

集積回路設計特論(10)

-受信機-

AWCC 山尾 泰

受信機

受信機の機能

受信機への要求条件

受信機の代表的な回路構成

受信機の機能

- 低雑音増幅
 - 利得
 - 雑音指数
- 周波数(チャンネル)選択、妨害排除能力
 - 帯域(バンド)選択
 - チャンネル選択
- 検波(RF信号からベースバンド信号へ)
 - 直交検波
- 復調(検波信号から源情報を復元)
 - 搬送波再生
 - タイミング再生

低雑音増幅

- 無線通信、とくに携帯通信では送受信点間の電波の減衰量は100dBを超える場合がある
- 受信機は、このような大きな減衰を補い、復調に必要なレベルまで信号を増幅する必要がある
- しかし同時に受信機は、他ユーザ向けの信号が重畳された環境で動作しなければならず、線形性を保つ工夫が必要である
- 一方で受信機の消費電力は、携帯端末の待受け時間を大きく左右するので、できるだけ小さいことが望ましい

高利得

低雑音

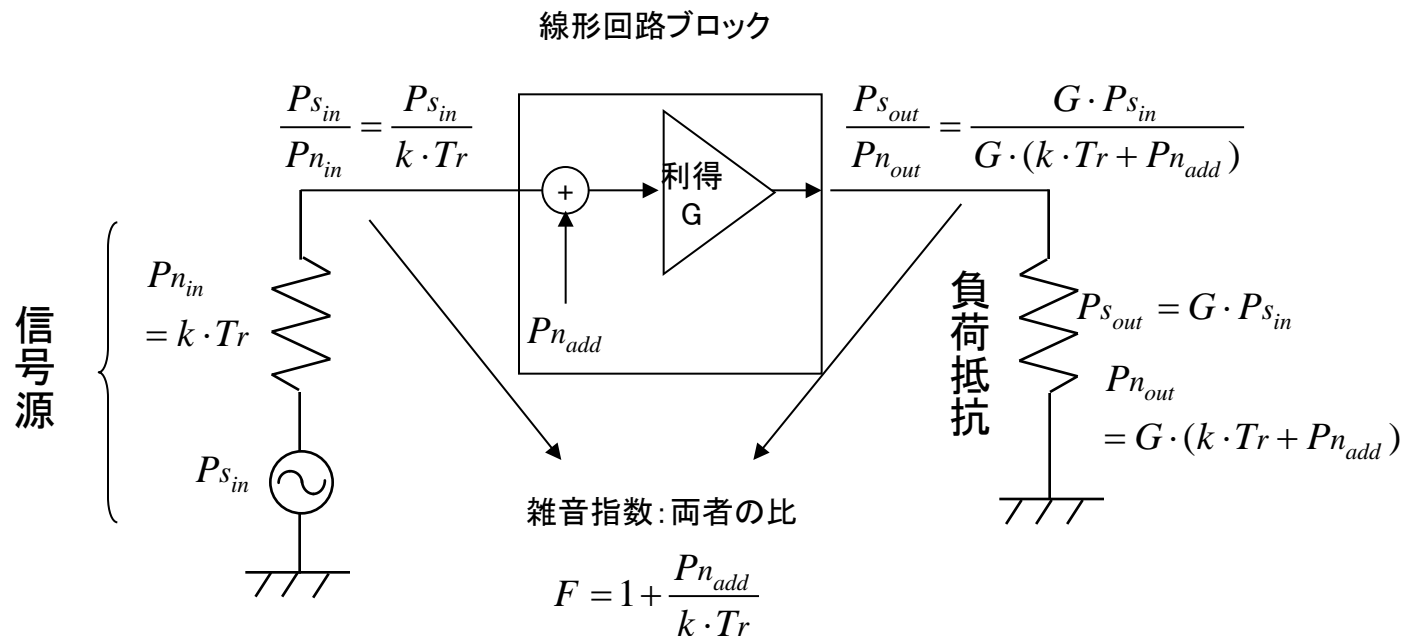
線形性

低消費電力

雑音指数

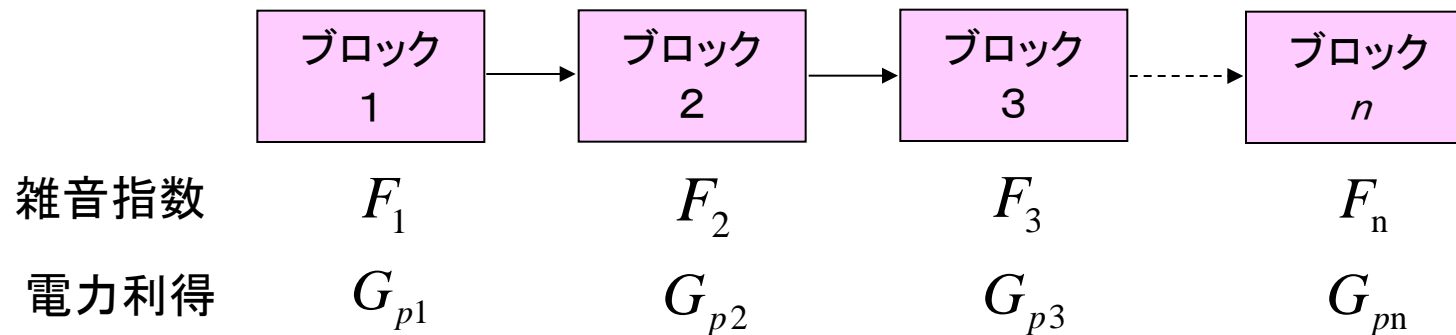
- 雑音指数 F は自然界に存在する熱雑音電力 N_{th} に対して、受信機で追加された雑音の増加割合を示す

$$F = \frac{N_{th} + N_{add}}{N_{th}} = 1 + \frac{N_{add}}{N_{th}} \quad N_{th} = \int_{f_1}^{f_1+B} kT df = kTB$$



