

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3963423号

(P3963423)

(45) 発行日 平成19年8月22日(2007.8.22)

(24) 登録日 平成19年6月1日(2007.6.1)

(51) Int. Cl.

F I

H03D 3/06 (2006.01)

H03D 3/06

A

H04L 27/14 (2006.01)

H04L 27/14

J

請求項の数 16 (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願2001-142749 (P2001-142749)
 (22) 出願日 平成13年5月14日(2001.5.14)
 (65) 公開番号 特開2002-344245 (P2002-344245A)
 (43) 公開日 平成14年11月29日(2002.11.29)
 審査請求日 平成16年1月29日(2004.1.29)

(73) 特許権者 000004226
 日本電信電話株式会社
 東京都千代田区大手町二丁目3番1号
 (74) 代理人 100087446
 弁理士 川久保 新一
 (72) 発明者 中川 匡夫
 東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日
 本電信電話株式会社内
 (72) 発明者 西川 健二郎
 東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日
 本電信電話株式会社内

審査官 嶋野 邦彦

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 マイクロ波帯FM復調回路およびマイクロ波帯FSK復調回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

周波数変調信号を入力し、上記入力した周波数変調信号の中心周波数において互いに90度の位相差を持つ2信号を出力する90度電力分配回路と；

上記90度電力分配回路が出力する上記2信号を混合するミキサと；

上記90度電力分配回路の2つの出力端子のうちの一方向の出力端子と、上記ミキサの2つの入力端子のうちの一方向の入力端子とを接続する第1の接続経路と；

上記90度電力分配回路の2つの出力端子のうち他方向の出力端子と、上記ミキサの2つの入力端子のうち他方向の入力端子とを接続し、しかも、上記第1の接続経路と電気長が同じである第2の接続経路と；

上記第1の接続経路または上記第2の接続経路に、一端が、接続され、他端が、短絡されている伝送線路であって、上記周波数変調信号の中心周波数における1/4波長の電気長を持つ伝送線路と；

を有することを特徴とするマイクロ波帯FM復調回路。

【請求項2】

周波数変調信号を入力し、上記入力した周波数変調信号の中心周波数において互いに90度の位相差を持つ2信号を出力する90度電力分配回路と；

上記90度電力分配回路が出力する上記2信号を混合するミキサと；

上記90度電力分配回路の2つの出力端子のうちの一方向の出力端子と、上記ミキサの2つの入力端子のうちの一方向の入力端子とを接続する第1の接続経路と；

10

20

上記 90 度電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの他方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの他方の入力端子とを接続し、しかも、上記第 1 の接続経路と電気長が同じである第 2 の接続経路と；

上記第 1 の接続経路または上記第 2 の接続経路に、一端が、接続され、他端が、短絡されている伝送線路であって、上記周波数変調信号の中心周波数における $1/4$ 波長の電気長を持つ伝送線路と；

上記伝送線路において短絡されていない端子と接地電位との間に設けられている可変容量と；

を有することを特徴とするマイクロ波帯 FM 復調回路。

【請求項 3】

10

周波数変調信号を入力し、この周波数変調信号の中心周波数において互いに 90 度の位相差を持ち、しかも、上記周波数変調信号の中心周波数からの周波数偏移に比例した位相差を持つ 2 信号を出力する電力分配回路と；

上記電力分配回路が出力する上記 2 信号を混合するミキサと；

上記電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの一方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの一方の入力端子とを接続する第 1 の接続経路と；

上記電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの他方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの他方の入力端子とを接続し、しかも、上記第 1 の接続経路と電気長が同じである第 2 の接続経路と；

上記第 1 の接続経路または上記第 2 の接続経路に、一端が、接続され、他端が、短絡されている伝送線路であって、上記周波数変調信号の中心周波数における $1/4$ 波長の電気長を持つ伝送線路と；

20

を有することを特徴とするマイクロ波帯 FM 復調回路。

【請求項 4】

請求項 3 において、

周波数変調信号が入力されて位相差の無い 2 信号を出力する同相電力分配回路の一方の出力信号を、上記周波数変調信号の中心周波数における $(2n-1)/4$ 波長 (n は 1 以上の整数) の電気長を持つ伝送線路に通過させることを特徴とするマイクロ波帯 FM 復調回路。

【請求項 5】

30

請求項 3 において、

周波数変調信号が入力されて位相差の無い 2 信号を出力する同相電力分配回路の一方の出力信号を、上記周波数変調信号の中心周波数における $(2n-1)/4$ 周期 (n は 1 以上の整数) の遅延時間を持つ遅延素子に通過させることを特徴とするマイクロ波帯 FM 復調回路。

【請求項 6】

周波数変調信号を入力し、上記入力した周波数変調信号の中心周波数において互いに所定の位相差を持つ 2 信号を出力する 90 度電力分配回路と；

上記 90 度電力分配回路が出力する上記 2 信号を混合するミキサと；

上記 90 度電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの一方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの一方の入力端子とを接続する第 1 の接続経路と；

40

上記 90 度電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの他方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの他方の入力端子とを接続し、しかも、上記第 1 の接続経路と電気長が同じである第 2 の接続経路と；

上記第 1 の接続経路または上記第 2 の接続経路に、一端が、接続され、他端が、短絡されている伝送線路であって、上記周波数変調信号の中心周波数における $1/4$ 波長の電気長を持つ伝送線路と；

を有することを特徴とするマイクロ波帯 FM 復調回路。

【請求項 7】

周波数変調信号を入力し、上記入力した周波数変調信号の中心周波数において互いに所

50

定の位相差を持つ 2 信号を出力する 90 度電力分配回路と；

上記 90 度電力分配回路が出力する上記 2 信号を混合するミキサと；

上記 90 度電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの一方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの一方の入力端子とを接続する第 1 の接続経路と；

上記 90 度電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの他方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの他方の入力端子とを接続し、しかも、上記第 1 の接続経路と電気長が同じである第 2 の接続経路と；

上記第 1 の接続経路または上記第 2 の接続経路に、一端が、接続され、他端が、短絡されている伝送線路であって、上記周波数変調信号の中心周波数における 1 / 4 波長の電気長を持つ伝送線路と；

10

上記伝送線路において短絡されていない端子と接地電位との間に設けられている可変容量と；

を有することを特徴とするマイクロ波帯 F M 復調回路。

【請求項 8】

周波数変調信号を入力し、この周波数変調信号の中心周波数において互いに所定の位相差を持ち、しかも、上記周波数変調信号の中心周波数からの周波数偏移に比例した位相差を持つ 2 信号を出力する電力分配回路と；

