

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2006-14165

(P2006-14165A)

(43) 公開日 平成18年1月12日(2006.1.12)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
H03H 9/64 (2006.01)	H03H 9/64 Z	5J097
H03H 9/145 (2006.01)	H03H 9/145 D	
H03H 9/25 (2006.01)	H03H 9/25 C	

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2004-191366 (P2004-191366)	(71) 出願人	000002369
(22) 出願日	平成16年6月29日 (2004.6.29)		セイコーエプソン株式会社
			東京都新宿区西新宿2丁目4番1号
		(74) 代理人	100095728
			弁理士 上柳 雅誉
		(74) 代理人	100107076
			弁理士 藤綱 英吉
		(74) 代理人	100107261
			弁理士 須澤 修
		(72) 発明者	▲高▼木 道明
			長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイコーエプソン株式会社内
		Fターム(参考)	5J097 AA01 AA02 AA19 AA21 BB14 DD04 DD09 DD19 DD28 FF03 GG02 GG05 KK01 KK09

(54) 【発明の名称】 共振子型SAWフィルタ

(57) 【要約】

【課題】 縦2重モード型の共振子型SAWフィルタにおいて、 $1/4$ 波長電極を用いながら、電極指のむつ反射係数を相殺低減して、従来より通過帯域幅の広い共振子型SAWフィルタを提供する。

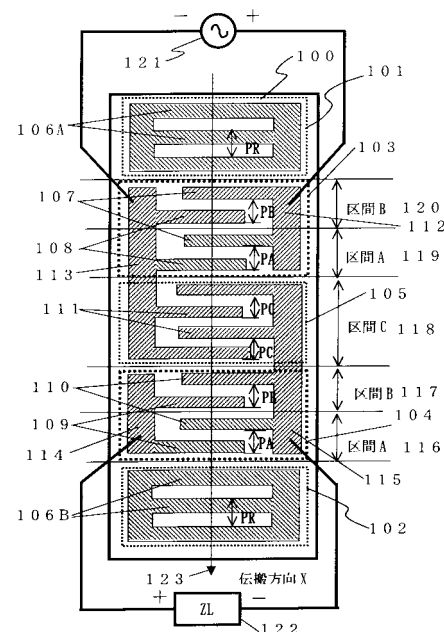
【解決手段】 共振子型SAWフィルタにおいて、入力側すだれ状電極および出力側すだれ状電極は、前記弾性表面波の波長を λ として電極幅 L がほぼ $\lambda/4$ で構成され、

かつ前記の入力側すだれ状電極および出力側すだれ状電極は、2種類の異なる区間Aと区間Bとを交互に配置してなり、

前記区間Aは、電極幅寸法 L と電極間寸法 S の和である電極周期長 P が $P=L+S$ とした場合に、電極周期長 P が P_A かつすだれ状電極の対数 MA が1対であり、

前記区間Bは、前記電極周期長 P が P_B かつすだれ状電極の対数 MB が1対であり、かつ区間Aと区間Bの電極指はいずれも給電導体に接続し、

さらに、前記制御用すだれ状電極はそれらの電極周期長 P_C が P_A と異ならしめて形成しかつすだれ状電極の



100 圧電体平板、101、102 反射器
103、104 入出力IDT
105 制御用IDT
116 区間AのIDT、117 区間BのIDT

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

圧電体平板上の位相伝播方向 X に弾性表面波を励振する入力側すだれ状電極と、前記入力側すだれ状電極により励振された弾性表面波を受信する出力側すだれ状電極と、前記入力側すだれ状電極と出力側すだれ状電極の間に弾性表面波の状態を制御するための制御用すだれ状電極を設け、さらには前記入力側すだれ状電極と出力側すだれ状電極の両側に 1 対の反射器を有する共振子型 S A W フィルタにおいて、

前記の入力側すだれ状電極および出力側すだれ状電極は、前記弾性表面波の波長を λ として電極幅 L がほぼ $\lambda / 4$ で構成され、

かつ前記の入力側すだれ状電極および出力側すだれ状電極は、2 種類の異なる区間 A と区間 B とを交互に配置してなり、 10

前記区間 A は、電極幅寸法 L と電極間寸法 S の和である電極周期長 P を $P = L + S$ とした場合に、電極周期長 P が P A かつすだれ状電極の対数 M A が 1 対であり、

前記区間 B は、前記電極周期長 P が P B かつすだれ状電極の対数 M B が 1 対であり、かつ区間 A と区間 B の電極指はいずれも給電導体に接続し、

さらに、前記制御用すだれ状電極はそれらの電極周期長 P C が P A と異ならしめて形成しかつすだれ状電極の対数 M C が全反射係数が 1 程度を成す範囲であることを特徴とする共振子型 S A W フィルタ。

【請求項 2】

前記圧電体平板と前記すだれ状電極が形成する電極指 1 本当りの弾性表面波の反射係数 γ が 0.03 から 0.10 の範囲であることを特徴とする請求項 1 記載の共振子型 S A W フィルタ。 20

【請求項 3】

前記共振子型 S A W フィルタにおいて、利用する共振モードが基本波対称モード S 0 と基本波斜対称モード A 0 および 1 次対称モード S 1 の 3 個の共振状態であり、前記 3 個の共振現象を結合して得られる縦 3 重モード型であり、かつ前記電極周期長 P A および P B とを交互に配置してなるすだれ状電極全体が示す反射係数 γ_{ab} が 0.01 から 0.025 の範囲であることを特徴とする請求項 1 記載の共振子型 S A W フィルタ。

【請求項 4】

前記反射器の中心周波数 f (Ref) と、前記電極周期長 P B のすだれ状電極が発生する周波数 f (I D T) を一致させたことを特徴とする請求項 1 記載の共振子型 S A W フィルタ。 30

【請求項 5】

前記区間 A と区間 B の電極周期長の比 $P B / P A$ について、 $0.8 < P B / P A < 1$ 範囲とし、かつ前記制御用すだれ状電極の電極周期長 P C と前記 P A の比 $P C / P A$ を $1.01 < P C / P A < 1.04$ の範囲としたことを特徴とする請求項 1 記載の共振子型 S A W フィルタ。

【請求項 6】

前記圧電体平板が水晶 S T W カットであり、前記すだれ状電極はアルミニウム金属により形成されて電極指 1 本当りの弾性表面波の反射係数 γ が 0.05 ± 0.02 であり、かつ前記 $P B / P A$ の比が 0.9 ± 0.02 であり、かつ前記 $P C / P A$ の比が 1.02 であり、かつ前記 M A と M B が 1 対であり、M C が 10 対から 30 対の範囲であり、区間 A および区間 B の電極指を給電導体に接続し、かつ前記入力側すだれ状電極と出力側すだれ状電極の和 M が 100 ± 10 対であり、かつ前記すだれ状電極の交差指幅 W C R が 50 ～ 80 波長であり、前記反射器の導体本数は 30 ～ 100 本であることを特徴とする請求項 1 記載の共振子型 S A W フィルタ。 40

【請求項 7】

前記水晶 S T W カットは、水晶回転 Y 板を電気軸 (X 軸) 回り反時計方向に $\theta = 35$ 度から 38 度回転した水晶平板であることを特徴とする請求項 6 記載の共振子型 S A W フィルタ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、圧電気現象を有するの圧電体平板上に1/4波長幅の入力側および出力側すだれ状電極とその両側に一对の反射器を形成し、レイリー波とかSTW (Surface Transversal Wave) 波あるいはSSBW波、SH波、ラブ波、セザワ波等の弾性表面波を利用して実現する縦3重モード型等の共振子型SAWフィルタに関する。