受信機の雑音指数

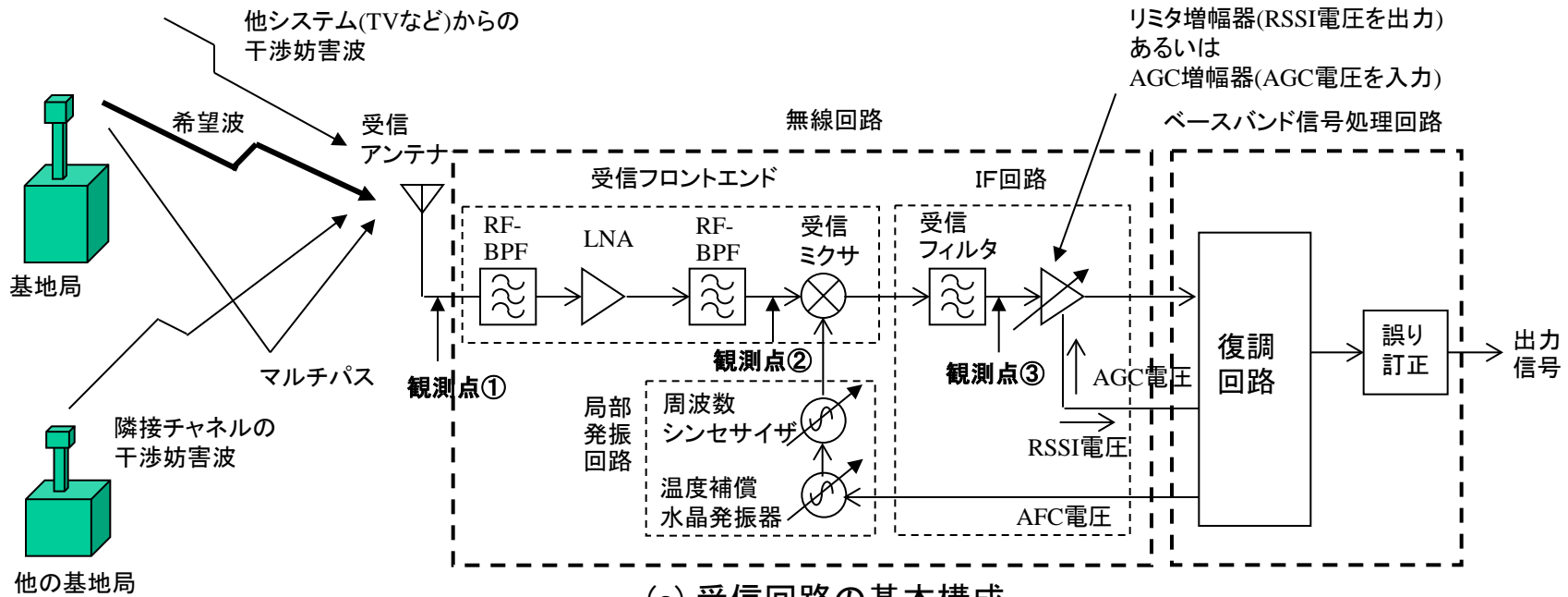
- 回路が多段接続された場合の入力換算総合雑音指数は以下のように算出される



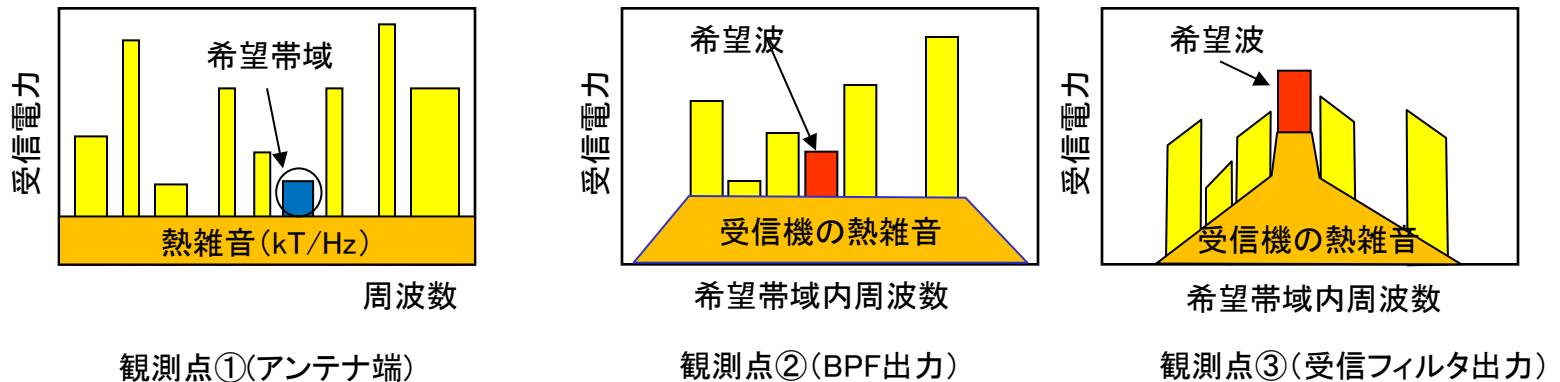
総合雑音指数
$$F_t = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{p1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{p1} \cdot G_{p2}} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_{p1} \cdot \dots \cdot G_{p_{n-1}}}$$

- ただし、受信機の雑音性能は帯域やチャネル選択フィルタが挿入された状態で決定され、雑音電力は周波数領域で積分された等価帯域幅による電力とする必要がある

受信選択機能と熱雑音



(a) 受信回路の基本構成



(b) 希望波選択の様子

周波数(チャネル)選択、妨害波排除能力

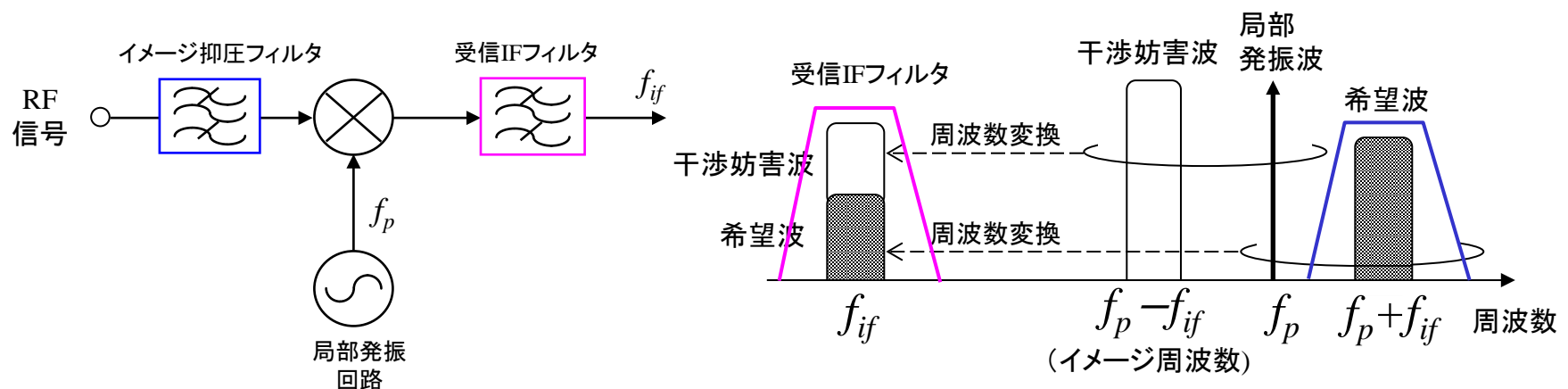
- 無線通信では、希望波に対して
 - ① 同一周波数の干渉波
 - ② 隣接チャネルの干渉波
 - ③ 隣接バンドを用いるシステムからの干渉などが妨害を与える