上記電力分配回路が出力する上記 2 信号を混合するミキサと；

上記電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの一方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの一方の入力端子とを接続する第 1 の接続経路と；

20

上記電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの他方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの他方の入力端子とを接続し、しかも、上記第 1 の接続経路と電気長が同じである第 2 の接続経路と；

上記第 1 の接続経路または上記第 2 の接続経路に、一端が、接続され、他端が、短絡されている伝送線路であって、上記周波数変調信号の中心周波数における 1 / 4 波長の電気長を持つ伝送線路と；

を有することを特徴とするマイクロ波帯 F M 復調回路。

【請求項 9】

周波数変調信号を入力し、上記入力した周波数変調信号の中心周波数において互いに 90 度の位相差を持つ 2 信号を出力する 90 度電力分配回路と；

30

上記 90 度電力分配回路が出力する上記 2 信号を混合するミキサと；

上記 90 度電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの一方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの一方の入力端子とを接続する第 1 の接続経路と；

上記 90 度電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの他方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの他方の入力端子とを接続し、しかも、上記第 1 の接続経路と電気長が同じである第 2 の接続経路と；

上記第 1 の接続経路または上記第 2 の接続経路に、一端が、接続され、他端が、短絡されている伝送線路であって、上記周波数変調信号の中心周波数における 1 / 4 波長の電気長を持つ伝送線路と；

を有することを特徴とするマイクロ波帯 F S K 復調回路。

40

【請求項 10】

周波数変調信号を入力し、上記入力した周波数変調信号の中心周波数において互いに 90 度の位相差を持つ 2 信号を出力する 90 度電力分配回路と；

上記 90 度電力分配回路が出力する上記 2 信号を混合するミキサと；

上記 90 度電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの一方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの一方の入力端子とを接続する第 1 の接続経路と；

上記 90 度電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの他方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの他方の入力端子とを接続し、しかも、上記第 1 の接続経路と電気長が同じである第 2 の接続経路と；

上記第 1 の接続経路または上記第 2 の接続経路に、一端が、接続され、他端が、短絡さ

50

れている伝送線路であって、上記周波数変調信号の中心周波数における $1/4$ 波長の電気長を持つ伝送線路と；

上記伝送線路において短絡されていない端子と接地電位との間に設けられている可変容量と；

を有することを特徴とするマイクロ波帯 FSK 復調回路。

【請求項 11】

周波数変調信号を入力し、この周波数変調信号の中心周波数において互いに 90 度の位相差を持ち、しかも、上記周波数変調信号の中心周波数からの周波数偏移に比例した位相差を持つ 2 信号を出力する電力分配回路と；

上記電力分配回路が出力する上記 2 信号を混合するミキサと；

10

上記電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの一方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの一方の入力端子とを接続する第 1 の接続経路と；

上記電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの他方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの他方の入力端子とを接続し、しかも、上記第 1 の接続経路と電気長が同じである第 2 の接続経路と；

上記第 1 の接続経路または上記第 2 の接続経路に、一端が、接続され、他端が、短絡されている伝送線路であって、上記周波数変調信号の中心周波数における $1/4$ 波長の電気長を持つ伝送線路と；

を有することを特徴とするマイクロ波帯 FSK 復調回路。

【請求項 12】

20

請求項 11 において、

周波数変調信号が入力されて位相差の無い 2 信号を出力する同相電力分配回路の一方の出力信号を、上記周波数変調信号の中心周波数における $(2n - 1)/4$ 波長 (n は 1 以上の整数) の電気長を持つ伝送線路に通過させることを特徴とするマイクロ波帯 FSK 復調回路。

【請求項 13】

請求項 11 において、

周波数変調信号が入力されて位相差の無い 2 信号を出力する同相電力分配回路の一方の出力信号を、上記周波数変調信号の中心周波数における $(2n - 1)/4$ 周期 (n は 1 以上の整数) の遅延時間を持つ遅延素子に通過させることを特徴とするマイクロ波帯 FSK 復調回路。

30

【請求項 14】

周波数変調信号を入力し、上記入力した周波数変調信号の中心周波数において互いに所定の位相差を持つ 2 信号を出力する 90 度電力分配回路と；

上記 90 度電力分配回路が出力する上記 2 信号を混合するミキサと；

上記 90 度電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの一方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの一方の入力端子とを接続する第 1 の接続経路と；

上記 90 度電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの他方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの他方の入力端子とを接続し、しかも、上記第 1 の接続経路と電気長が同じである第 2 の接続経路と；

40

上記第 1 の接続経路または上記第 2 の接続経路に、一端が、接続され、他端が、短絡されている伝送線路であって、上記周波数変調信号の中心周波数における $1/4$ 波長の電気長を持つ伝送線路と；

を有することを特徴とするマイクロ波帯 FSK 復調回路。

【請求項 15】

周波数変調信号を入力し、上記入力した周波数変調信号の中心周波数において互いに所定の位相差を持つ 2 信号を出力する 90 度電力分配回路と；

上記 90 度電力分配回路が出力する上記 2 信号を混合するミキサと；

上記 90 度電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの一方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの一方の入力端子とを接続する第 1 の接続経路と；

50

上記 90 度電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの他方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの他方の入力端子とを接続し、しかも、上記第 1 の接続経路と電気長が同じである第 2 の接続経路と；

上記第 1 の接続経路または上記第 2 の接続経路に、一端が、接続され、他端が、短絡されている伝送線路であって、上記周波数変調信号の中心周波数における 1 / 4 波長の電気長を持つ伝送線路と；

上記伝送線路において短絡されていない端子と接地電位との間に設けられている可変容量と；

を有することを特徴とするマイクロ波帯 F S K 復調回路。

【請求項 16】

10

周波数変調信号を入力し、この周波数変調信号の中心周波数において互いに所定の位相差を持ち、しかも、上記周波数変調信号の中心周波数からの周波数偏移に比例した位相差を持つ 2 信号を出力する電力分配回路と；

上記電力分配回路が出力する上記 2 信号を混合するミキサと；

上記電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの一方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの一方の入力端子とを接続する第 1 の接続経路と；

上記電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの他方の出力端子と、上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの他方の入力端子とを接続し、しかも、上記第 1 の接続経路と電気長が同じである第 2 の接続経路と；

上記第 1 の接続経路または上記第 2 の接続経路に、一端が、接続され、他端が、短絡されている伝送線路であって、上記周波数変調信号の中心周波数における 1 / 4 波長の電気長を持つ伝送線路と；

