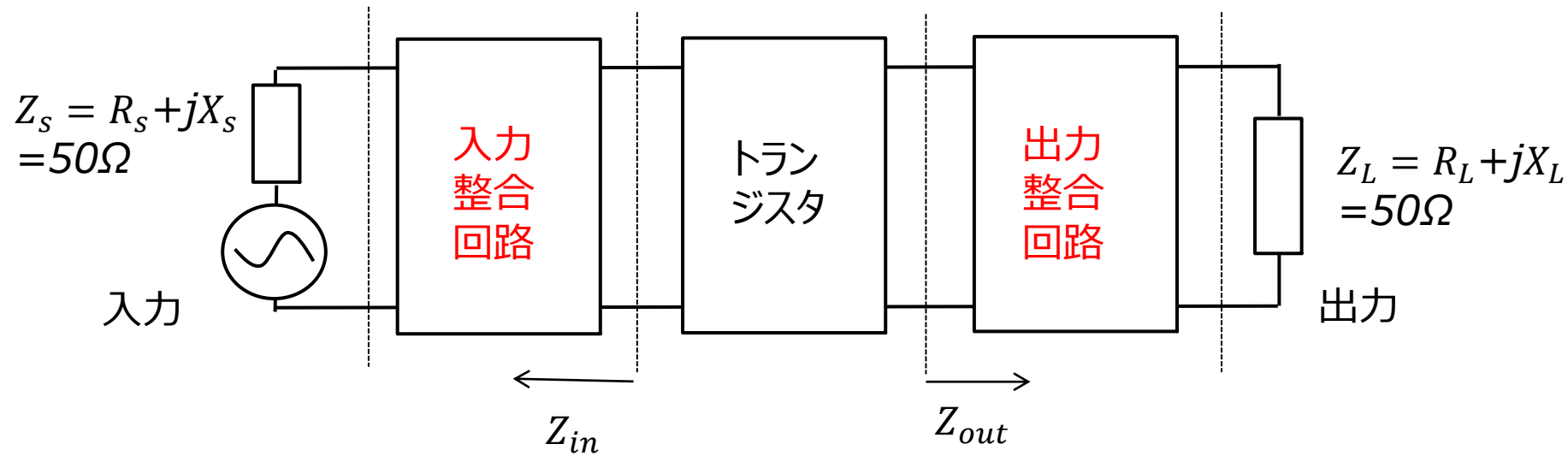
無線大容量化の方向



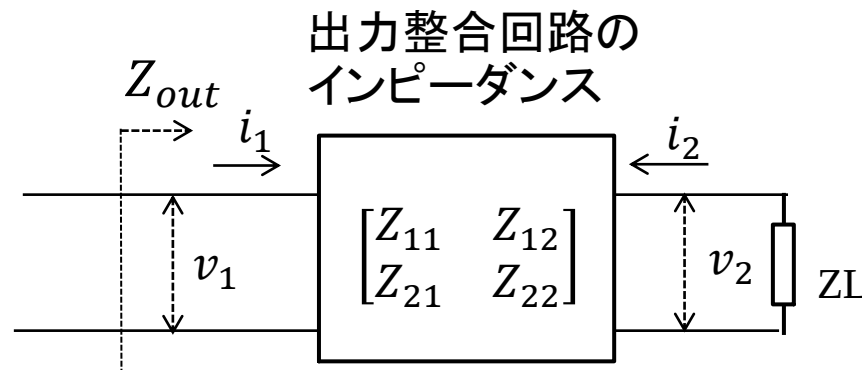
材料系の特長を取り入れた電力増幅器の実現が必要

3. マイクロ波ミリ波電力増幅器設計基礎

マイクロ波電力増幅回路の基本構成



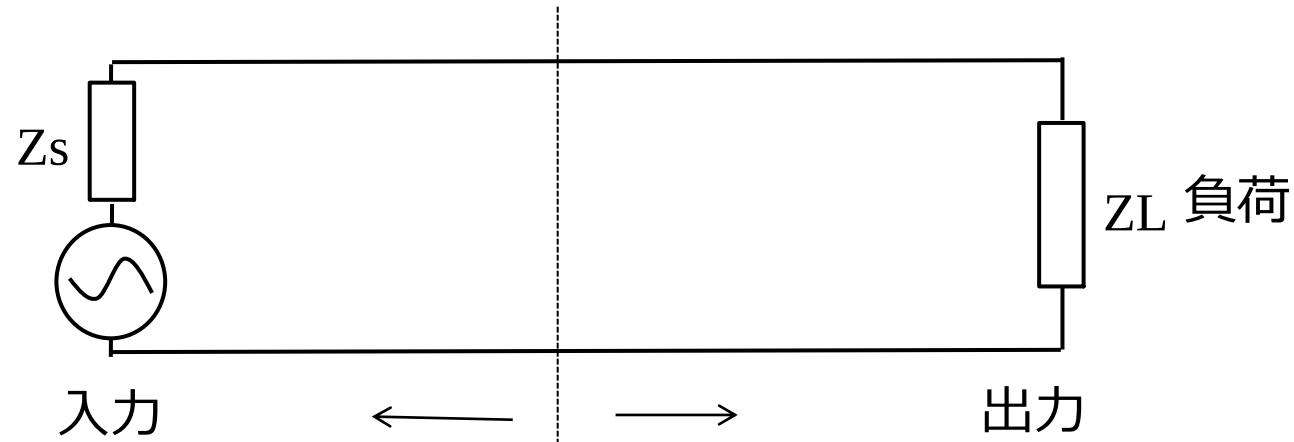
最適負荷、最適入力インピーダンスを実現する出力, 入力整合回路を設計



$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

$$Z_{out} = Z_{11} + \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_L - Z_{22}}$$

インピーダンス整合



- 入力から出力（負荷）への電力供給を最大にする回路条件
- 任意に周波数 ω において内部インピーダンス Z_S から負荷 Z_L に最大電力が供給される条件：共役整合条件

$$Z_L(\omega) = Z_S^*(\omega)$$

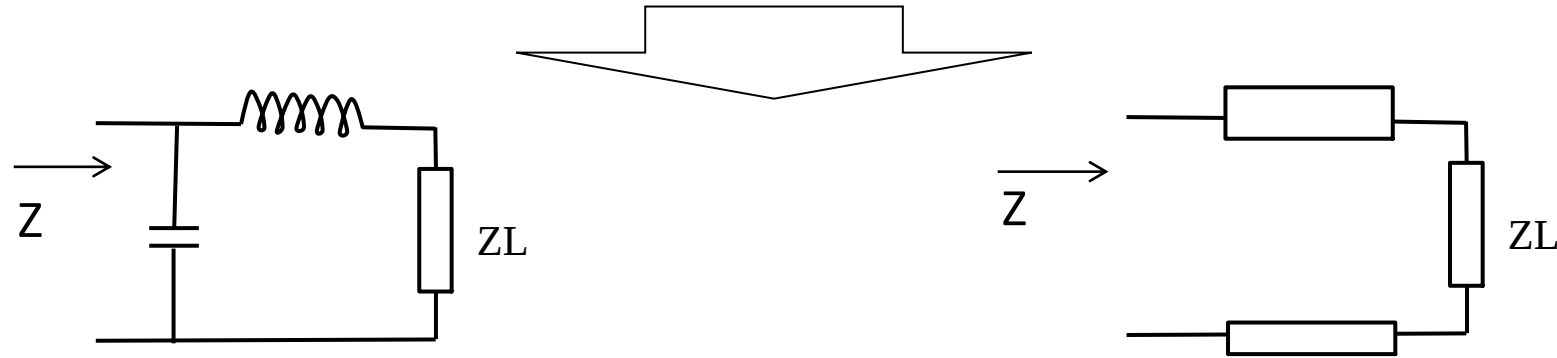
$$Z_S = R_S + jX_S \quad Z_L = R_L + jX_L$$

$$R_L = R_S \quad X_L + X_S = 0$$

インピーダンス変換回路

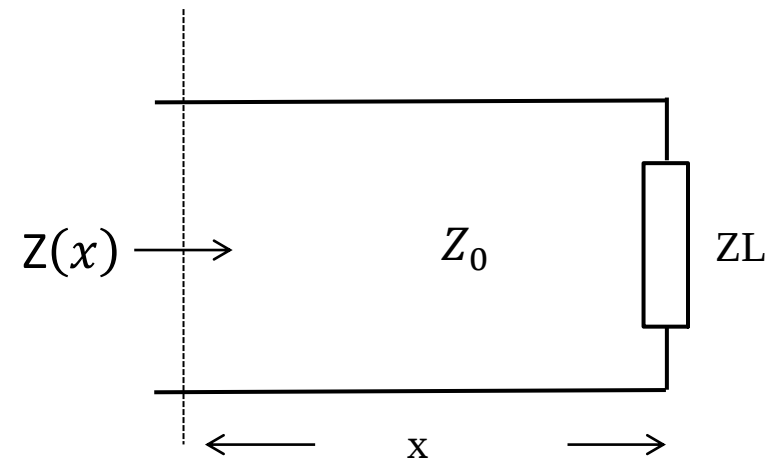
構成要素

- 集中定数素子 $\Rightarrow$ 抵抗、キャパシタ、インダクタ
- 分布定数線路（伝送線路） $\Rightarrow$ 特性インピーダンス設定



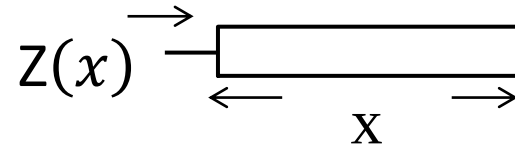
$$Z(x) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta x)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta x)}$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$



伝送線路（無損失）の性質

(1) 先端解放 : $Z_L = \infty$



$$0 < x < \lambda/4$$

$$Z(x) < 0 \rightarrow \text{容量性}$$



$$x = \lambda/4$$

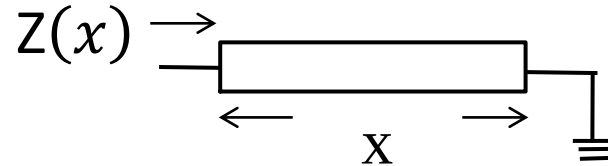
$$Z(\lambda/4) = 0 \rightarrow \text{短絡}$$

$$\lambda/4 < x < \lambda/2$$

$$Z(x) > 0 \rightarrow \text{誘導性}$$



(2) 先端短絡 : $Z_L = 0$



$$0 < x < \lambda/4$$

$$Z(x) > 0 \rightarrow \text{誘導性}$$

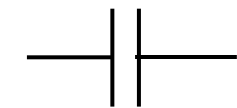


$$x = \lambda/4$$

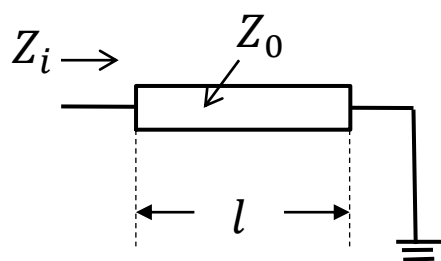
$$Z(\lambda/4) = \infty \rightarrow \text{開放}$$

$$\lambda/4 < x < \lambda/2$$

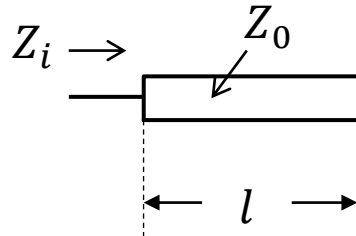
$$Z(x) < 0 \rightarrow \text{容量性}$$



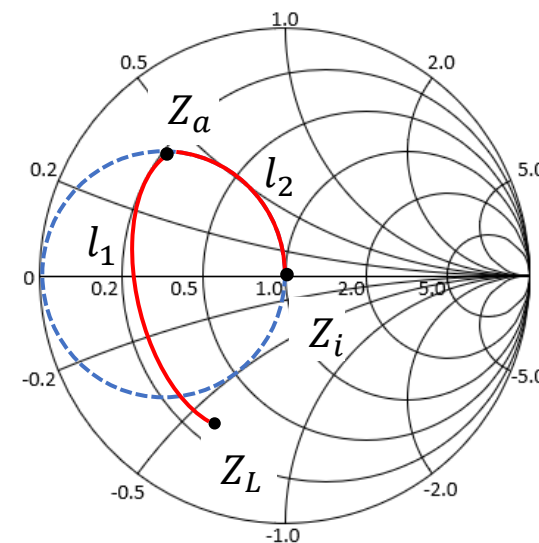
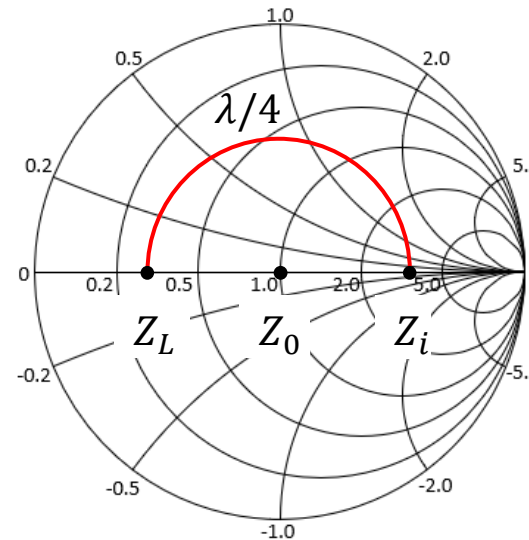
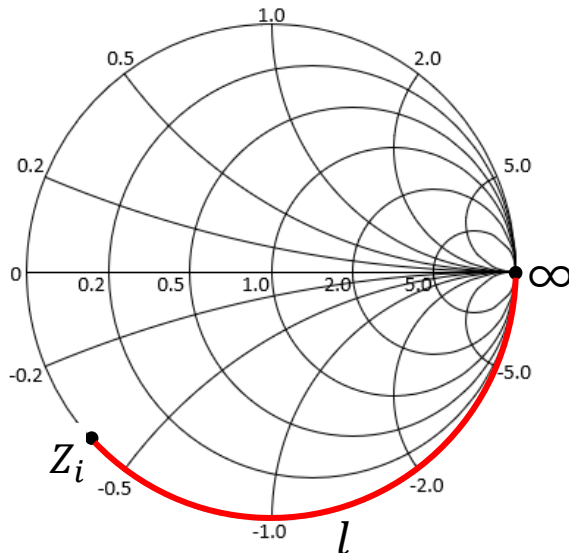
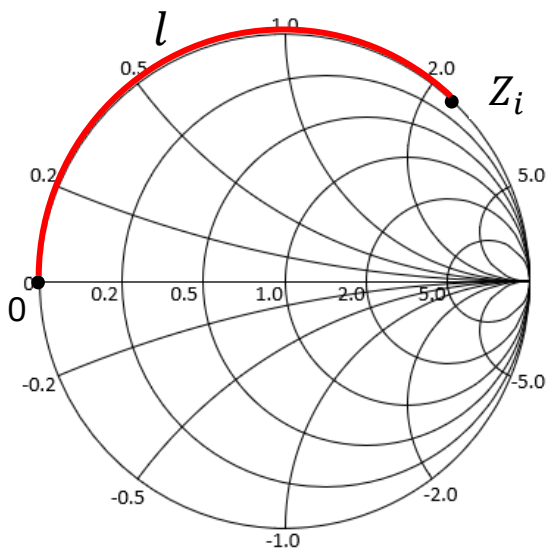
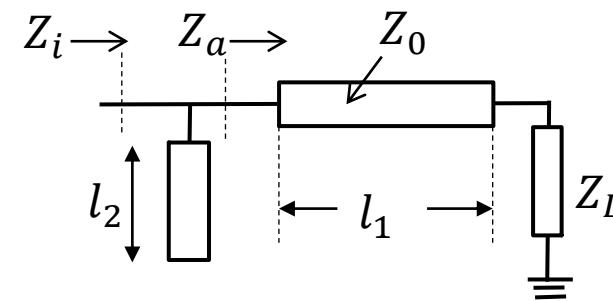
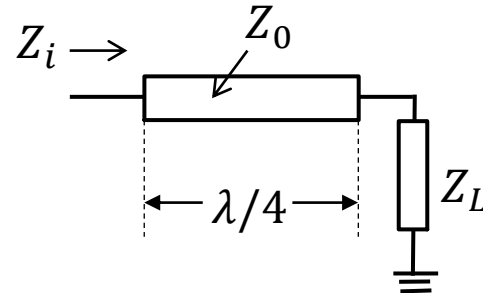
伝送線路（無損失）の性質 インピーダンス変換



$$Z_i = jZ_0 \tan(\beta l)$$



$$Z_i = -jZ_0 \cot(\beta l)$$



マイクロ波ミリ波帯では動作周波数の波長が回路サイズより同等かそれ以下
 $\Rightarrow$ 伝送線路（分布定数線路）で回路を構成することで設計精度が向上

マイクロ波電力増幅器の特性表示

- 利得 (Gain) , 線形利得 (GL)
- RF電力 (P_{out})
- 電力効率

① ドレイン効率 $\eta_d(\%) = \frac{P_{out}}{P_{DC}}$

② 電力付加効率 $\eta_{add}(\%) = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}}$