- これらに対して
 - ① → 復調器の耐干渉性向上
 - ② → チャネル選択フィルタ
 - ③ → バンド選択フィルタで妨害を軽減する

- さらに受信機でミクサを使うことから生じるスプリアス受信の抑圧にも対策が必要である

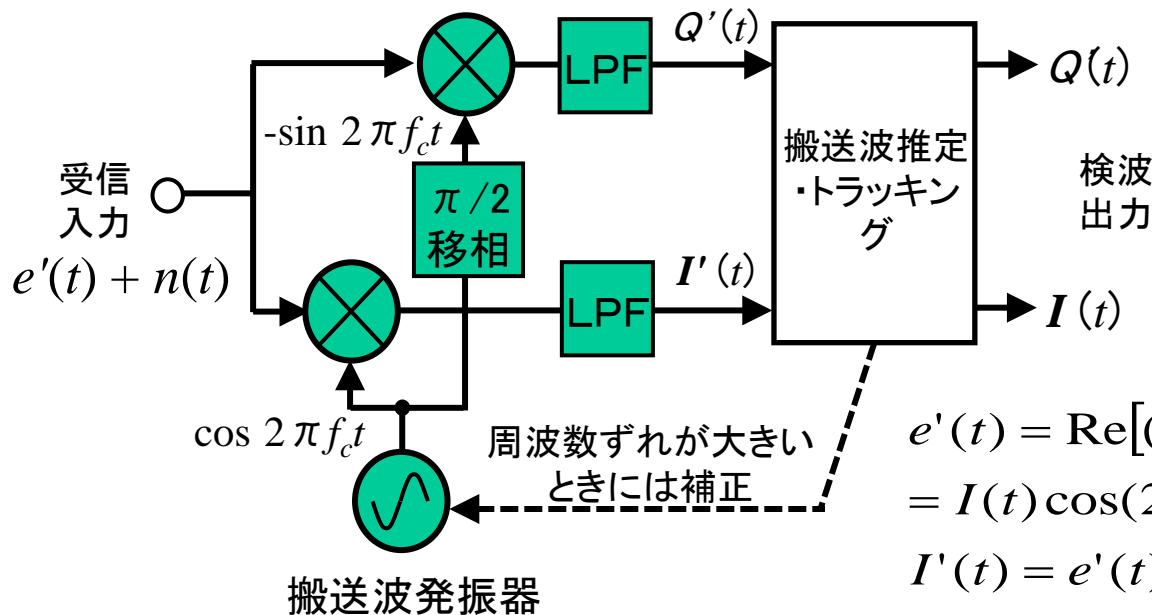
スプリアス受信の抑圧

- 受信機ではRF信号をベースバンド信号に変換するためミキサを使用するが、この時スプリアス受信に注意する必要がある
- 代表的なスプリアス受信として、イメージ受信がある
イメージ受信を防止するためには、受信ミキサの前段にイメージ周波数を減衰させるフィルタが必要である
- 直接変換受信機ではRF信号をベースバンド信号に直接変換するためイメージ受信は原理的に発生しないが、直流利得が大きいのでDCオフセット出力の問題を解決する必要がある



直交検波器

- 直交検波器は搬送波と受信信号の複素積演算により複素包絡線検波を行うが、このために受信側で正確な搬送波周波数と位相を再生するための推定・追従回路(アルゴリズム)が必要

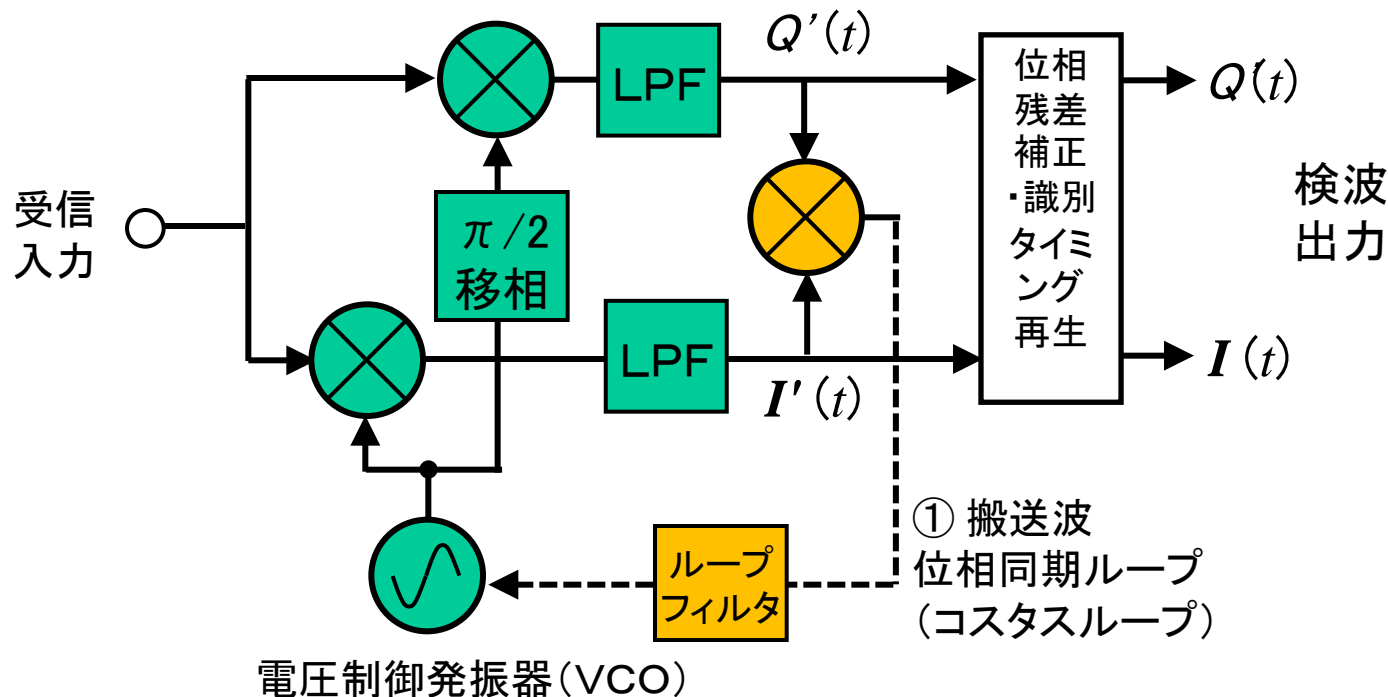


$$\begin{aligned}
 e'(t) &= \text{Re}[(I(t) + jQ(t)) \exp(2\pi f_c t + \Delta\phi)] \\
 &= I(t) \cos(2\pi f_c t + \Delta\phi) - Q(t) \sin(2\pi f_c t + \Delta\phi) \\
 I'(t) &= e'(t) \cos\{2\pi(f_c + \Delta f)t\} \\
 Q'(t) &= e'(t) \sin\{2\pi(f_c + \Delta f)t\} \\
 I(t) &= \text{Re}[I' \exp j(-2\pi\Delta f - \Delta\phi)] \\
 Q(t) &= \text{Re}[Q'(t) \exp j(-2\pi\Delta f - \Delta\phi)]
 \end{aligned}$$

搬送波周波数と位相の再生

● 搬送波周波数と位相を再生するためのアルゴリズム

- ① デジタル変調波の信号点が離散的であることを用いる
→ QPSK, QAM コスタスループなど
- ② 送信時にパイロット信号を一定間隔で挿入し、これを参照する
→ 多値QAM, OFDM 標準規格に織り込み



受信機の構成

- 受信機では受信される多くの無線信号から**希望の信号を確実に選択**しつつ、**低雑音高利得増幅**する能力が必要
- RF帯域で大きな利得($\sim 100\text{dB}$)と高い選択度を安定に得ることは困難なため、より低い中間周波数(IF)に変換し、周波数選択フィルタを多段化する構成が用いられてきた