20

を有することを特徴とするマイクロ波帯 F S K 復調回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、マイクロ波帯 F M 復調回路およびマイクロ波帯 F S K 復調回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

30

近年、30GHz を越えるミリ波等の高周波帯を用い、100Mbps ~ 1Gbps の高速大容量の無線通信システムの研究開発が盛んに行われている。

【0003】

このような無線通信システムでは、1チャンネル当たりの帯域幅が100MHz ~ 1GHz と広帯域であるので、その中間周波数は、GHz のマイクロ波帯になる。したがって、復調するには、マイクロ波の変調信号から、伝送データに対応するベースバンド信号を抽出する必要がある。

【0004】

図9は、変調方式としてFSK (Frequency Shift Keying) を用いた従来のマイクロ波帯の復調回路DM11を示す図である。

40

【0005】

従来のマイクロ波帯の復調回路DM11は、入力端子1と、出力端子2と、第1のバンドパスフィルタ20と、第2のバンドパスフィルタ21と、減算器22とを有する。

【0006】

FSK (Frequency Shift Keying) 復調回路では、送信するデータの0、1に応じて搬送波の角周波数を、 $\omega_0 - \Delta\omega$ と、 $\omega_0 + \Delta\omega$ とに切り替える。ただし、 ω_0 は、搬送波の中心周波数であり、 $\Delta\omega$ は、周波数偏移である。

【0007】

従来のマイクロ波帯の復調回路DM11では、第1のバンドパスフィルタ20の中心周波数、第2のバンドパスフィルタ21の中心周波数が、それぞれ、 $\omega_0 - \Delta\omega$ 、 $\omega_0 + \Delta\omega$

50

| であるとし、減算器 22 が、バンドパスフィルタの出力の差を取り出す。したがって、出力端子 2 が出力する信号の電圧は、入力端子 1 に入力される FSK 変調信号の角周波数が、 ω_0 であるときに、0 になり、その角周波数が $\omega_0 - |\Delta\omega|$ であるときに、正になり、その角周波数が $\omega_0 + |\Delta\omega|$ であるときに、負になる。したがって、出力端子 2 が出力する信号の電圧の正負を、コンパレータで判定することによって、入力端子 1 に印加された入力信号を復調することができる。

【0008】

図 10 は、従来のクオドラチャ検波回路 DM12 を示す図である。

【0009】

入力周波数が 100 MHz 程度の低周波である場合には、従来の FSK 復調回路として、図 10 に示すクオドラチャ検波回路 DM12 が用いられている。

10

【0010】

このクオドラチャ検波回路 DM12 は、National Semiconductor 社の製品 LMX3162 や、Motorola 社の製品 MC3356 等に使われている。図 10 に示すクオドラチャ検波回路 DM12 は、入力端子 1 と、出力端子 2 と、ミキサ 5 と、ローパスフィルタ 6 と、第 1 のコンデンサ 23 と、第 2 のコンデンサ 24 と、コイル 25 とを有する。第 2 のコンデンサ 24 と、コイル 25 とは、入力端子 1 から入力された FSK 変調信号の角周波数 ω_0 の中心周波数 ω_0 で共振するように値が設定されている。

【0011】

図 11 は、従来のクオドラチャ検波回路 DM12 の動作を説明する図であり、クオドラチャ検波回路 DM12 の等価回路を示す図である。

20

【0012】

図 10 に示すミキサ 5 の入力インピーダンスを、図 11 では抵抗 R とし、そのインピーダンス値を R とする。また、第 1 のコンデンサ 23 の容量を C_1 とし、第 2 のコンデンサ 24 の容量を C とし、コイル 25 のインダクタンスを L とし、入力端子 1 に入力される電圧を V_3 とし、抵抗 R にかかる電圧を V_4 とし、電圧 V_3 と電圧 V_4 との位相差を θ とする。このときに、入出力電圧の応答 V_4/V_3 は、以下ようになる。

【0013】

$$V_4/V_3 = \left[\frac{-\omega^2 L R C_1 \{ R(1 - \omega^2 L C - \omega^2 L C_1) - j\omega L \}}{R^2(1 - \omega^2 L C - \omega^2 L C_1)^2 - \omega^2 L^2} \right] \dots \text{式(1)}$$

30

$$V_4/V_3 = |V_4/V_3| e^{j\theta} \quad \text{から、}$$

$$\theta = \tan^{-1} \left[\frac{(-\omega L)}{R(1 - \omega^2 L C - \omega^2 L C_1)} \right] \dots \text{式(2)}$$

であり、FSK 変調信号の角周波数 ω は、中心周波数 ω_0 と周波数偏移 $\Delta\omega$ とを用いると、

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega$$

である。ただし、 $\Delta\omega$ は、正および負の値を取る。第 2 のコンデンサ 24 とコイル 25 とは、周波数が ω_0 であるときに、共振するので、 $1 - \omega_0^2 L C = 0$ である。したがって、

$$\theta = \tan^{-1} \left[\frac{1}{\omega_0 R C_1 + 2 R (C + C_1)} \right] \dots \text{式(3)}$$

ただし、 $\omega_0^2 / \omega_0 = 0$ 、 $1 + \omega_0^2 L C / \omega_0 = 1$ を用いている。

【0014】

40

関数 $f(x)$ は、 x が小さいときに、テイラー展開によって、

$$f(x) = f(0) + f'(0)x$$

である。ただし、 $f'(x)$ は、 $f(x)$ に関する微分である。 $f(x)$ に関するテイラー展開によって、 θ は、以下ようになる。

【0015】

$$\theta = \left[\frac{\tan^{-1} (1 / \omega_0 R C_1)}{-2 R (C + C_1) \cdot \omega_0 / \{ (\omega_0 R C_1)^2 + 1 \}} \right] \dots \text{式(4)}$$

$$\omega_0 R C_1 = 1 \text{ となるように、第 1 のコンデンサ 23 の容量 } C_1 \text{ を選ぶと、}$$

$$\theta = 90^\circ - A$$

である。ただし、 $A = -2 R (C + C_1) / \{ (\omega_0 R C_1)^2 + 1 \}$ である。

50

【 0 0 1 6 】

したがって、 $V_3 = V \cos(\omega t + \theta)$ (V は定数)とすると、
 $V_4 = -B \sin(\omega t + \theta - A)$ となる。 B は、定数である。

