

集積回路設計特論(9)

-変調器-

AWCC 山尾 泰

変調器

変調の原理

直交変調器

変調器への要求条件

変調精度

帯域外不要放射

変調器の代表的な回路構成

携帯電話システムで用いられる無線信号形式

	第2世代 (1990~)			第3世代 (2001~)	第4世代 (想定) (2010?~)
システム名	GSM	PDC	PHS	IMT-2000 (例 ; DS-CDMA)	IMT-Advanced
無線周波数帯	900 MHz 1.8/1.9 GHz	900 MHz 1.5 GHz	1.9 GHz	2 GHz (900 MHz, 1.7 GHz, 2.5 GHz)*1	3GHz 帯ほか
変調方式	GMSK	$\pi/4$ シフトQPSK		下り : QPSK 16QAM*2 上り : BPSK-HPSK	マルチキャリア 多値変調?
変調速度	270.833 kbps	42 kbps	384 kbps	3.84Mcps ~14.4 Mbps*2	100 Mbps ~ 1 Gbps
占有帯域幅	200 kHz	32 kHz 以下	250 kHz 以下	5 MHz 以下	~ 100 MHz
端末最大 送信電力*3	2 W (*4) 1 W (*5)	0.8 W	80 mW	0.25 W	未定
端末送信電力 制御範囲*3	20 dB (*4) 17 dB (*5)	20 dB	—	74 dB	未定

*1 IMT追加バンド

*2 3.5世代技術 (HSDPA[14])

*3 携帯電話端末で用いられる移動局クラスでの値

*4 900 MHz 帯 *5 1.8/1.9 GHz 帯

変調信号

- 無線通信における変調とは、搬送波の**振幅**と**位相**を送信すべき情報に対応づけて操作することである(交流理論のフェーザ)
- したがって変調波は、搬送波を基準とした2次元信号空間上で、振幅と位相を有する**変調ベクトル**として扱うことが可能である

$$c(t) = \cos(2\pi f_c t) = \text{Re}\left[e^{j2\pi f_c t}\right] ; \text{搬送波}$$

$$e(t) = I(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \cdot \sin(2\pi f_c t)$$

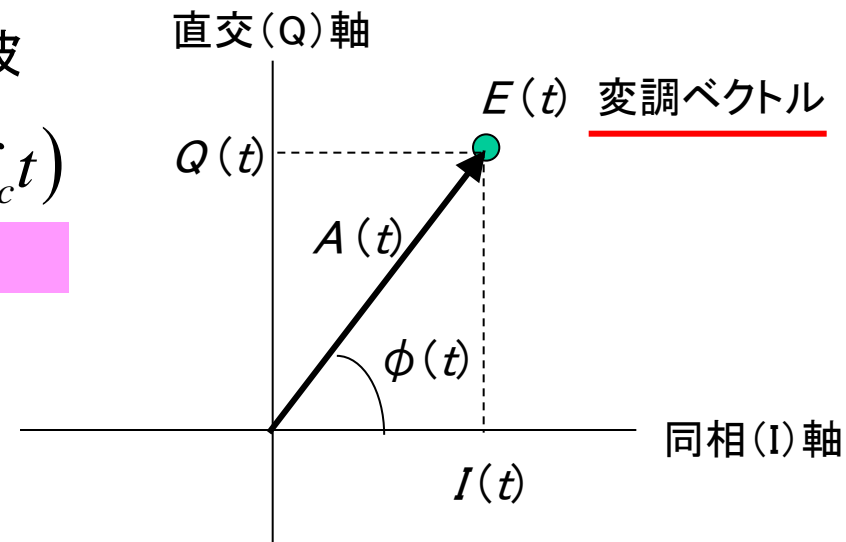
同相成分

直交成分

$$= \text{Re}\left[E(t)e^{j2\pi f_c t}\right]$$

$$E(t) = I(t) + jQ(t) ; \text{複素包絡線}$$

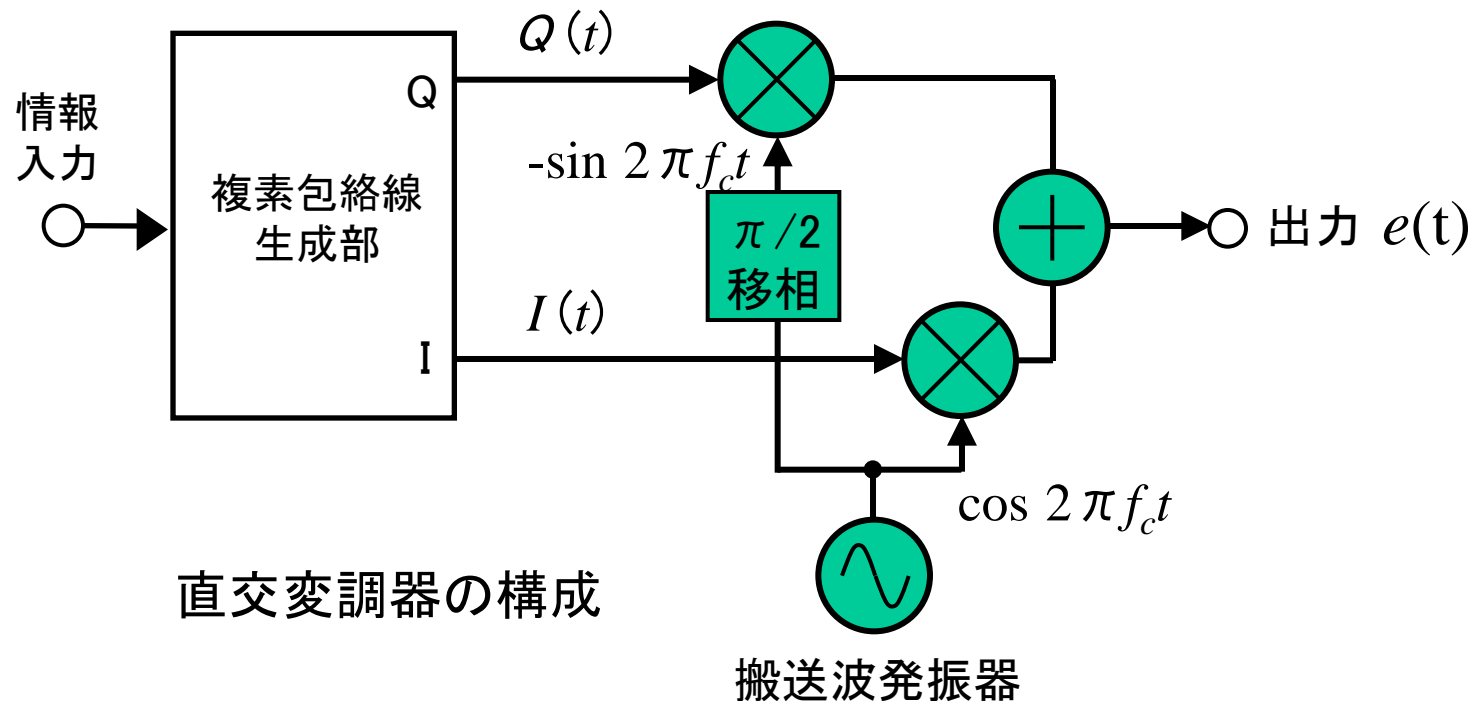
$$\begin{cases} I(t) = A(t) \cos(\phi(t)) \\ Q(t) = A(t) \sin(\phi(t)) \end{cases}$$