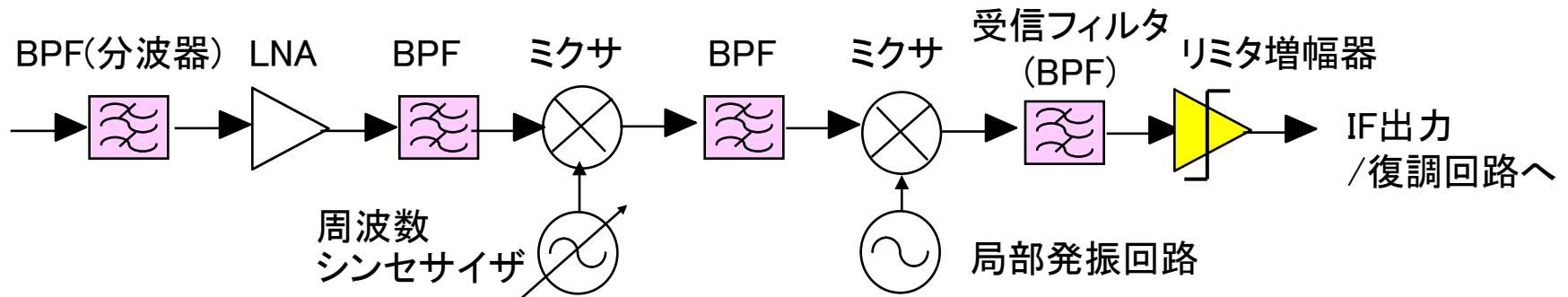
スーパーヘテロダイン構成

- 最近ではRF帯域からベースバンド(BB)に直接変換し、受信機をワンチップ化する構成が増えている

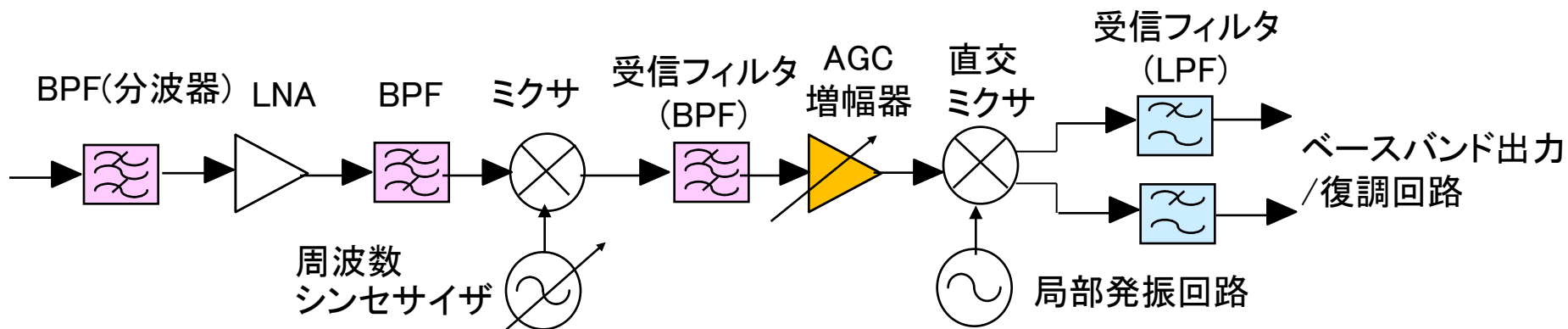
ダイレクトコンバージョン構成

スーパーヘテロダイン構成

- **FDMA**や**狭帯域TDMA**などの狭帯域システムでは、**高いチャンネル選択度**が必要なため、フィルタを多段化する



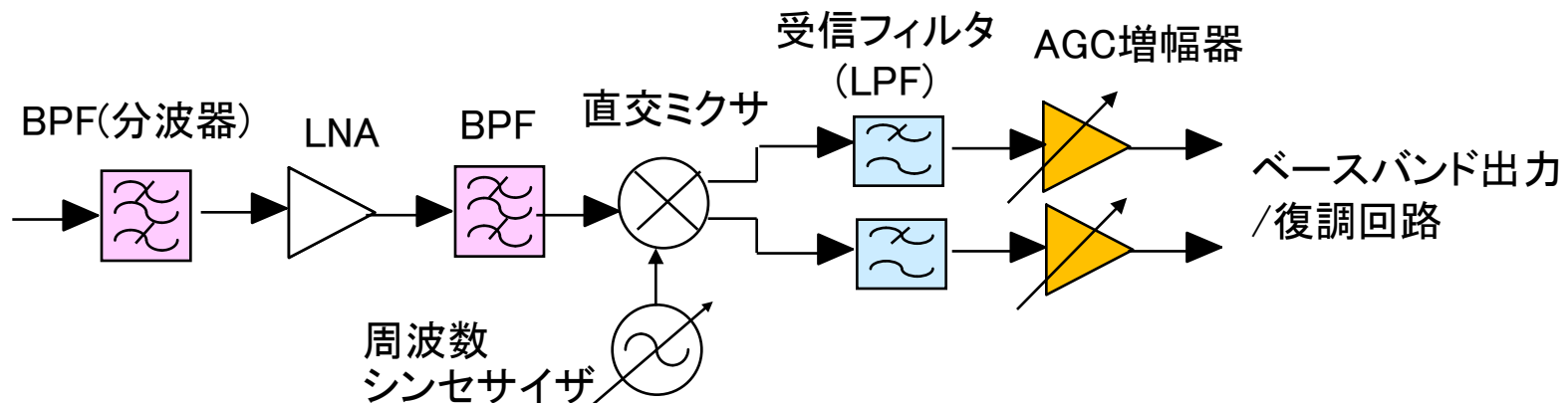
(a) ダブルコンバージョン方式 (PDC方式の例)



(b) シングルコンバージョン方式 (GSM方式, CDMA方式の例)

ダイレクトコンバージョン構成

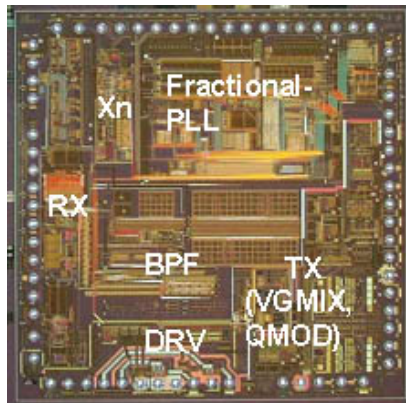
- CDMAや広帯域TDMAなどキャリア帯域幅が広いシステムでは、**チャンネル選択への要求が緩和される**
- ベースバンドへ直接変換することで、IC化が容易になり、部品点数が大幅に削減される
- 直流利得が大きいののでDCオフセット出力の問題を解決する必要がある



(c) ダイレクトコンバージョン方式 (GSM方式, CDMA方式の例)

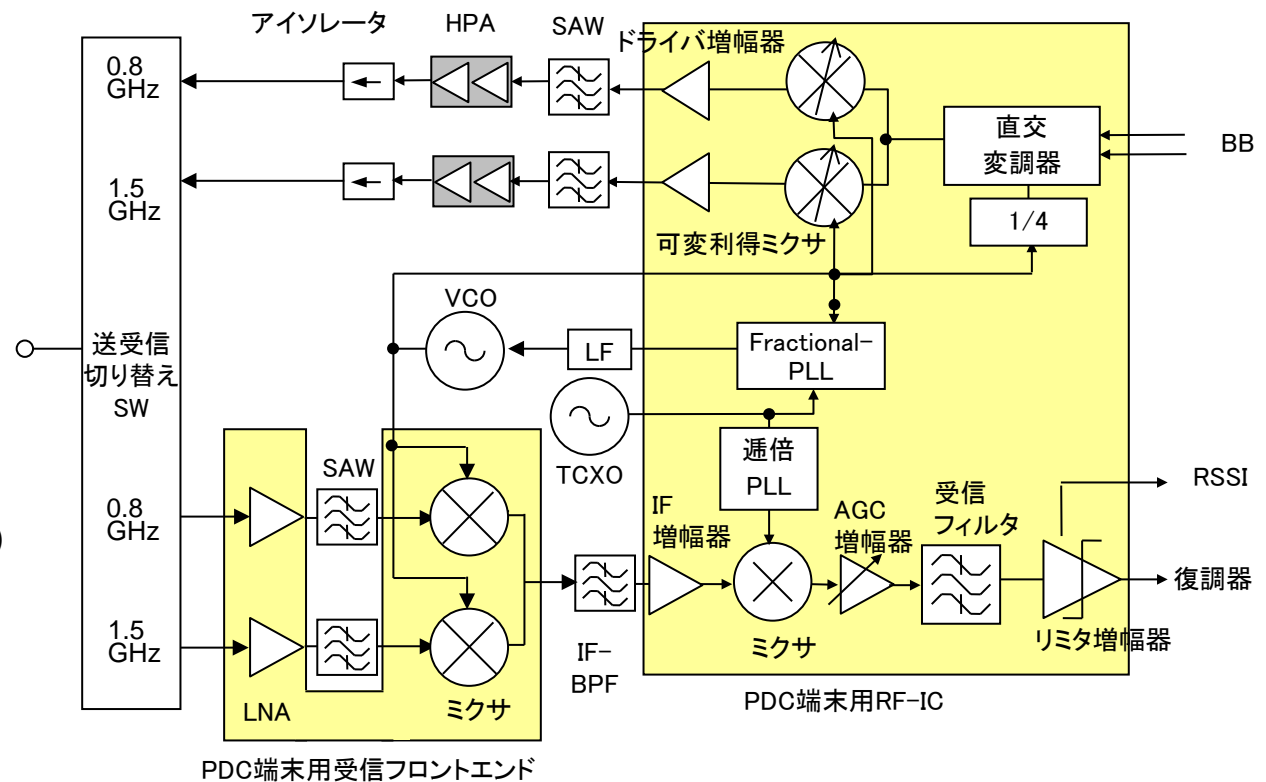
PDC端末用RF-ICと無線回路のブロック図

- 変調器、受信フロントエンド、IF回路、周波数シンセサイザ回路をIC化(2バンド対応)