【背景技術】

【0002】

従来、圧電気を有する圧電体として水晶STWカット基板が使われてきた。前記基板は弾性表面波 (STWあるいはSSBW) の速度が5100m/sと速く、GHz帯用途のSAWデバイスとして1979年の早くから研究され使用されて来た経緯がある。 10

【0003】

前記のSTWカット水晶板については、すでによく知られているものであり、水晶結晶の基本軸である電気軸X,機械軸Y,光軸Zからなる直交座標系において、機械軸Yに直交するY板を電気軸X回りにθ度 (特に零温度係数が得られるθ=33度から47度) 回転した基板において、回転後のY板の光軸方向Z'に伝播するSTWあるいはSSBW (surface skimming bulk acoustic wave) 型弾性表面波を利用したものである (参考文献として、非特許文献4をあげることができる)。

【0004】

前記のSTW基板を利用して、縦2重型とか縦3重型等の共振子型SAWフィルタを構成すると、1GHzから3GHz帯のSAWデバイスが実現できる。前記共振子型SAWフィルタの従来技術の例として、たとえば特許文献1及び特許文献2をあげることができる。まは、従来の技術により実現された共振子型SAWフィルタの例として、非特許文献5をあげることができる。 20

【0005】

【特許文献1】特願昭61-289091公報

【特許文献2】特願平11-562993公報

【特許文献3】USP 5, 220, 234

【非特許文献1】T. NISHIKAWA et al: "SH-TYPE SURFACE ACOUSTIC WAVES ON ROTATED Y-CUT QUARTZ", Proc. 34th Ann. Freq. Control Symposium, pp. 286-291 (May 1980). 30

【非特許文献2】Hiromi Yatsuda: "SAW Device Assembly Technology", International Symposium on Acoustic Wave Device for Future Mobile Communication Systems, Chiba University pp. 189-194 (5th March 2001)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

しかしながら、前述の従来技術を使用し共振子型SAWフィルタを構成した場合には、通過比帯域幅が500ppm程度の極めて狭帯域なものしか実現できないという第1の課題が存在した (非特許文献5を参照のこと)。ちなみに、通過比帯域幅とは3dB帯域幅をフィルタ中心周波数で割った値である。 40

【0007】

そこで今回の本発明の第1の考案は、この狭帯域化の原因を究明して、解決策を見出したものである。本発明において用いた技術的および理論的手段は、周期的構造を有するすだれじょう電極の新規導入と、著者等の考案による“周波数ポテンシャル設計手法”を活用して、このような問題点を解決するものである。前記“周波数ポテンシャル設計手法 50

”を簡単に言えば、周波数ポテンシャル関数 $F T P (X)$ 、弾性表面波の速度 $V s$ 、素子の空間波長 $2 P (X)$ の関係式 $F T P (X) = V s / \{ 2 P (X) \}$ を弾性波動の伝搬制御に利用するものである。ただし、 X は弾性表面波の位相進行方向の位置座標である。

【0008】

つぎに本発明の第2の考案は、第1の考案によって発生する側帯波成分（第2の課題）を改善するための解決策を提供するものである。

【0009】

その目的とするところは、例えば零温度係数を有して周波数温度特性が優れ、かつ材料の Q 値が数万と優れかつ高速度な水晶 $S T W$ 基板と $\lambda / 4$ 電極を使用し、低挿入損失かつ比帯域幅が 2000 から 4000 ppm と比較的広帯域幅で安定な縦多重モード型の共振子型 $S A W$ フィルタを実現することにある。さらに本発明の $S A W$ フィルタの用途としては、 $G P S$ 装置 (global positioning system) の $R F$ フィルタ用が最適であり、これによって、従来品に対して、 $1 / 10$ に通過帯域幅を縮小して、益々に輻輳するデジタル無線通信装置が発生する雑音の影響を大幅に低減し、社会的に重要な機能を果す $G P S$ 装置の精度を著しく向上し維持することができる他、 $G P S$ 装置と $U W B$ (Ultra Wide Band) とか他の通信装置の近接使用などにおいて今後多大な利点が期待できる。

【課題を解決するための手段】

【0010】

(1) 本発明の共振子型 $S A W$ フィルタは、圧電体平板上の位相伝播方向 X に弾性表面波を励振する入力側すだれ状電極と、前記入力側すだれ状電極により励振された弾性表面波を受信する出力側すだれ状電極と、前記入力側すだれ状電極と出力側すだれ状電極の間に弾性表面波の状態を制御するための制御用すだれ状電極を設け、さらには前記入力側すだれ状電極と出力側すだれ状電極の両側に1対の反射器を有する共振子型 $S A W$ フィルタにおいて、

前記の入力側すだれ状電極および出力側すだれ状電極は、前記弾性表面波の波長を λ とし、電極幅 L がほぼ $\lambda / 4$ で構成され、

かつ前記の入力側すだれ状電極および出力側すだれ状電極は、2種類の異なる区間 A と区間 B とを交互に配置してなり、

前記区間 A は、電極幅寸法 L と電極間寸法 S の和である電極周期長 P を $P = L + S$ とした場合に、電極周期長 P が $P A$ かつすだれ状電極の対数 $M A$ が1対であり、

前記区間 B は、前記電極周期長 P が $P B$ かつすだれ状電極の対数 $M B$ が1対であり、かつ区間 A と区間 B の電極指はいずれも給電導体に接続し、

さらに、前記制御用すだれ状電極はそれらの電極周期長 $P C$ が $P A$ と異ならしめて形成しかつすだれ状電極の対数 $M C$ が全反射係数が1程度を成す範囲であることを特徴とする。

【0011】

上記(1)の構成によれば、区間 A と区間 B の各電極指からの反射波の総和が相互に相殺して減少するために、基板の実効的な反射係数を低減して広帯域幅な縦2重型および縦3重モード型等の共振子型 $S A W$ フィルタが容易に実現できる。また区間 A と区間 B の電極指が電氣的に接続して弾性波を励振して途切れないために側帯波成分を十分に小さくできる。さらに区間 A にて発生する不要な弾性表面波を制御用すだれ状電極が作り出す反射効果によって阻止し、区間 B の発生する弾性表面波による動作特性のみとして、低挿入損失かつ広帯域幅な良好なフィルタ特性が実現できる。

【0012】

(2) 本発明の共振子型 $S A W$ フィルタは、請求項1の記載において、前記圧電体平板と前記すだれ状電極が形成する電極指1本当りの弾性表面波の反射係数 γ が 0.03 から 0.10 の範囲であることを特徴とする請求項1記載の共振子型 $S A W$ フィルタ。

【0013】

上記(2)の構成であれば、弾性表面波の速度が 5100 m/sec と高速な、従って高周波数動作が可能な水晶STWカットであるとか、速度が 10000 m/sec のダイヤモンドを用いた基板とかの、高速であるが反射係数 γ の大きな基板の利用が可能である。さらに前記の基板を用いて $1\sim 3\text{ GHz}$ の周波数をもつ共振子型SAWフィルタにおいて、膜厚を増加することによる反射係数 γ の増加に煩わされずに、十分に厚い膜厚約 $1000\times 10^{-10}\text{ m}$ の $\lambda/4$ 電極を形成して信頼性のある共振子型SAWフィルタを形成できる。

【0014】

(3) 本発明の共振子型SAWフィルタは、請求項1の記載において、前記共振子型SAWフィルタにおいて、利用する共振モードが基本波対称モードS0と基本波斜対称モードA0および1次対称モードS1の3個の共振状態であり、前記3個の共振現象を結合して得られる縦3重モード型であり、かつ前記電極周期長PAおよびPBとを交互に配置してなるすだれ状電極全体が示す反射係数 γ_{ab} が 0.01 から 0.025 の範囲であることを特徴とする。