あらゆる変調信号は、搬送波と複素包絡線の積で表される

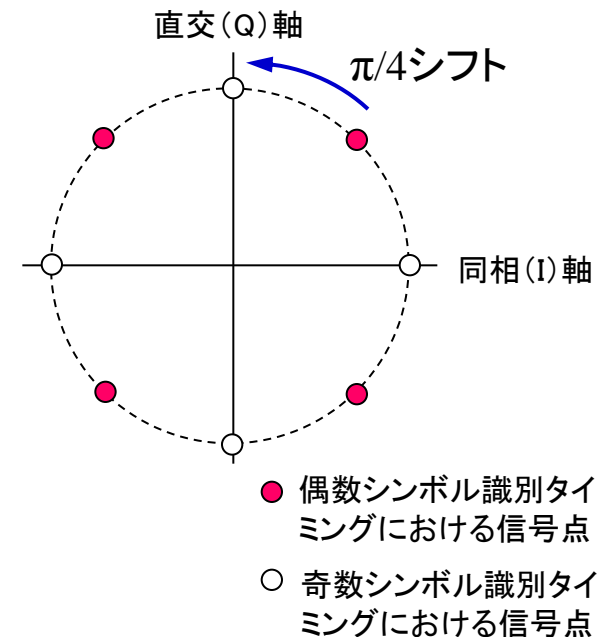
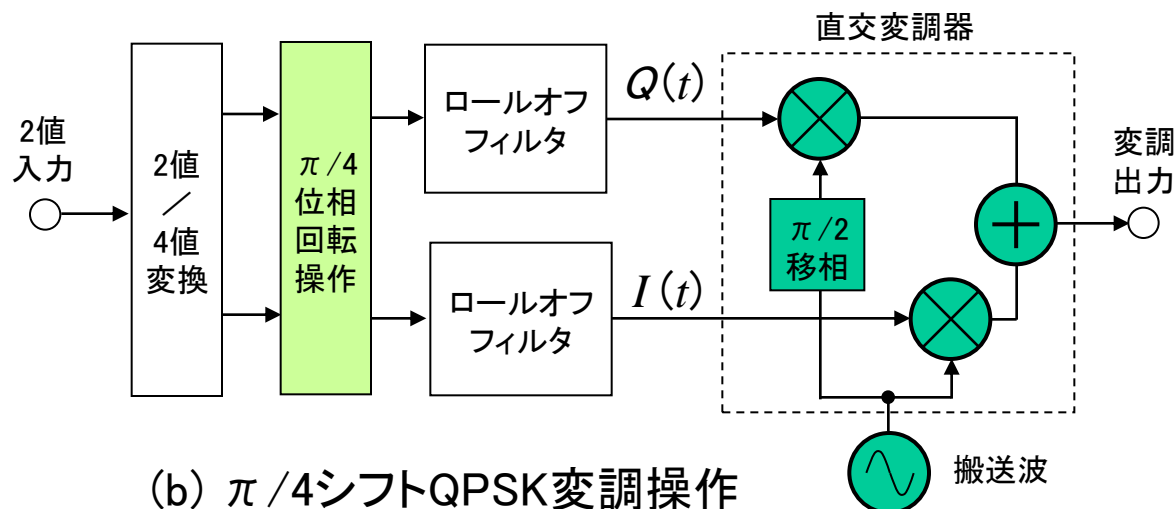
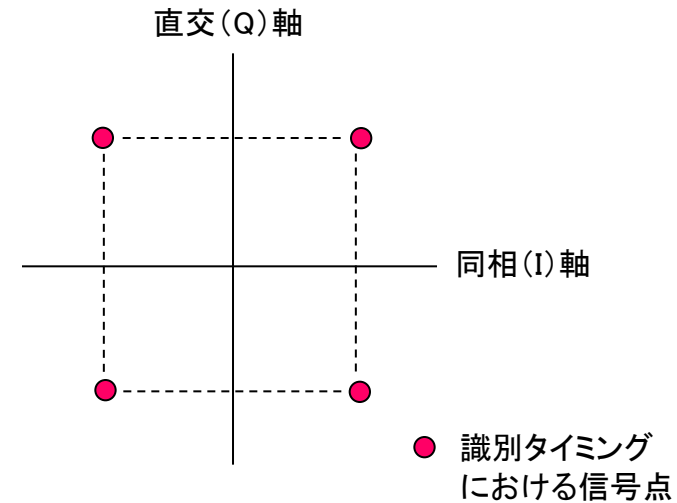
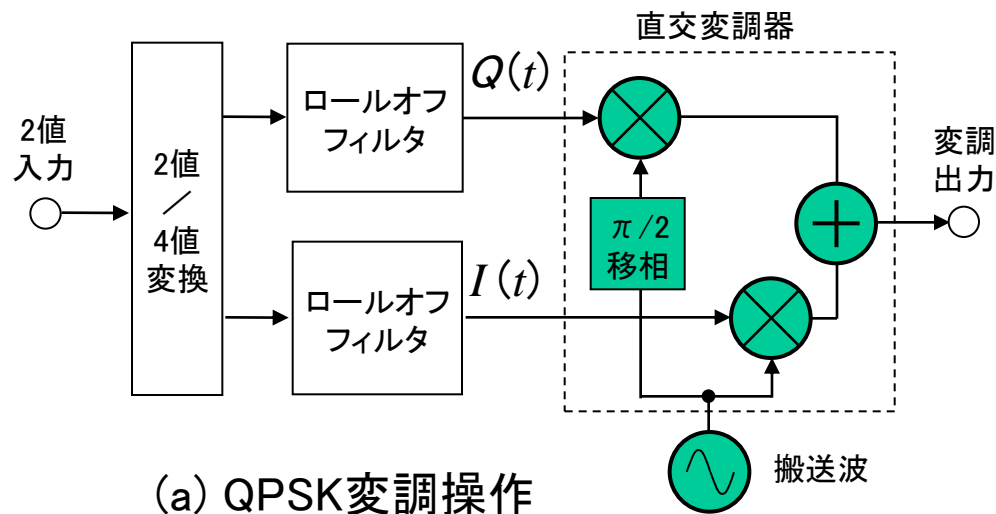
直交変調器

- 直交変調器は搬送波と複素包絡線の複素積演算によりベクトル変調を行う



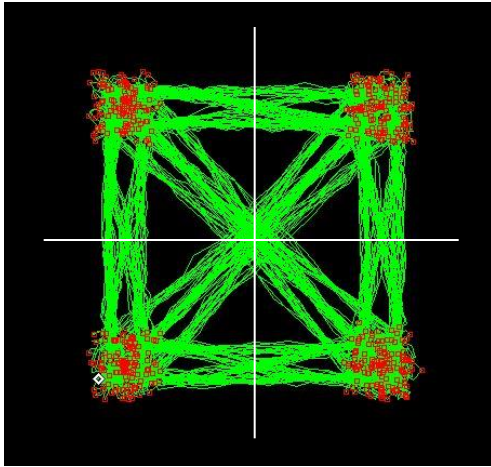
$$e(t) = I(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \cdot \sin(2\pi f_c t)$$

QPSK, $\pi/4$ シフトQPSK信号の変調操作



QPSK, $\pi/4$ シフトQPSKの信号空間軌跡

直交(Q)軸

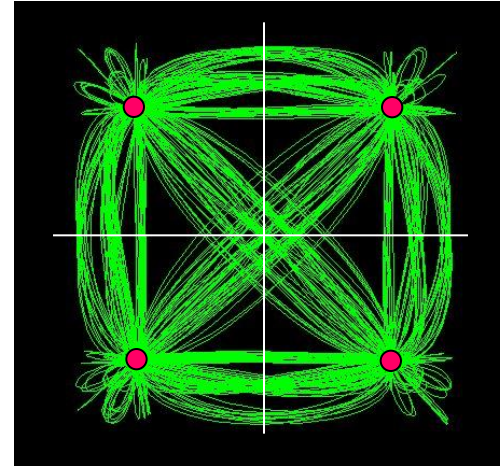


同相(I)軸

● 識別タイミング
における信号点

(a-1) QPSK送信信号空間軌跡(\sqrt ナイキストロールオフ)