【 0 0 1 7 】

図 10 に示すクオドラチャ検波回路 D M 1 2 の入力端子 1 に、入力電圧 V_3 が印加されると、ミキサ 5 の一方の入力端子に直接入力される入力信号 S_3 は、電圧 V_3 であり、第 1 のコンデンサ 2 3 を介して、ミキサ 5 の他方の入力端子に入力される入力信号 S_4 は、電圧 V_4 である。ミキサ 5 の出力信号は、信号 S_3 と信号 S_4 との積であり、ローパスフィルタ 6 を介して、出力端子 2 に得られる信号 V_{OUT} は、以下ようになる。

【 0 0 1 8 】

$$V_{OUT} = BV / 2 \sin(A \Delta \omega) \\ \approx ABV / 2 \Delta \omega \quad \cdots \text{式 (5)}$$

ただし、 $\omega_0 R C_1 \ll 1$ 、 $C = 1 / (\omega_0^2 L)$ であるので、 A は、十分小さく、 $\sin(A \Delta \omega) \approx A \Delta \omega$ である。

【 0 0 1 9 】

したがって、出力端子 2 に得られる電圧は、周波数偏移 $\Delta \omega$ に比例し、 $\Delta \omega$ が正であるときに、正であり、 $\Delta \omega$ が負であるときに、負になるので、出力端子 2 に得られる電圧の正負を、コンパレータで判定することによって、クオドラチャ検波回路 D M 1 2 の入力信号を復調することができる。

【 0 0 2 0 】

【発明が解決しようとする課題】

上記バンドパスフィルタを用いる従来の F S K 復調回路では、Q 値の高いバンドパスフィルタを必要とするので、半導体に集積することが困難であるという問題があり、回路の小型軽量化や低コスト化が困難であるという問題がある。

【 0 0 2 1 】

また、コンデンサ、コイル、ミキサによって構成されているクオドラチャ検波回路 D M 1 2 を用いる従来の F S K 復調回路では、 $\omega_0 R C_1 \ll 1$ となるように、コンデンサの容量を選ぶ必要があるので、周波数が高くなるに従って、コンデンサの容量値が小さくなり、必要なコンデンサの容量を精度良く実現することができず、復調回路を精度良く実現することができないという問題がある。

【 0 0 2 2 】

たとえば、周波数が 5 G H z であり、 R が 50 Ω であるときに、 $\omega_0 R C_1$ を 1 / 10 とする容量 C_1 は、0 . 0 6 p F であり、F S K 復調回路を精度良く実現することができない。

【 0 0 2 3 】

また、周波数が高くなるに従って、コイルの Q 値が小さくなり、性能が劣化するという問題がある。

【 0 0 2 4 】

上記問題は、F S K 用の復調回路に限らず、アナログ的な周波数変調信号を復調をする回路でも生じる問題である。

【 0 0 2 5 】

本発明は、マイクロ波帯において半導体に集積可能な素子のみでマイクロ波周波数変調復調回路を構成することができ、回路の小型軽量化や低コスト化が可能になり、また、周波数が高くなっても性能が劣化しないマイクロ波周波数変調復調回路を提供することを目的とする。

【 0 0 2 6 】

【課題を解決するための手段】

本発明は、周波数変調信号を入力し、上記入力した周波数変調信号の中心周波数において互いに 90 度の位相差を持つ 2 信号を出力する 90 度電力分配回路と、上記 90 度電力分

10

20

30

40

50

配回路が出力する上記 2 信号を混合するミキサと、上記 90 度電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの一方の出力端子と上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの一方の入力端子とを接続する第 1 の接続経路と、上記 90 度電力分配回路の 2 つの出力端子のうちの他方の出力端子と上記ミキサの 2 つの入力端子のうちの他方の入力端子とを接続する第 2 の接続経路と、上記第 1 の接続経路または上記第 2 の接続経路に、一端が接続され、他端が、短絡されている伝送線路であって、上記周波数変調信号の中心周波数における $1/4$ 波長の電気長を持つ伝送線路とを有するマイクロ波周波数変調復調回路である。

【0027】

【発明の実施の形態および実施例】

[第 1 の実施例]

図 1 は、本発明の第 1 の実施例である FSK 復調回路 DM1 を示す回路図である。

【0028】

FSK 復調回路 DM1 は、入力端子 1 と、出力端子 2 と、90 度電力分配回路 3 と、伝送線路 4 と、ミキサ 5 と、ローパスフィルタ 6 とを有する。

【0029】

90 度電力分配回路 3 は、周波数変調信号を入力し、上記入力した周波数変調信号の中心周波数において互いに 90 度位相差を持つ 2 信号を出力する 90 度電力分配回路である。

【0030】

ミキサ 5 は、90 度の電力分配回路が出力する 2 信号を混合するものである。

【0031】

90 度電力分配回路 3 の 2 つの出力端子のうちの一方の出力端子と、ミキサ 5 の 2 つの入力端子のうちの一方の入力端子とが、第 1 の接続経路によって接続され、90 度電力分配回路 3 の 2 つの出力端子のうちの他方の出力端子と、ミキサ 5 の 2 つの入力端子のうちの他方の入力端子とが、第 2 の接続経路によって接続されている。また、上記第 1 の接続経路と上記第 2 の接続経路は、電気長が互いに同じである。

【0032】

伝送線路 4 の電気長は、入力端子 1 から入力される FSK 変調信号の角周波数 ω_0 の中心周波数 f_0 における $1/4$ 波長であり、先端 42 が短絡されている（接地されている）。つまり、伝送線路 4 は、第 1 の接続経路または第 2 の接続経路に、一端 41 が接続され、他端 42 が、短絡されている。

【0033】

次に、FSK 復調回路 DM1 の動作について説明する。

【0034】

図 2 は、FSK 復調回路 DM1 の動作を説明する図であり、FSK 復調回路 DM1 の等価回路である。

【0035】

ミキサ 5 の入力インピーダンスを、図 2 では、抵抗 10 とし、そのインピーダンス値を R とする。90 度電力分配回路 3 の出力インピーダンスが、抵抗 11 であるとする、整合状態では、抵抗 11 のインピーダンス値も R になる。伝送線路 4 の特性インピーダンスを Z_0 とし、短絡端 42 を他端から見たインピーダンスを Z_1 とすると、 Z_1 は、

$$Z_1 = j Z_0 \tan \left(\frac{\pi}{2} \frac{L}{\lambda_0} \right) \dots \text{式 (6)}$$

である。

【0036】

抵抗 11 に入力される電圧を、 V_1 とし、抵抗 10 にかかる電圧を、 V_2 とし、電圧 V_1 と電圧 V_2 との位相差を、 ϕ とする。このときに、入出力電圧の応答 V_2 / V_1 は、以下のようになる。

