

国内用CDMA携帯端末の小型化に貢献する SAWアンテナ分波器

野口 和繁
坂本 信義

寺田 智
駒崎 友和

アンテナ分波器 (Duplexer) は送信系、受信系を分ける送受同時通話を可能としたアンテナに繋がるフロントエンド部品に用いられる。近年、海外および国内用の携帯端末方式においては広帯域フィルタが必要で、通常この帯域を2分割するスイッチング回路を用いた (図1) 帯域分割型アンテナ分波器等が用いられている。また、国内用Code Division Multiple Access (以下CDMAと略す) 方式を用いた携帯端末においては、GPS等の付加機能を搭載したモデルの開発が行われている。このため、現状の携帯端末の外形寸法を大きくすることなく、性能向上を図ると共に個別部品に対する小型化の要求が高くなっている。本稿では、従来方式の帯域分割型に比べて、小型化に適したフルバンド型Surface Acoustic Wave (以下SAWと略す) アンテナ分波器を開発したので報告する。

小型化の検討

従来、国内用のCDMA方式を用いた携帯端末には広帯域なために、帯域分割型が使われている。一般的にSAWフィルタは、特定の周波数だけを通過させるバンドパスフィルタにおいて800MHzの周波数帯域ではインピーダンス整合条件から25~30MHz程度の帯域幅を確保するのが限度であった。国内用CDMA方式の仕様は送受信共に14MHzのスペースを挟んで、全帯域38MHzの帯域幅である。そこで、帯域分割型はこの14MHzのスペースを有

効利用して表1および、図2に示すような周波数帯域で設計を行っている。これにより、帯域幅が14MHz、10MHzと狭く、送受信帯域の間隔が41MHzになるので、SAW共振器における電極パターン幅の寸法精度を考慮すると減衰特性を急峻としなくても設計可能である。これに対し、フルバンド型は38MHzと帯域幅が広いにも関わらず、送受信帯域の間隔が17MHzと狭く、ノイズ低減のために急峻な減衰特性のフィルタが必要となる。しかし、今回の検討結果から38MHzの広帯域でもある程度のインピーダンス整合が可能となった。また、小型化を進めていく