【0015】

上記(3)の構成であれば、基本波対称モードS0と基本波斜対称モードA0から構成される縦2重モード型の 2000 ppm の帯域幅に対して、約 4000 ppm とより広帯域幅な共振子型SAWフィルタが実現できるため、ウエハー状態で素子の周波数調整が可能であり、低コスト化が可能という効果がある。

【0016】

(4) 本発明の共振子型SAWフィルタは、請求項1の記載において、前記反射器の中心周波数 $f(\text{Ref})$ と、前記電極周期長PBのすだれ状電極が発生する周波数 $f(\text{IDT})$ を一致させたことを特徴とする。

【0017】

上記(4)の構成とすれば、圧電体平板とすだれ状電極から形成される本来の大きな反射係数 γ をもつ反射器が有する反射特性の最大値が利用できるため、反射器の導体本数が少なくでき、共振子型SAWフィルタの小型化ができるという効果がある。

【0018】

(5) 本発明の共振子型SAWフィルタは、請求項1の記載において、前記区間Aと区間Bの電極周期長の比 PB/PA について、 $0.8 < PB/PA < 1$ 範囲とし、かつ前記制御用すだれ状電極の電極周期長PCと前記PAの比 PC/PA を $1.01 < PC/PA < 1.04$ の範囲としたことを特徴とする。

【0019】

上記(5)の構成とすれば、弾性表面波の速度が 5100 m/sec と高速で、従って高周波数動作が可能な水晶STWカットのもつ電気機械結合係数 K_2 が 0.002 と小さな基板において、電極膜厚を著しく薄くしなくても、通過比帯域幅が 3000 から 4000 ppm の縦3重型の共振子型SAWフィルタが実現できる。例えば、 1.5 GHz において膜厚み約 $1000\times 10^{-10}\text{ m}$ の $\lambda/4$ 電極を形成して、前記通過比帯域幅の特性をもつものが実現できるという効果がある。

【0020】

(6) 本発明の共振子型SAWフィルタは、請求項1の記載において、前記圧電体平板が水晶STWカットであり、前記すだれ状電極はアルミニウム金属により形成されて電極指1本当たりの弾性表面波の反射係数 γ が 0.05 ± 0.02 であり、かつ前記 PB/PA の比が 0.9 ± 0.02 であり、かつ前記 PC/PA の比が 1.02 であり、かつ前記MAとMBが1対であり、MCが10対から30対であり、区間Aおよび区間Bの電極指を給電導体に接続し、かつ前記入力側すだれ状電極と出力側すだれ状電極の和Mが 100 ± 10 対であり、かつ前記すだれ状電極の交差指幅WCRが $50\sim 80$ 波長であり、前記反射器の導体本数は $30\sim 100$ 本であることを特徴とする。

【0021】

上記(6)の構成とすれば、 1.57 GHz 動作のGPS装置用途のRFフィルタが実

10

20

30

40

50

現でき、通過帯域幅が約 3 MHz であるため、従来の LiTaO₃ 基板を用いた 30 MHz 幅のものに対して、約 1/10 の狭帯域幅であることより、受信信号に関して約 10 倍の S/N 比の改善ができるという効果がある。

【0022】

(7) 本発明の共振子型 SAW フィルタは、請求項 6 の記載において、前記水晶 STW カットは、水晶回転 Y 板を電気軸 (X 軸) 回り反時計方向に $\theta = 35$ 度から 38 度回転した水晶平板であることを特徴とする。

【0023】

上記 (7) の構成とすれば、請求項 (6) の条件が最良に適用でき、基板のもつ周波数温度係数が零温度係数であり、かつ 2 次温度係数 β が $-6.4 \times 10^{-8} / ^\circ\text{C}^2$ であるから、使用温度範囲 -45 から 85 $^\circ\text{C}$ 範囲において、素子自身の周波数変動が 270 ppm 程度と小さく安定であり、従って受信信号のジッタ (時刻精度バラツキ) への影響が小さいという効果がある。

【発明を実施するための最良の形態】

【0024】

水晶からなる圧電体基板すなわち圧電体平板から前述の STW カットを切り出して、その表面を鏡面研磨した後、レイリー型あるいは SSBW 型等の弾性表面波の位相伝搬方向 X に対して直交して、例えば金属アルミニウムからなる多数の平行導体の電極指を周期的に配置した入力側すだれ状電極および出力側すだれ状電極を構成し、かつ前記のすだれ状電極は 2 種類の異なる区間 A と区間 B とを交互に配置してなり、前記入力側すだれ状電極と出力側すだれ状電極の間に弾性表面波の状態を制御するための制御用すだれ状電極を設け、さらには、前記入力側すだれ状電極と出力側すだれ状電極の両側に 1 対の反射器を形成して、縦 3 重モード型の共振子型 SAW フィルタを構成することができる。

【0025】

以下本発明の共振子型 SAW フィルタの実施形態について、まず理解を容易ならしめるために、図 1 によって具体的な実施例の構成を説明した後、図 2、図 3、図 4、図 5、図 7 をもちいて基本的動作原理を説明し、図 8、図 9、図 12 に従来品の特性を示し、図 6、図 10、図 11、図 13 において本発明の共振子型 SAW フィルタが有する特性を詳細に説明する。

【0026】

(実施例 1)

図 1 は請求項 1 の発明に係わる共振子型 SAW フィルタ (以下略して本素子と称することがある) の一実施例について、圧電体平板上に形成した電極パターンを図示したものである。

【0027】

図 1 中の各部位の名称は、100 は水晶、LiTaO₃ 等からなる圧電体平板、101 および 102 は反射器、103 は入力側すだれ状電極、104 は出力側すだれ状電極、105 は制御用すだれ状電極、106A および 106B は反射器を構成する導体ストリップ、107 は給電導体 (ブスパー) に接続された入力側すだれ状電極の正極側の電極指、108 は給電導体 (ブスパー) に接続された入力側すだれ状電極の負極側の電極指、109 は給電導体 (ブスパー) に接続された出力側すだれ状電極の正極側の電極指、110 は給電導体 (ブスパー) に接続された出力側すだれ状電極の負極側の電極指である。また、111 等は制御用すだれ状電極の電極指、112 と 113 は各々正極側と負極側の入力側給電導体 (ブスパー)、114 と 115 は各々正極側と負極側の出力側給電導体 (ブスパー) である。さらに、圧電体平板上の 123 は利用する弾性表面波の位相伝搬方向である X 軸、121 は本素子を駆動するための信号源、122 は本素子の負荷となるインピーダンス ZL である。

【0028】

さらに説明すると、実線にて区分された 116 は区間 A に対応する出力側すだれ状電極の部分、117 は区間 B に対応する出力側すだれ状電極の部分、実線にて区分された 11

9は区間Aに対応する入力側すだれ状電極の部分、120は区間Bに対応する入力側すだれ状電極部分である。118の区間Cは同一電極周期長PCを有する制御用すだれ状電極の区間である。実際の素子においては、103の入力側すだれ状電極は区間A(119)、区間B(120)・・・のように、区間Aと区間Bを交互に配置して構成されており、また104の出力側すだれ状電極も、区間A(116)、区間B(117)・・・のように、区間Aと区間Bを交互に配置して構成されている。このように構成されたすだれ状電極103と104の前記X軸方向の両側に1対の反射器101と102が配置されている。前記反射器は無くても良い場合があるが、付加すると素子の特性を著しく向上できる。