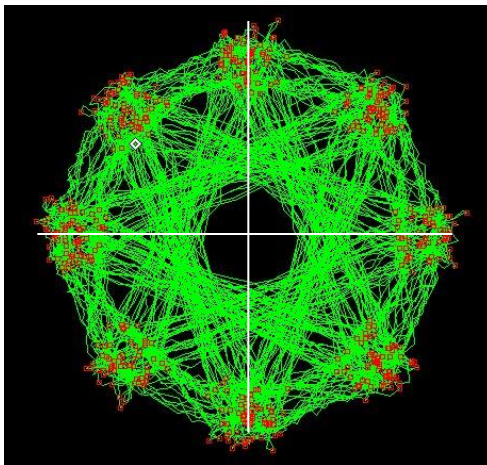
直交(Q)軸



同相(I)軸

(a-2) QPSK受信信号空間軌跡

直交(Q)軸

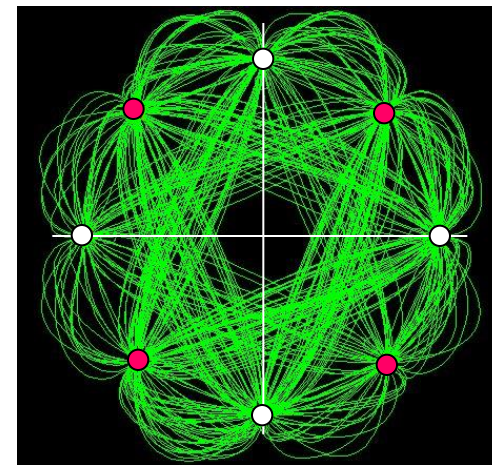


同相(I)軸

● 偶数シンボル識別タイ
ミングにおける信号点
○ 奇数シンボル識別タイ
ミングにおける信号点

(b-1) $\pi/4$ シフトQPSK送信信号空間軌跡
(\sqrt ナイキストロールオフ)

直交(Q)軸



同相(I)軸

(b-2) $\pi/4$ シフトQPSK受信信号空間軌跡

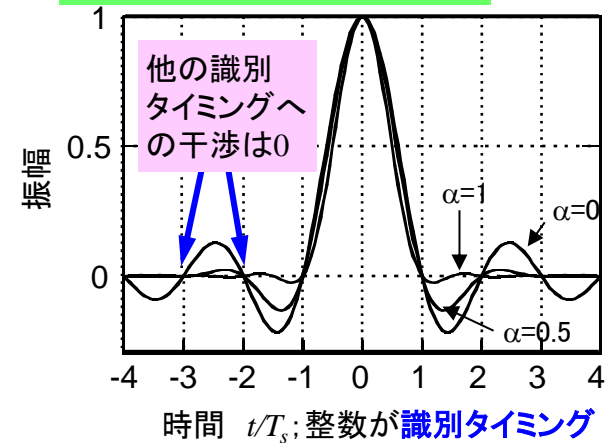
ナイキストロールオフフィルタによるQAM伝送

- 送信と受信とでナイキストロールオフフィルタ特性を与えることにより、符号間干渉を避けながら、良好な伝送特性を得ることができる

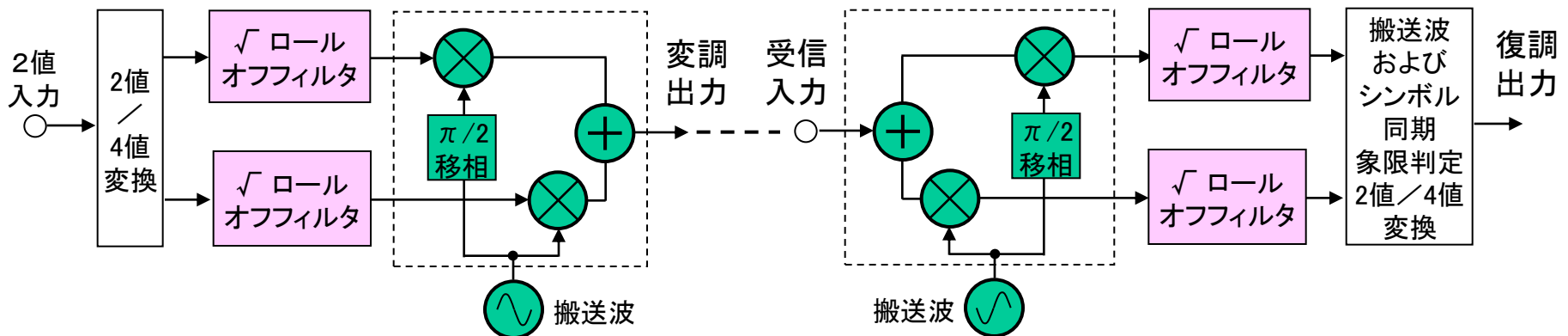
ナイキストロールオフ伝達関数

$$\begin{aligned}
 H_c(f) &= 1 & \dots & 0 \leq |fT_s| \leq \frac{1-\alpha}{2} \\
 &= \frac{1}{2} \left\{ 1 - \sin \left[\frac{\pi}{2\alpha} (2fT_s - 1) \right] \right\} & \dots & \frac{1-\alpha}{2} \leq |fT_s| \leq \frac{1+\alpha}{2} \\
 &= 0 & \dots & \frac{1+\alpha}{2} \leq |fT_s|
 \end{aligned}$$

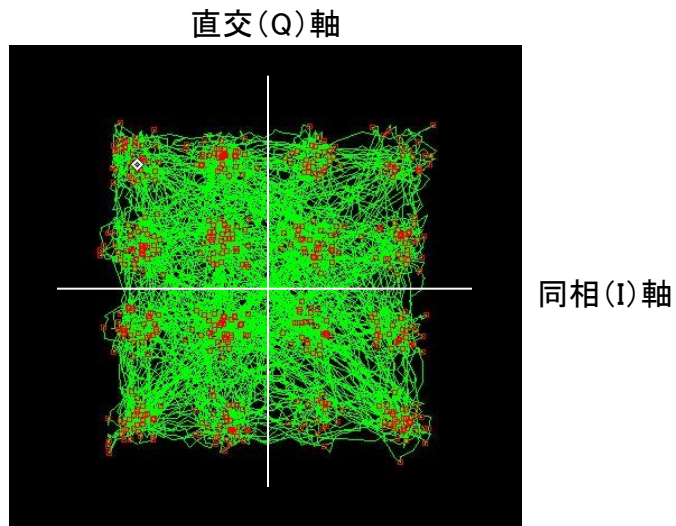
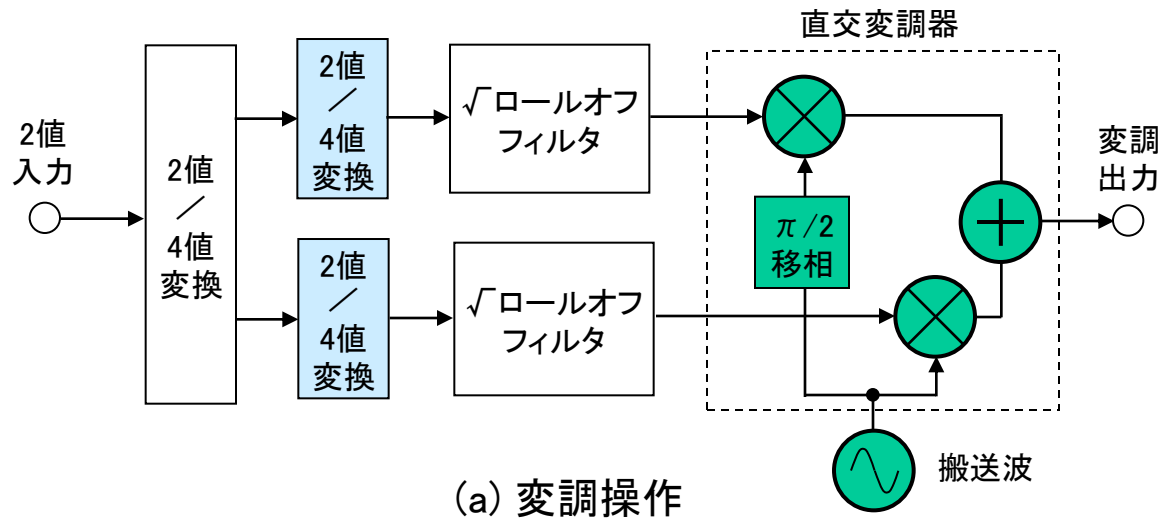
ナイキストパルス波形