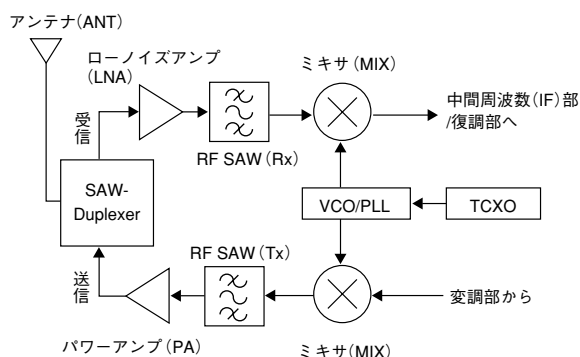


図1 一般的な携帯電話無線部ブロックダイアグラム

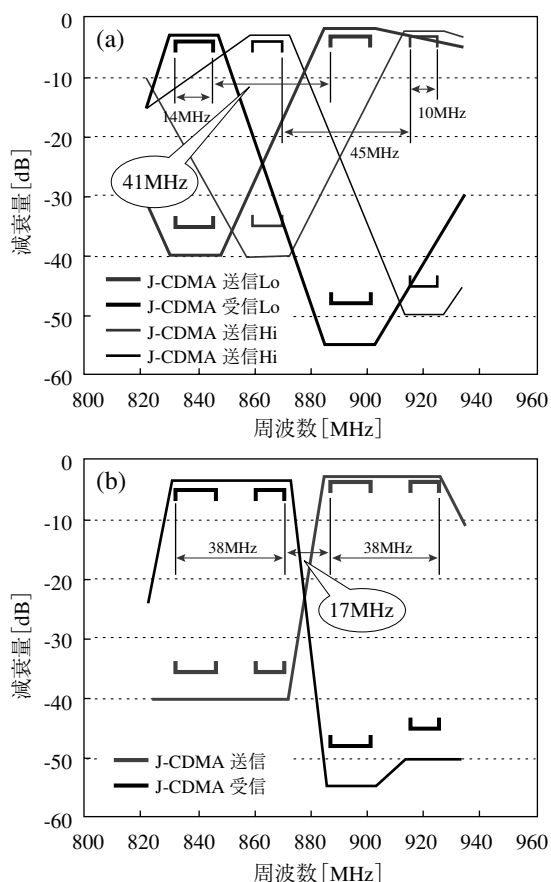


図2 J-CDMAの帯域分割型 (a) とフルバンド型 (b) の減衰帯域周波数比較

表1 J-CDMAの帯域分割型とフルバンド型の帯域周波数比較

		帯域分割型		フルバンド型
		Low-Side	High-Side	
送信側	中心周波数	894MHz	920MHz	906MHz
	通過帯域幅	14MHz	10MHz	38MHz
	通過帯域	887～901MHz	915～920MHz	887～925MHz
	減衰帯域	832～846MHz	860～870MHz	832～870MHz
受信側	中心周波数	839MHz	865MHz	851MHz
	通過帯域幅	14MHz	10MHz	38MHz
	通過帯域	832～846MHz	860～870MHz	832～870MHz
	減衰帯域	887～901MHz	915～925MHz	887～925MHz
送受信帯域間隔		41MHz	45MHz	17MHz

上で帯域分割型は切換え用スイッチング素子があることで限界があり、さらにそれ自体による特性劣化もあるため、フルバンドによる検討を行った。

送信および受信フィルタの回路構成

本検討では従来の回路構成を基に所望の周波数帯域に減衰極を設けられる有極型回路構成を送信（Tx）フィルタ、受信（Rx）フィルタ共に用いた¹⁾。従来の有極型回路構成を基にした送信側フィルタの減衰特性を図3に示す。また、新たにインダクタを追加したことにより、通過帯域低域側の減衰を急峻にする送信側フィルタの回路構成を図4に、その減衰特性を図5に示す。両者を比較すると、送信帯域と受信帯域の間（870～887MHz）で3dB損失と38dB減衰量の周波数差に着目すると、14.4MHzだったものが12.8MHzとなる。また、図3、図5の減衰特性に

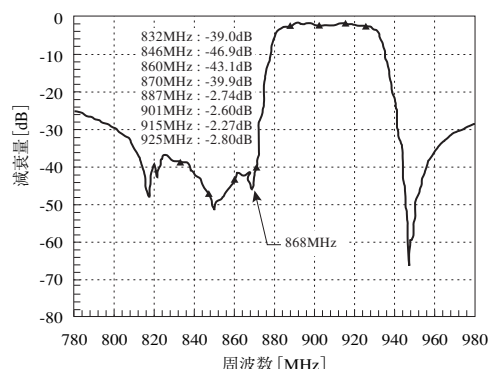


図3 従来の有極型を用いた送信側フィルタ減衰特性

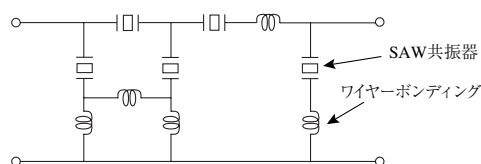


図4 通過帯域低域側傾斜を急峻にする新有極型回路構成

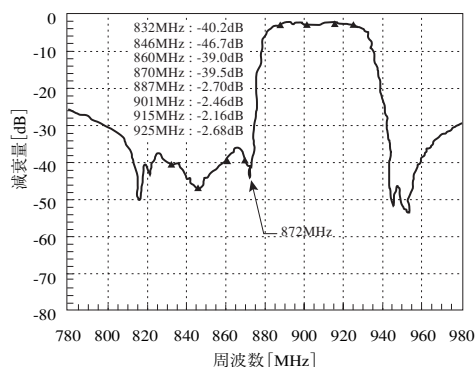


図5 新有極型回路構成を用いた送信側フィルタ減衰特性

おいて、通過帯域低域側減衰極が868MHzから872MHzへと通過帯域に近づいたにも関わらず、低域側損失が-2.74dBから-2.70dBへと改善され、急峻な減衰特性になり有極型回路の効果を示している。