【0029】

さらに説明すると、前記区間Aはすだれ状電極(以下略してIDT: Interdigital Transducerと称す)を構成する正負の電極指を1対として、その対数MAが1対であり、一方、前記区間BはIDTを構成する正負の電極指を1対として、その対数MBが1対かつ区間Aと区間Bの電極指はいずれも給電導体に接続している。また、前記区間Aは、電極幅寸法Lと電極間寸法Sの和である電極周期長Pを $P = L + S$ とした場合に、電極周期長PがPAであり、前記区間Bは、電極周期長PがPBであるとする。さらに、前記制御用すだれ状電極はそれらの電極周期長PCがPAと異ならしめて形成しかつすだれ状電極の対数MCが全反射係数 Γ が1程度を成す範囲であるとする。また前記電極周期長については、前記区間Aと区間Bの電極周期長の比 PB/PA について、 $0.8 < PB/PA < 1$ 範囲とし、かつ前記制御用すだれ状電極の電極周期長PCと前記PAの比 PC/PA を $1.01 < PC/PA < 1.04$ の範囲に設定する。

【0030】

図1は全体でいわゆる一般的には縦3重モード型の共振子型SAWフィルタを構成している。

【0031】

さらに、前記反射器101、102の中心周波数 $f(\text{Ref})$ と、前記区間Bのすだれ状電極が発生する周波数 $f(\text{IDT})$ を一致させており、両周波数は区間AのIDTおよび区間BのIDTの電極周期長PAとPBの組み合わせと、反射器101と102の電極周期長PRの関係を適切に設定して、前記 $f(\text{Ref}) = f(\text{IDT})$ と設定する。

【0032】

以上に述べた図1の構成全体で、入力側のIDTで発生した弾性表面波は1対の反射器101と102で反射して定在波振動状態を形成して利用すべき固有共振モードを発生する。これら固有モードはX軸方向に振動変位が変わる対称モードS0と斜対称モードA0、さらに1次対称モードS1の3個の共振状態であり、前記3個の共振現象を結合して縦3重モード型のSAWフィルタを構成している。ただし、従来の技術と異なる点は、前記区間Aと区間Bの全体が示す反射係数 γ_{ab} が0.01から0.025の範囲であることである。

【0033】

さらに構成条件として、前記圧電体平板100と前記IDT(103、104、105等)が有する電極指1本当りの弾性表面波の反射係数 γ が0.03から0.1の範囲である場合において、本発明の手段は特に有効である。

【0034】

さらにまた、詳細な構成条件をあげると、前記圧電体平板が水晶STWカットであり、前記すだれ状電極はアルミニウム金属により形成されて電極指1本当りの弾性表面波の反射係数 γ が 0.05 ± 0.02 であり、かつ前記 PB/PA の比が 0.91 ± 0.02 であり、かつ前記 PC/PA の比が1.02であり、かつ前記MAとMBが1対であり、MCが10対から30対範囲の20対であり、区間Aおよび区間Bの電極指を給電導体に接続し、かつ前記入力側すだれ状電極と出力側すだれ状電極の和Mが 100 ± 10 対であり、特に $MC = 20$ 対の場合には、入力および出力側のIDTは40対である。かつ前記すだれ状電極の交差指幅WCRが50～80波長であり、前記反射器の導体本数は30～100本である場合において特に良好な特性が得られる。この構成条件に対応する前記電極周期長

10

20

30

40

50

P (X) の詳細設定の一例を図 3 に示した。図 3 において、横軸は素子の X 座標位置、縦軸は区間 A の電極周期長 P A に対する P (X) の比 $P(X)/P A$ である。これらの値は、反射器において 0.968、入力および出力側 I D T の区間 A において 1.0、区間 B において 0.91、制御 I D T 区間 C において 1.02 の値に設定してある。

【0035】

つぎに、図 2 において本発明の素子の構造と動作につき説明する。

【0036】

図 2 は本発明になる図 1 のような区間 A と区間 B からなる周期的構造を取る I D T を “周波数ポテンシャル設計手法” を活用して表示したものである。図 2 中の、200 と 202 は前述の区間 A からなるブロックであり、201 と 203 は前述の区間 B からなるブロックである。また、図 2 中の 4 つの曲線 209 等は、弾性表面波の伝搬状態である伝搬帯（斜線領域）および、弾性表面波が伝搬できずに減衰する状態を示めす非伝搬帯（ストップバンドとも呼ばれる白い領域）の特性全体を示す特性曲線であり、波数分散曲線と呼ばれている。波数分散曲線は横軸波数 $k = 2\pi/\lambda$ (1/m) であり、縦軸は周波数 FTP (Hz) で表示した。FTP は本発明において活用する “周波数ポテンシャル” の略号である。FTP は利用する弾性表面波の速度を V_s とすれば、前述の電極周期長 $P = P A$, $P B$ と、 $FTP = V_s / (2 \times P)$ の関係にある。さらに、基準周波数を FTP_0 として、周波数の変化率 $D = (FTP - FTP_0) / FTP_0$ で表現することが効率的である。分散曲線上の白丸印 204 等は I D T によって発生する弾性表面波の動作点を示すもので、208 の矢印にて示される右進行波、左進行波が生じている。また 206 で示される周波数差分量 D は前記の周波数変化率表示であり、区間 A と区間 B の周波数ポテンシャル差である。すなわち、区間 A の FTP_A は、おおよそ $FTP_A = V_s / (2 \times P A)$, 区間 B の $FTP_B = V_s / (2 \times P B)$ の差 $D = FTP_A - FTP_B$ の関係にある。さらに、205 の破線枠で示す領域は、本発明の図 1 の構成により発生した低反射係数 γ_{ab} ($= 0 \sim 0.025$) をもつ伝搬帯領域である。ちなみに各区間 A および区間 B は I D T の対数 $M_P (= M_A = M_B)$ は検討の結果、1 対以上の数対で構成できることがわかった。前記の低反射係数 γ_{ab} をもつ伝搬帯領域の発生メカニズムについては、さらに図 5 を用いて詳述する。

【0037】

つぎに図 4 は、0.05 の反射係数 γ を有する基板において、前述の図 2 の周期的構造を取る I D T を用いて構成した正規型のトランスバーサルフィルタの特性から得られる I D T がもつ全反射係数 Γ と電極周期長の比 $P B / P A$ の関係である。ちなみに前記正規型のトランスバーサルフィルタとは、図 1 の実施例において反射器 101 と 102 が存在しない構成の素子である。図 4 はまた本発明の前述の実施例 1 および図 2 の周期的構造が有する、弾性表面波の反射現象について物理的な特徴を示すものである。図 4 において、横軸は $P B / P A$ であり、縦軸は前述の Γ 値をとって、これらの関係を図示した特性曲線 400 である。同図 4 において、 $P B / P A$ が 0.78 ± 0.02 付近 (Q 点) となると、前記の全反射係数 Γ がほぼゼロとなっている。また、 $P B / P A = 0.9$ 付近 (P 点) では、従来品の反射係数に対して約 6 dB の減少が認められる。これは、基板の反射係数が 0.05 とすると、約半分の 0.25 程度となったことが推定できる。