3.35mm角

- RX : 受信回路 (受信フィルタを除く)
- BPF: 受信フィルタ
- xn : 逡倍PLL
- DRV: ドライバ増幅器
- TX : 送信回路
- VGMIX: 可変利得ミクサ
- QMOD: 直交変調器



端末のマルチバンド化(1)

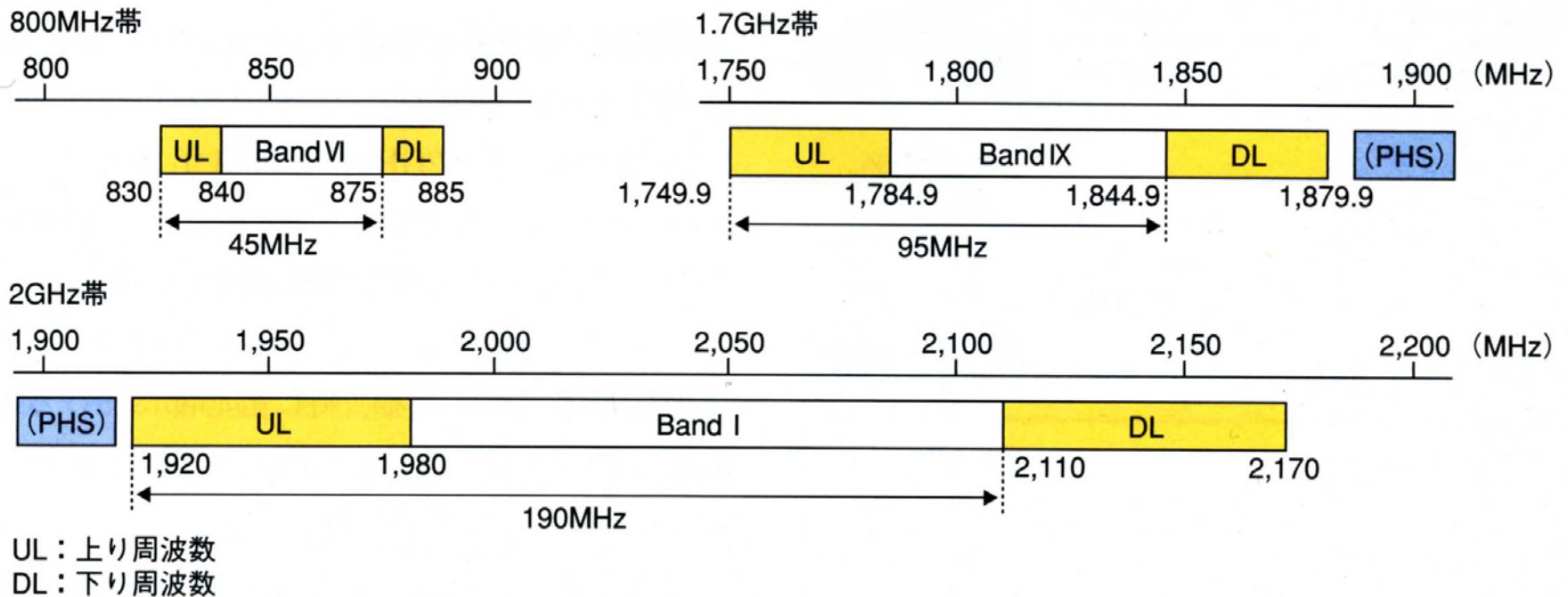
- 第3世代携帯電話システムでは当初からの共通バンドである2 GHz帯(I)に加えて、下記の帯域が地域別に使用されている

表1 3GPP周波数帯域

Band	上り周波数	下り周波数	送受間隔	備考
I	1,920 ~ 1,980MHz	2,110 ~ 2,170MHz	190MHz	欧州, 日本
II	1,850 ~ 1,910MHz	1,930 ~ 1,990MHz	80MHz	米国
III	1,710 ~ 1,785MHz	1,805 ~ 1,880MHz	95MHz	欧州
IV	1,710 ~ 1,755MHz	2,110 ~ 2,155MHz	400MHz	米国
V	824 ~ 849MHz	869 ~ 894MHz	45MHz	米国
VI	830 ~ 840MHz	875 ~ 885MHz	45MHz	日本
VII	2,500 ~ 2,570MHz	2,620 ~ 2,690MHz	120MHz	欧州
VIII	880 ~ 915MHz	925 ~ 960MHz	45MHz	欧州
IX	1,749.9 ~ 1,784.9MHz	1,844.9 ~ 1,879.9MHz	95MHz	日本

端末のマルチバンド化(2)

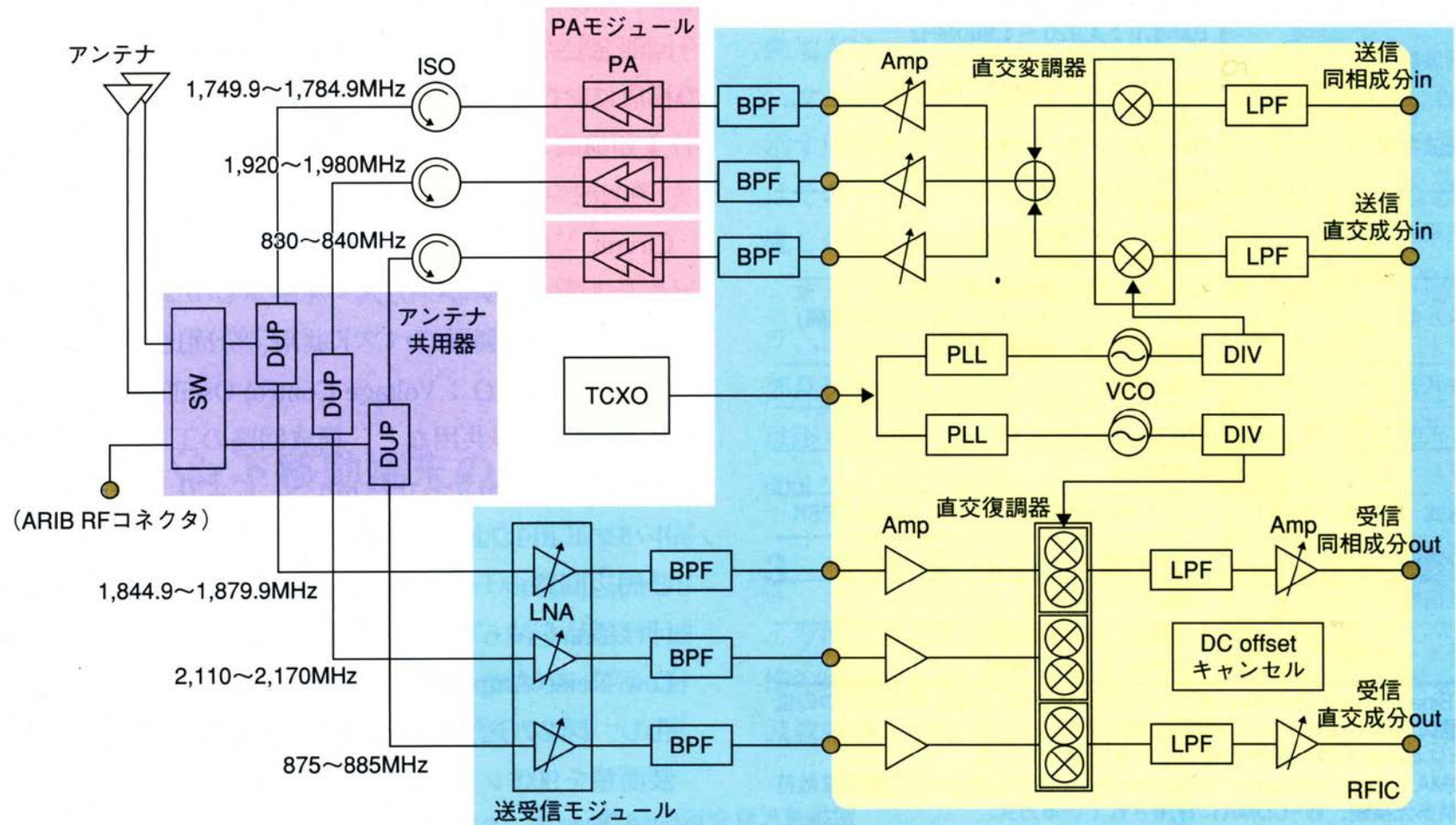
- 現在の日本の携帯電話システムでは2GHz帯に加えて800MHz、1.5GHz、1.7GHz帯が使用されており、端末は3～4バンド対応となっているが、第4世代では今後さらに**700MHz帯**、**3GHz帯**が割当てられる予定である