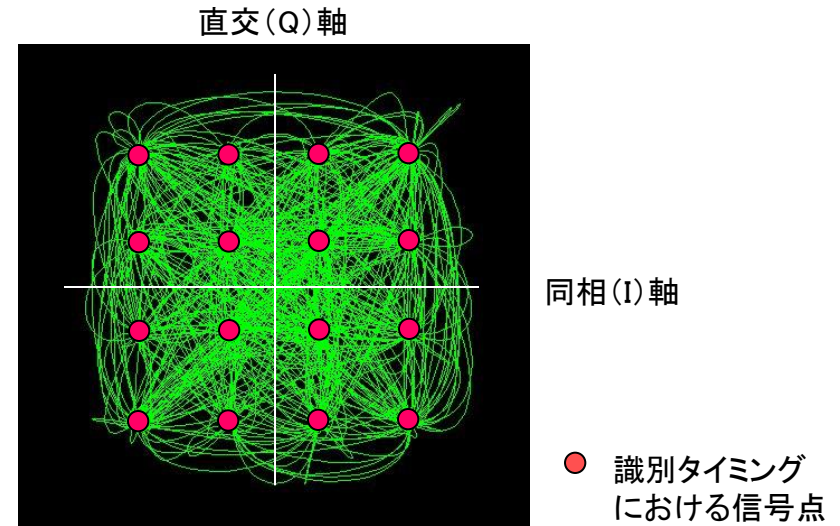
$$H_r(f) = \sqrt{H_c(f)}$$



16QAM信号

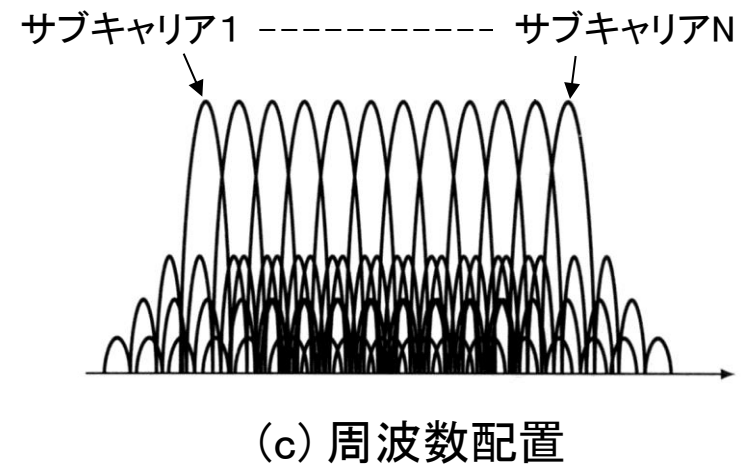
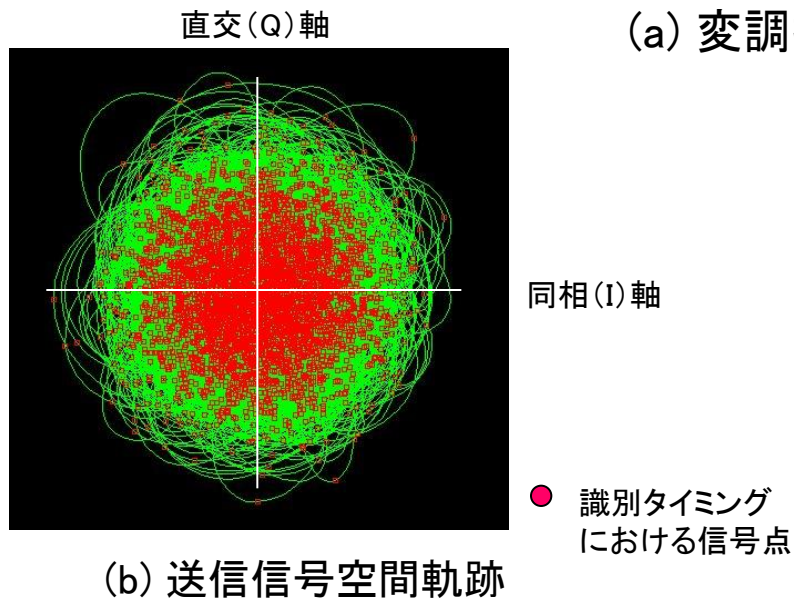
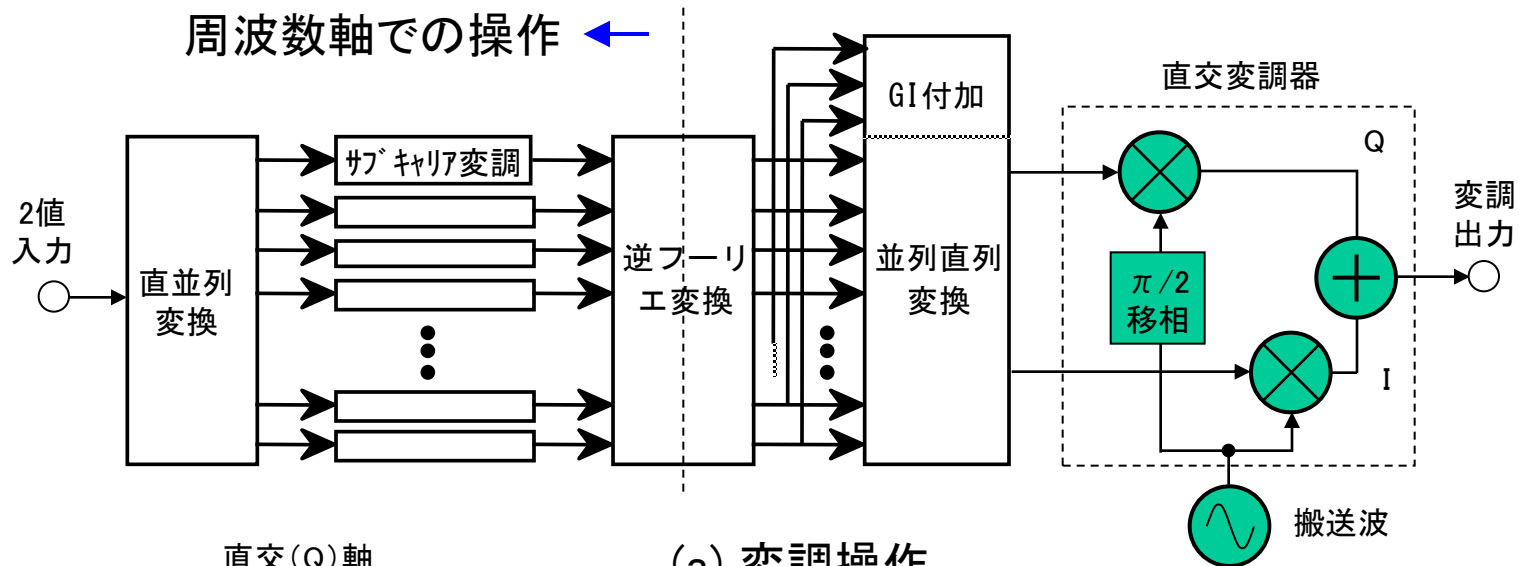


(b) 送信信号空間軌跡
($\sqrt{\text{ナイキストロールオフ}}$)