【0038】

つぎに図 5 は、前述の Q 点である無反射係数 $\gamma_{ab} = 0$ をもつ伝搬帯領域の発生メカニズムについて図示したものである。図中の縦軸の F は周波数軸であり、右側半面に位置する横軸は、反射係数 γ の振幅を表し、左側半面に位置した横軸は、前記反射係数 γ の位相角 θ であり、反射波の位相角 θ に相当する。図中の曲線 500 は前述の区間 A がつくる反射係数 γ_a の振幅特性であり、502 は反射係数 γ_a の位相特性である。位相が 0 度の場合は、反射波は入射波と同位相状態であり、位相が 180 度の場合には入射波と反射波は逆位相状態であることを意味する。一方、500 から上方に周波数変化率にして +0.22 シフトした曲線 501 は、前記区間 B のもつ反射係数 γ_b の振幅特性である。また 503 は γ_b の位相特性である。まず区間 A と区間 B の I D T はいずれも給電導体に接続して

おり弾性表面波を励振しかつ 500 と 502 の反射特性を有する。500 は電極周期長が P A の区間 A の I D T 対数が 4 対で、電極指 1 本当りの反射係数が 0.05 の場合につき計算したものである（図 4 に対応）。前記反射特性 500 において $\gamma = 0$ となる周波数点は弾性表面波の伝搬点を示すものであり、入射波は反射せずに区間 A を通過する。下側の伝搬点と上側の伝搬点の幅であるストップバンド幅 BW は、この場合 0.25（25%）の大きな幅となっている。これは I D T の対数 M P が 4 対と極めて小さいことによる。反射特性 501 は、電極周期長が P B の区間 B の I D T 対数が 4 対で、電極指 1 本当りの反射係数が 0.05 の場合につき同様に計算したものである。特性 501 は特性 500 を 0.22（22%）上昇させたもので、これは電極周期長 P B が P A の 78% に設定されていることによる。特性 501 のストップバンド幅 BW は 0.25（25%）であり、区間 A と同一である。前記の励起された弾性表面波は、おおむね振幅動作点 B 1 と位相動作点 B 2 の近傍の周波数成分を持ち、この発生した弾性表面波は、区間 A に至り同一周波数の振幅動作点 A 1 と位相動作点 A 2 で動作する。位相動作点 A 2 と B 2 は位相がほぼ反転するような配置であり、区間 A と区間 B からの反射波は合成され、相殺されて全体の反射波がゼロとなるため、反射係数 $\gamma_{ab} = 0$ が実現する。従って、前記動作点（B 1, B 2）のつくる近傍の周波数は無反射の伝搬帯となるわけである。以上が本発明の基礎となる現象の説明である。また、周波数上昇量が 0 から +0.22 の範囲であれば、前記区間 A と区間 B の多数繰り返しを作るトータルな反射係数 Γ は 1 から 0 の間の値を取ることになる。前述の図 4 の特性はこの状態を示していると解釈できる。

10

20

30

40

50

【0039】

また区間 B は動作点 B 1 に対応する周波数の弾性表面波を励振して本発明の素子のフィルタ特性を形成する。一方、区間 A の動作点 A 0 に対応する周波数の弾性表面波も励振されるが、こちらは本来のフィルタ特性を阻害するものとなる。そこで本発明においては前述の制御 I D T において、電極周期長 P C を P A より大きめに設定して、それらが形成する反射特性が前記の動作点 A 0 の弾性表面波を反射するように周波数配置して構成する。図 5 の 502 が制御 I D T のなす反射特性 Γ である。

【0040】

本発明は以上の動作原理にもとづき、前記区間 A と区間 B の全体が示す反射係数 γ_{ab} が 0.01 から 0.025 の範囲である状態を実現し、対称モード S 0 と斜対称モード A 0、一次対称モード S 1 の 3 個の共振状態を利用して、共振子型の S A W フィルタを実現するものである。

【0041】

つぎに、本発明の前述の実施例図 1 が示すフィルタ特性について説明する。

【0042】

まず図 6 は、水晶 S T W カットが示す反射係数 γ の特性図である。前記 S T W カットはオイラー角（ ϕ , θ , ψ ）表示で、（ 0° , $127 \pm 2^\circ$, 90° ）のものであり、前述の表面集中型の S H 波あるいは S S B W 弾性表面波と呼ばれる弾性波により動作する。図 6 の横軸は、電極指の導体幅 L と電極周期長 P との比である線幅比 $\eta = L/P$ であり、縦軸は電極指 1 本当りのもつ反射係数 γ の値を % 表示したものである。図中の特性曲線 600 は電極膜厚 H に対する弾性表面波の波長 λ の比が 0.03 の場合であり、特性曲線 601 は $H/\lambda = 0.05$ の場合である。仮に素子の動作周波数が 1.5 GHz の場合については、波長 λ は S S B W 弾性表面波の速度が約 5100（m/s）であるから、 $\lambda = 5100 / 1.5 \times 10^9 = 3.4 \times 10^{-6}$ m であり、この場合の H は、 $H/\lambda = 0.03$ において 1020×10^{-10} m、 $H/\lambda = 0.05$ において 1700×10^{-10} m となる。電極膜の安定な形成においては、 1000×10^{-10} m 程度の膜厚みが必要であり、この状態における反射係数 γ は約 5～6% 程度となる。

【0043】

つぎに、図 7 は前述の反射係数を有する圧電体平板上に本発明の縦 3 重モード型の S A W 共振子を構成した状態を示す概念図である。図中の 700 は圧電体平板、701 と 702 は反射器、703 と 704 は入力および出力側の I D T であり、これらは区間 A と区間

Bを交互に配置して構成してある。705は制御用IDTの領域である。この状態において、前記素子の709のX座標位置に対応して、前記素子において利用する固有の共振モードの振動変位分布U(X)の相対値を図示した。図中の706が対称な変位状態をもつS0モード(基本波)であり、707が斜対称な変位状態をもつA0モード(基本波)である。また、708は1次対称モードS1である。ちなみに、横軸のX座標は1/2波長単位で記述した。

【0044】

ここで、本発明のフィルタの特性を説明する前に、理解を容易ならしめるために、従来技術によって得られるフィルタ特性につき例を示して説明しておく。

【0045】

図8は、本発明において定義した設計変数では、前記 $H/\lambda = 0.03$ であり、電極指1本の反射係数が0.05の状態において、従来技術の条件である区間Aと区間Bの電極周期長PAとPBを等しくした場合である。また1区間のIDT対数MP=4対、入力と出力のIDT全体の対数は120対、反射器の本数は80本、電極指の交差幅は50波長の場合である。同図の横軸は、周波数変化率 df/f (ppm)であり、縦軸はフィルタの動作伝送量SB(f)デシベル(dB)表示したものである。ちなみに、fは周波数である。特性曲線800が前記のSB(f)特性、800においてピークを示す801がフィルタの通過帯域幅付近を示すものであり、みての通り、単峰性の狭帯域特性を有していることがわかる。本発明はこのような特性状態を改善して、広い通過帯域幅をもたせる手段を提供する。

【0046】

つぎに、図9は従来設計条件の場合($PB/PA = 1$)であり、電極指1本当たりの反射係数 γ の値を変えた場合のフィルタの伝送特性を計算したものである。図9の上段は $\gamma = 0.05$ の場合であり、全IDT対数M=80対、電極指交差幅WCR=100、反射器の導体ストリップ本数N=80、1区間のIDT対数MP=4である。この場合の通過帯の比帯域幅は1200ppmである。また、図9の下段は $\gamma = 0.015$ の場合であり、全IDT対数M=160対と倍に設定し、電極指交差幅WCR=50、N=80、MP=4である。この場合の通過帯の比帯域幅は約1000ppmである。図9が示す意味は、全IDT対数Mを小さくすれば通過帯域幅を広げることができること、反射係数を小さくすれば、全IDT対数Mが大きくても、通過帯域幅を広くすることができることを意味している。本発明は上記の結論であるMを小さくすることと、反射係数を小さくすることを利用して1~3GHz帯で動作する比帯域幅4000ppmの共振子型SAWフィルタを実現したものである。従来技術ではすでに述べた通り約500ppmが限界であった。原因は実用的な電極膜厚みにあつては、反射係数 γ が5~10%に至るからである。