日本における第3世代携帯電話端末の割当周波数

マルチバンド端末の構成例

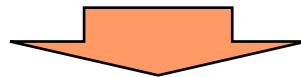
- アンテナは3周波数兼用、送信機・受信機はRF部個別の構成



(NTTドコモテクニカル・ジャーナルから転載)

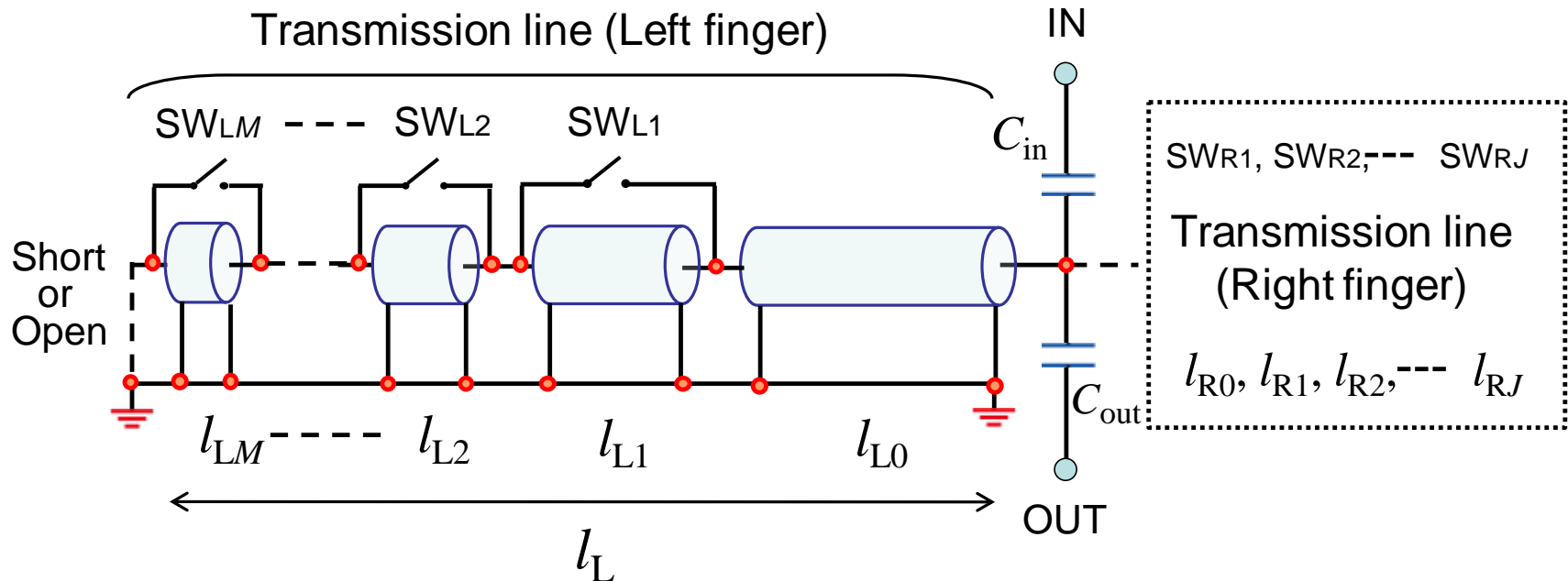
可変周波数フィルタ

- 従来の可変フィルタ用回路
 - アナログ可変素子(バラクタDiode)を使用する方法
 - ・ 制御特性の**温度依存性**が周波数特性に影響
 - ・ Qが低いため多段化した場合の**挿入損失**が大きい
 - ・ D-Aコンバータなど**制御回路が必要**
 - RFスイッチにより伝送線路を切替る方法
 - ・ 挿入損失は小さく、中心周波数も安定
 - ・ 周波数**切替数**に応じて**多数の伝送線路が必要**となり、回路面積が増加するため**小形化・コスト面**が課題



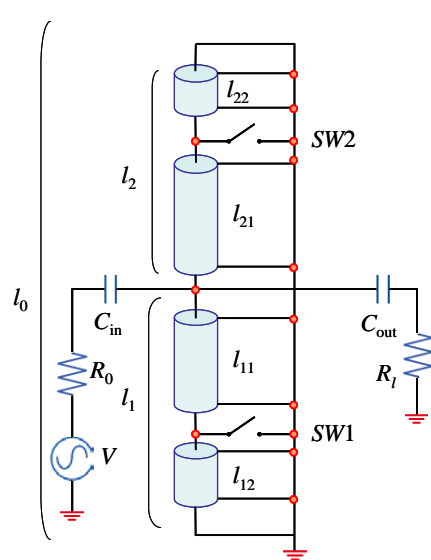
RFスイッチにより伝送線路を切替るデジタル可変の回路を基本とするが、周波数切替数による回路面積の増加を伴わず、**最小のスイッチ数で実現できる構成**を検討する

Nビットデジタル可変周波数共振器／フィルタ

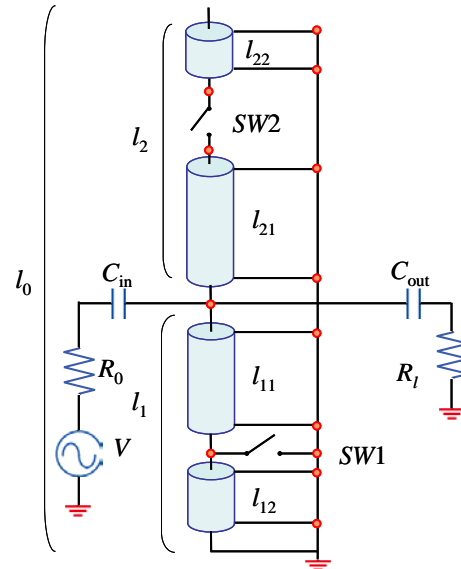


- ① 低損失の伝送線路の中間にタップを設け入出力に結合した共振器構造
- ② 伝送線路の各フィンガ上にN個のRFスイッチを配置して線路長を可変することで、**2^Nのデジタル周波数可変数**を実現
- ③ 伝送路長は最低共振周波数で決定され、周波数切替数によらない
このため最もコンパクトな回路が実現できる