(c) 受信信号空間軌跡

OFDM信号



変調器への要求条件

変調精度

変調信号の誤差が少ないこと

→ EVM (Error Vector Magnitude) で評価

帯域外への不要放射

出力において変調波以外の成分が小さいこと

→ 隣接チャネル漏えい電力比 (ACLR) とスペクトルマスクで評価

バースト動作

消費電力

変調精度(EVM)

- 伝送特性に大きな影響を与えるのは、受信側で信号を識別するタイミングにおいて、実際の変調波が信号空間における**本来の配置からどれだけ変位しているか**という点である
- このため変調精度は、デジタル変調信号の信号配置点の**誤差ベクトル**の大きさの二乗平均値を%表示したものであり、**EVM** (Error Vector Magnitude) と呼ばれる

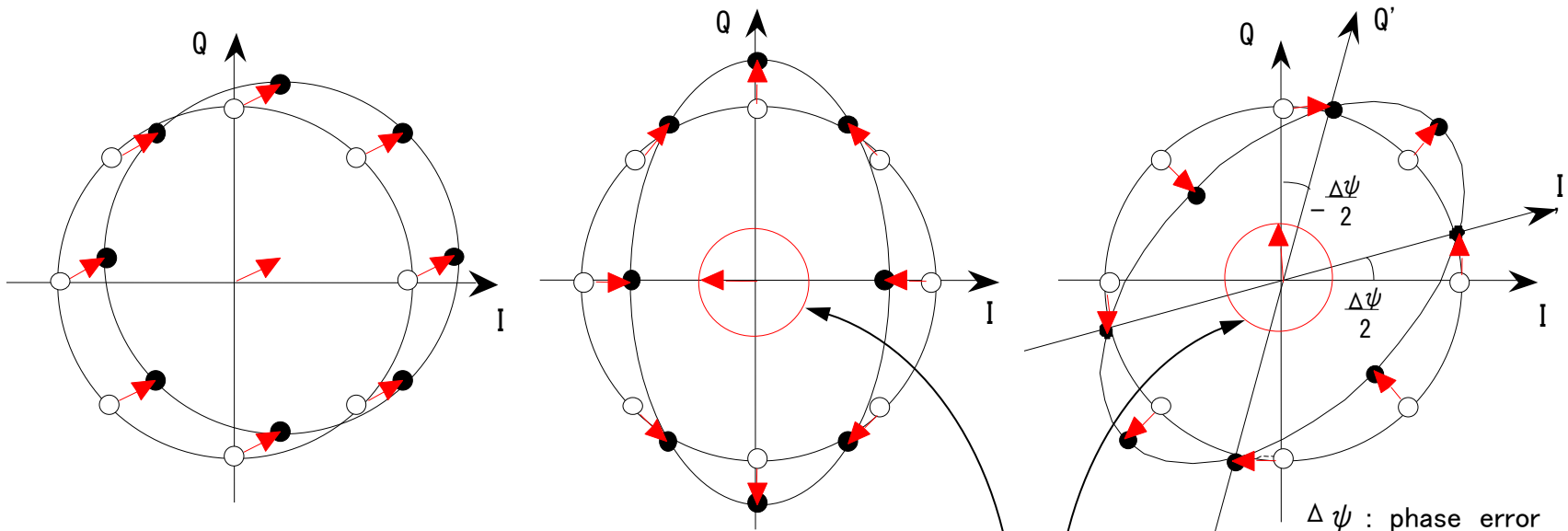
$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{\gamma=0}^{N-1} |Z'(\gamma) - R'(\gamma)|^2}{\sum_{\gamma=0}^{N-1} |R'(\gamma)|^2}} \times 100 \quad (\%)$$

Z'及びR'は、信号を識別するタイミングにおける
 実際の送信波ベクトル
 及び 理想的な変調ベクトル をそれぞれ示している

直交変調器における原因別変調誤差

- ; Ideal
- ; Deformed
- ; Error vector

直交変調器における変調誤差の主な原因は非線形以外に以下の3つがある。
(信号点は $\pi/4$ シフトQPSKの場合)



(a) **搬送波成分の漏洩**
(I, Qベースバンド信号の
直流誤差または局部発振
信号の漏れ)

(b) **直交振幅比率誤差**

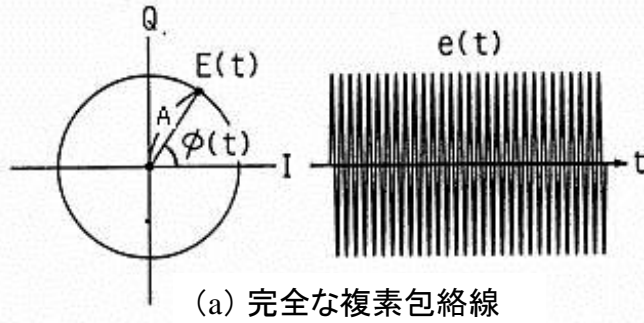
(c) **90° 合成位相誤差**

変調位相の回転と逆向きに
回転する**イメージ成分**

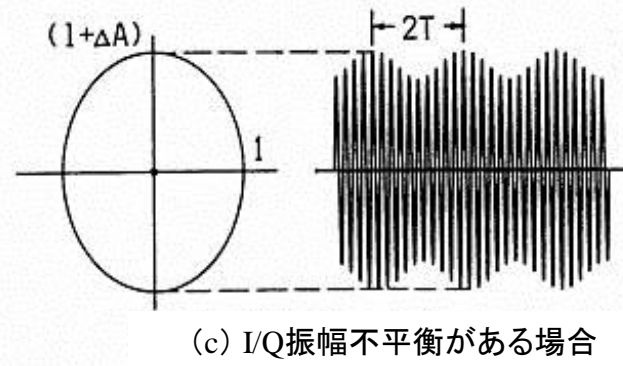
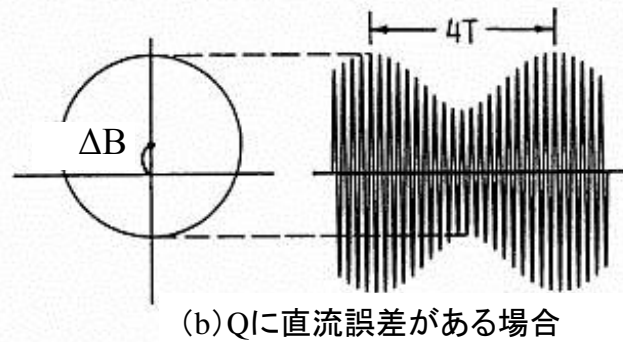
直交変調器における誤差の発生箇所

スプリアス成分	ベースバンド(複素包絡線)	RF回路
搬送波成分	ミクサに加える平衡信号に直流成分が残留している(D-Aの直流オフセットが不平衡など) $\begin{cases} I(t) = A \cdot x(t) \\ \bar{I}(t) = A(-x(t) + \Delta B) \end{cases}$	ミクサに加えられた搬送波(局部発振信号)が出力に漏えい
イメージ成分	IchとQchの利得の不一致(D-Aの利得が不平衡など) $\begin{cases} I(t) = A \cdot x_I(t) \\ \bar{I}(t) = A(-x_I(t) + \Delta B_I) \\ Q(t) = A(1 + \Delta A)x_Q(t) \\ \bar{Q}(t) = A(1 + \Delta A)(-x_Q(t) + \Delta B_Q) \end{cases}$	① IchとQchの利得の不一致 →ミクサの変換利得の不一致 あるいは合成利得の誤差 ② 直交位相誤差 →移相器における90°からの誤差