【0047】

つぎに本発明の図1の実施例が示すフィルタ特性について説明する。

【0048】

図10はフィルタの伝送特性1001を上段に示し、下段には本素子を構成する反射器の反射特性1002を図示したものである。本発明においては、反射器の中心周波数f(Ref)とフィルタの通過帯域幅の中心周波数f(IDT)を一致させている。このような状態では、区間BのIDTが放射する弾性表面波を完全に反射できるため(反射係数が $\Gamma = 1$)、反射器の構成本数を少なくできる。このために、反射器の電極周期長PRを0.968PAとした。他の条件は、 $PPT = PB/PA = 0.91$ であり、全IDT対数M=100対、N=100本、WCR=60波長、MA=MB=1対、制御IDTは20対、 $Pc/PA = 1.02$ 、電極指1本の反射係数は0.05である。前記 γ が0.05であれば、20本の導体ストリップがあれば、全反射係数 Γ は1となる勘定であるが、現実には20~80本、さらには100本程度あれば十分な反射特性が得られる。

【0049】

つぎに図11は、本発明になる前述の図10の縦3重モード型SAWフィルタを2段縦続接続した場合のフィルタの動作伝送量特性SB(f)をデシベル表示で示したものであ

10

20

30

40

50

る。横軸は周波数変化率 df/f (ppm) であり、縦軸はフィルタの動作伝送量 $SB(f)$ である。本素子はフィルタのインピーダンスが 50Ω となるように設計されている。本素子の動作周波数は 1.5GHz としてある。この場合において伝送特性は上段の図 (11-a) の特性曲線 1100 のようになり、挿入損失の最小値は約 2.0dB であり、通過帯域である平坦領域の幅 (比帯域幅) は約 4000ppm が得られている。また、1101 はフィルタの映像インピーダンス $Z_{00}(f)$ (Ω) である。特性曲線 1100 の周波数 9000ppm 付近が S1 モードであり、 1200ppm 付近が A0 モードであり、 14000ppm 付近が S0 モードである。下段の図 (11-b) は周波数範囲を広げた場合のフィルタ特性 1102 である。帯域外の抑圧特性は一部に狭い周波数を除き 50dB 程確保されており、良好な特性が得られていることがわかる。また、1103 は反射器のもつ反射特性を 100 倍にしてあわせ表示した。

10

【0050】

以上が第1の課題に対する第1の考案の説明である。第1の考案によって発生する側帯波成分の発生 (第2の課題) に対する改善結果をつぎに説明する。この側帯波の発生原因につき解析した結果、発生原因には2つの要因があることがわかった。発生原因の第1は、入力 IDT の区間 A と区間 B において弾性表面波の励振の有無にもとづく振幅変調による場合。第2は区間 A と区間 B の電極周期長 PA , PB が異なることにより周波数変調によるものである。この観点に立って、図12の状況を説明する。

【0051】

図12は、区間 A の電極指を給電電極に接続しない場合で、かつ区間 A と区間 B の電極指本数 NPM を変化させた場合の側帯波の発生状況である。最上段の図 (a) は $NPM=2$ 本の場合であり、中段の図 (b) は $NPM=6$ 本の場合であり、下段の図 (c) は $NPM=8$ 本の場合である。図中の 1200 は所望の通過帯域であり、1201、1202、1203 の各ピークは、各 NPM に対応する側波帯の成分である。これらの振幅の大きさは 62dB から 30dB と大きく問題である。また、 NPM の値は偶数値のものを示したが、奇数値でも同様な側波帯の成分の値を示した。図12において、 $NPM=2$ 本すなわち、 $MA=MB=1$ 対の場合が最も側波帯の成分が小さく 62dB となっている。

20

【0052】

そこでつぎに、前述の側波帯成分の発生原因の内の第1の原因を取り除いてみた。すなわち、区間 A の電極指を給電導体に接続してみた。その結果、最小の側波帯成分が実現する $NPM=2$ において、図13のフィルタ特性が得られた。図中の 1301 は所望の通過帯であり、1302 が側波帯の成分である。その大きさは 90dB となって通常のノイズレベルであり使用可能な大きさに改善されているのがわかる。

30

【0053】

以上のとおり、本発明が水晶のみからなる基板について、STW型の弾性表面波を利用した弾性表面波フィルタの構成および特性につき説明したが、前記基板が水晶以外の材料例えばダイヤモンド基板からなるものでも、また基板表面に SiO_2 、 ZnO 、等の薄膜が本素子の特性を損なわない程度に形成されても、本発明の構成条件が満足される範囲であれば有効であることをつけくわえる。

【0054】

最後に、本発明の共振子型 SAW フィルタの具体的な用途を考えてみる。

40

【0055】

水晶 STW 基板等を利用して、 1.57GHz の RF フィルタを製作した場合につき特徴を列記すると、

- 1) 周波数温度特性が零温度係数をもち安定である (約 $-45^\circ \sim +85^\circ$ 範囲において、周波数変動量が 270ppm と小さい)。
- 2) 材料の Q 値が優れ、 1.5GHz において共振子の Q 値が 6000 程度と高いため、 2dB 程度の低損失フィルタが実現できる。
- 3) 区間 A および区間 B を周期的に構成し IDT の有する反射係数を低減させて、約 3000ppm 程度が実現でき、この帯域幅は 3MHz の通過帯域幅となって、必要十分に G

50

P S 装置に利用される信号の周波数成分範囲 2 M H z をカバーできる。

4) 通過帯域幅内の振幅リップルが小さい 5 0 Ω フィルタができる。

【0056】

本発明になる前記共振子型の S A W フィルタを G P S 装置用の R F フィルタに用いれば、1. 5 7 G H z において約 3 M H z の通過帯域幅が確保でき、従来の L i T a O₃ 基板を用いて作られる通過帯域幅が 3 0 M H z 程のフィルタに対して、約 1 / 1 0 に装置が受信する雑音レベルが低減できる他、温度環境の変化に対して周波数変動が小さいために、位相変動が少なく低ジッタかつ低位相ノイズなデジタル信号が受信できるため、測地精度にバラツキが無く、高精度な位置精度が計測可能な G P S 装置を市場に提供できる。

【0057】

さらに昨今は、3 ~ 1 0 G H z 帯にて使用する U W B (U l t r a W i d e B a n d) 等の微弱近距離無線が商品化段階にある他、G P S 装置と U W B あるいは他の通信装置の近接使用などの手段も研究中であり、本発明の共振子型 S A W フィルタはこれらの分野において使用されれば、測地精度の維持のために益々有益な素子となることが考えられる。