- 歪

① 三次相互変調歪 IM3

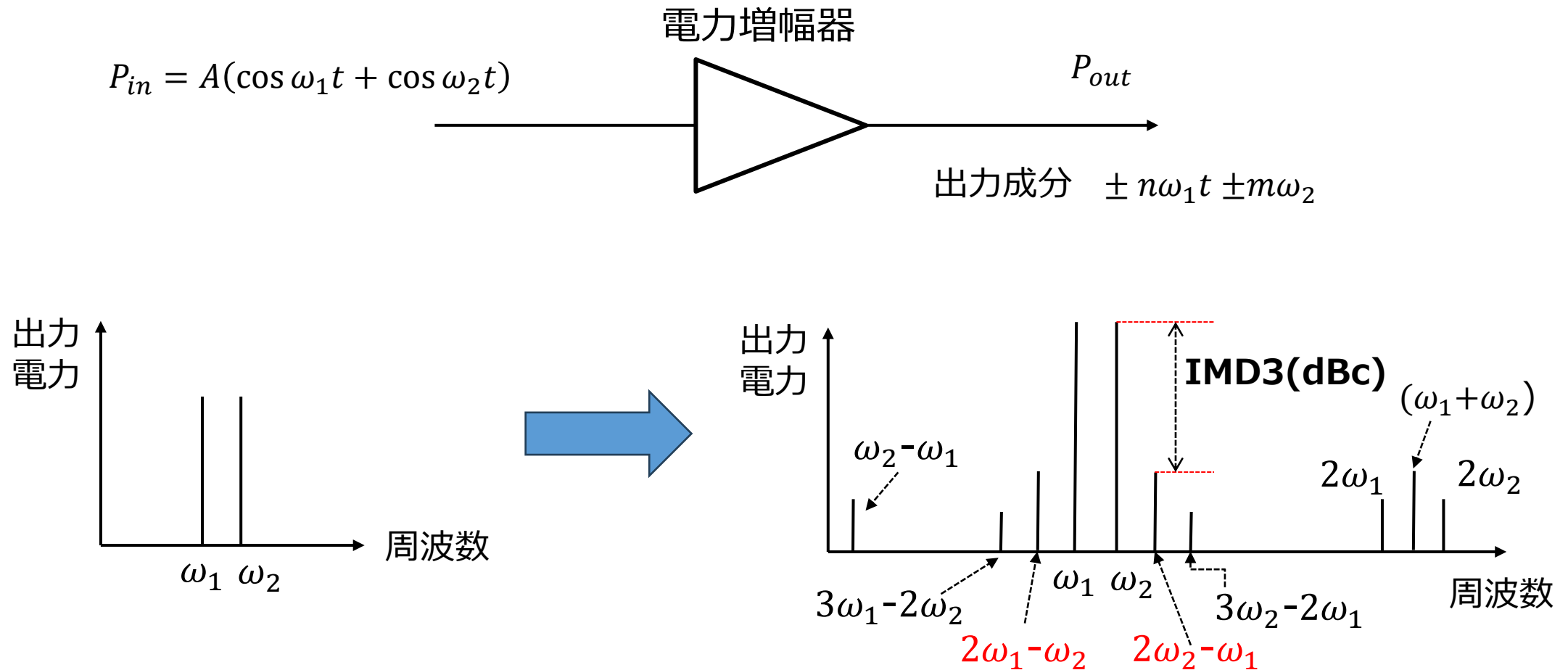
② 隣接チャネル漏洩電力 (ACPR)

③ NPR (雑音-電力比) Noise Power Ratio

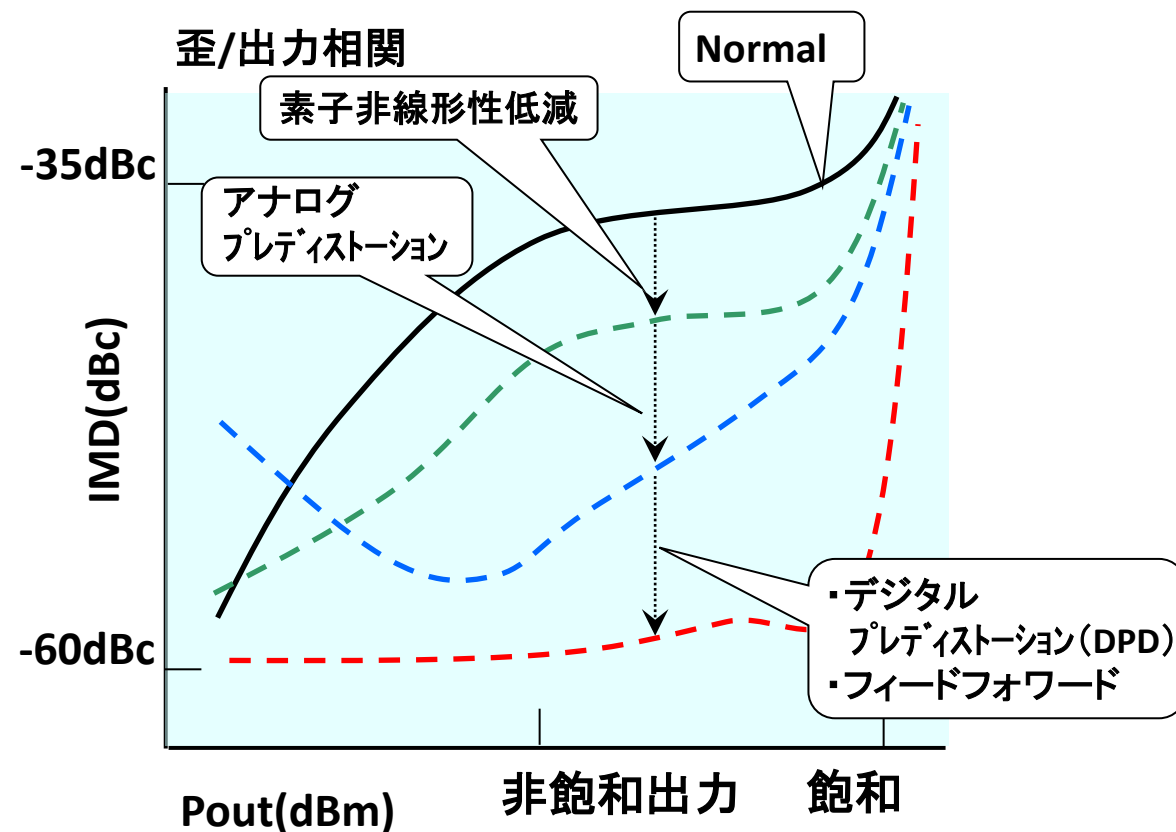
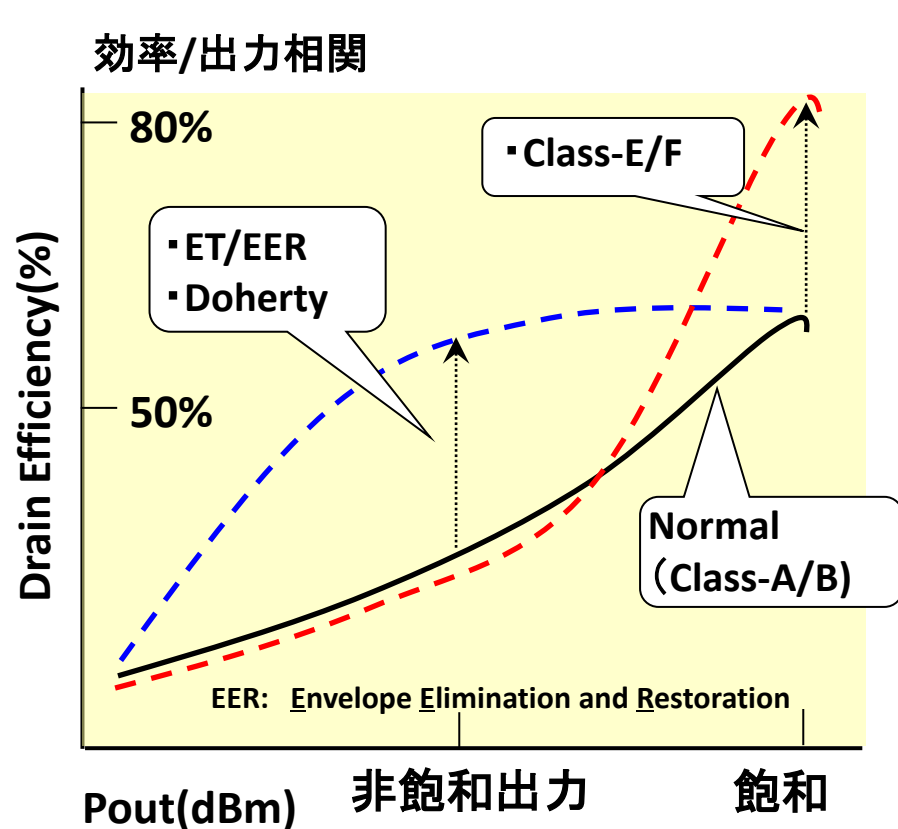
④ 位相シフト (AM-PM)

相互変調歪

IMD: Inter Modulation Distortion



高出力増幅器の高効率、低歪技術動向



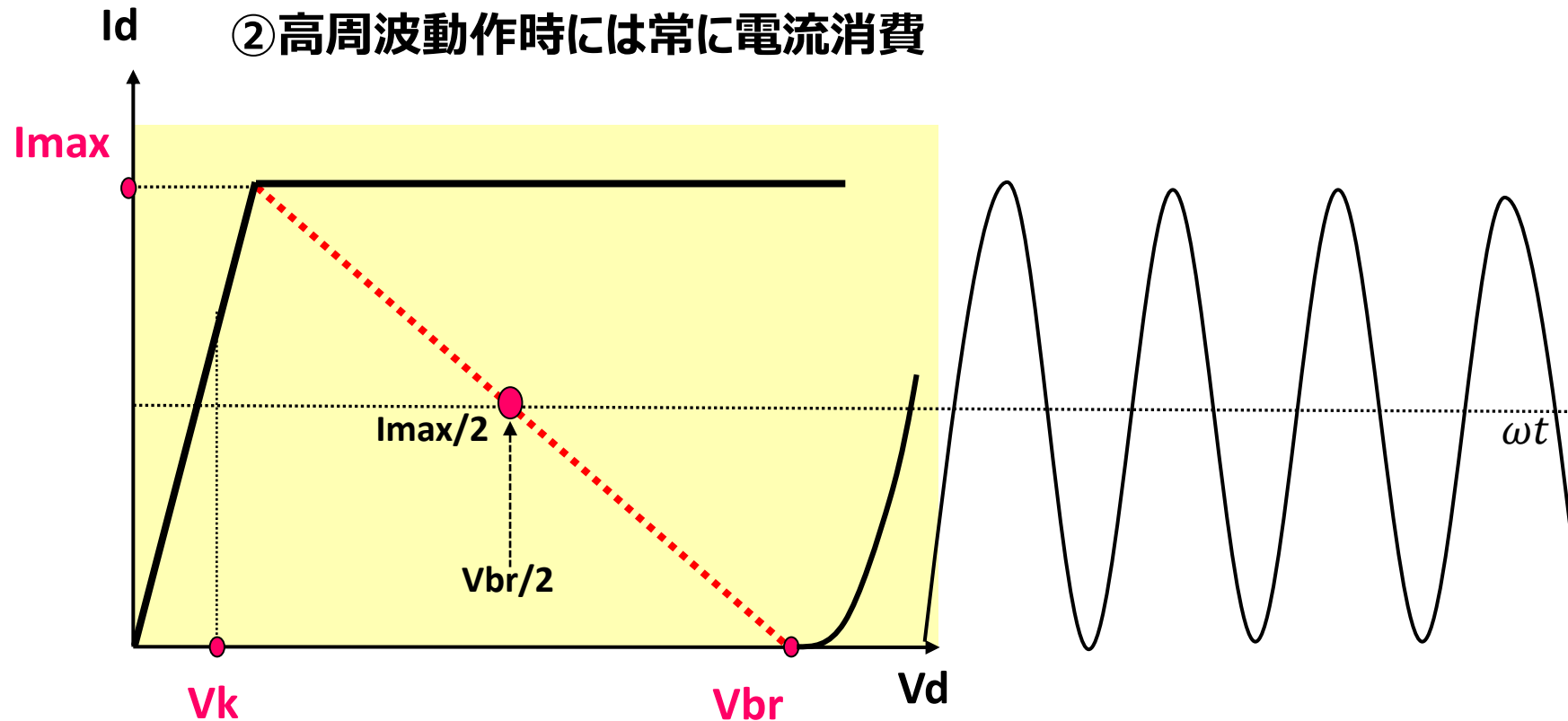
高効率、低歪化の手法

- 動作モード(A～C級、ET/EER/Doherty)
- 高調波処理による波形制御(F級)
- 高出力デバイスの非線形性低減
- アナログ技術⇒デジタル技術

電力増幅器の動作モード A級動作

A級動作

- ① 最大電流 I_{max} の約半分のポイントを動作点の起点
- ② 高周波動作時には常に電流消費



$$P_{out} = \frac{1}{8} I_{max} \cdot V_{br}$$

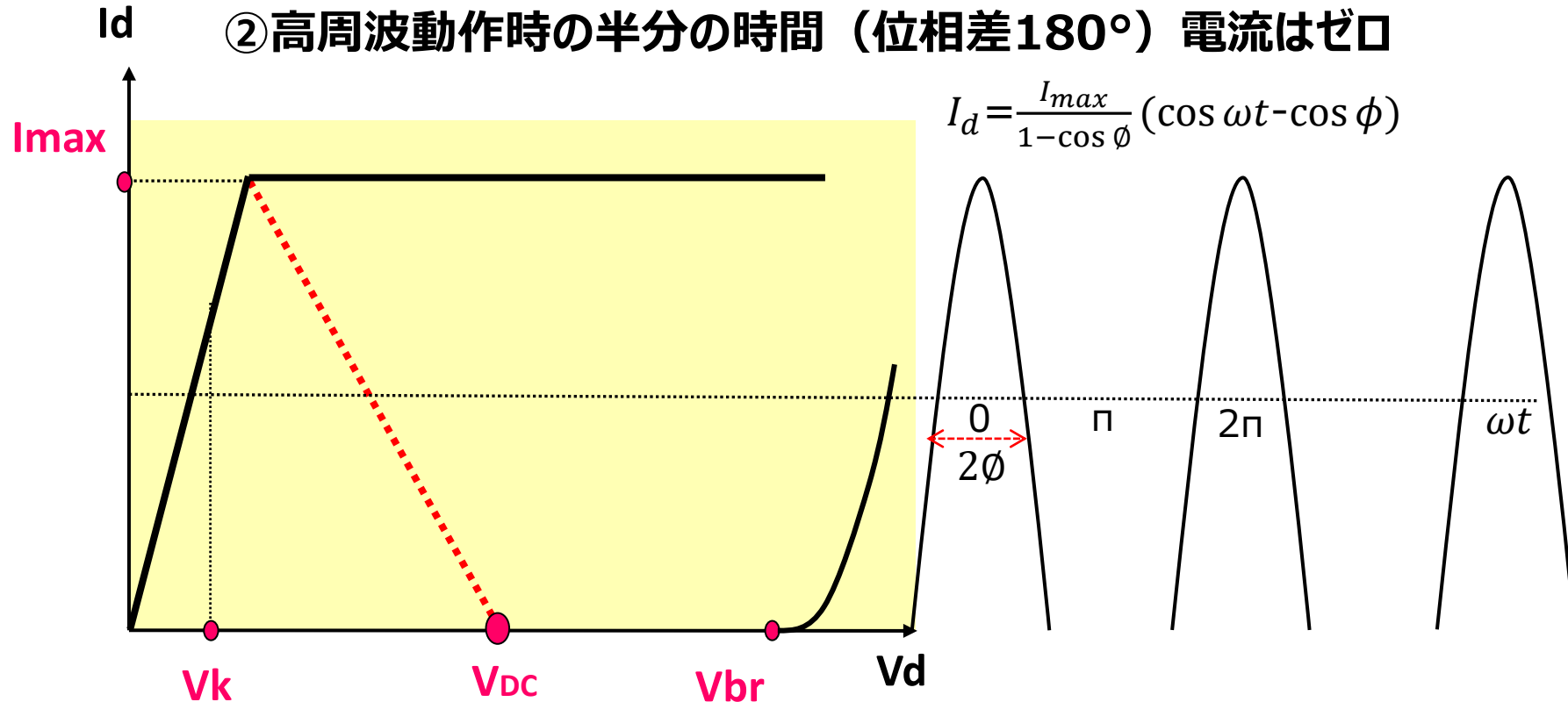
$$P_{DC} = \frac{1}{2} I_{max} \cdot \frac{1}{2} V_{br} = \frac{1}{4} I_{max} \cdot V_{br}$$

$$\eta_d(\%) = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = 50$$

電力増幅器の動作モード B級動作

B級動作

- ① 最大電流 I_{max} がゼロのポイントを動作点の起点
- ② 高周波動作時の半分の時間（位相差 180° ）電流はゼロ



$$P_{out} = \frac{I_{max}}{1 - \cos \phi} \cdot \frac{V_{DC}(\phi - \sin \phi \cos \phi)}{2\pi}$$

$$P_{DC} = \frac{I_{max}}{1 - \cos \phi} \cdot \frac{V_{DC}(\sin \phi - \phi \cos \phi)}{\pi}$$

$$\phi = \pi/2 \text{ (B級)} \quad P_{out} = \frac{1}{4} I_{max} \cdot V_{DC}$$

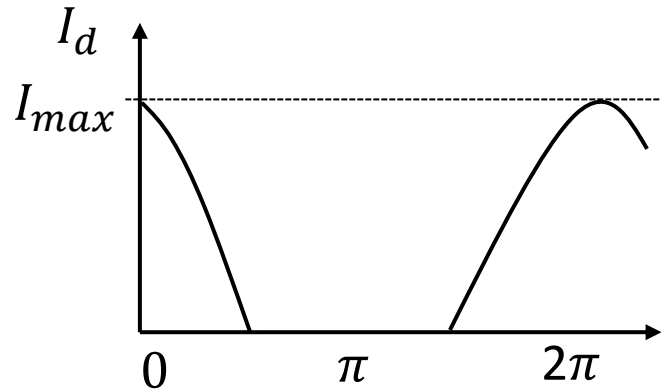
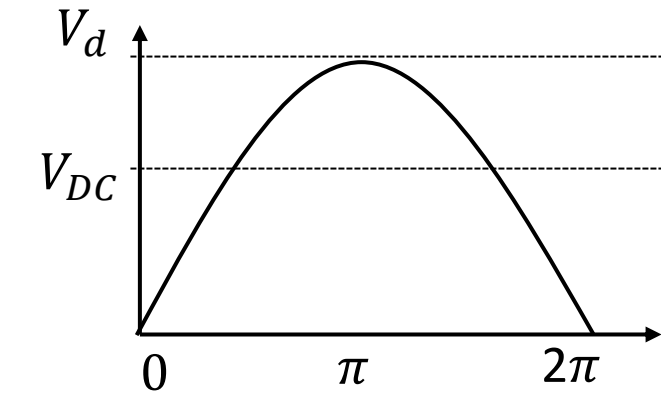
$$P_{DC} = \frac{1}{\pi} I_{max} \cdot V_{DC}$$

$$\eta_d(\%) = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{\pi}{4} = 78$$