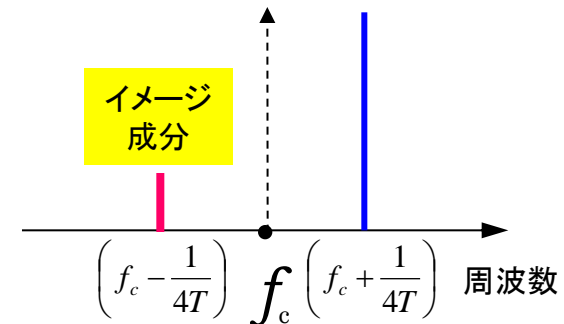
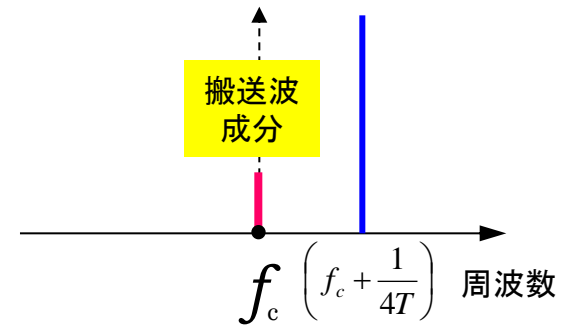
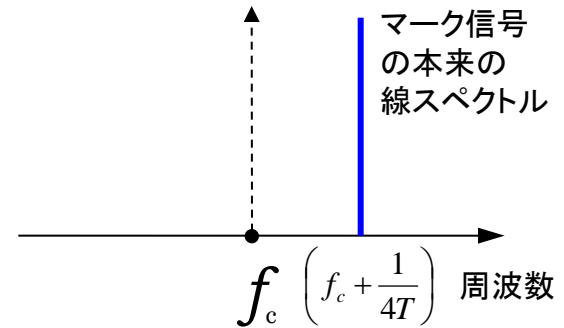
変調誤差と複素包絡線の変形およびスプリアスのスペクトル



FSKの
マーク信号
Aは一定
 $\phi = \omega t$

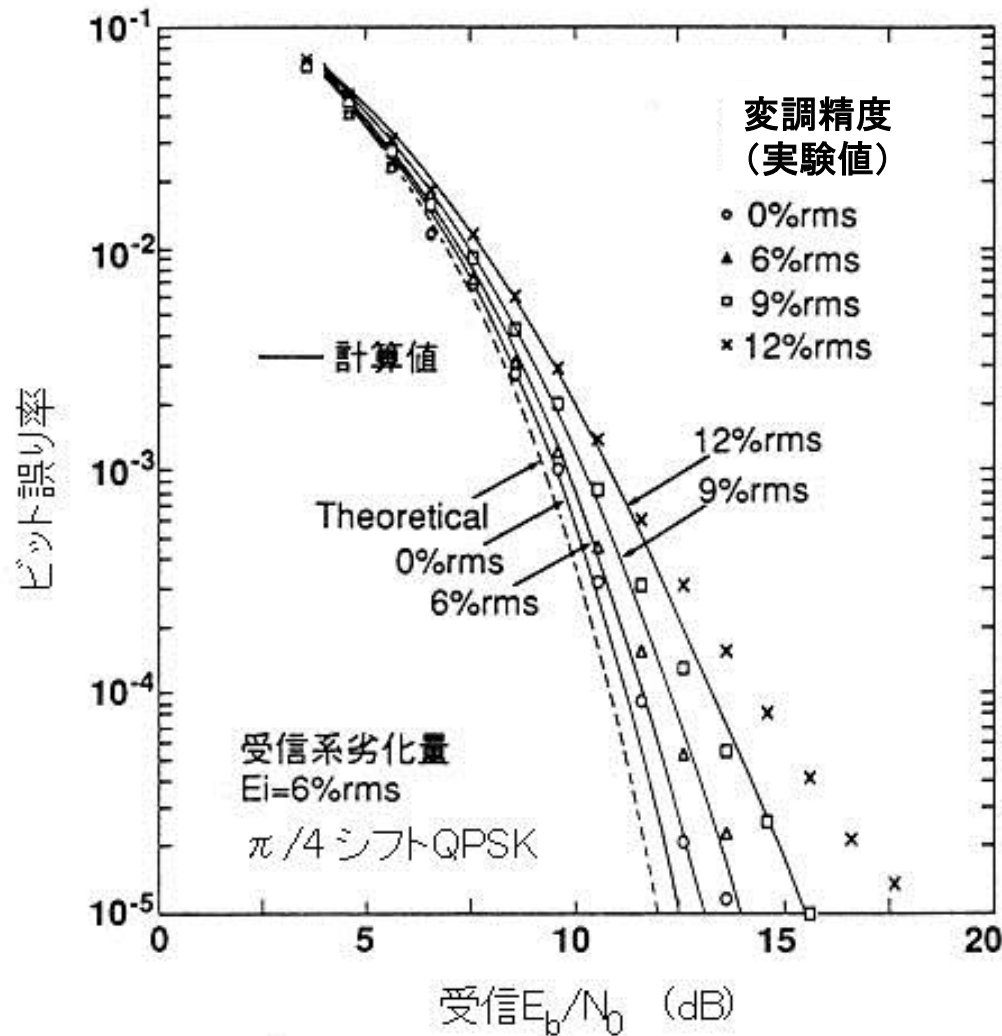


複素包絡線の変形(歪)



周波数スペクトル上のスプリアス

受信符号誤り率に対する変調精度の影響



変調精度は送信側での
変調器の誤差や歪
局部発振器の位相雑音
電力増幅器での歪
などが総合されたものである

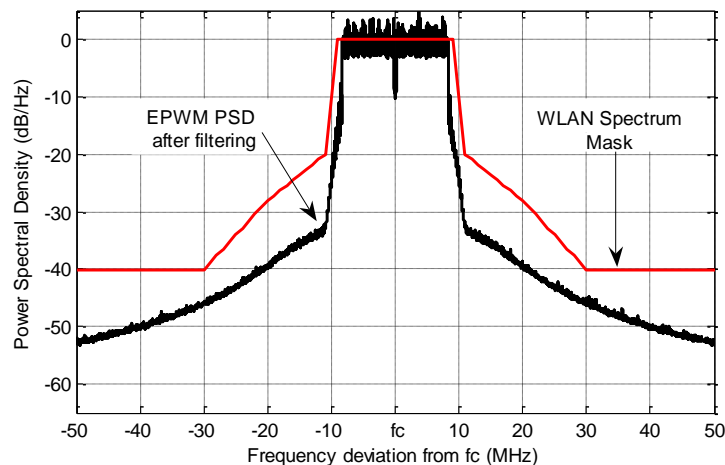
信号伝送の劣化量はさらに
受信側での劣化の影響が
加わることになる

劣化の影響は変調多値数が
多いほど大きいので注意が必要

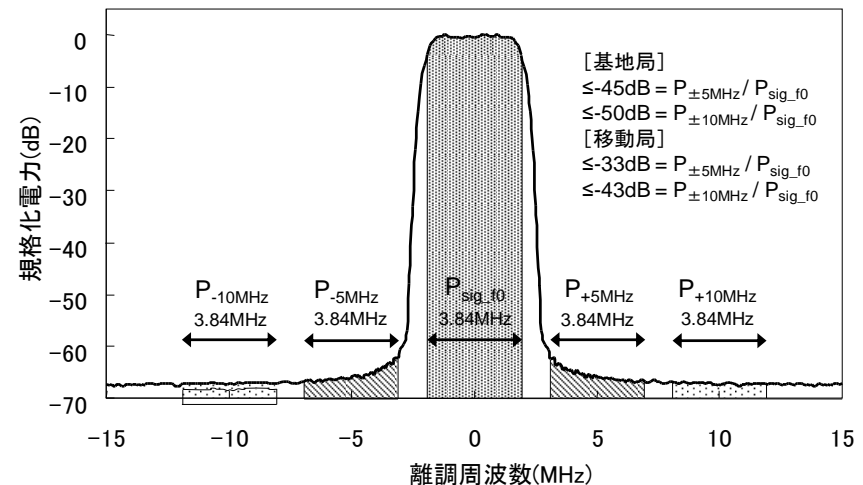
帯域外への不要放射レベル(スペクトルマスク, ACLR)