【図面の簡単な説明】

【0058】

【図1】本発明の共振子型 S A W フィルタの一実施例が有する電極パターンを示す平面図。

【図2】本発明の共振子型 S A W フィルタの周期構造を説明する概説図。

【図3】本発明の共振子型 S A W フィルタの一実施例が有する電極周期長を示す図。

【図4】本発明の共振子型 S A W フィルタの周期構造が有する反射特性を示す特性図。

【図5】本発明の共振子型 S A W フィルタの動作原理を説明する概説図。

【図6】本発明の共振子型 S A W フィルタにおいて使用する S T W カット基板が示す反射係数 γ 特性図。

【図7】本発明の共振子型 S A W フィルタが有する振動変位の状態を示す図。

【図8】従来の技術による共振子型 S A W フィルタの伝送特性図。

【図9】従来の技術による共振子型 S A W フィルタの他の伝送特性図。

【図10】本発明の共振子型 S A W フィルタの一実施例が示す伝送特性図。

【図11】本発明の2段縦続接続共振子型 S A W フィルタの一実施例が示す他の伝送特性図。

【図12】従来の技術による2段縦続接続した共振子型 S A W フィルタの側帯波成分を示す伝送特性図。

【図13】本発明の2段縦続接続した共振子型 S A W フィルタの側帯波成分を示す伝送特性図。

【符号の説明】

【0059】

1 0 0 圧電体平板

1 0 1, 1 0 2 反射器

1 0 3, 1 0 4 入出力 I D T

1 0 5 制御用 I D T

1 1 2, 1 1 3 給電導体

1 1 6 区間 A の I D T

1 1 7 区間 B の I D T

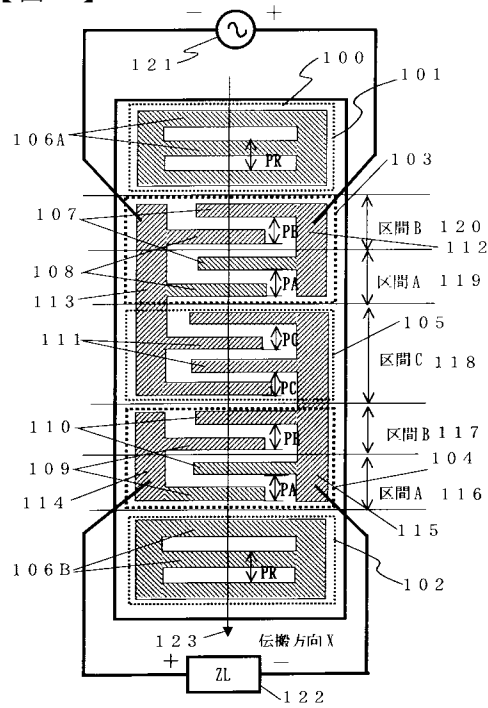
10

20

30

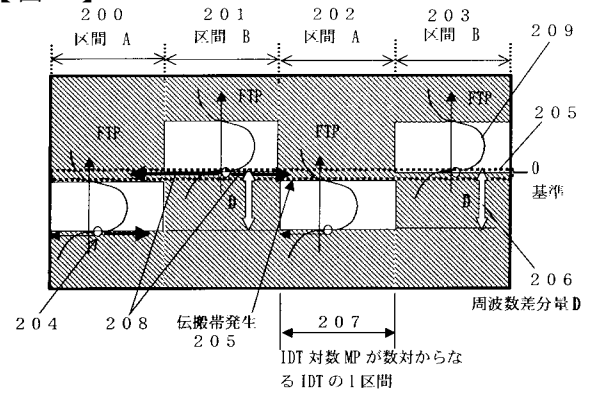
40

【図 1】

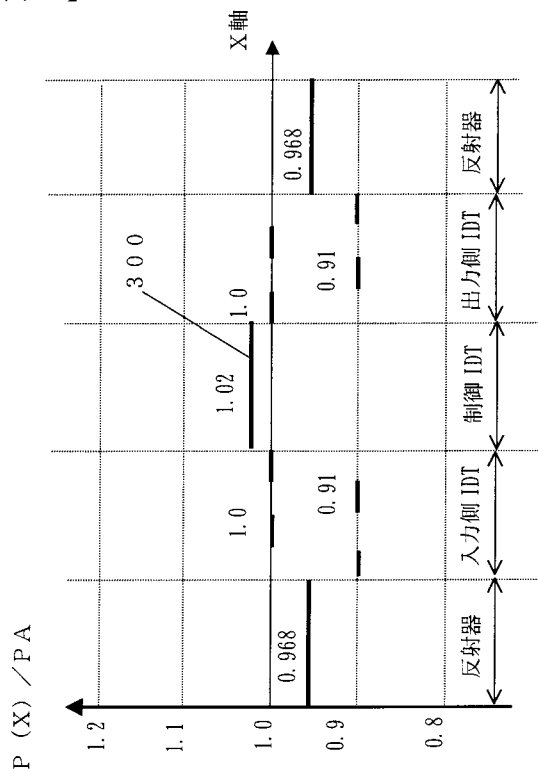


100 圧電体平板、101、102 反射器
 103、104 入出力 IDT
 105 制御用 IDT
 116 区間 A の IDT、117 区間 B の IDT