次に、従来の回路構成を基にした受信側フィルタの減衰特性を図6に示す。また、有極型回路構成により送信帯域を高減衰量にする受信側フィルタの回路構成を図7に、その減衰特性を図8に示す。両者を比較すると、送信帯域（887～925MHz）において減衰量が-45.3dBだったものが-50.8dBとなり、受信側においても有極型回路の効果を示している。

SAWアンテナ分波回路の設計

携帯電話に用いられるアンテナ分波器のほとんどは送受同時通話可能なフィルタでなければならないため、送

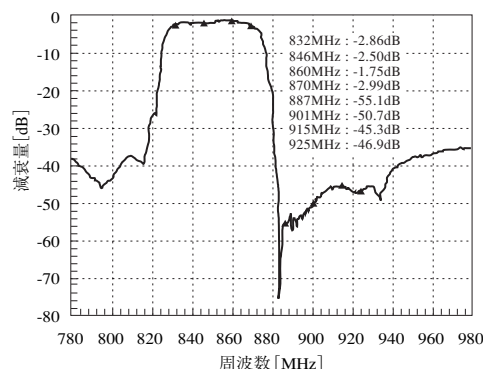


図6 一般的なSAW共振器を用いた受信側フィルタ減衰特性

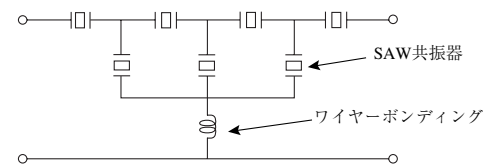


図7 通過帯域高域側を高減衰量にする有極型回路構成

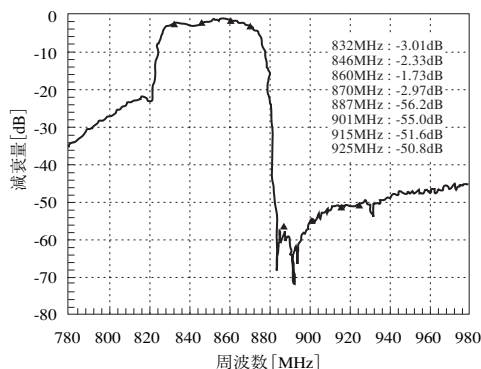


図8 有極型回路構成を用いた受信側フィルタ減衰特性

信号の受信帯域への漏洩、受信信号の送信帯域への漏洩が少なくなるよう設計しなくてはならない。よって、分波線路を含む送信用フィルタのインピーダンス (Z_t) および、分波線路を含む受信用フィルタのインピーダンス (Z_r) のインピーダンス条件は、送信帯域周波数 (887~925MHz) で

$$Z_t = Z_0 \ll Z_r$$

受信帯域周波数 (832~870MHz) で

$$Z_r = Z_0 \ll Z_t$$

である。ただし、 $Z_0 = 50 [\Omega]$ 。

アンテナ分波器において受信用フィルタが送信用フィルタに影響を及ぼさない条件は次のようにして求められる。まず、図9に示すANT端からみた送信系ルート (分波線路を含む送信用フィルタ) をみた入力インピーダンス $Z_{IN}(L_t)$ は次式で与えられる。

$$Z_{IN}(L_t) = (\cos \theta + j \sin \theta / (Z_{IN}(T_x))) / ((\cos \theta / (Z_{IN}(T_x)) + j \sin \theta)) \quad \dots (1)$$