【0037】

$$V_2 / V_1 = \{ 2 Z_0^2 \cdot \tan^2 \left(\frac{\pi}{2} \frac{L}{\lambda_0} \right) + j R Z_0 \cdot \tan \left(\frac{\pi}{2} \frac{L}{\lambda_0} \right) \} / \{ R^2 + 4 Z_0^2 \cdot \tan^2 \left(\frac{\pi}{2} \frac{L}{\lambda_0} \right) \} \dots \text{式 (7)}$$

$$V_2 / V_1 = | V_2 / V_1 | e^{j\phi} \quad \text{であるので、}$$

10

20

30

40

50

$$= \tan^{-1} [R / \{ 2 Z_0 \cdot \tan (\quad / 2 \quad_0) \}] \quad \dots \text{式 (8)}$$

である。

【 0 0 3 8 】

F S K 変調信号の角周波数 ω は、中心周波数 ω_0 と周波数偏移 $\Delta\omega$ とを用いると、

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega$$

である。ただし、 $\Delta\omega$ は、正および負の値を取る。したがって、

$$= \tan^{-1} \{ (- R / 2 Z_0) \cdot \tan (\quad / 2 \quad_0) \} \quad \dots \text{式 (9)}$$

関数 $f (x)$ は、 x が小さいときにはテイラー展開によって、 $f (x) = f (0) + f' (0) x$ となる。

【 0 0 3 9 】

ただし、 $f' (x)$ は、 $f (x)$ の x に関する微分である。 $\Delta\omega$ に関するテイラー展開によって、 $\Delta\omega$ は、以下ようになる。

【 0 0 4 0 】

$$= - (R \quad) / (4 Z_0 \quad_0) = - D \quad \dots \text{式 (1 0)}$$

ただし $D = R \quad / (4 Z_0 \quad_0)$ である。

【 0 0 4 1 】

したがって、 $V_1 = V \cos (\quad t + \quad)$ (V は定数) であるとする、 $V_2 = E \cos (\quad t + \quad - D \quad)$ となる。なお、 E は、定数である。

【 0 0 4 2 】

この電圧 V_2 が、図 1 に示す 90 度電力分配回路 3 の一方の出力端子からミキサ 5 へ入力される信号が S_2 であるときに、90 度電力分配回路 3 の他方の出力端子からミキサ 5 へ入力される信号 S_1 は、 V_1 と 90 度位相差を持った信号であり、 $S_1 = F \sin (\quad t + \quad)$ となる。ただし、 F は、定数である。

【 0 0 4 3 】

ミキサ 5 の出力信号は、信号 S_1 と信号 S_2 との積であり、ローパスフィルタ 6 を介して、出力端子 2 に得られる信号 V_{OUT} は、以下ようになる。

【 0 0 4 4 】

$$V_{OUT} = (E F / 2) \sin (D \quad) \quad (D E F / 2) \quad \dots \text{式 (1 1)}$$

ただし、 $\Delta\omega / \omega_0 \ll 1$ であるので、 D は、十分小さく、 $\sin (D \quad) \approx D$ である。したがって、出力端子 2 に得られる電圧は、周波数偏移 $\Delta\omega$ に比例し、 $\Delta\omega$ が正であるときに、正になり、 $\Delta\omega$ が負のときに、負になるので、F S K 復調回路 D M 1 の出力電圧の正負を、コンパレータで判定することによって、F S K 復調回路 D M 1 の入力信号を復調できる。

【 0 0 4 5 】

F S K 復調回路 D M 1 では、90 度電力分配回路 3、伝送線路 4、ミキサ 5 というマイクロ波帯において半導体に集積可能な素子のみを使用して、F S K 復調回路 M D 1 を構成することができる。マイクロ波帯における 90 度電力分配回路 3 として、ブランチラインハイブリッドや、方向性結合器がよく知られている。

【 0 0 4 6 】

また、F S K 復調回路 D M 1 では、コイルやコンデンサを使用しないので、周波数が高くなっても、性能が劣化しない。

【 0 0 4 7 】

[第 2 の実施例]

図 3 は、本発明の第 2 の実施例である F S K 復調回路 D M 2 を示す図である。

【 0 0 4 8 】

F S K 復調回路 D M 2 において、F S K 復調回路 D M 1 と同一部分には同一符号を付与してある。

【 0 0 4 9 】

F S K 復調回路 D M 2 が、F S K 復調回路 D M 1 と異なる点は、90 度電力分配回路 3 と

10

20

30

40

50

ミキサ5との間に、増幅器7、8が設けられている点である。

【0050】

増幅器7、8の代わりに、アッティネータ（減衰器）やアイソレータ、サーキュレータといったマイクロ波素子を使用するようにしてもよい。

【0051】

すなわち、90度電力分配回路3とミキサ5の間には、ミキサを駆動するために必要な入力レベルやアイソレーション特性によって様々な素子を置くことができる。これらの素子は、2つの信号パス S_1 、 S_2 で、必ずしも同じである必要はなく、90度位相差を保つ限り、異なる種類の素子を設けるようにしてもよい。

【0052】

すなわち、90度電力分配回路3、増幅器7、8等の素子を含めて、広い意味で、90°電力分配回路であると言える。これらマイクロ波素子は、マイクロ波帯において、半導体に集積可能であるので、回路を、小型軽量化や低コスト化することができる。

【0053】

〔第3の実施例〕

図4は、本発明の第3の実施例であるFSK復調回路DM3を示す回路図である。

【0054】

FSK復調回路DM3において、FSK復調回路DM1と同一部分には、同一符号を付してある。FSK復調回路DM3が、FSK復調回路DM1と異なる点は、伝送線路4の一端41と接地電位との間に、可変容量9が設けられている点である。

【0055】

伝送線路4の一端41と接地電位との間に容量を設けることによって、伝送線路の等価的な電気長が長くなり、 $1/4$ 波長の周波数が低くなる。したがって、この容量9を可変にすることによって、伝送線路4の等価的な電気長を調整することができ、広い周波数範囲にわたって、FSKの復調が可能になる。

【0056】

可変容量9は、バラクタと呼ばれる素子を用いれば、マイクロ波帯において半導体に集積可能である。また、連続的に可変の容量ではなく、複数の固定容量をスイッチで切り替えることによって、段階的に容量を変化できるようにしてもよい。