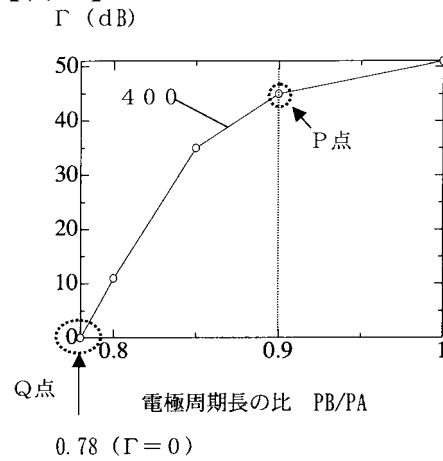
【図 2】



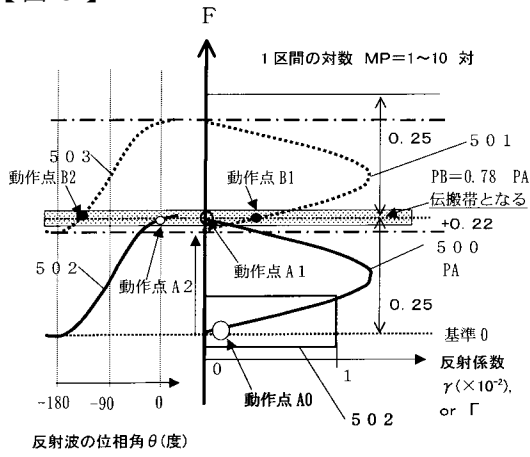
【図 3】



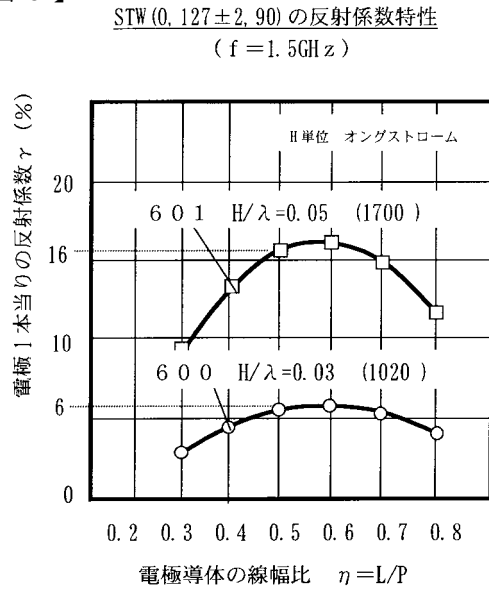
【図 4】



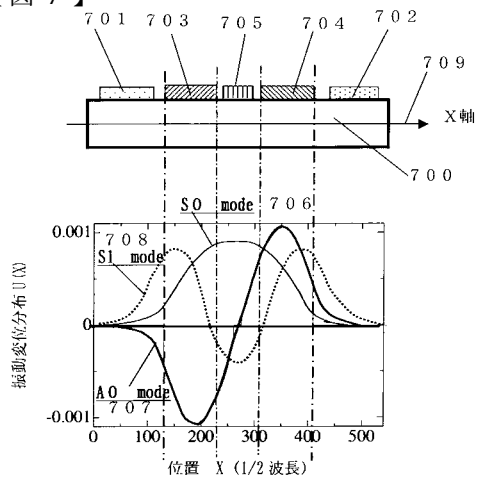
【図 5】



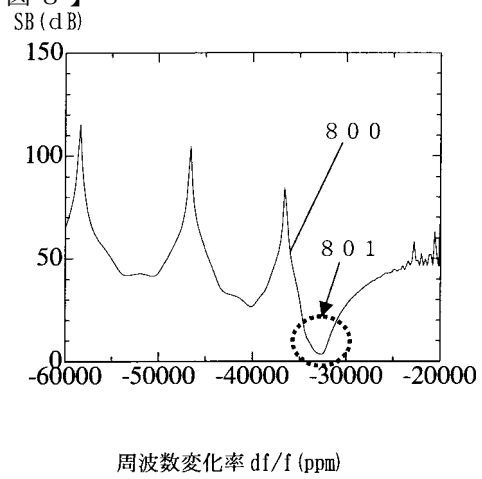
【図 6】



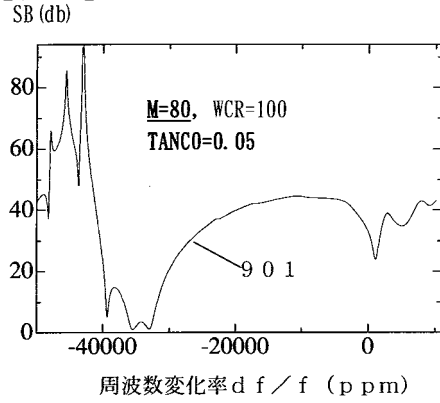
【図 7】



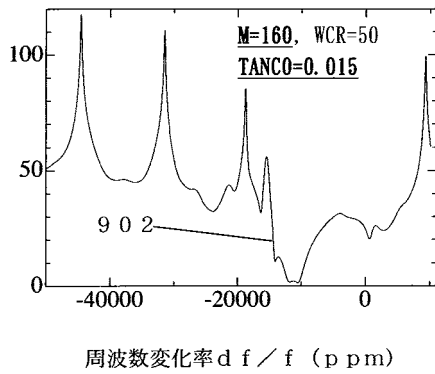
【図 8】



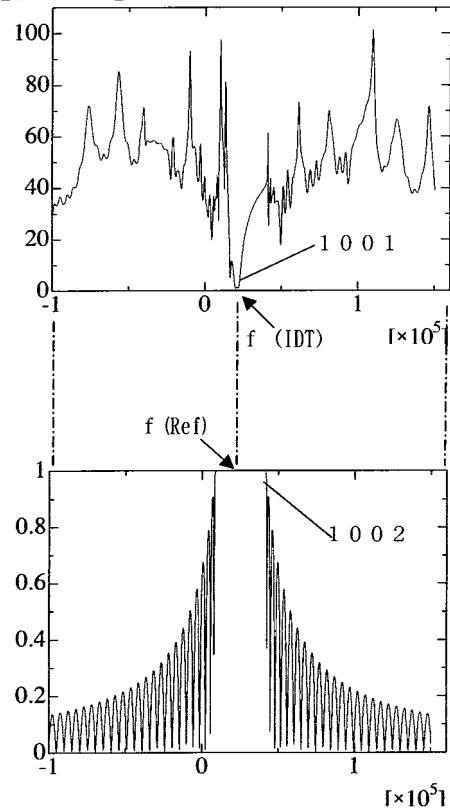
【図 9】



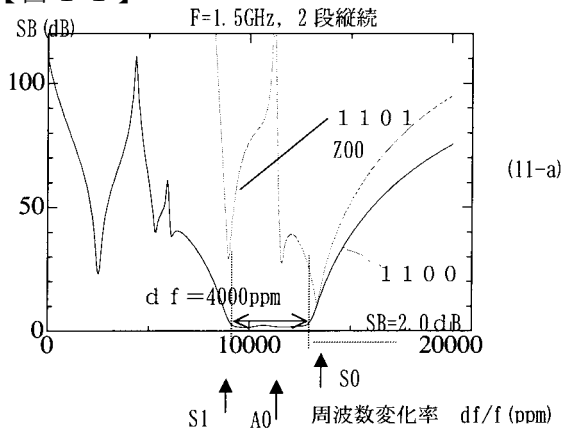
SB (db)



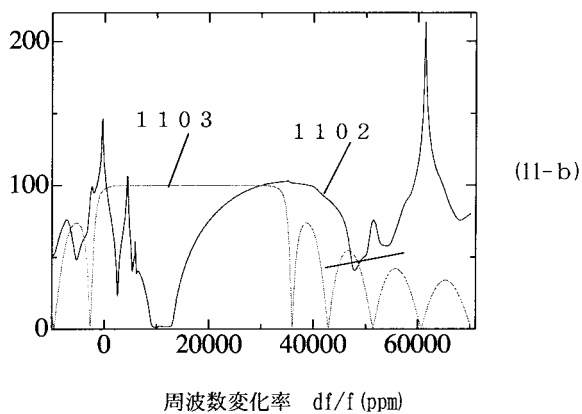
【図 10】



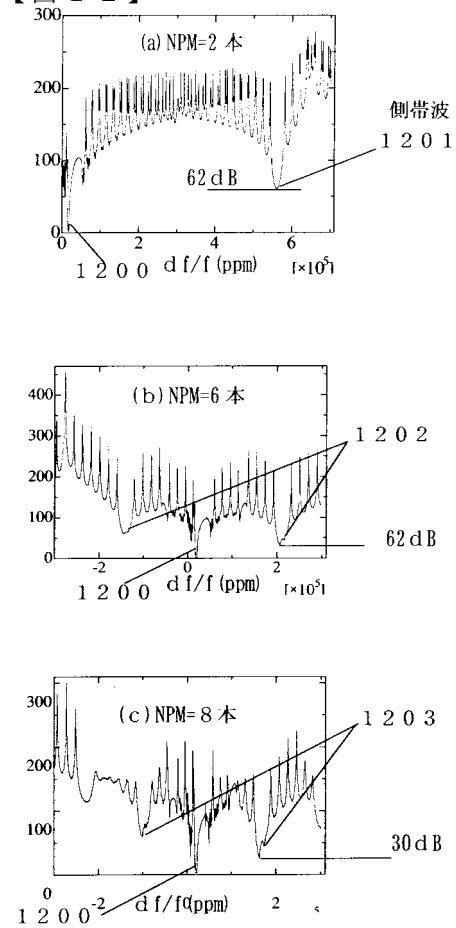
【図 11】



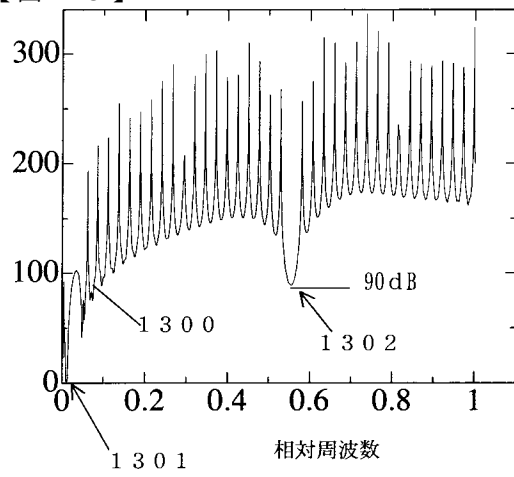
SB (dB)



【図 12】



【図 1 3】



フロントページの続き

【要約の続き】

対数MCが全反射係数が1程度を成す範囲であることを特徴とする共振子型SAWフィルタ。

【選択図】 図1