ここで $\theta = \beta L$; L は線路長, $\beta = 2\pi/\lambda$, L_t は送信側の分波線路長, $Z_{IN}(T_x)$ は送信用フィルタの入力インピーダンスである。この分波線路の線路長を $\lambda/4$ 長とするとこの位相 β は $\pi/2$ となり、この分波線路はジャイレータになる。このジャイレータの場合、式 (1) は次式のようにになる。

$$Z_{IN}(L_t) = 1 / (Z_{IN}(T_x)) \quad \dots (2)$$

すなわち、 $Z_{IN}(T_x) = 0$ の場合、 $Z_{IN}(L_t) = \infty$ となり受信系ルートへの干渉はなくなる。しかし、実際は $Z_{IN}(T_x) = 0$ とはならない。ここで $Z_{IN}(T_x)$ が小さい場合、 $\theta = \pi/2 + \Delta\theta$ になったとすると式 (1) は次式のようにになる。

$$Z_{IN}(L_t) = (-\sin \Delta\theta + j \cos \Delta\theta / (Z_{IN}(T_x))) / ((\sin \Delta\theta / (Z_{IN}(T_x)) + j \cos \Delta\theta)) \quad \dots (3)$$

式 (3) において、送信用フィルタの入力インピーダンス $Z_{IN}(T_x)$ が小さい場合、受信用フィルタに影響を及ぼさない条件は次式で与えられる。

$$\tan \Delta\theta = -1 / Z_{IN}(T_x) \quad \dots (4)$$

すなわち、 $Z_{IN}(T_x)$ が小さい場合、分波線路の線路長を $\Delta\theta$ だけ補正すれば $Z_{IN}(T_x) = 0$ の場合と同様に受信系ルート (分波線路を含む受信用フィルタ) に影響を及ぼさないよう設計できる。これは図10に示す送信フィルタ単体のインピーダンス特性がスミスチャート上で、ほぼ相手側の受信帯域において0に近い位置にあった。これに対し、分波線路を挿入したことにより時計回りに位相回転されて図11に示すように相手側の受信帯域が無限大に近い位置へと移動することが検証できる。また、受信系ルートにおいても送信系ルート同様、分波線路を挿入することを考えてみる。受信フィルタ単体のインピーダンス特性はスミスチャート上で、送信系ルート (分波線路を含む送信用フィルタ) のインピーダンス特性ほどではないが、送信帯域が比較的無限大に近い位置にある (図12)。これに分波線路を入れてさらに無限大に近づけるためには送信側に挿入した分波線路よりも長い線路長を有することとなる。また、インピーダンス的には理想状態となり、実際は相手の送信側に影響を与えないように設計できるが、逆に分波線路による寄生インピーダンスの損失等により、受信側自体の帯域内損失が増大する恐れがある。そこで、インピーダンス的には理想状態と