【0057】

〔第4の実施例〕

図5は、本発明の第4の実施例であるFSK復調回路DM4を示す図である。

【0058】

FSK復調回路DM4において、FSK復調回路DM1と同一部分には、同一符号を付してある。

【0059】

FSK復調回路DM4は、FSK復調回路DM1において、90度電力分配回路3と伝送線路4との代わりに、電力分配回路10が設けられている。

【0060】

電力分配回路10は、同相電力分配回路11と、伝送線路12とを有する。伝送線路4は、入力端子1から入力されるFSK変調信号の角周波数 ω の中心周波数 ω_0 における $1/4$ 波長の電気長とする。このときに、電力分配回路10の2つの出力信号の位相差は、中心周波数 ω_0 において互いに90度であり、中心周波数 ω_0 からの周波数偏移 $\Delta\omega$ に比例した位相差を持つ。

【0061】

図6は、FSK復調回路DM4において、伝送線路12の電気長を、5GHzにおける $1/4$ 波長としたときに、電力分配回路10の2つの出力信号の位相差の周波数特性を示す図である。

【0062】

図7は、代表的な90度電力分配回路であるブランチラインハイブリッドの2つの出力信

10

20

30

40

50

号における位相差の周波数特性を示す図である。

【 0 0 6 3 】

ただし、ブランチャインハイブリッドは、5 G H z において 1 / 4 波長の電気長を持つ伝送線路で構成されている。

【 0 0 6 4 】

図 7 に示すブランチャインハイブリッドの 2 つの出力信号の位相差は、5 G H z で 9 0 度になるとともに、その近辺の周波数でも、9 0 度になっている。

【 0 0 6 5 】

一方、図 6 に示す電力分配回路 1 0 における 2 出力信号の位相差は、5 G H z で 9 0 度になり、その位相差は、この周波数 (5 G H z) からの周波数偏移に比例する。

10

【 0 0 6 6 】

したがって、F S K 復調回路 D M 4 において、電力分配回路 1 0 の一方の出力端子からミキサ 5 に入力される信号 S_1 が、 $S_1 = F \cos (t +)$ (F は定数) であるときに、電力分配回路 1 0 の他方の出力端子からミキサ 5 に入力される信号 S_2 は、 $S_2 = F \sin (t + - k)$ になる。ただし、k は、信号 S_1 の中心周波数 ω_0 と、信号 S_2 の中心周波数 ω_0 とにおける位相差の周波数偏移 $\Delta\omega$ に対する変化率である。

【 0 0 6 7 】

F S K 復調回路 D M 4 では、図 6 に示すように、周波数が 0 から ω_0 まで変化する間に、位相差が、 $\pi / 2 \text{ rad}$ 変化するので、変化率 $k = \pi / (2 \omega_0)$ である。一方、図 7 に示すブランチャインハイブリッドの場合の変化率 k は、ほぼ 0 である。

20

【 0 0 6 8 】

ミキサ 5 の出力信号は、信号 S_1 と信号 S_2 との積であり、ローパスフィルタ 6 を介して、出力端子 2 に得られる信号 V_{OUT} は、以下ようになる。

【 0 0 6 9 】

$$V_{OUT} = - (F^2 / 2) \sin (k \Delta \omega)$$

$$\approx - (F^2 k / 2) \Delta \omega \quad \cdots \text{式 (12)}$$

ただし、 $\Delta\omega / \omega_0 \ll 1$ であるので、k は、十分小さく、 $\sin (k \Delta \omega) \approx k \Delta \omega$ である。したがって、出力端子 2 で出力される電圧は、周波数偏移 $\Delta\omega$ に比例し、 $\Delta\omega$ が正であるときに、負であり、 $\Delta\omega$ が負であるときに、正となるので、出力端子 2 で出力される電圧の正負を、コンパレータで判定することによって、復調することができる。

30

【 0 0 7 0 】

以上の実施例では、同相電力分配回路、伝送線路、ミキサというマイクロ波帯において、半導体に集積可能な素子のみによって、F S K 復調回路を構成することができる。マイクロ波帯における同相電力分配回路として、ウィルキンソンハイブリッドがよく知られている。

【 0 0 7 1 】

また、伝送線路 1 2 の電気長は、1 / 4 波長だけでなく、 $(2 n - 1) / 4$ 波長 (n は 1 以上の整数) としてもよい。この場合、k は、 $k = \pi / (2 \omega_0) \times (2 n - 1)$ となる。

40

【 0 0 7 2 】

また、伝送線路 1 2 の代わりに、F S K 変調信号の角周波数 ω_0 の中心周波数 ω_0 において通過時間が $(2 n - 1) / 4$ 周期 (n は 1 以上の整数) である遅延素子を使用するようにしてもよい。遅延素子は、トランジスタ等で実現することができる。このときも、電力分配回路 1 0 の 2 出力信号の位相差は、中心周波数 ω_0 において 9 0 度であり、中心周波数 ω_0 からの周波数偏移 $\Delta\omega$ に比例した位相差を持つ。

【 0 0 7 3 】

[第 5 の実施例]

図 8 は、本発明の第 5 の実施例である F S K 復調回路 D M 5 を示す図である。

【 0 0 7 4 】

50

図 8 において、F S K 復調回路 D M 1、D M 4 と同一部分には、同一符号を付してある。

【 0 0 7 5 】

F S K 復調回路 D M 5 は、F S K 復調回路 D M 1 と D M 4 とを組み合わせた回路である。

【 0 0 7 6 】

すなわち、F S K 復調回路 D M 5 は、入力端子 1 と、出力端子 2 と、電力分配回路 1 0 と、伝送線路 4 と、ミキサ 5 と、ローパスフィルタ 6 とを有する。電力分配回路 1 0 は、同相電力分配回路 1 1 と、伝送線路 1 2 とを有する。

【 0 0 7 7 】

F S K 復調回路 D M 5 において、伝送線路 4 の電気長は、入力端子 1 から入力される F S K 変調信号の角周波数 ω の中心周波数 ω_0 における $1/4$ 波長とし、伝送線路 4 の先端 4 2 を短絡している。また、伝送線路 1 2 の電気長は、入力端子 1 から入力される F S K 変調信号の角周波数 ω の中心周波数 ω_0 における $1/4$ 波長とする。このときに、電力分配回路 1 0 の 2 つの出力信号の位相差は、中心周波数 ω_0 において 90 度であり、中心周波数 ω_0 からの周波数偏移 $\Delta\omega$ に比例した位相差を持つ。