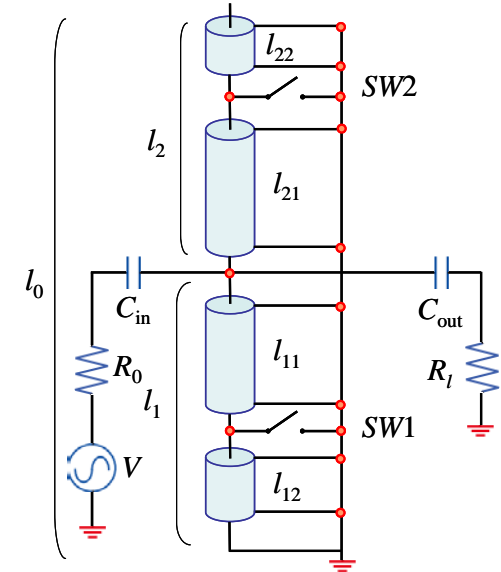
2ビット可変周波数共振器の構成法



$\lambda/2$ 伝送線路型



$\lambda/4$ 伝送線路型



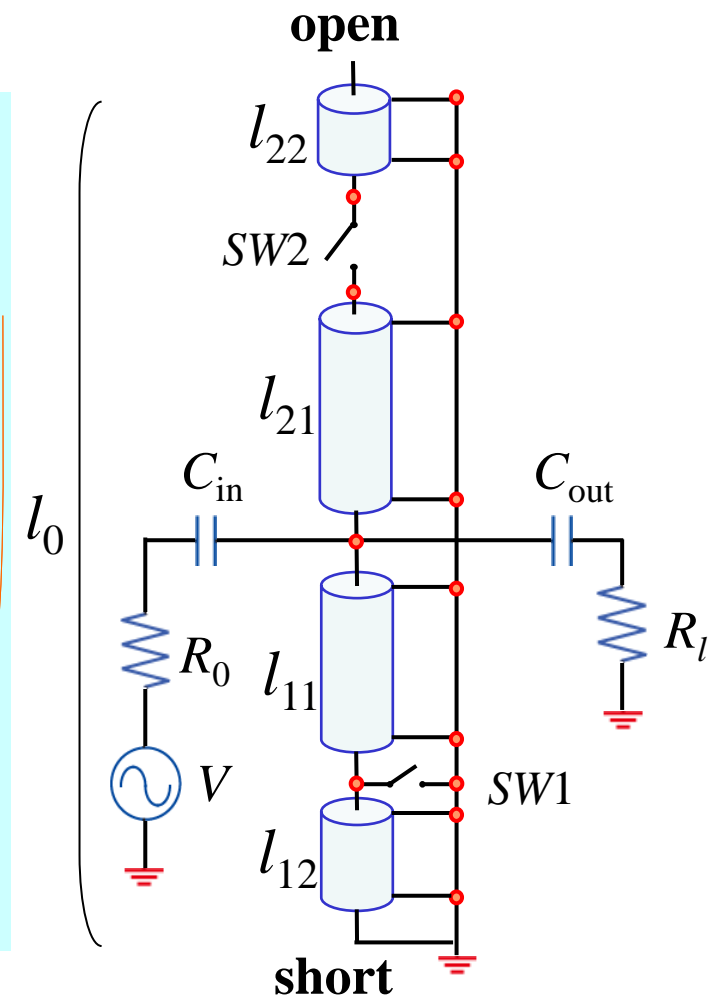
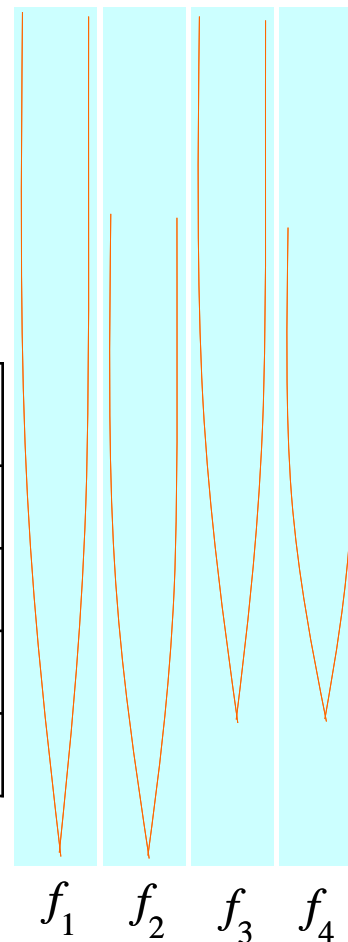
$\lambda/2 + \lambda/4$ 伝送線路型

- ◆ 終端の境界条件を組み合わせることで3種類の構成法が可能
- ◆ 周波数可変帯域幅や通過阻止周波数、小型化など目的に応じた構成法を選択することで様々な用途に適用可能
- ◆ $\lambda/4$ 伝送線路型は小形化に有利

2-ビット 可変周波数共振器

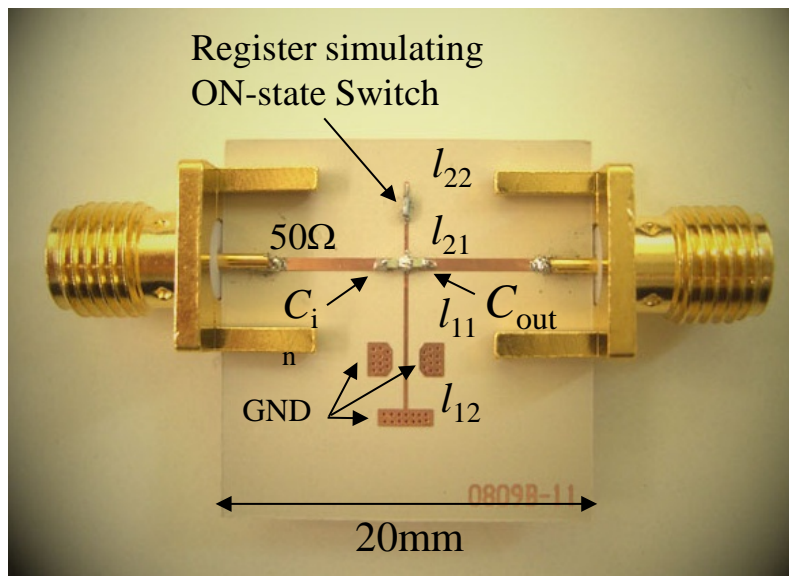
伝送線路上のスイッチの
ON/OFFを切替えることで
4通りの共振周波数を選択

共振周波数	SW1	SW2	伝送線路長
f_1	OFF	ON	$l_{11} + l_{12} + l_{21} + l_{22}$
f_2	OFF	OFF	$l_{11} + l_{12} + l_{21}$
f_3	ON	ON	$l_{11} + l_{21} + l_{22}$
f_4	ON	OFF	$l_{11} + l_{21}$