電力増幅器の動作モード F級動作

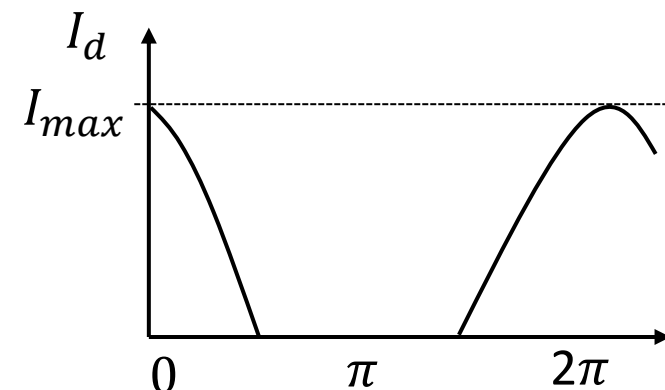
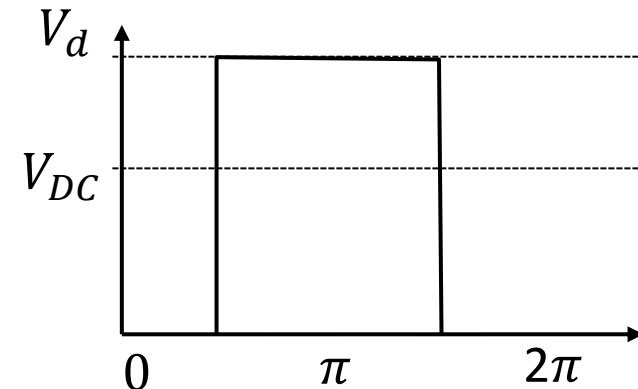
F級動作

- ① 電圧波形が矩形波に制御
- ② 高周波周期動作中に電流と電圧成分の交錯は無（理想）



B級動作

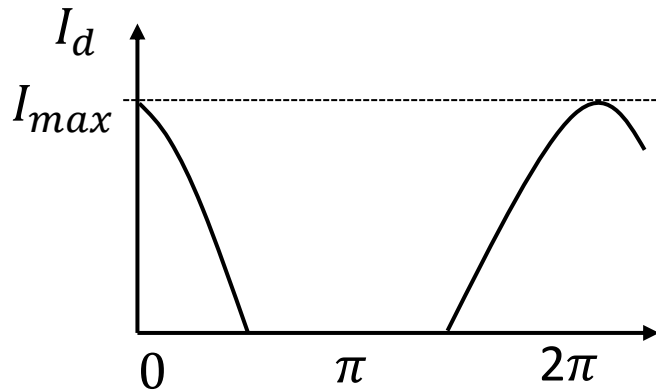
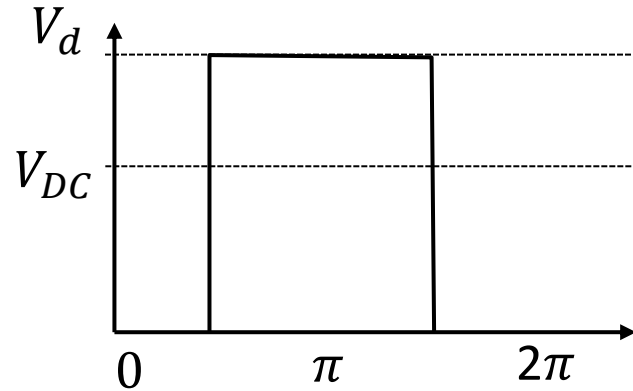
基本波、高調波の
負荷条件を制御し
て、波形整形によ
り電流、電圧の位
相を逆相化



F級動作

F級動作解析

F 級動作



$$V_d = V_{DC} \left(1 - \frac{4}{\pi} \cos \omega t + \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega t - \frac{4}{5\pi} \cos 5\omega t \dots \right)$$

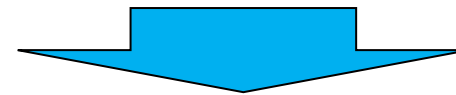
$$I_d = \frac{I_{max}}{\pi} \left(1 + \frac{\pi}{2} \cos \omega t + \frac{2}{3} \cos 2\omega t \dots \right)$$

$$P_{out} = \frac{I_{max} \cdot V_{DC}}{\pi}$$

$$P_{DC} = \frac{I_{max} \cdot V_{DC}}{\pi}$$

$$\eta_d(\%) = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = 1$$

理想の F 級動作では効率は100%

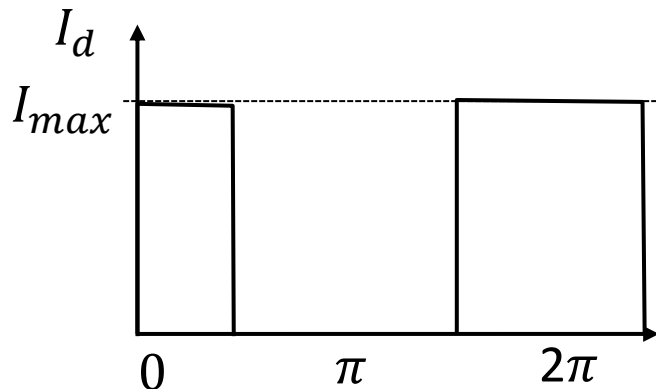
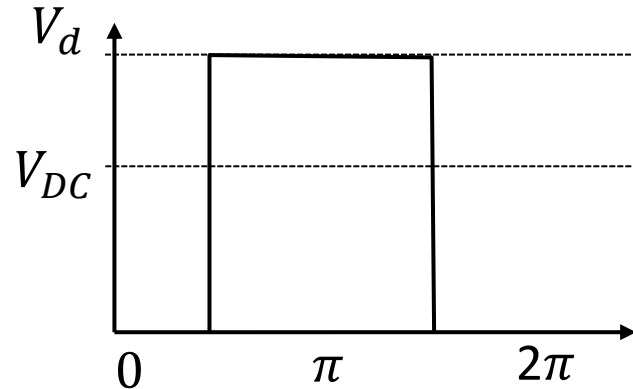


2倍波インピーダンスはゼロ
3倍波インピーダンスは無限大

※逆F級（2倍波インピーダンス無限大、3倍波インピーダンスゼロ）も効率は100%

入力波形制御による完全矩形型動作

完全矩形型動作



ドレイン電流、ドレイン電流の
時間波形を矩形にする

$$V_d = V_{DC} \left(1 - \frac{4}{\pi} \cos \omega t + \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega t - \frac{4}{5\pi} \cos 5\omega t \cdots \right)$$

$$I_d = I_{max} \left(\frac{1}{2} + \frac{\pi}{2} \cos \omega t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega t \cdots \right)$$

$$P_{out} = \frac{4I_{max} \cdot V_{DC}}{\pi^2}$$

$$P_{DC} = \frac{I_{max} \cdot V_{DC}}{2}$$

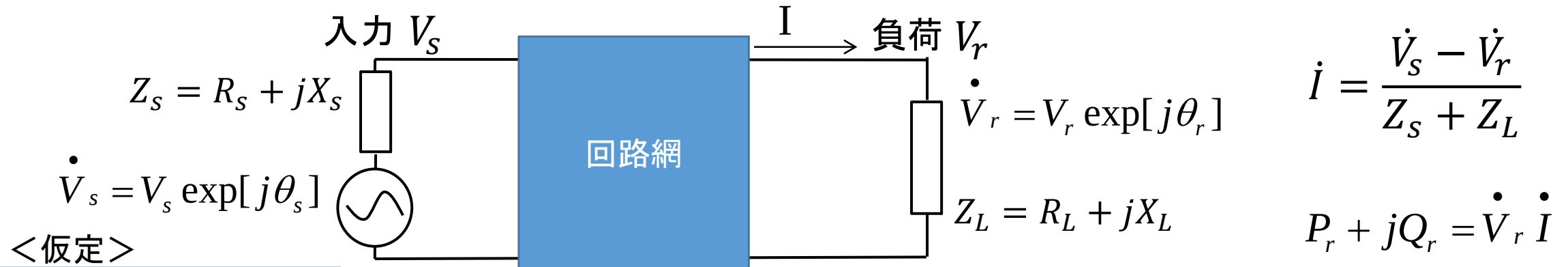
対F級比出力： $\frac{4}{\pi}$ F級より出力は増加（1.3倍）

$$\eta_d(\%) = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{8}{\pi^2} = 81$$

入力波形制御で電流、電圧を矩形波にすると、
理想的な効率100%にはならない

高調波制御では電流、電圧のタイミングだけでなく、出力絶対値、電流増大量も効率に影響するので設計段階で注意することが必要

電子回路系での電力効率の最適化



$$X \ll R$$

電子回路系では一般に抵抗成分がリアクタンス成分より大きい
(電力系では逆)

$$P_r \cong \frac{V_s V_r - V_r^2}{R_s + R_L}$$

有効電力は電圧に依存

$$Q_r \cong - \frac{V_s V_r \sin(\theta_s - \theta_r)}{R_s + R_L}$$

無効電力は位相角に依存

$$\tan \phi = \frac{Q_r}{P_r} \cong \frac{V_s \sin(\theta_s - \theta_r)}{V_s - V_r}$$

$$\theta_s - \theta_r = n\pi$$

で無効電力はゼロ

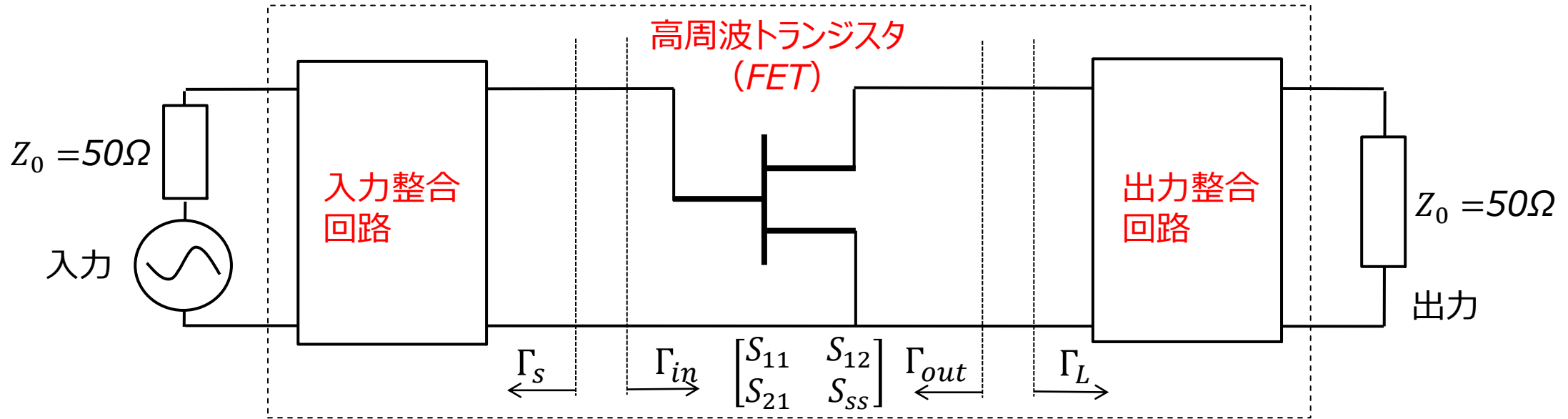
基本波の電流、電圧は逆相

$$\cos \phi = 1 \quad \text{力率} = 1$$

$$\cos \phi = -1 \quad \phi = \pi$$

回路網の低損失化は無効電力をゼロ = 偶高調波短絡のF級動作

マイクロ波ミリ波電力増幅器の構成



$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad \Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}$$

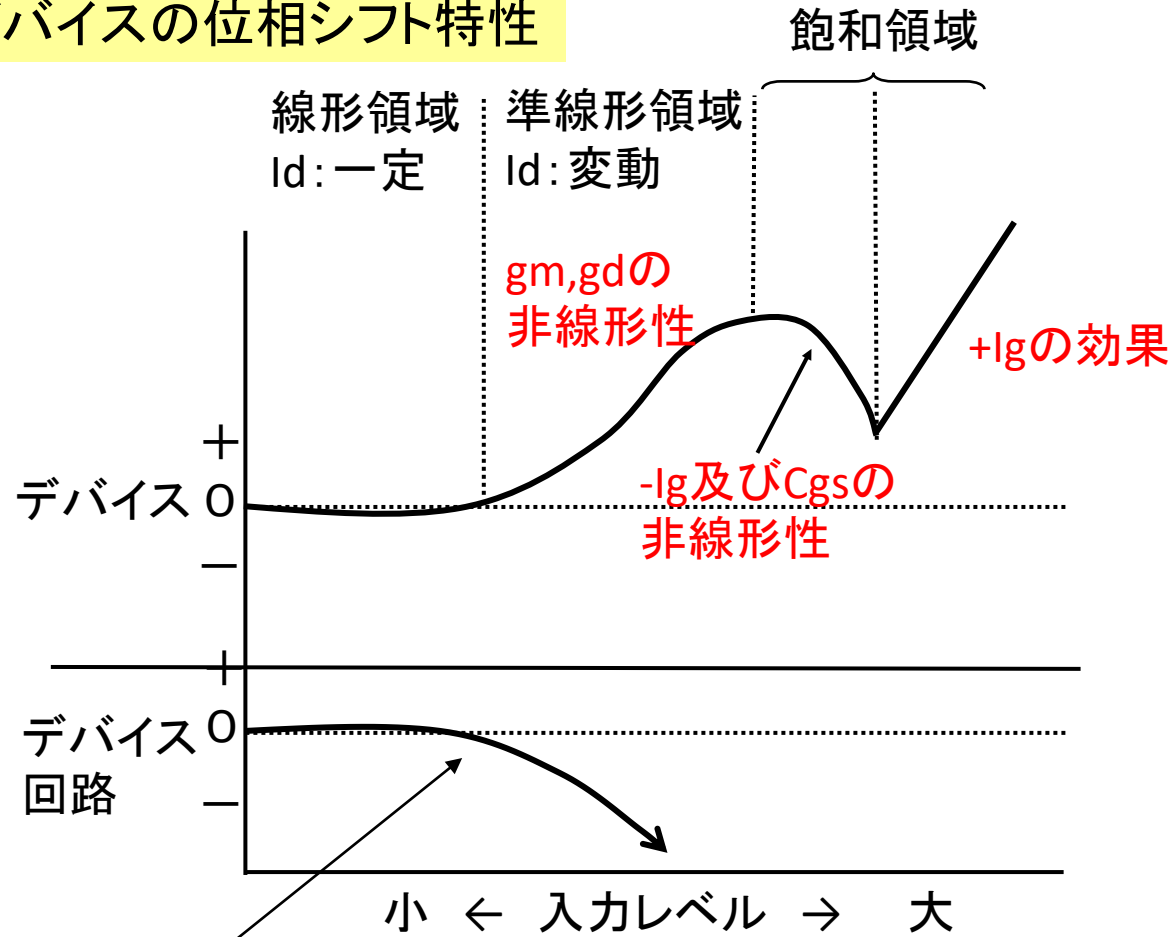
整合条件(最大利得) $\Gamma_{in} = \Gamma_S^*$ $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$ 共役整合

$$\Gamma_L = \frac{\{1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2\} \pm \sqrt{(1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2)^2 - 4|S_{22} - (S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21})S_{11}^*|^2}}{2\{S_{22} - (S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21})S_{11}^*\}}$$

基本波、高調波周波数で最適負荷、最適入力インピーダンスを実現する出力整合回路、入力整合回路を設計

電力増幅器位相特性 (PM) の原理と低減策

デバイスの位相シフト特性



逆特性の導入

低歪化 ↔ 位相シフト (PM) の低減

↓

デバイスの歪を決定している機構: gm, gd, C_{gs} の非線形性

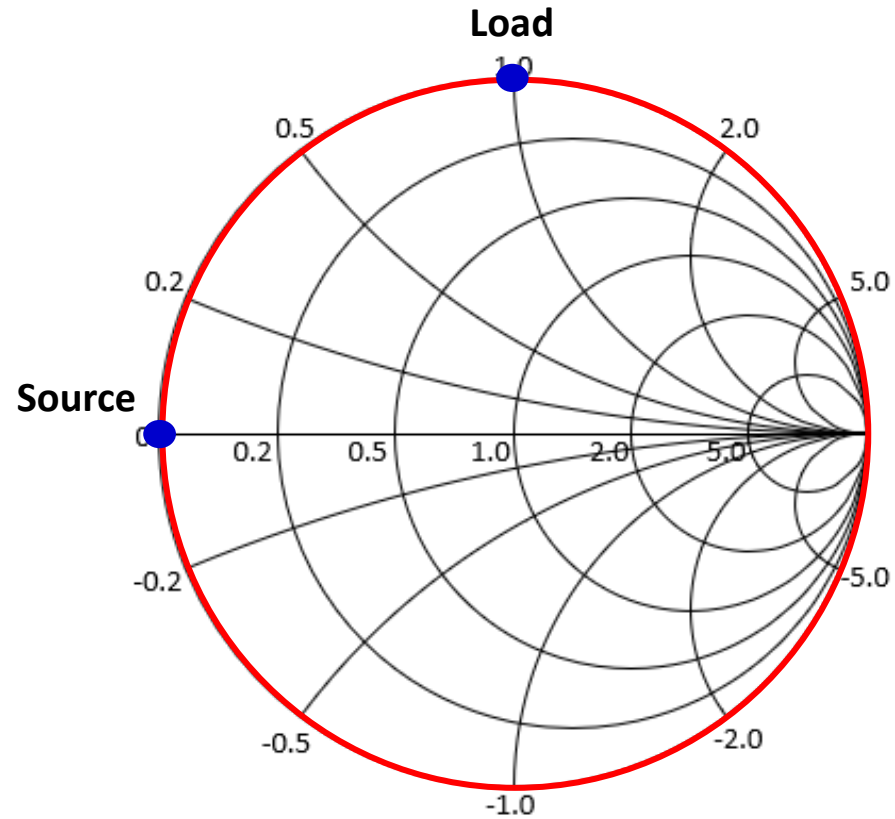
↓

低歪化のためには、
gm, gdの非線形性による
正方向シフトをキャンセル
するデバイス、回路の必要性
⇒ **歪補償技術**

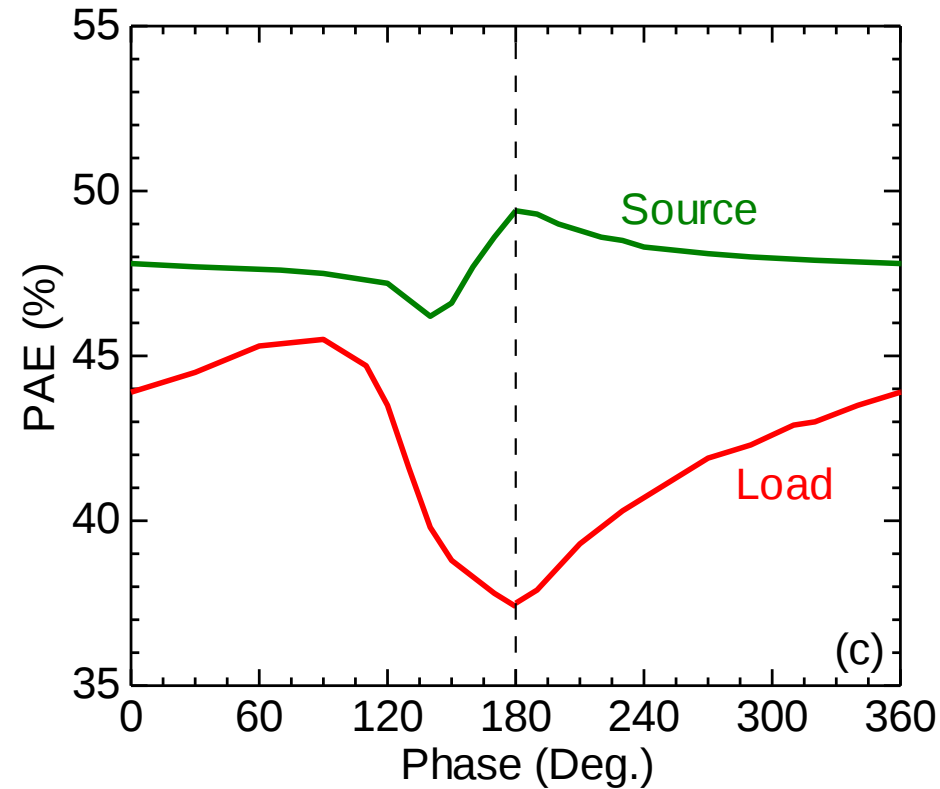
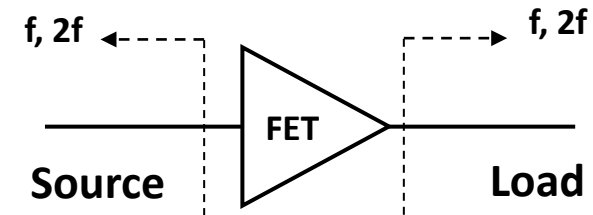
4. 電力増幅器の高効率化、低歪化の実際