【 0 0 7 8 】

したがって、電力分配回路 1 0 の一方の出力端子からミキサ 5 に入力される信号 S_1 が、 $S_1 = F \cos(\omega t + \phi)$ (F は定数) であるときに、電力分配回路 1 0 の他方の出力端子に抵抗負荷を付けたときの出力信号 S_3 は、 $S_3 = F \sin(\omega t + \phi + k)$ となる。ただし、 $k = \pi/2$ である。

【 0 0 7 9 】

この信号 S_3 が、伝送線路 4 を通過してミキサ 5 に入力される信号 S_2 は、式 (1 0) を参照し、以下ようになる。

【 0 0 8 0 】

$S_2 = E \sin(\omega t + \phi + k - D)$... 式 (1 3)

ただし、 $D = R / (4 Z_0)$ である。

【 0 0 8 1 】

ミキサ 5 の出力信号は、信号 S_1 と信号 S_2 との積であり、ローパスフィルタ 6 を介して、出力端子 2 に得られる信号 V_{OUT} は、以下ようになる。

【 0 0 8 2 】

$$V_{OUT} = -EF / [2 \sin \{ (k+D) \Delta\omega \}]$$

$$\approx -EF (k+D) / (2 \Delta\omega) \quad \cdots \text{式 (1 4)}$$

ただし、 $\Delta\omega / \omega_0 \ll 1$ であるので、 $\sin \{ (k+D) \Delta\omega \} \approx (k+D) \Delta\omega$ である。したがって、出力端子 2 に得られる電圧は、周波数偏移 $\Delta\omega$ に比例し、 $(k+D)$ が正であるときに、負になり、 $(k+D)$ が負であるときに、正になるので、出力端子 2 に得られ電圧の正負を、コンパレータで判定することによって、復調することができる。

【 0 0 8 3 】

上記実施例では、電圧分配回路 1 0 と伝送線路 4 との両方が、周波数偏移 $\Delta\omega$ に比例した周波数特性を持つので、高い復調感度を持つ。

【 0 0 8 4 】

また、F S K 復調回路 D M 4 と同様に、伝送線路 1 2 の代わりに、F S K 変調信号の角周波数 ω の中心周波数 ω_0 における通過時間が $1/4$ 周期の通過時間を有する遅延素子を設けるようにしてもよい。この遅延素子を、トランジスタで実現することができる。このときも、電力分配回路 1 0 の 2 出力信号の位相差は、中心周波数 ω_0 において 90 度であり、中心周波数 ω_0 からの周波数偏移 $\Delta\omega$ に比例した位相差を持つ。

【 0 0 8 5 】

上記各実施例は、F S K 用の復調回路であるが、F S K のようなデジタル信号に限らず、アナログ的な F M (周波数変調) 信号をも復調することができる。

【 0 0 8 6 】

また、上記実施例は、基本的には 90 度分配器の 2 つの出力端子のうち一方の出力端子

10

20

30

40

50

と、ミキサの2つの入力端子のうち的一方の入力端子とを1つの接続経路で接続し、90度分配器の2つの出力端子のうち他方の出力端子と、ミキサの2つの入力端子のうち他方の入力端子とを別の接続経路で接続しているが、これら2つ接続経路は等しい電気長を有する。

【0087】

つまり、FSK復調回路DM4は、周波数変調信号を入力し、この周波数変調信号の中心周波数において互いに90度の位相差を持ち、しかも、上記周波数変調信号の中心周波数からの周波数偏移に比例した位相差を持つ2信号を出力する電力分配回路と、上記電力分配回路の2つの出力信号を混合するミキサとを有するマイクロ波帯FM復調回路およびマイクロ波帯FSK復調回路の例である。

10

【0088】

また、FSK復調回路DM5は、周波数変調信号を入力し、この周波数変調信号の中心周波数において互いに90度の位相差を持ち、しかも、上記周波数変調信号の中心周波数からの周波数偏移に比例した位相差を持つ2信号を出力する電力分配回路と、上記電力分配回路の2つの出力信号を混合するミキサと、上記電力分配回路の2つの出力端子のうち一方の出力端子と、上記ミキサの2つの入力端子のうち一方の入力端子とを接続する第1の接続経路と、上記電力分配回路の2つの出力端子のうち他方の出力端子と、上記ミキサの2つの入力端子のうち他方の入力端子とを接続する第2の接続経路と、上記第1の接続経路または上記第2の接続経路に、一端が、接続され、他端が、短絡されている伝送線路であって、上記周波数変調信号の中心周波数における1/4波長の電気長を持つ伝送線路とを有するマイクロ波帯FM復調回路およびマイクロ波帯FSK復調回路の例である。

20

【0089】

上記実施例において、電力分配回路は、入力信号の中心周波数において互いに90度の位相差を有する2つの信号を出力する。これは、性能が最も良くなる位相差が90度であるためであるが、90度以外の位相差であっても動作する。つまり、上記電力分配回路は、入力信号の中心周波数において、所定の位相差を具備する2つの信号を出力すればよい。

【0090】

【発明の効果】

本発明によれば、マイクロ波帯において半導体に集積可能な素子のみでマイクロ波周波数変調復調回路を構成することができるので、回路の小型軽量化や低コスト化が可能になり、また、コイルやコンデンサを用いないので、周波数が高くなっても性能は劣化しないという効果を奏する。

30

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施例であるFSK復調回路DM1を示す回路図である。

【図2】FSK復調回路DM1の動作を説明する図であり、FSK復調回路DM1の等価回路である。

【図3】本発明の第2の実施例であるFSK復調回路DM2を示す図である。

【図4】本発明の第3の実施例であるFSK復調回路DM3を示す回路図である。

【図5】本発明の第4の実施例であるFSK復調回路DM4を示す図である。

40

【図6】FSK復調回路DM4において、伝送線路12の電気長を、5GHzにおける1/4波長としたときに、電力分配回路10の2つの出力信号の位相差の周波数特性を示す図である。