- 無線通信では使用する電波の帯域が厳格に規定されており、各帯域の独立性を確保するために帯域外への不要放射レベルは一定値以下に抑えることが義務付けられている
- このための規格として、
スペクトルマスク
隣接チャネル漏えい電力比
 (ACLR; Adjacent Channel Leakage power Ratio) がある。

IEEE802.11aにおけるスペクトルマスク



W-CDMAにおけるACLR測定帯域と規格



帯域外への不要放射の原因

● RF回路の非線形(ひずみ)

RF回路の非線形(ひずみ)は送信する信号成分とは異なる周波数をもつ不要放射(スプリアス)成分を発生させる

その主な発生箇所は

ミキサ(変調器、検波器)

電力増幅器(PA) である

● ひずみの発生量は回路の最大出力(飽和電力)に近づくにつれて大きくなるため、

送信する信号のピーク電力と平均電力の比(PAPR)

回路の飽和電力と送信する信号の平均電力との比(バックオフ量)

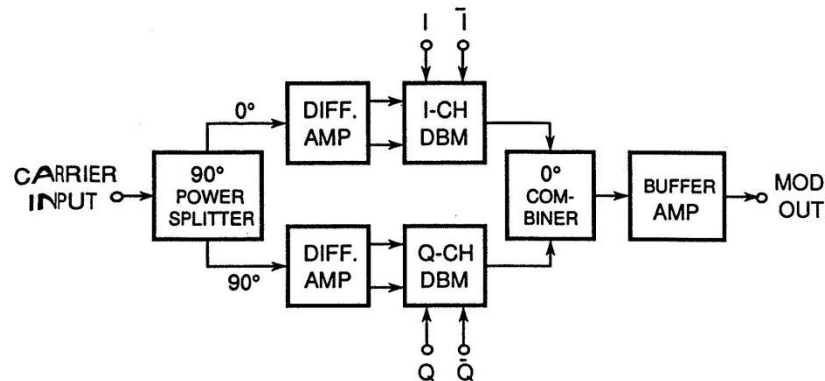
の2つの関係が重要である

通常、ひずみのない送信を行うには、

PAPR < バックオフ量 とする必要がある

直交変調器の基本構成

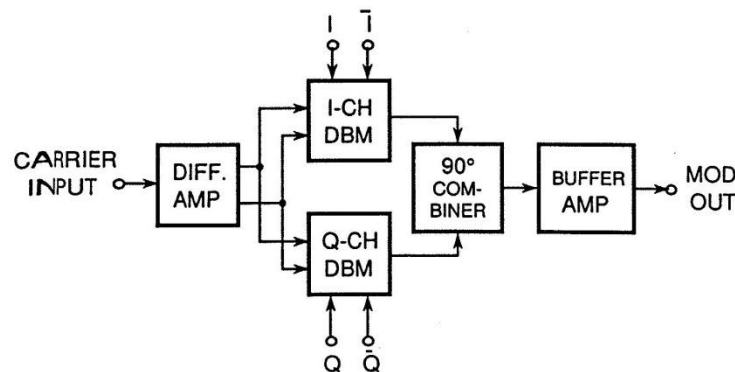
- 直交変調器の主な構成要素は
不平衡-平衡変換器とミクサと90度移相器



(a) 90度分配器を用いた構成

局部発振信号は同相・直交搬送波に分配された後、差動増幅器で平衡信号に変換されてダブルバランスミクサに加えられる

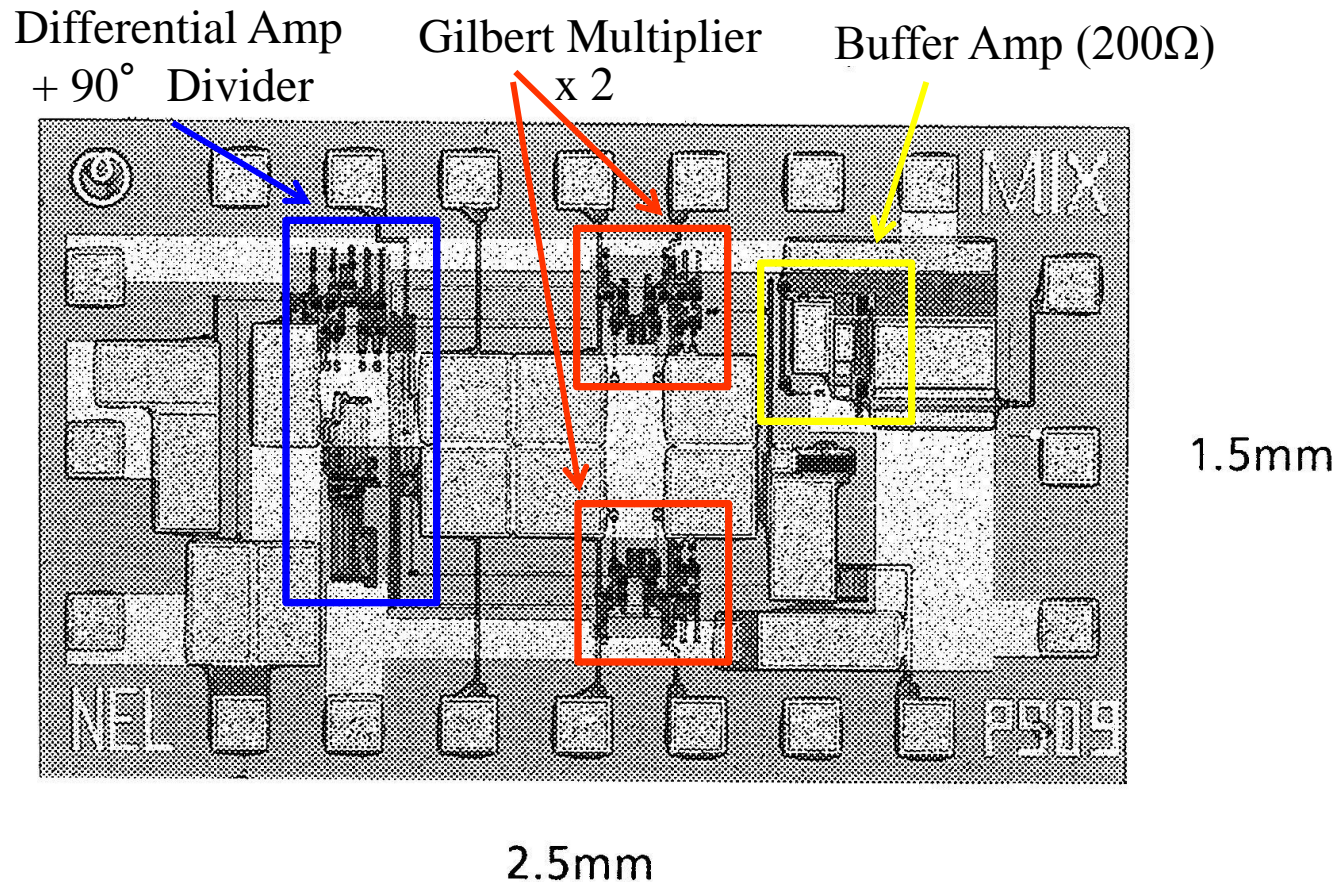
バッファアンプにより直交変調IC内部のインピーダンスを高めて消費電流を低減できる