- 逆F級動作
- エンベロープトラッキング
- 歪補償（プレディストーション）
- ハーモニクスフィードバック

逆F級C帯高効率増幅器での設計性

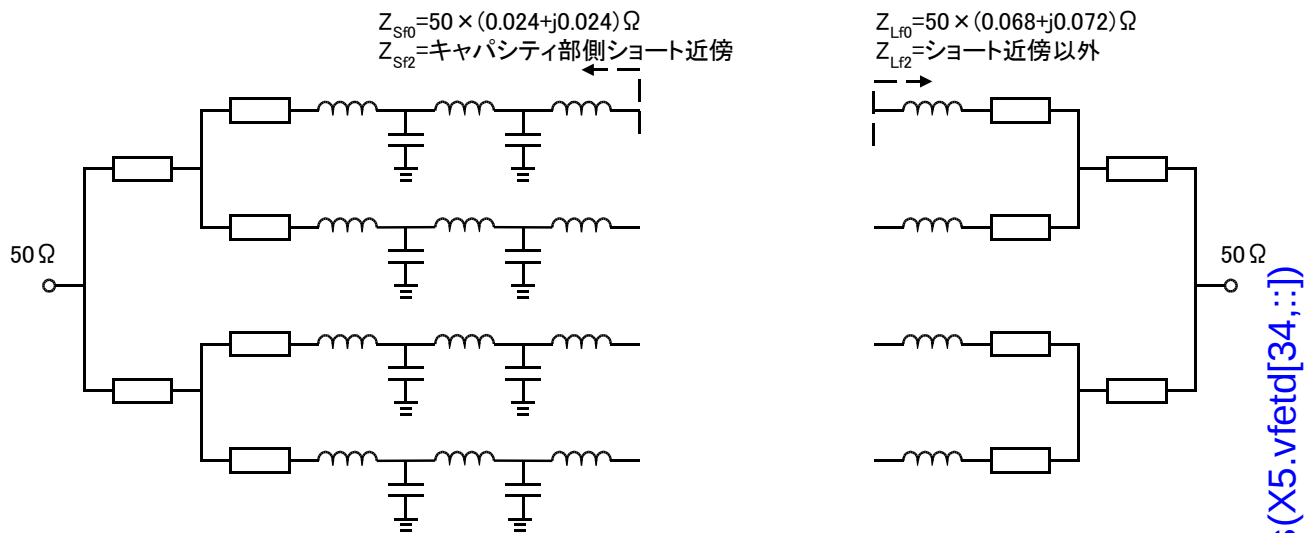


出力側 → 準逆F級モード
入力側 → 完全F級モード

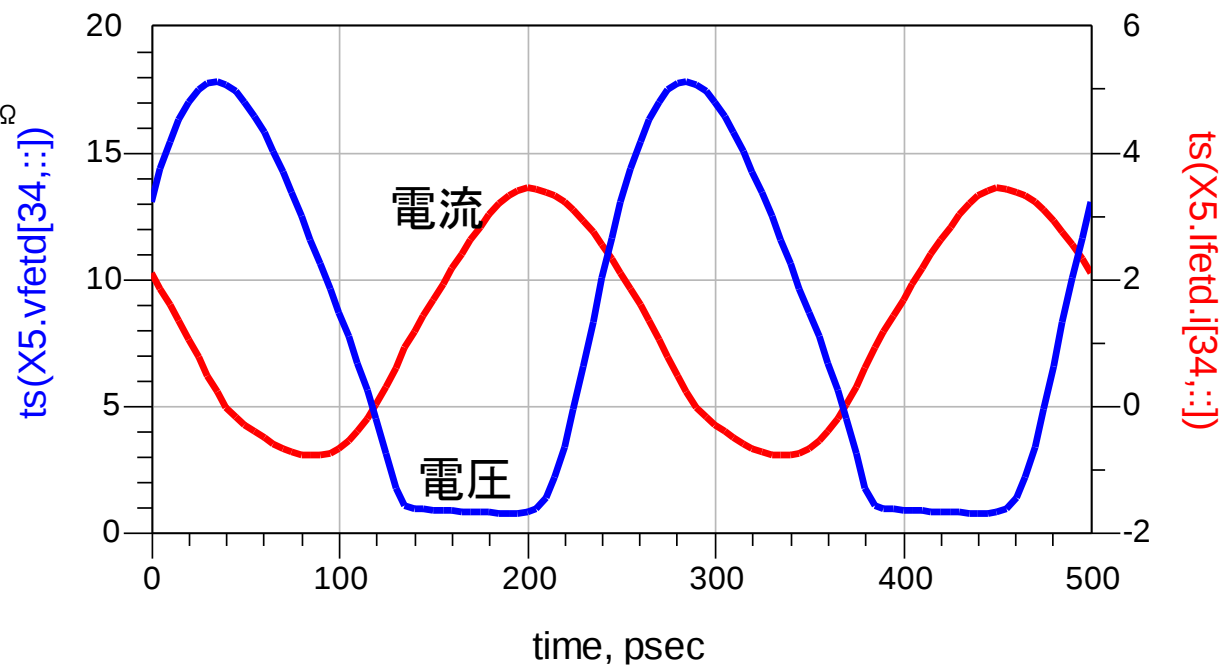


2倍波インピーダンスの位相と効率

逆F級C帯高効率増幅器設計

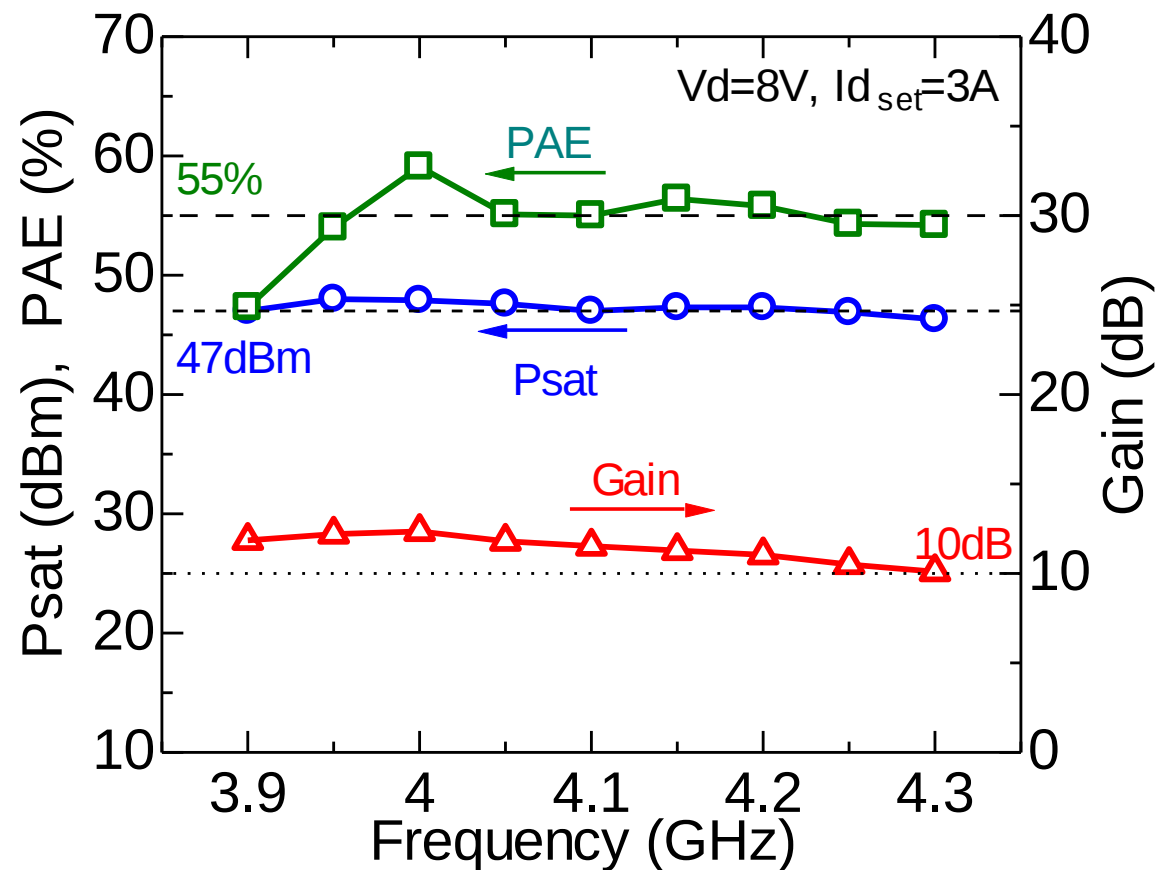
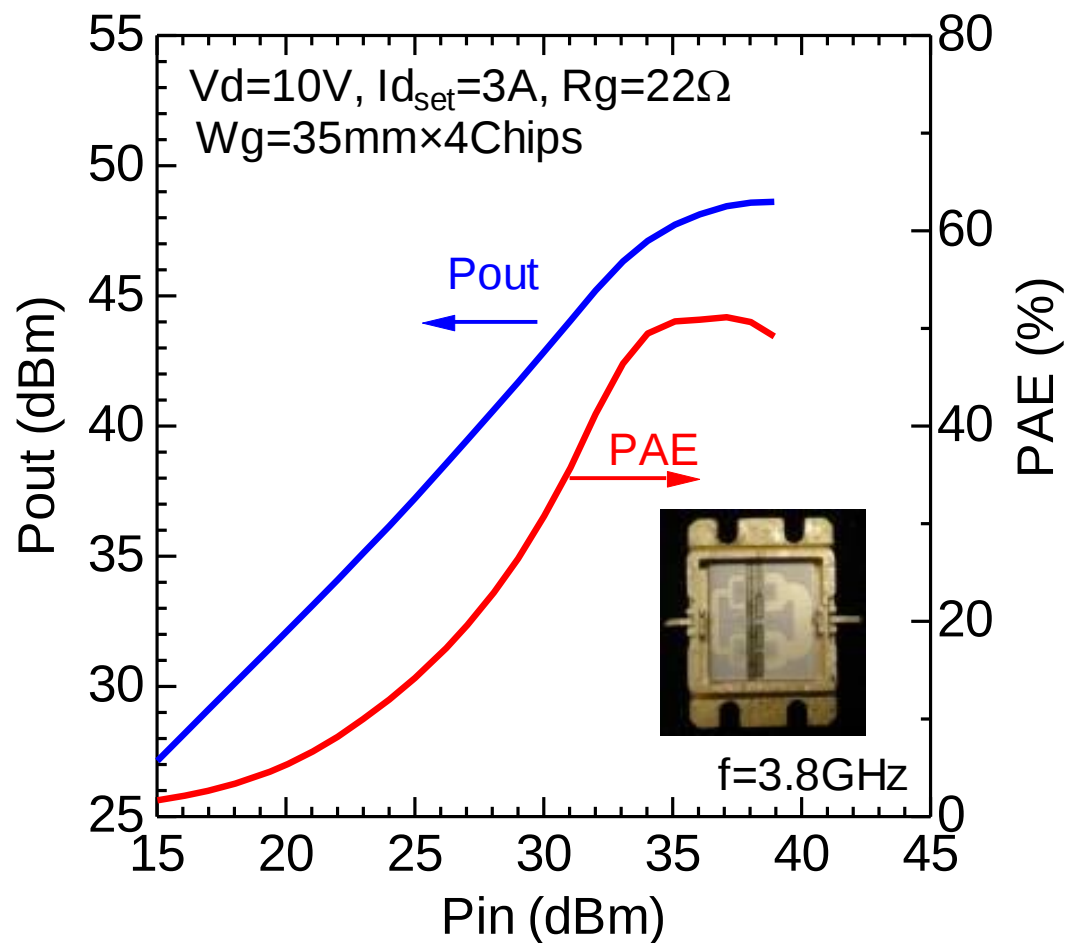


1チップゲート幅:35mm
 4チップ実装



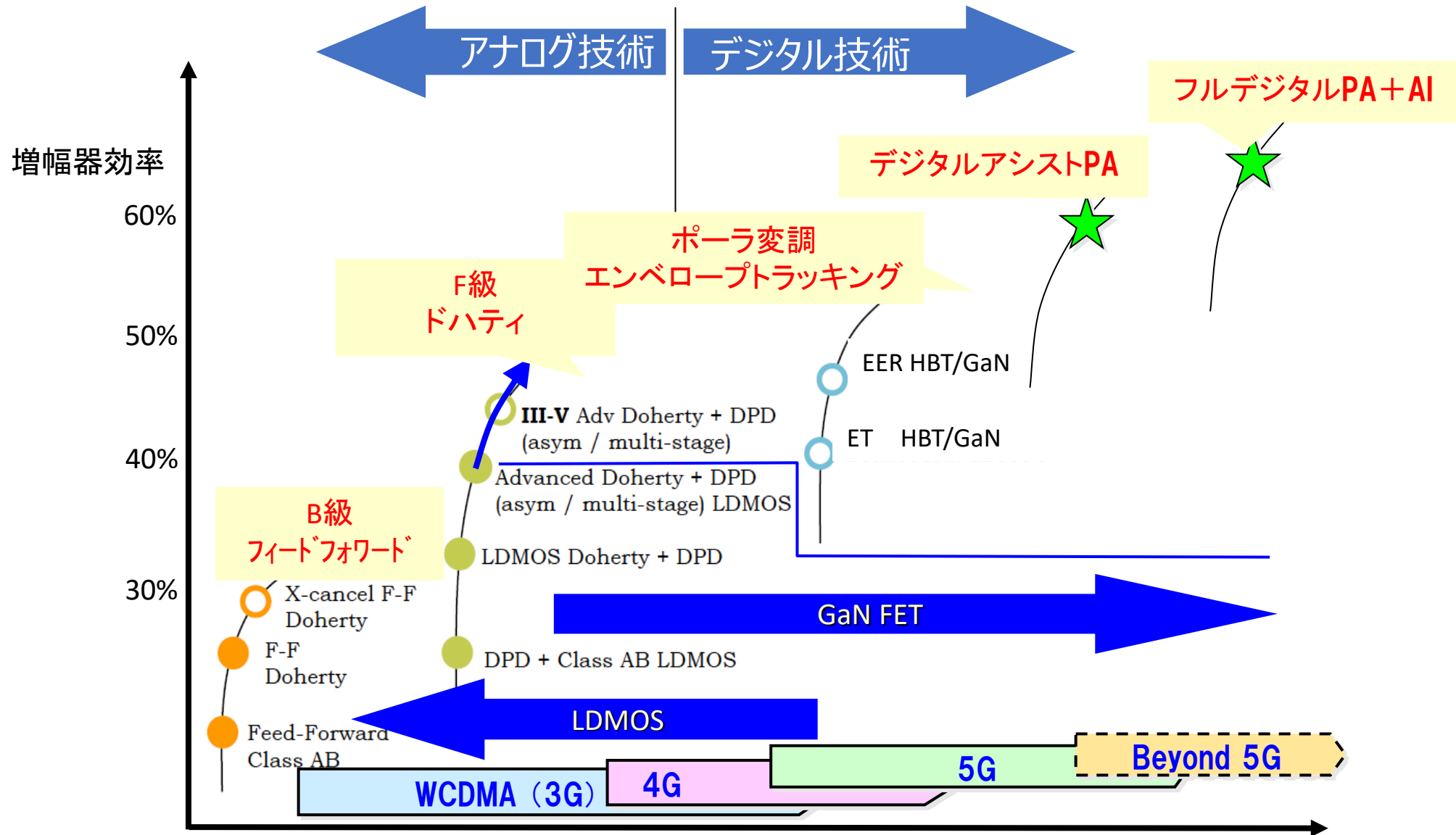
電圧波形は準F級モード

逆F級C帶高效率增幅器特性

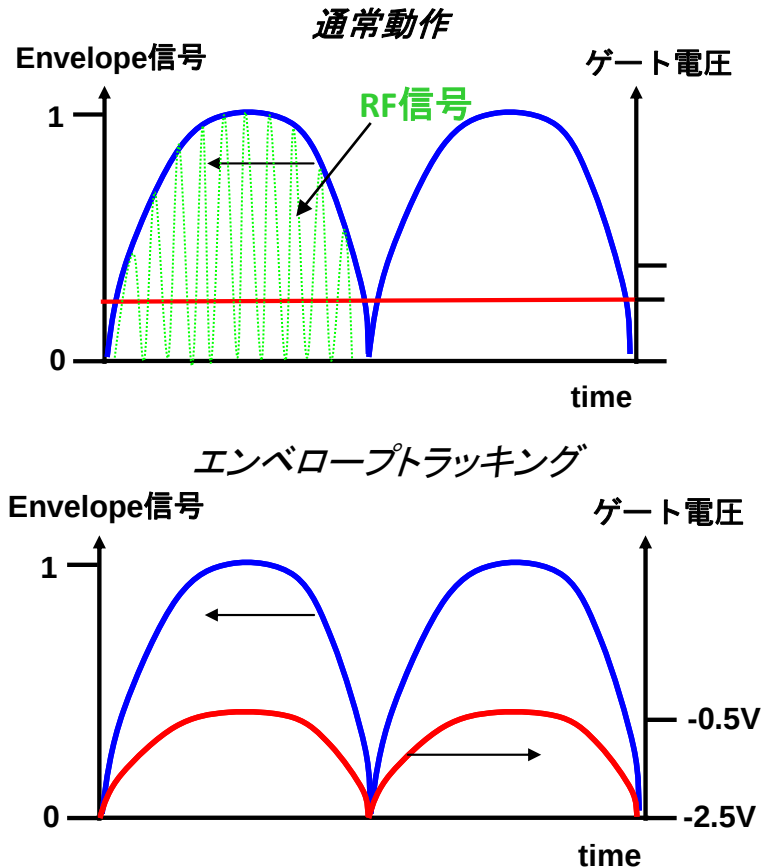


出力効率相関 (72W/52%)