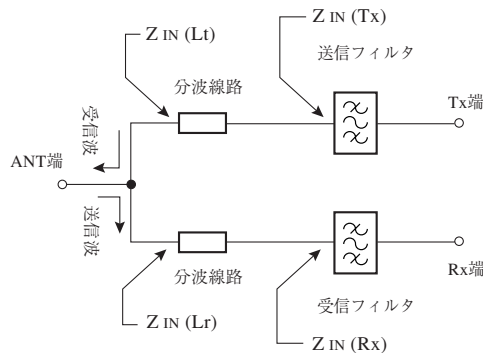


図9 SAWアンテナ分波器の構成

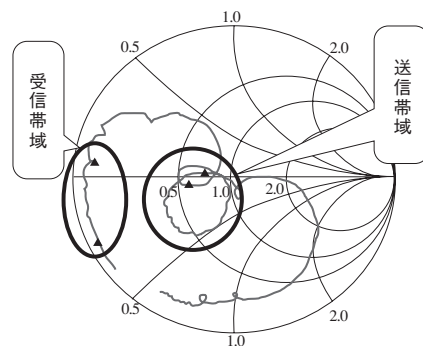


図10 送信フィルタ単体のインピーダンス特性

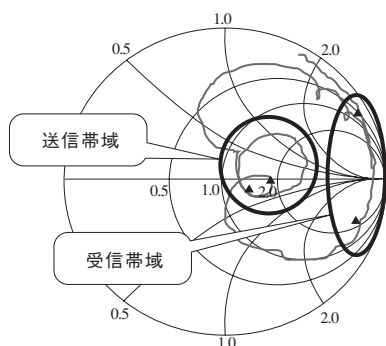


図11 分波線路と送信フィルタ単体のインピーダンス特性

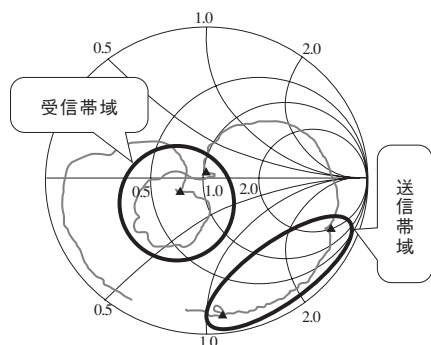


図12 送信フィルタ単体のインピーダンス特性

はならないが、受信フィルタ単体のインピーダンス特性をスミスチャート上で位相回転をおさえた接続線で分波線路を受信側に挿入した設計を行った。

設計試作結果

有極型回路構成を用いたSAWフィルタを同一チップ上にパターン配置し、各々端子に整合回路を含めたパッケージ（9.5×7.5×1.5mm）に搭載した。試作したフルバンド型の国内向けCDMA方式SAWアンテナ分波器の減衰特性とシミュレーション結果を図13に示す。送信帯域と受信帯域の間隔が狭いにも関わらず、近傍の減衰特性が十分確保できていることが解る。送信側は挿入損失2.4dB、減衰量39dB、アイソレーション58dB、受信側は挿入損



写真1 国内用CDMA方式SAWアンテナ分波器

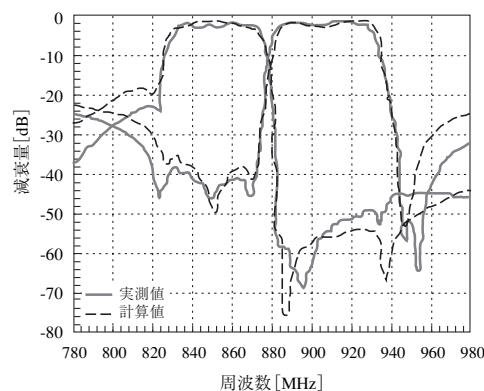


図13 国内用CDMA方式SAWアンテナ分波器の減衰特性および、シミュレーション結果

失3.0dB、減衰量50dB、アイソレーション40dBの減衰特性が得られた²⁾。

まとめ

SAWフィルタを用いたアンテナ分波器の設計法およびその試作結果について述べた。また、有極型回路の利点を用いて減衰極を操作することにより、傾斜特性を急峻にすることが可能となった。これにより、国内用CDMA方式の分割型とフルバンド型の設計し易さの違いを克服し、広帯域かつ、送受信間隔の極めて狭いアンテナ分波器の実現がSAWフィルタを用いて可能となった。

今後、更なる小型化・高性能化が期待されるが、小型化により負担が想定される耐電力膜対策の検討が必要となる。 ◆◆

参考文献

- 1) 島村一 他：「共振器形SAWフィルタの一形式」信学会，基礎・境界，A-11-13，p.288，1997年
- 2) 野口和繁 他：「J-CDMA用SAWアンテナ分波器の検討」信学会，基礎・境界，A-11-11，p.179，2001年

●筆者紹介

野口和繁：Kazushige Noguchi.シリコンソリューションカンパニー LSI事業部 SAW事業推進部 設計チーム
寺田智：Satoshi Terada.シリコンソリューションカンパニー LSI事業部 SAW事業推進部 設計チーム
坂本信義：Nobuyoshi Sakamoto.シリコンソリューションカンパニー LSI事業部 SAW事業推進部 設計チーム
駒崎友和：Tomokazu Komazaki.株式会社テクノコラージュ 技術支援部