(b) 90度合成器を用いた構成

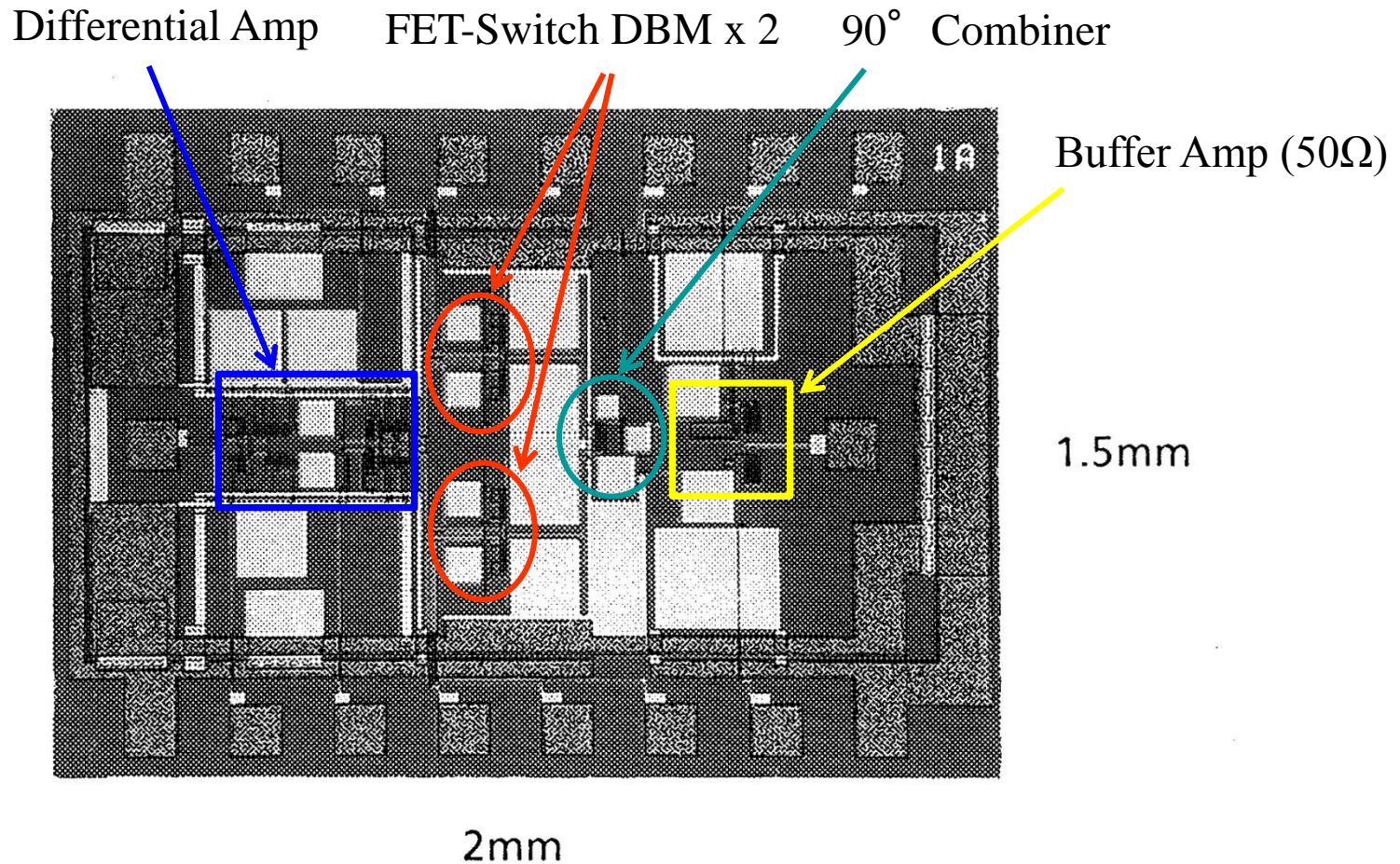
局部発振信号は差動増幅器で平衡信号に変換されて2つのダブルバランスミクサに加えられる、ミクサ出力を90度合成器で合成する
これによって、差動増幅器が1個ですみ、さらに消費電力を削減するとともに差動増幅器間の遅延時間差の影響を避け高精度の変調器を実現できる。

直交変調器ICの実現例(1)



Si Bipolar ICによる200MHz帯高精度直交変調器
(山尾他, 1989)

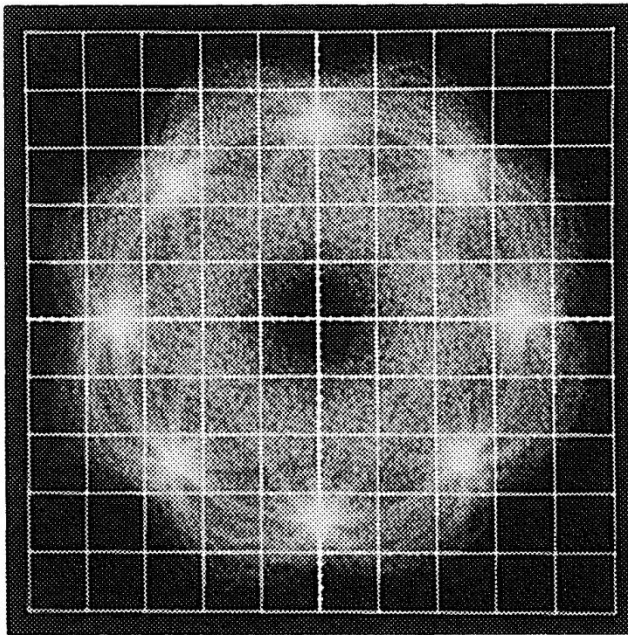
直交変調器ICの実現例(2)



GaAs ICによる800MHz帯高精度直交変調器
(山尾他, 1989)

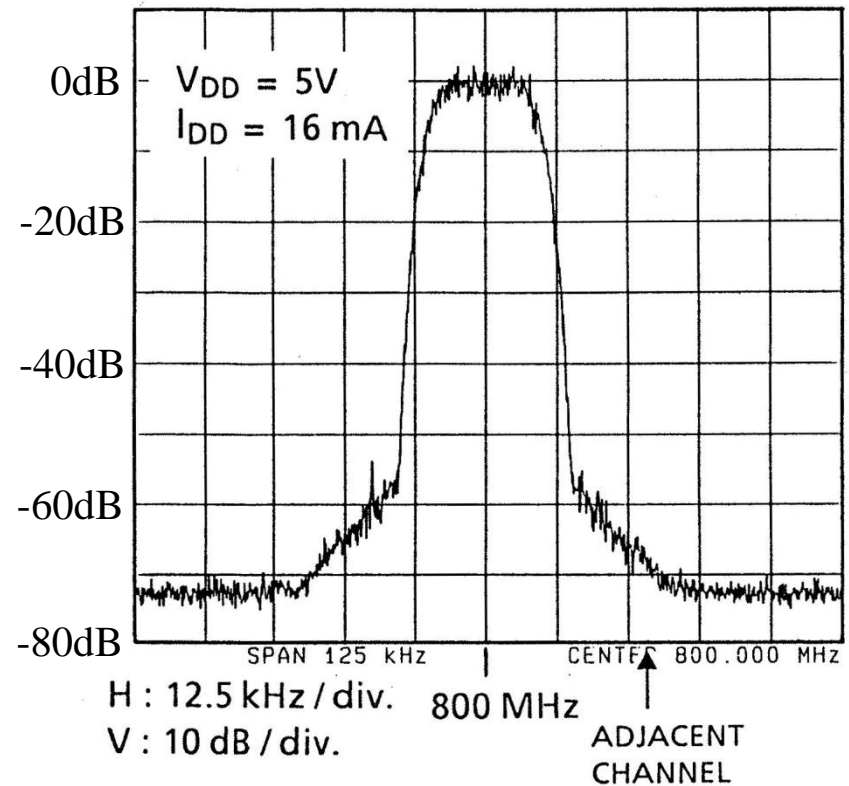
直交変調器ICからの出力例

GaAs ICによる800MHz帯高精度直交変調器
によるロールオフ $\pi/4$ シフトQPSK送信信号の
信号空間軌跡



EVM ~2.2%

送信スペクトル



ACLR > 60dB