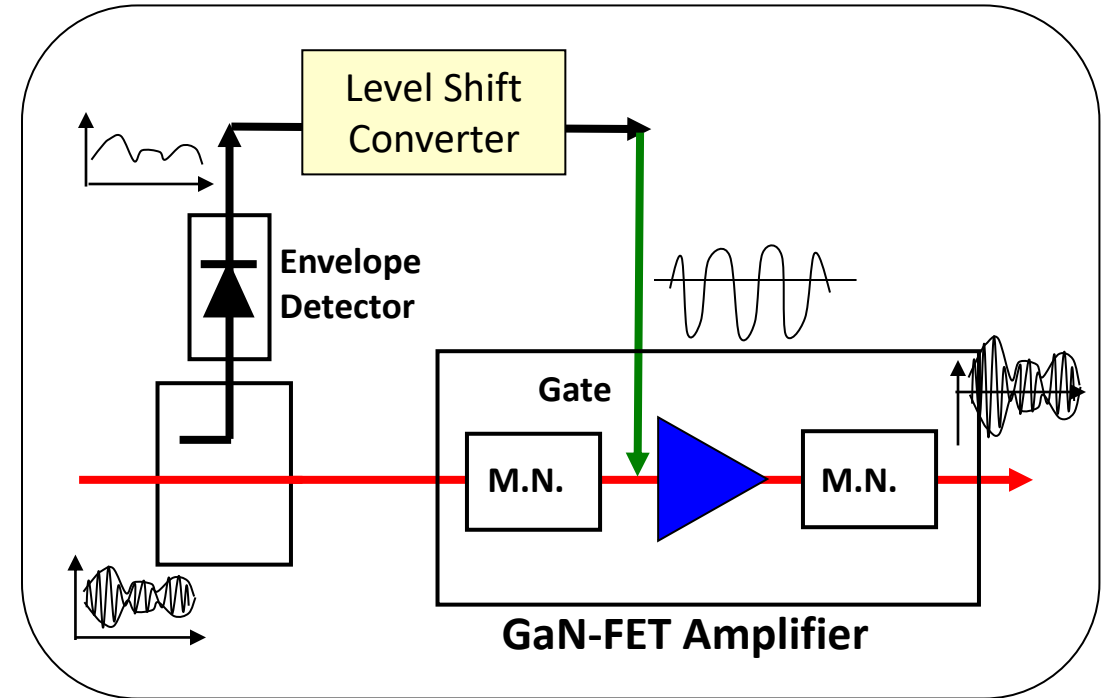
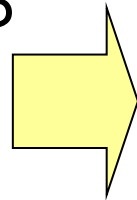
電力増幅器の高効率化/低歪化技術の推移



エンベロープトラッキングによる高効率/低歪



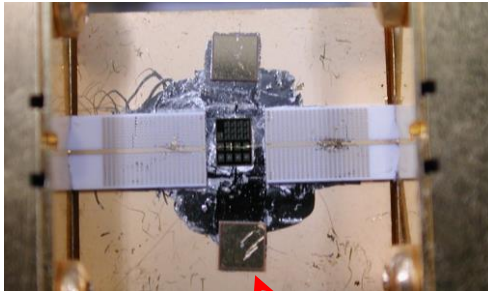
- ①エンベロープ信号に追従させるゲート電圧を発生
- ②ゲート電圧信号は、入力レベルにより振幅も変化



- ①出力レベルに対するゲイン変動を低減(低歪化)
- ②直流電力の低消費化(高効率化)

アナログ方式エンベロープトラッキング回路構成

GaAsダイオード(無バイアス)



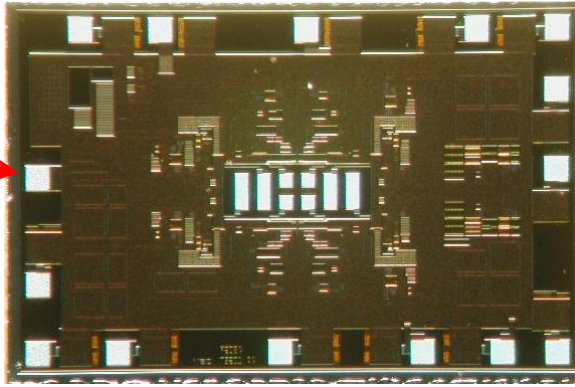
包絡線検波

RFIN

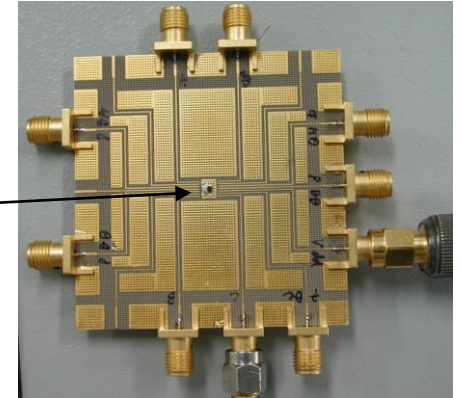
Level Shift Converter

Envelope Detector

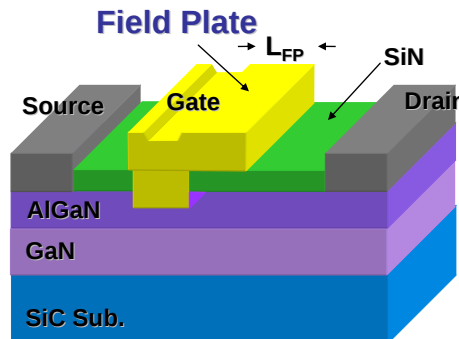
GaN-FET Amplifier



CMOSトランスインピーダンスアンプ
(帯域180MHz)
消費電力<5mW

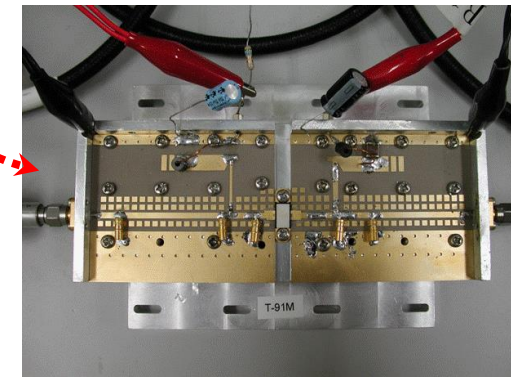


L帯GaN電力増幅器



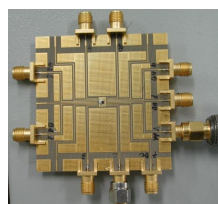
Recessed FP GaN-FET

Recessed FP	
I _{max} (mA/mm)	800
BV _{gd} (V)	>200
g _m (mS/mm)	220
V _{th} (V)	-2.5



包絡線検波の動作検証（設計性）

Two-tone signal condition ($f=1.5\text{GHz}$ 、 $\Delta f=10\text{MHz}$)



CMOS_TIA

Level Shift
Converter

V_{Gate}

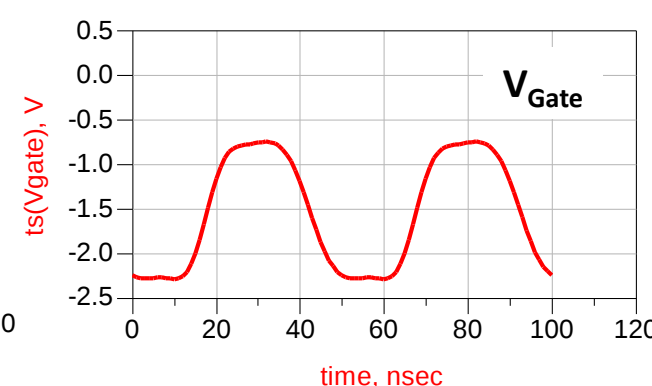
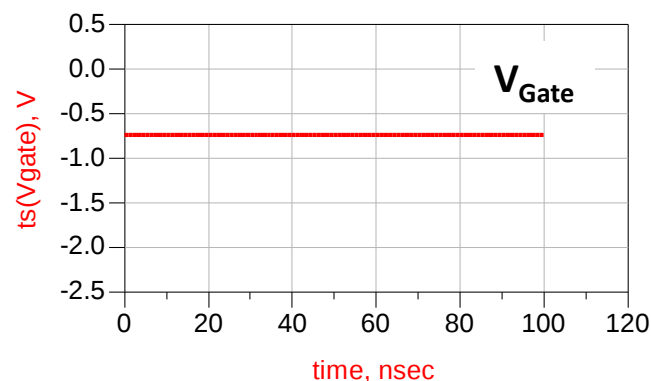
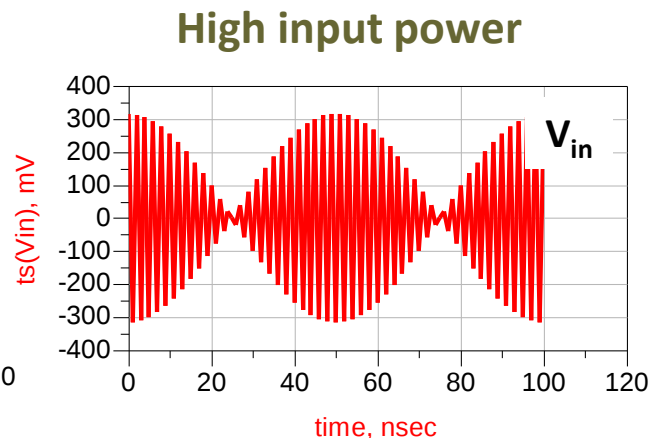
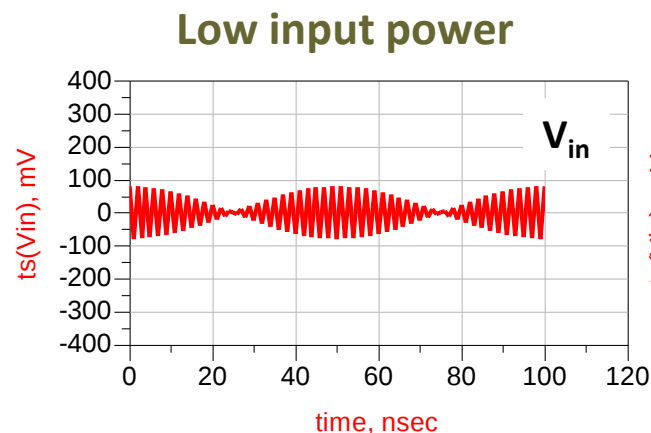
Envelope
Detector

$F=1.5\text{GHz}$

RF coupler

10MHz

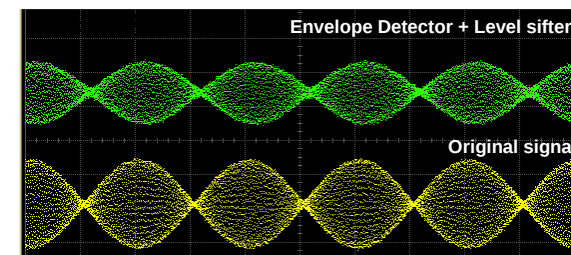
V_{in}



$F=1.5\text{GHz}$

2Tone

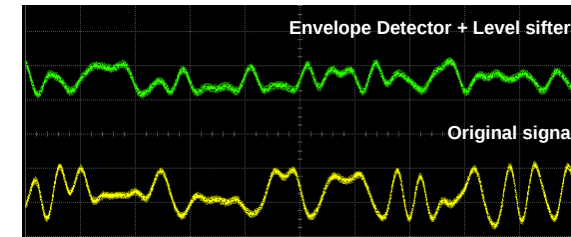
(10MHz)



$F=1.5\text{GHz}$

QPSK

$P_o=0\text{dBm}$

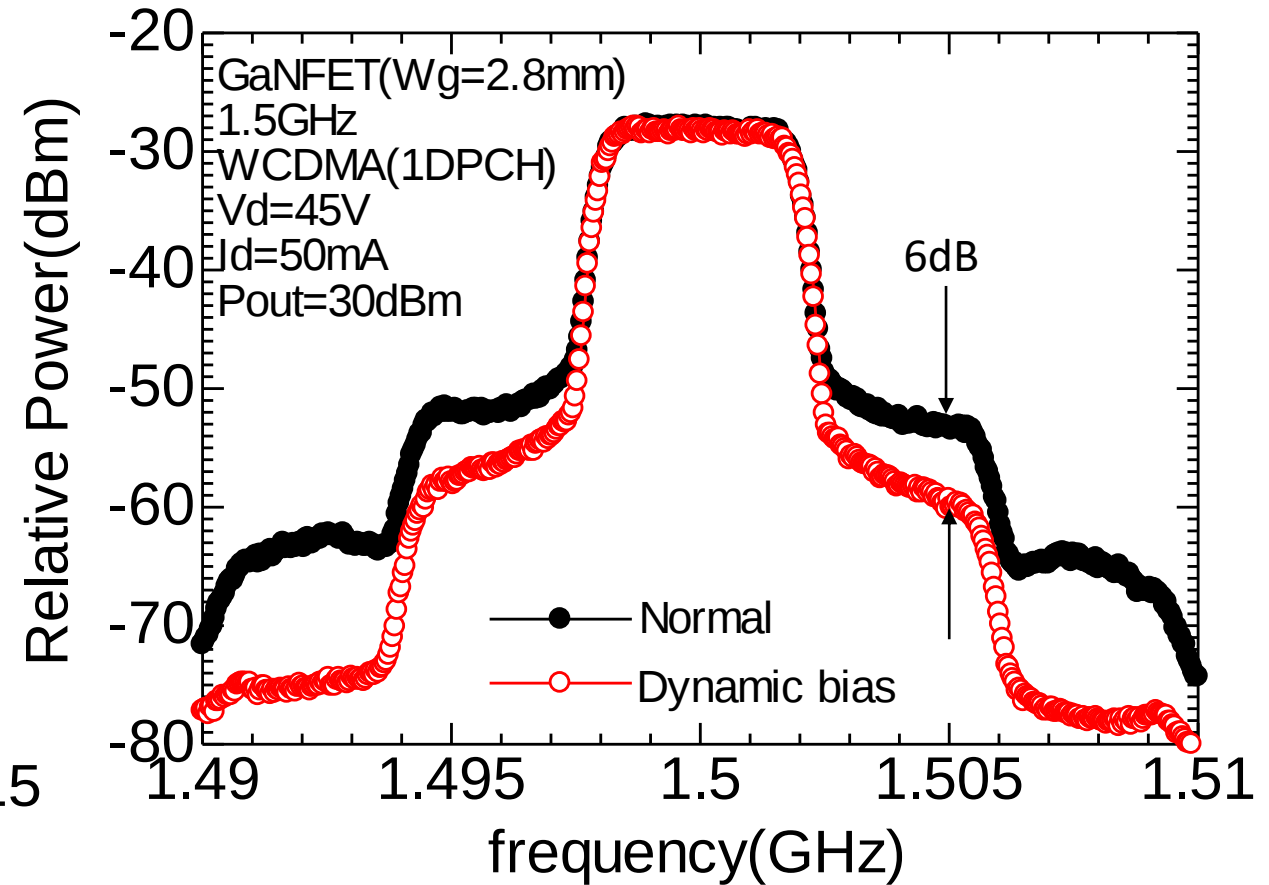
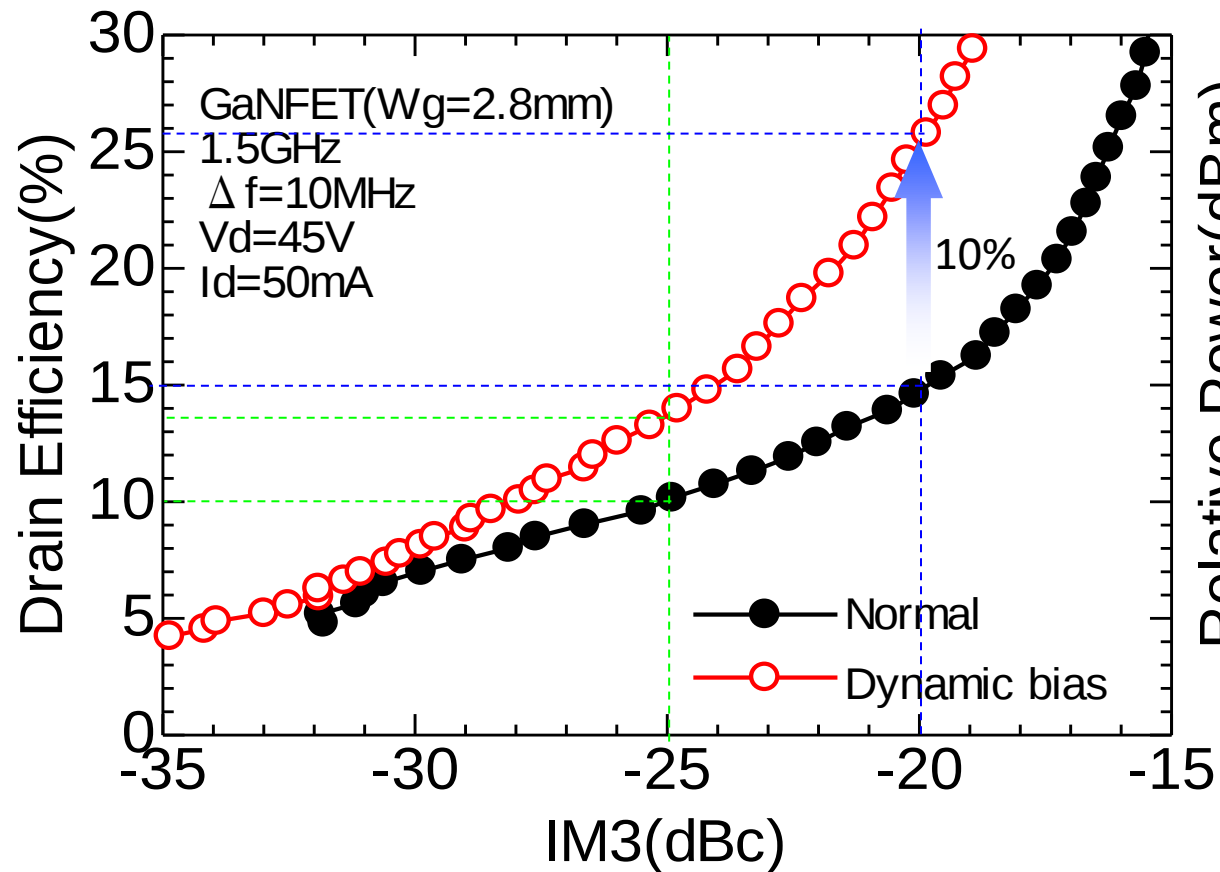