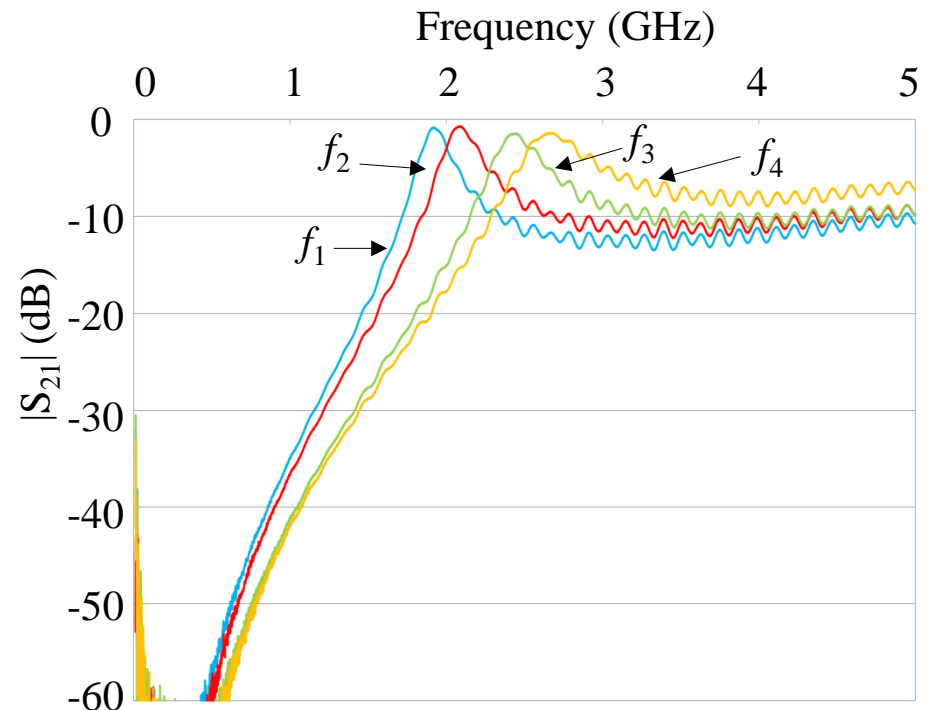


高誘電率プリント基板上に作成した2ビット可変共振器

- ◆ 小型化に適した $\lambda/4$ モード可変周波数共振器を
高誘電率プリント基板上の**マイクロストリップ線路**を用いて構成

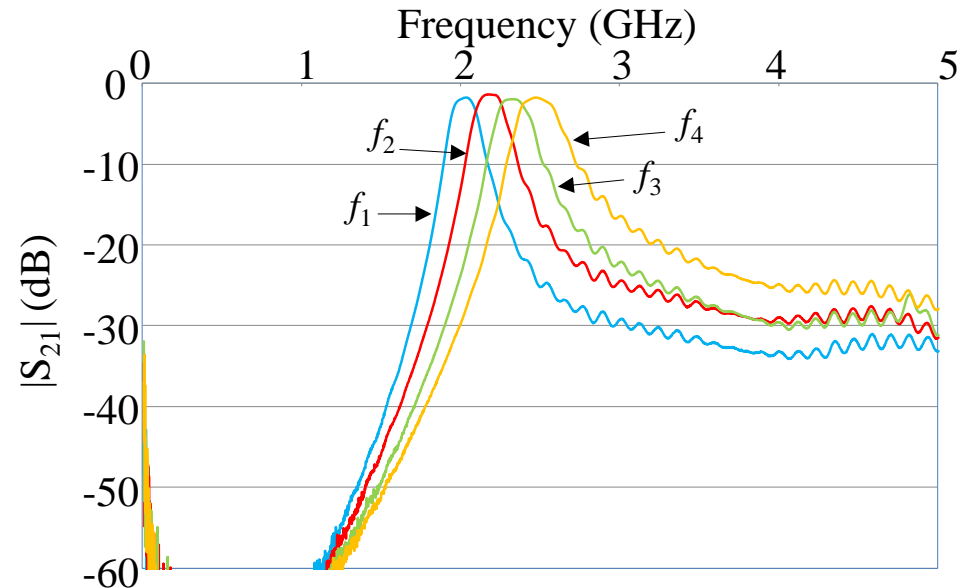
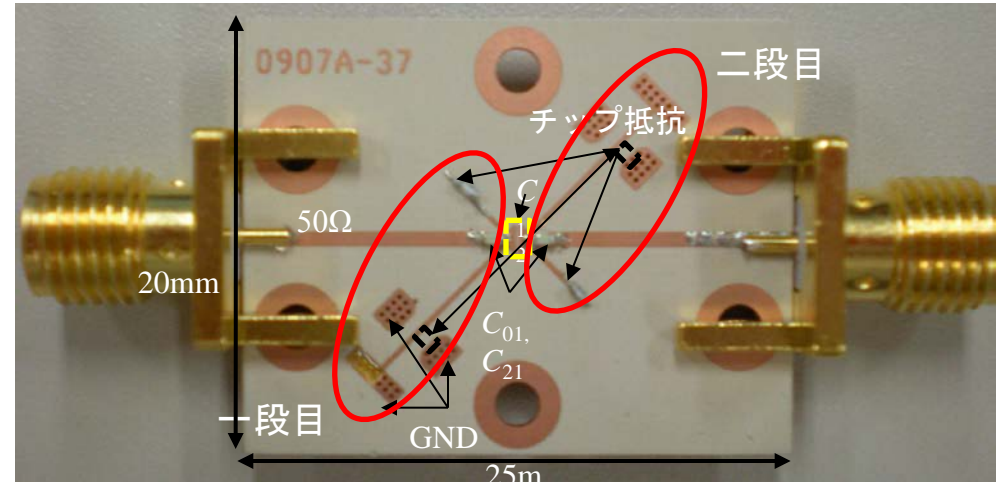
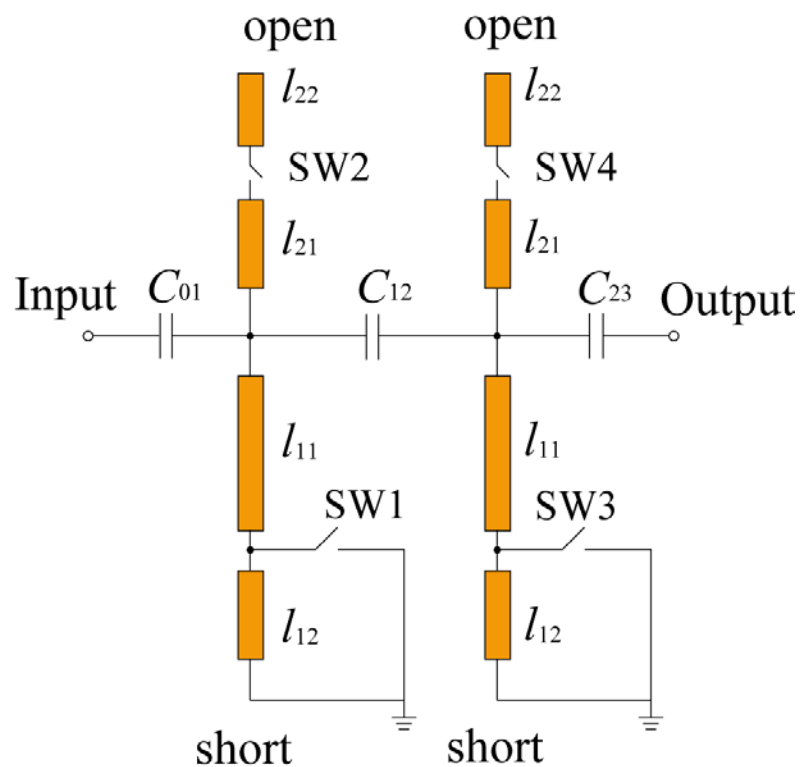


Circuit in f_1 frequency resonant mode



2段2ビット可変バンドパスフィルタ

◆2ビット $\lambda/4$ モード可変周波数共振器を2段縦続接続することで2ビット可変周波数BPFを低損失で実現



2段3ビット可変バンドパスフィルタ

◆3ビット $\lambda/4$ モード可変周波数共振器を2段縦続接続することで、**8周波切替可能**な3ビット可変周波数BPFを**1dB以下の低損失**で実現