【図7】代表的な90度電力分配回路であるブランチラインハイブリッドの2つの出力信号における位相差の周波数特性を示す図である。

【図8】本発明の第5の実施例であるFSK復調回路DM5を示す図である。

【図9】従来のマイクロ波帯のFSK復調回路DM11を示す図である。

【図10】従来のクオドラチャ検波回路DM12を示す図である。

【図11】従来のクオドラチャ検波回路DM12の動作を説明する図であり、クオドラチャ検波回路DM12の等価回路を示す図である。

50

【符号の説明】

D M 1 ~ D M 5 ... F S K 復調回路、

1 ... 入力端子、

2 ... 出力端子、

3 ... 90度電力分配回路、

4 ... 伝送線路、

5 ... ミキサ、

6 ... ローパスフィルタ、

7、8 ... 増幅器、

9 ... 可変容量、

10 ... 電力分配回路、

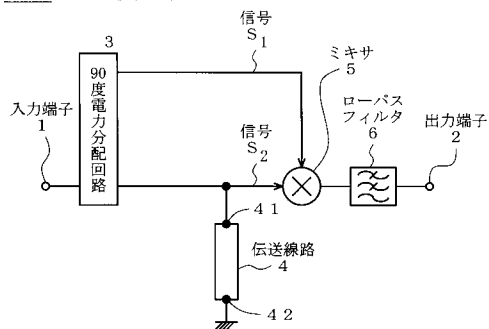
11 ... 同相電力分配回路、

12 ... 伝送線路。

10

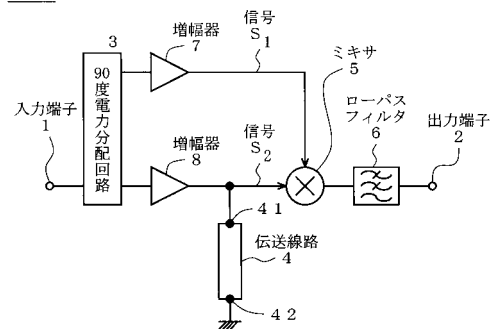
【図1】

DM1 : FSK 復調回路



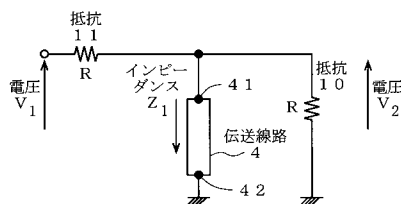
【図3】

DM2 : FSK 復調回路



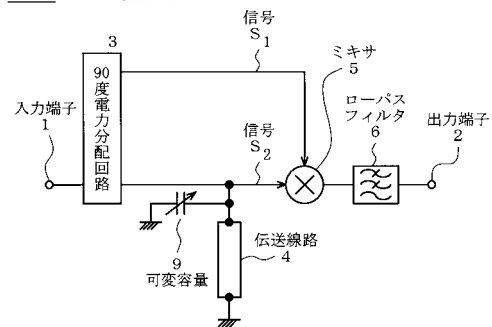
【図2】

FSK 復調回路DM1の等価回路



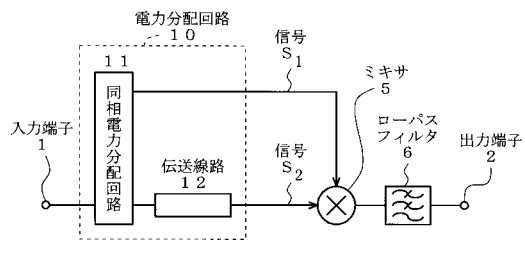
【図4】

DM3 : FSK 復調回路

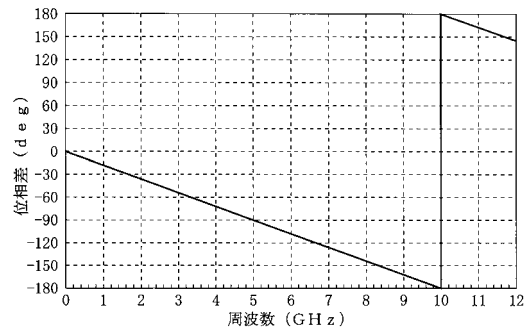


【図 5】

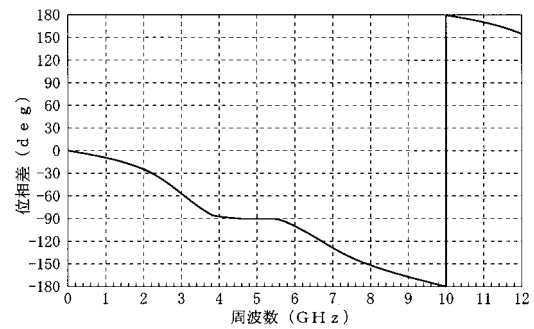
DM4 : FSK復調回路



【図 6】

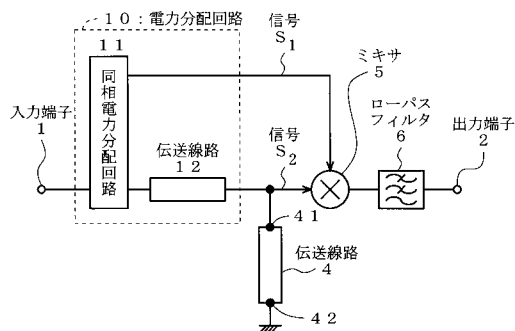


【図 7】



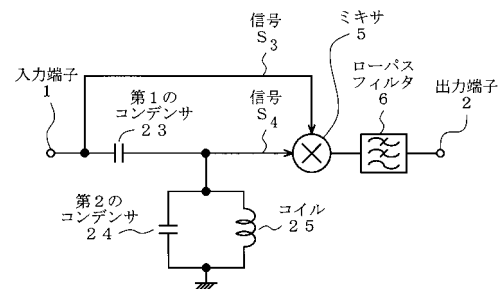
【図 8】

DM5 : FSK復調回路



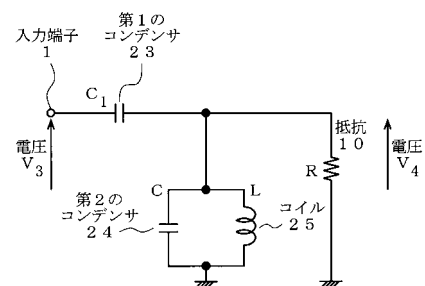
【図 10】

DM12 : 従来のクオドラチャ検波回路



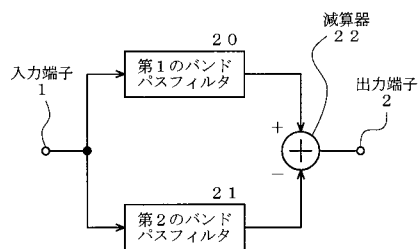
【図 11】

従来のクオドラチャ検波回路DM12の等価回路



【図 9】

DM11 : 従来のマイクロ波帯の復調回路



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平02-206942(JP,A)
特開平06-209288(JP,A)
特開平06-029474(JP,A)
特開平06-303261(JP,A)
特開平10-163784(JP,A)
特開昭49-108954(JP,A)
特開2000-236202(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03D 1/00 - 5/00