包絡線の実測

- ・小信号入力時の V_{Gate} は、ほぼ一定値
- ・大信号入力時の V_{Gate} は、エンベロープ信号のみ抽出

ドレイン効率と相互変調歪 (IMD3) の相関

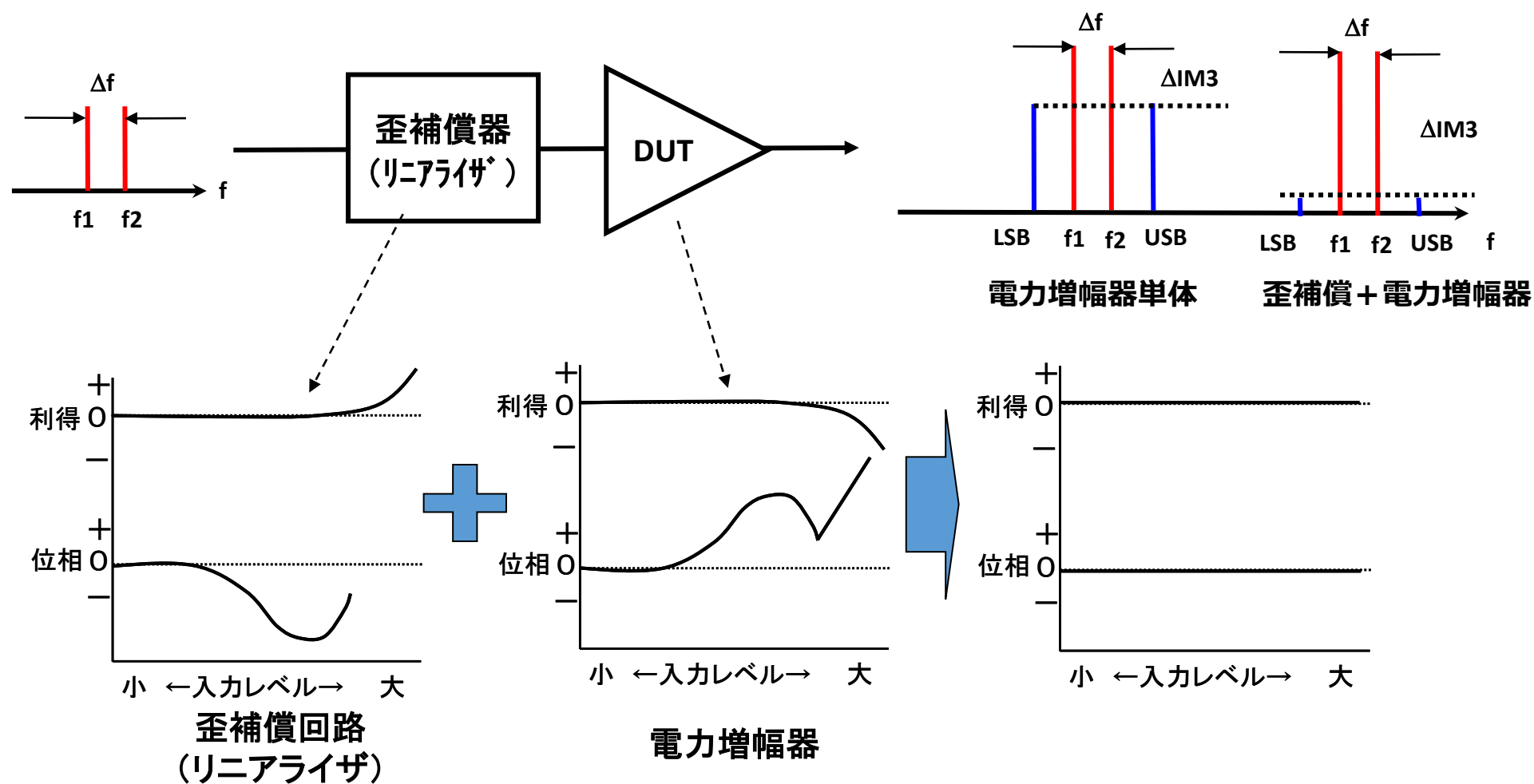
Two-tone signal condition ($f=1.5\text{GHz}$ 、 $\Delta f=10\text{MHz}$)



ドレイン効率の改善量: 10% @ $\text{IM3} = -20\text{dBc}$

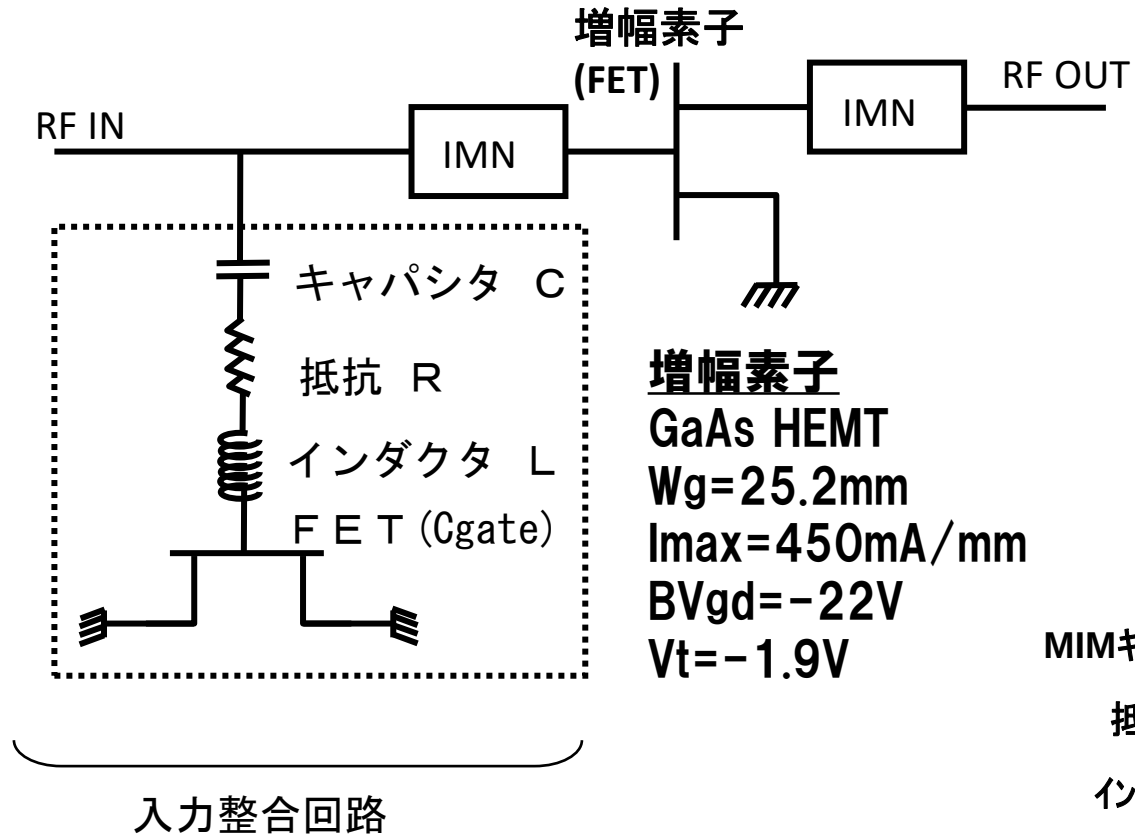
ACPR改善量: 6dB @ 5MHz、10MHz separation

マイクロ波電力増幅器の歪補償



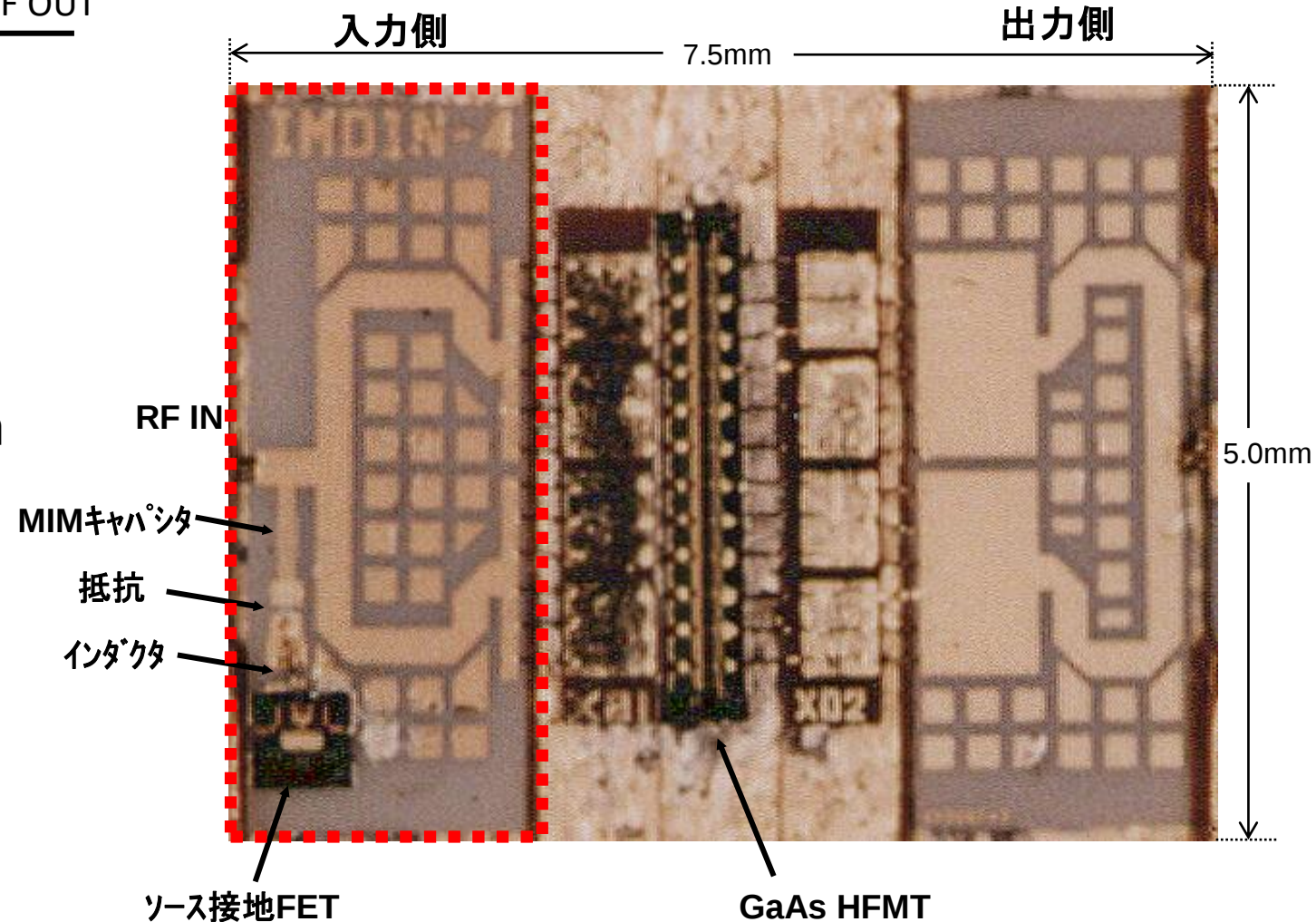
➡ 歪補償器 (リニアライザ) の動作特性としては、DUT (電力増幅器) の位相 (PM)、利得特性 (AM) の逆特性が求められる。

リニアライザ内蔵Ku帯電力増幅器



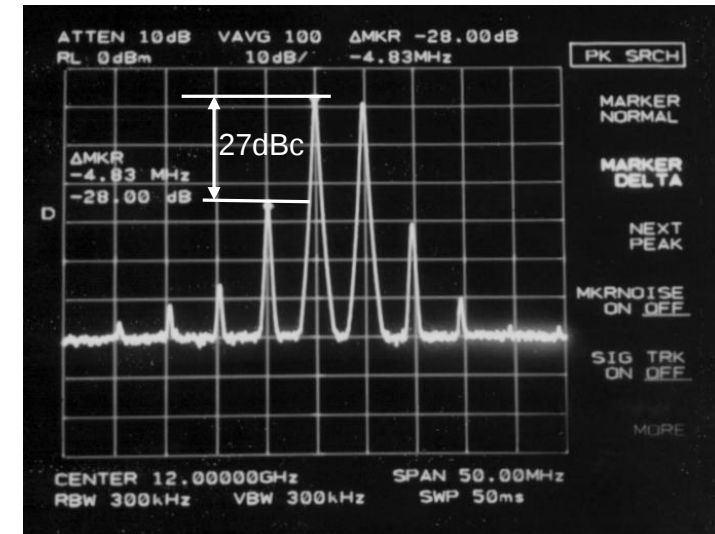
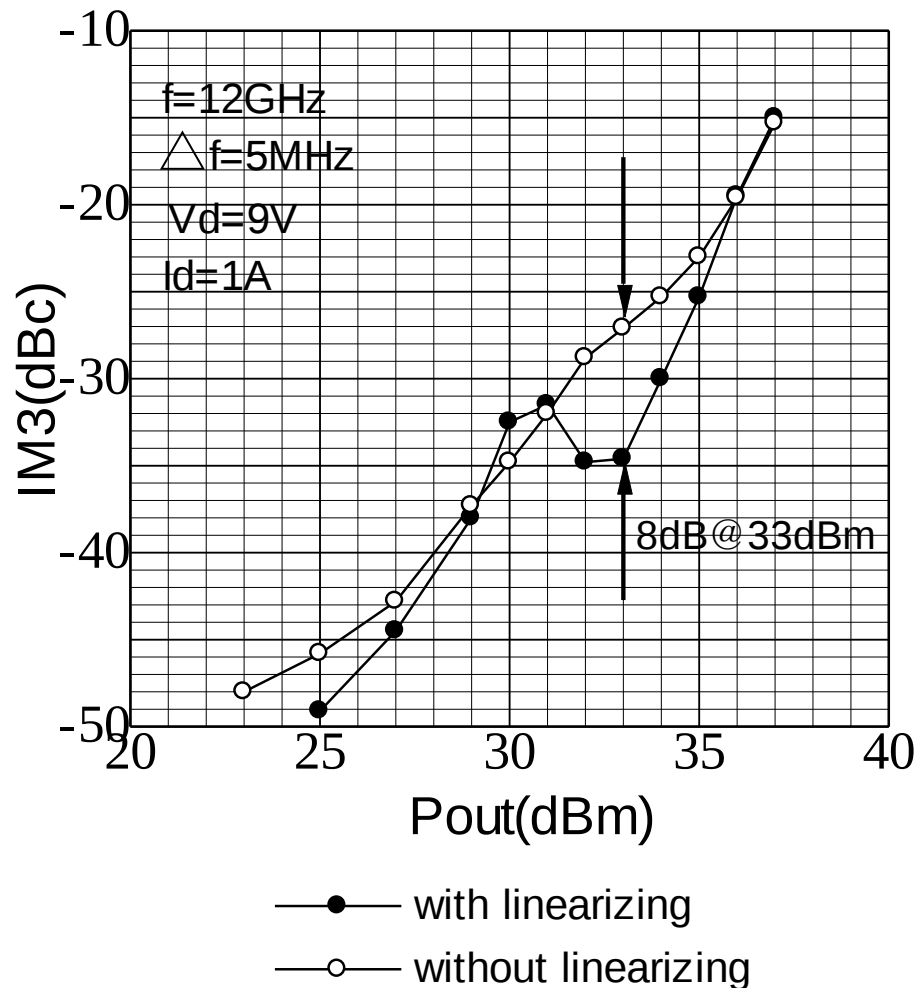
入力側整合回路

整合条件としてキャパシタ、抵抗、インダクタ及びCold FETの容量 C_{gate0} を使用

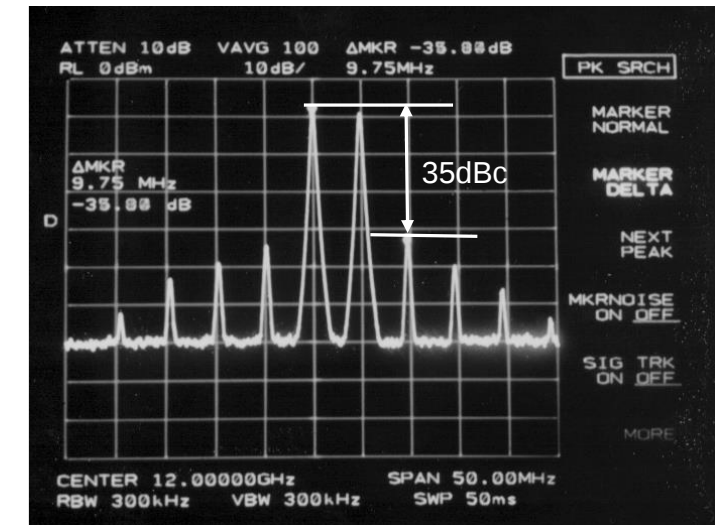


リニアライザ内蔵Ku帯電力増幅器の歪特性

導入前



導入後

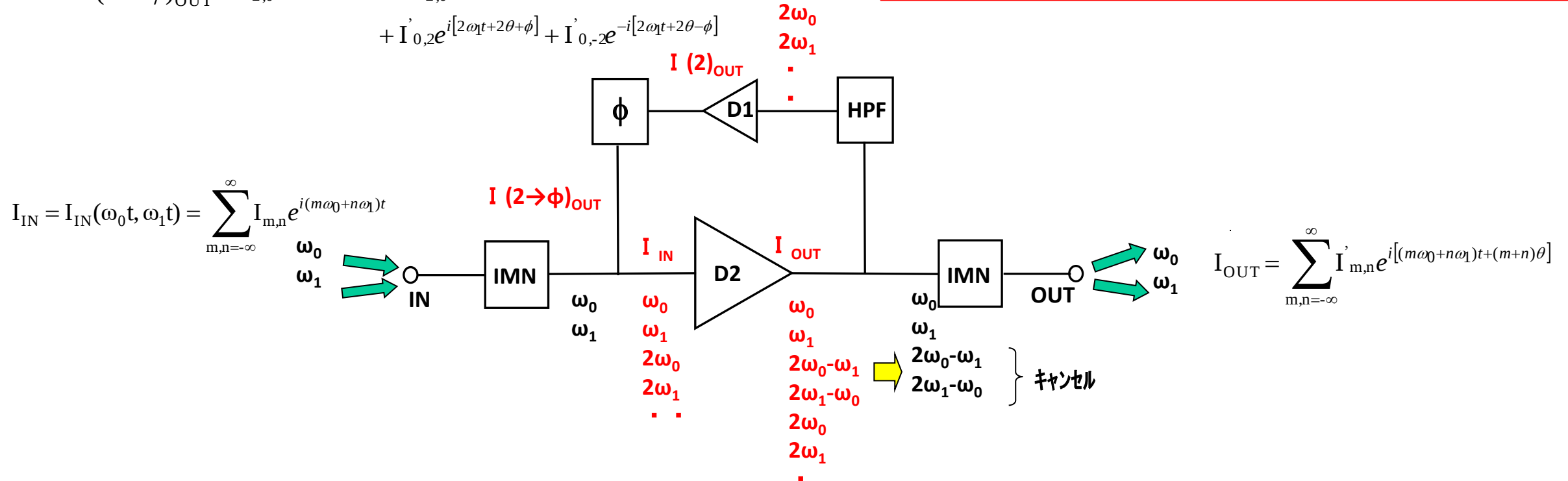


- 低歪化回路導入後、
 - IM3の改善量: 最大8dB@Pout=33dBm
 - IM3の改善量: 最大7.5dB@6.5dBバックオフ

アクティブ「ハーモクスフィート」バック(AHF)による低歪化

$$I(2 \rightarrow \phi)_{OUT} = I'_{2,0} e^{i[2\omega_0 t + 2\theta + \phi]} + I'_{-2,0} e^{-i[2\omega_0 t + 2\theta - \phi]} \\ + I'_{0,2} e^{i[2\omega_1 t + 2\theta + \phi]} + I'_{0,-2} e^{-i[2\omega_1 t + 2\theta - \phi]}$$

$$2\omega_1 - \omega_2 = (\omega_1 - \omega_2) + \omega_1 = 2\omega_1 + (-\omega_2)$$

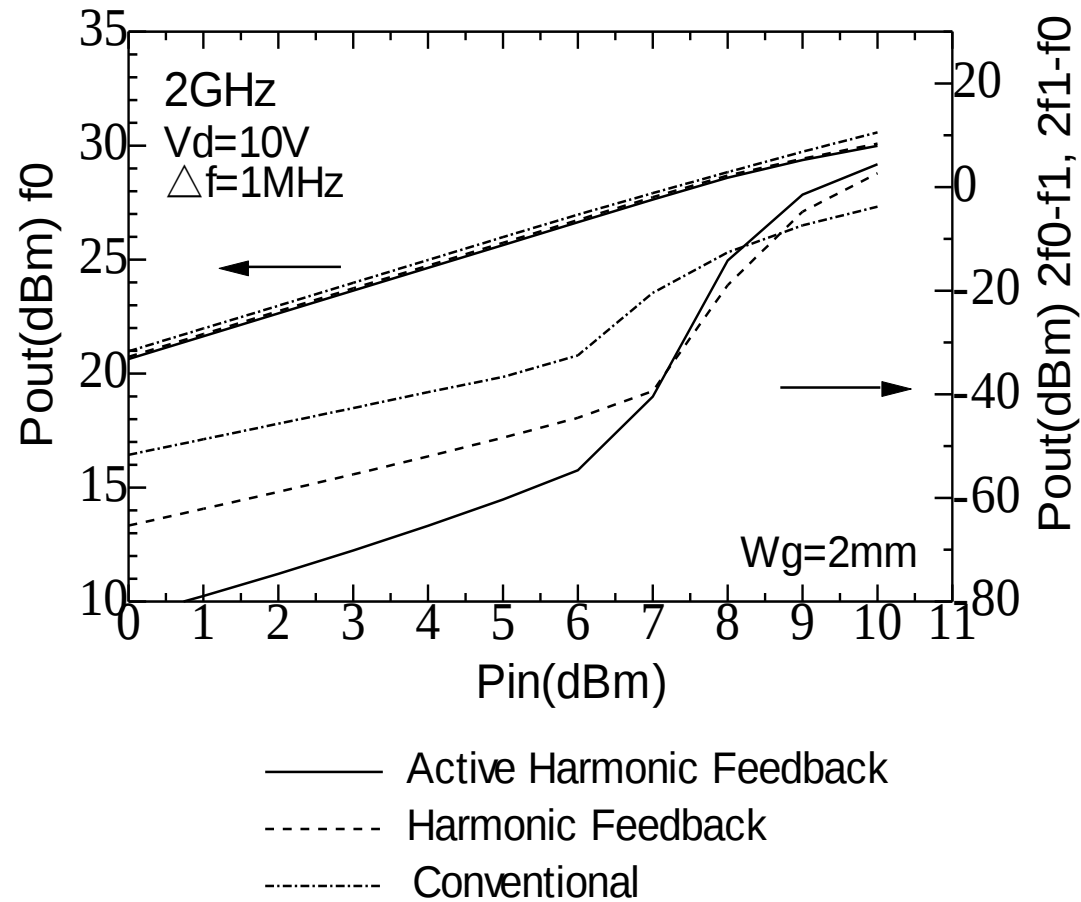


高出力増幅器が自ら発生する高調波をフィードバック
 ※従来は外部より高調波を入力する方法

$$IM3_{(2\omega_0 - \omega_1)} = I^{(1)}_{2,-1} e^{i[(2\omega_0 - \omega_1)t]} + I^{(4)}_{-1,1} e^{i[(2\omega_0 - \omega_1)t + 2\theta + \phi]}$$

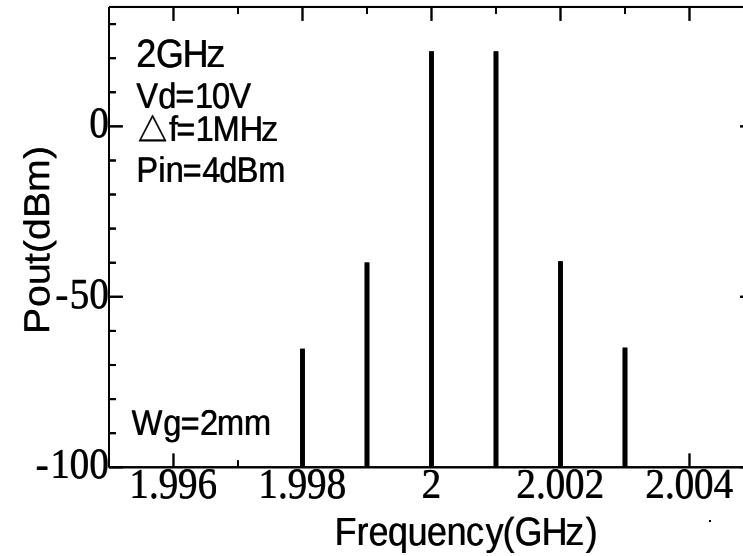
$$I^{(1)}_{2,-1} = I^{(4)}_{-1,1} \quad \text{and} \quad 2\theta + \phi = 180^\circ (= \pi)$$

大信号シミュレーションによるAHF法の検証

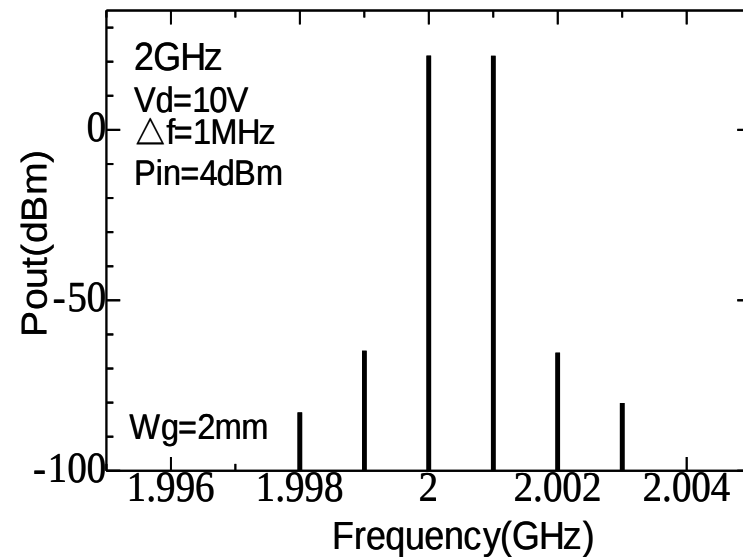


ハーモニックバランス法により本提案
手法の有効性を確認

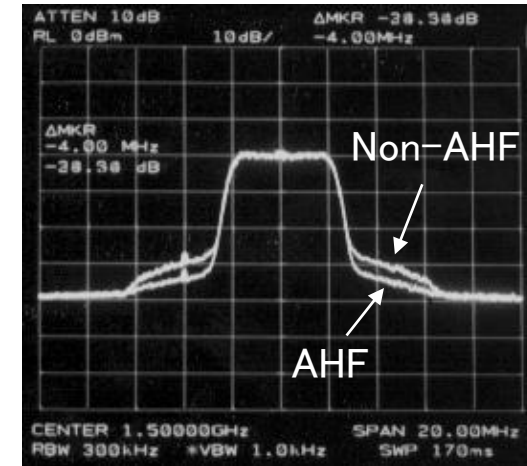
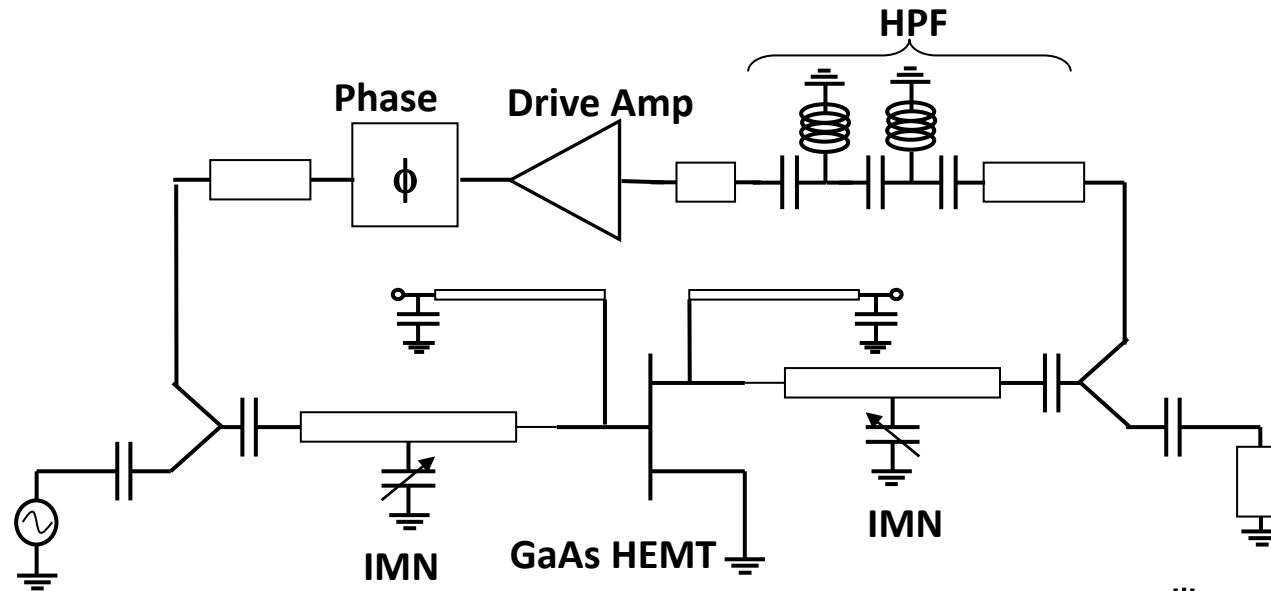
Conventional



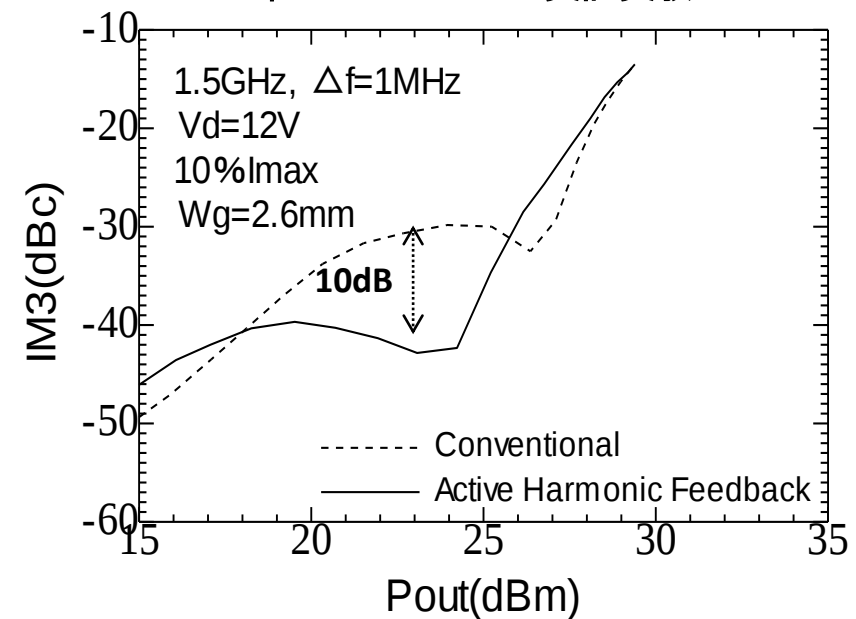
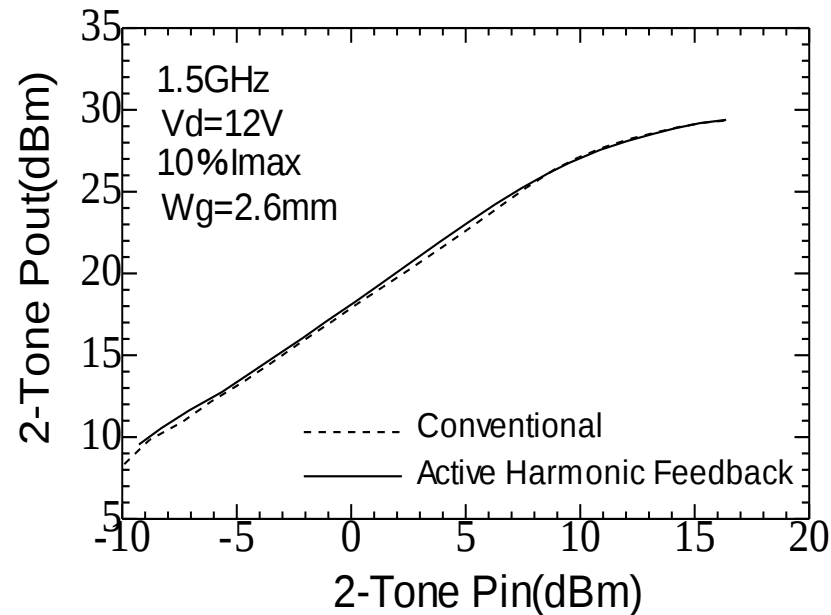
Active Harmonic Feedback



AHF法の実証実験

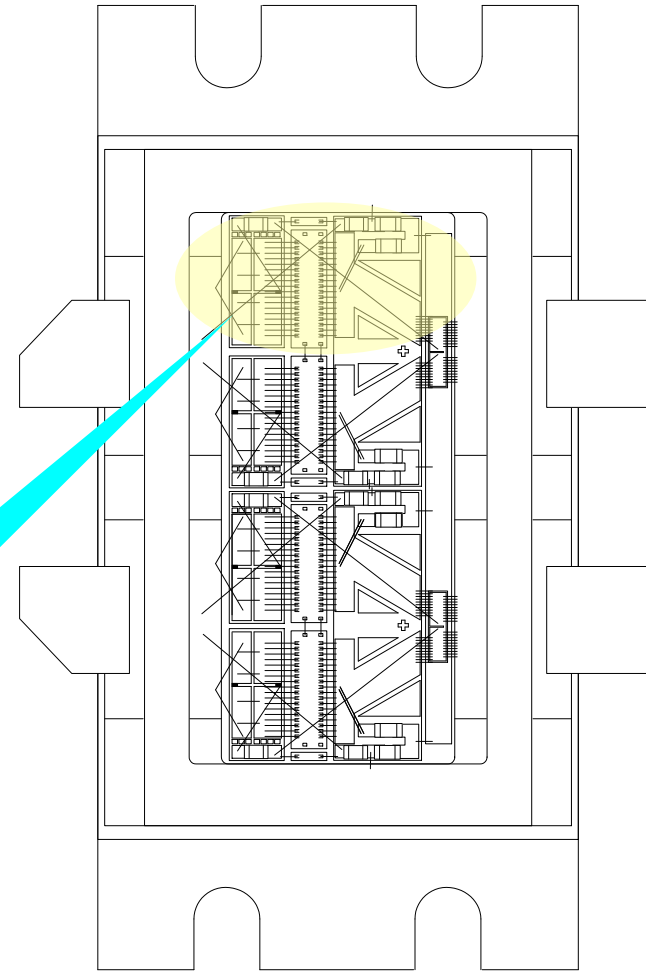
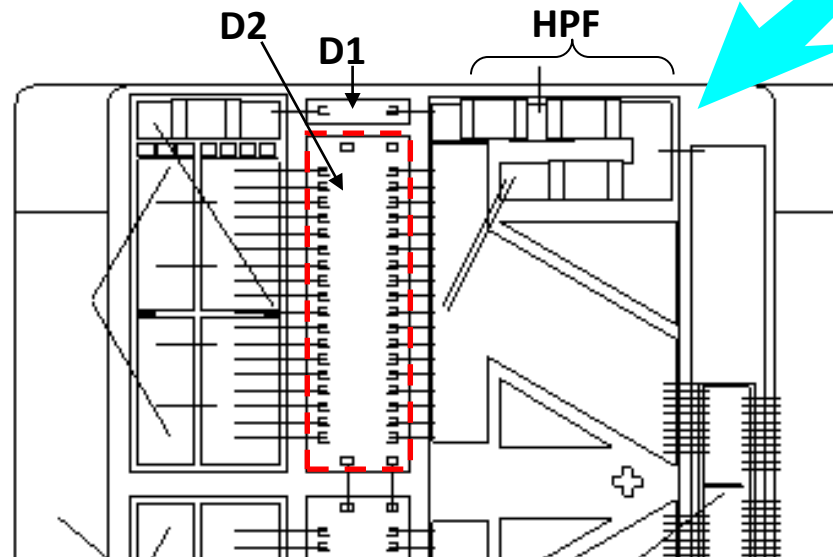
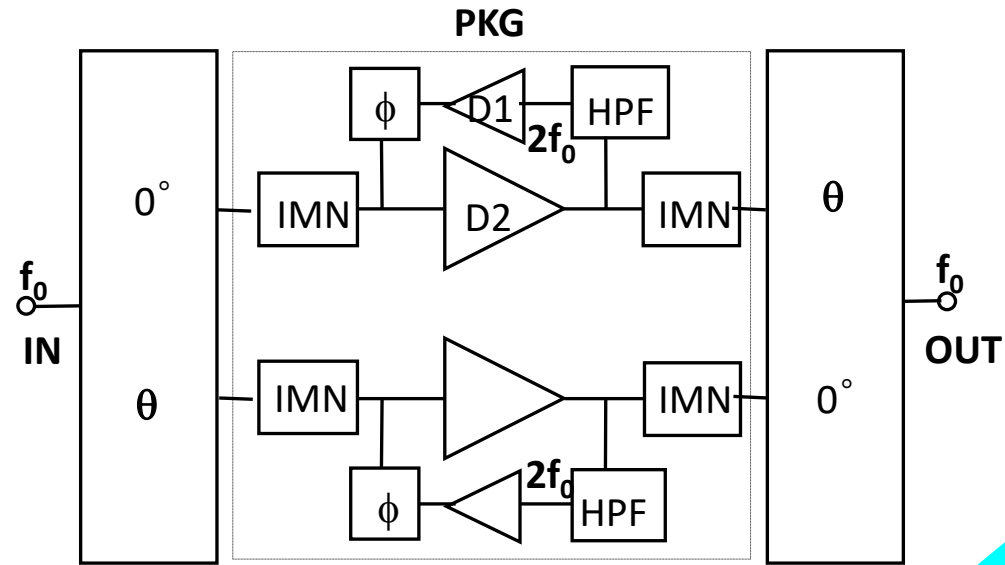


L帯GaAs HMETでの実証実験

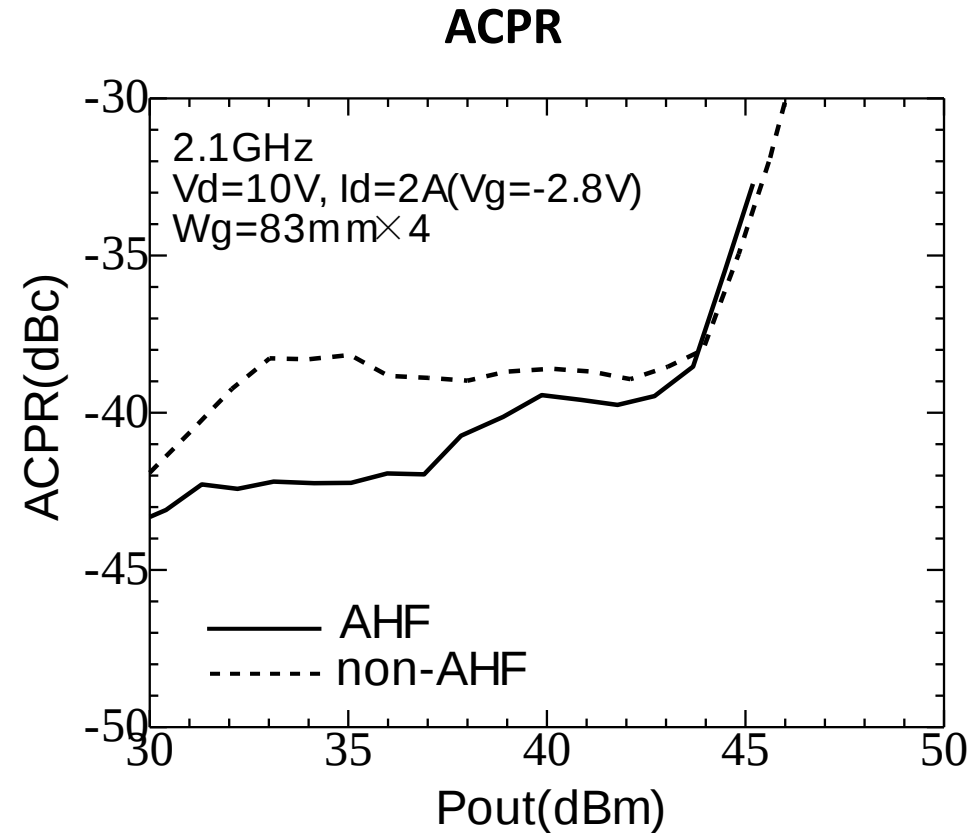
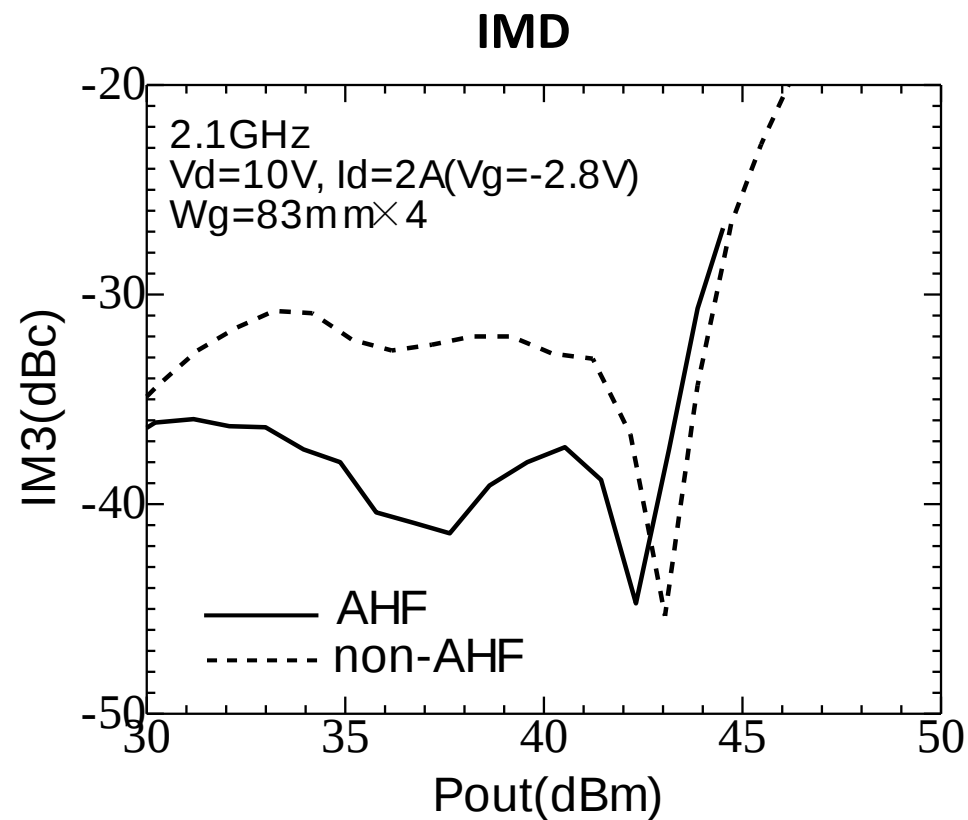


100W級大出力素子へのAHF法適用

プッシュプル増幅器への適用



100W級大出力素子でのAHF法による歪補償実験



AHFにより大幅な歪改善を実証

— IM3の改善量：最大10B@Pout=38dBm

— ACPRの改善量：最大5dB@Pout=35dBm

本提案AHF法の良い動作を実証

まとめ

1. 電力増幅器の特性は高周波デバイスの性能で決定される。マイクロ波ミリ波でのアプリに合わせて適切なデバイス選定が必要となる。
2. 電力増幅器設計では、基本波負荷のインピーダンス整合が基本になる。加えて、高調波の負荷を適切に設定することで効率、歪特性が決定される。
3. 高効率化と低歪化のアプローチは相対することが多い。負荷特性の設定だけでなく、外部からの信号を使うことでさらなる特性向上を図る。
4. 今後は広帯域条件下で、効率、歪等の性能指標を向上させるための新たなデバイスの出現、新しい回路理論の研究が重要となる。

文献(1/3)

- [1]K.Matsunaga, Y.Okamoto and M.Kuzuhara, “A 12GHz, 12W HJFET Amplifier with 48% Peak Power-Added Efficiency,” IEEE Microwave and guided wave letters, vol.5 pp.402-405, 1995.
- [2]Y.Okamoto K.Matsunaga, M.Kanamori, M.Kuzuhara, and Y.Takayama, “Power Heterojunction FET with High Breakdown Voltage for X- and Ku-Band Applications,” IEICE Trans. Vol.E80-C, no.6, pp.746-750, 1997.
- [3]K.Matsunaga, Y.Okamoto and M.Kanamori, “Low Distortion Ku-Band Power Heterojunction FET Amplifier Utilizing an FET with Grounded Source and Drain ,” IEICE Trans. Vol.E82-C, no.5, pp.744-749, 1999.
- [4]K.Matsunaga, I.Miura and N.Iwata, “A CW 4 Watt Ka-Band Power Amplifier Utilizing MMIC Multi-Chip Technology,” IEEE Journal of Solid State Circuits, Volume 35, Issue 9, pp.1293-1297, Sept. 2000.
- [5]A.Wakejima, T.Asano, T.Hirano, M.Funabashi, and K.Matsunaga, “C-band GaAs FET power amplifiers with 70-W output power and 50% PAE for satellite communication use ,” IEEE Journal of Solid State Circuits, Volume 40, Issue 10, pp.2054-2060, Oct. 2005.
- [6]A.Wakejima, K.Matsunaga, Y.Okamoto, Y.Ando, T.Nakayama, and H.Miyamoto, “370 W output power GaN-FET amplifier for W-CDMA cellular base stations,” Electronics letters, vol.41 Issue 25, pp.1371-1372, 2005.
- [7]A.Wakejima, K.Matsunaga, Y.Ando, T.Nakayama, Y.Okamoto, K.Ota, N.Kuroda, M.Tanomura and H.Miyamoto, “High Power GaN-FET Amplifier with Reduced Memory Effects for W-CDMA Base Stations,” IEICE Trans. Vol.E90-C, no.5, pp.929-936, 2007.
- [8]A.Wakejima, K.Ota, and K.Matsunaga, “Study of surface-trap-induced gate depletion region of field-modulating plate GaAs-FETs,” Solid State Electronic, vol.50, Issue 3, pp.372-377, 2006.
- [9]K.Matsunaga, Y.Okamoto and M.Kuzhara, “Ku-band 10W high efficiency HJFET power amplifier,” IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.2, pp.335-338, 1995.
- [10]K.Matsunaga, I.Miura and N.Iwata, “A CW 4 Watt Ka-Band Power Amplifier Utilizing MMIC Multi-Chip Technology,” IEEE GaAs IC Symposium Digest, pp.153-156, 1999.
- [11]K.Matsunaga, K.Ishikura, I.Takenaka, W.Contrata, A.Wakejima, K.Ota, M.Kanamori and M.Kuzuhara, “A Low-Distortion 230W GaAs Power FP-HFET Operated at 22V for Cellular Base Station,” IEEE International Electron Devices Meetings(IEDM) Tech. Dig., pp.393-396, 2000.

文献(2/3)

- [12]K.Matsunaga and H.Shimawaki, "A 90W S-band High Power Amplifier for Broadband Wireless Applications," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.1, pp.73-76, 2003.
- [13]K.Matsunaga, M.Tanomura, T.Nakayama, Y.Ando, H.Miyamoto, and H.Shimawaki "Analogue Dynamic Supply Voltage L-band GaN High Power Amplifier with Improvement of Efficiency and Linearity," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.2, pp.1107-1110, 2007.
- [14]A.Wakejima, K.Matsunaga, T.Asano, T.Hirano, and M.Funabashi, "C-band GaAs FET power amplifier with 70-W output power and 50% PAE for satellite communication use," IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit(CSICS) Symposium Digest, pp.57-60, 2004.
- [15]Y.Murase, K.Kasahara, K.Yamanoguchi, and, K.Matsunaga, "A low distortion 38GHz-band high power MMIC amplifier," IEEE International Meeting for Future of Electron Devices(IMFEDK) Digest, pp.55-56, 2004.
- [16]A.Wakejima, K.Matsunaga, Y.Okamoto, K.Ota, Y.Ando, T.Nakayama, and H.Miyamoto, "370-W Output Power GaN-FET Amplifier with Low Distortion for W-CDMA Base Stations," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.1, pp.1360-1363, 2005.
- [17]S.Yoshida, M.Tanomura, Y.Murase, K.Yamanoguchi, K.Ota, K.Matsunaga, and H.Shimawaki, "A 76GHz GaN-on-silicon power amplifier for automotive radar systems," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.1, pp.665-668, 2009.
- [18]K.Matsunaga, Y.Okamoto and M.Kuzuhara, "Ku-Band High Power AlGaAs/InGaAs HJFET Amplifier Technology, " Asia Pacific Microwave Conference(APMC) Symposium Digest, vol.4, pp.1515-1518, 1996. (Invited).
- [19]K.Matsunaga, H.Miyamoto and H.Shimawaki, "Low Distortion GaN Power Amplifier Technology for L/S band Applications," Asia-Pasific Workshop on Fundamentals and Applications of Advanced Semiconductor Devices(AWAD) 2006. (Invited).
- [20]K. Motoi, K. Matsunaga, S. Yamanouchi, K. Kunihiro, and M. Fukaishi, "A 72% PAE, 95-W, Single-Chip GaN FET S-Band Inverse Class-F Power Amplifier with a Harmonic Resonant Circuit," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, TH2D-1, 2012.
- [21]松永高治、岡本康宏、葛原正明「Ku帯10W高効率HJFET増幅器」電子情報通信学会 総合大会 エレクトロニクス, No.2, pp.147, 1995年.
- [22]岡本康宏、松永高治、三浦郁雄、葛原正明「高出力AlGaAs/InGaAsヘテロ接合FETの高耐圧化」電子情報通信学会 電子デバイス研究会 Vol.95, pp.55-60, 1995年.

文献(3/3)、著者紹介

- [23]松永高治、岡本康宏、金森幹夫「非線形入力容量を用いた低歪Ku帯高出力HJFET増幅器」電子情報通信学会 ソサイエティ大会 エレクトロニクス, No.1, pp.68, 1998年.
- [24]松永高治、三浦郁雄、岩田直高「完全整合MMIC合成による広帯域Ka帯4W電力増幅器」電子情報通信学会 マイクロ波研究会Vol.99, No.440, pp.21-27, 1999年.
- [25]分島彰男、大田一樹、松永高治、CONTRATA、石倉幸治、竹中功、金森幹夫、葛原正明「L帯低歪み230W GaAs FP-HFET」電子情報通信学会 総合大会 エレクトロニクス, No.2, pp.68, 2001年.
- [26]村瀬康裕、笠原健資、山之口勝己、松永高治「0.7W低歪38GHz帯電力増幅器MMIC」電子情報通信学会 ソサイエティ大会 エレクトロニクス, No.1, pp. 62, 2003年.
- [27]分島彰男、松永高治、浅野貴弘、舟橋政弘、平野孝文「衛星搭載用C帯80WGaAs-FET増幅器」電子情報通信学会 電子デバイス/マイクロ波/集積回路合同研究会Vol.104 No.550 pp.77-82, 2005年.
- [28]松永高治「GaAsおよびGaNデバイスを利用した 準ミリ波・ミリ波帯高出力増幅器の開発」電気学会 ミリ波技術のグローバルシステム応用とその展開調査専門委員会 CEDD1099, 2006年.
- [30]松永高治「L帯～W帯GaN高出力増幅器技術」電気学会 電子デバイス研究会 EDD-11-42, 2011年.
- [31]松永高治、服部渉「シリコン基板上窒化ガリウムモノリシック集積回路を用いたミリ波大容量無線向け小型高出力増幅器モジュール」電気学会 C 部門全国大会企画セッション TC12-3, 2011年.
- [32]元井桂一、松永高治、山之内慎吾、堀真一、國弘和明「寄生補償高調波共振回路を適用したS帯逆F級GaN電力増幅器」電子情報通信学会 ソサイエティ大会 エレクトロニクス, No.1, pp.51, 2012年.
- [33]松永高治、服部渉「ミリ波帯GaN増幅器技術の発展」電気学会 電気学会C論文誌 Vol.133, No.3, pp. 465-470, 2013年.
- [34]松永高治「マイクロ波ミリ波帯における GaN 電力増幅器のための回路 デバイス技術」電子情報通信学会 マイクロ波研究会Vol.154, 2022年.
- [35]R.E.Collin「Foundation for Microwave Engineering」McGraw-Hill, International Edition 1992.