

〔研究〕

0°/90°ハイブリッド結合器を用いた相関方式による広帯域マイクロ波ラジオメータ

A Broadband Microwave Radiometer by a Correlation Scheme with Quadrature Hybrid Couplers

中野 洋 加藤 吉彦
H. NAKANO Y. KATO

A broadband microwave radiometer of the differential type has been designed by adopting a correlation scheme with quadrature hybrid couplers (QHCs) and without devices that limit the radiometer bandwidth. Its usefulness has been confirmed over 6 GHz to 12.4 GHz by experimental tests. The correlator used in the radiometer offers in-phase and quadrature-phase outputs. The advantage of this correlator has been investigated.

§1 序論

マイクロ波帯における広帯域雑音測定においては、受信機の利得変動の影響を受け難いところから、差動型の広帯域マイクロ波ラジオメータが望まれる。従来の差動型ラジオメータとして、Dicke型のようなスイッチング方式¹⁾とマジックTを用いた相関方式²⁾があるが、Dicke型ラジオメータは用いるサーキュレータスイッチにより帯域が制限を受けるため、比帯域は10～15%であり、また、相関型ラジオメータもマジックTにより帯域が制限される。このため、両方式とも受信帯域幅が狭い。これに対し、筆者らは、相関型においてマジックTの代わりに0°/90°

ハイブリッド結合器(QHC)を用いた差動型ラジオメータを考案し、実験によりその動作を確認した³⁾。

本論文では、本方式のラジオメータが広帯域であることを実験によって示すとともに、相関器出力の実数部と虚数部を使用する利点についても述べる。

§2 原理

Fig.1 に本ラジオメータの基本構成を示す。ここで、QHCは無損失かつ無反射である理想的なものとする。その場合、QHCの2つの出力 b_3 と b_4 は、以下の式で表される。

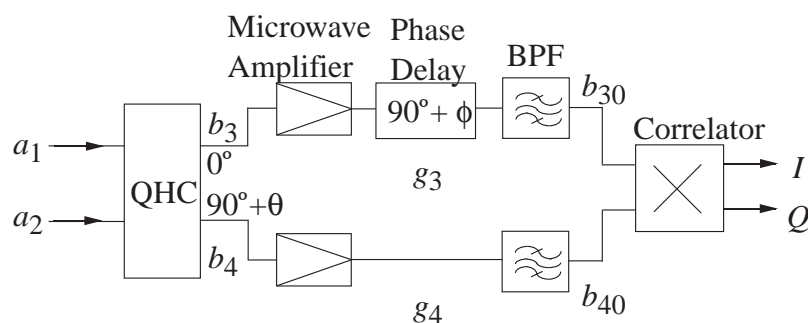


Fig.1 Fundamental configuration of the radiometer.

$$\begin{aligned}
 b_3 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ a_1 + a_2 \exp \left[-j \left(\frac{\pi}{2} + \theta \right) \right] \right\} \\
 b_4 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ a_2 + a_1 \exp \left[-j \left(\frac{\pi}{2} + \theta \right) \right] \right\}
 \end{aligned} \quad (1)$$

ここで、 a_1 と a_2 はそれぞれ入力信号とレファレンス信号であり、 θ はQHCの残留位相である。次に、 b_3 に 90° の位相遅れを与えてから、その信号と b_4 を相関器に入力する。相関器の入力信号 b_{30} 、 b_{40} は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 b_{30} &= g_3 b_3 \exp \left[-j \left(\frac{\pi}{2} + \phi \right) \right] + n_3 \\
 b_{40} &= g_4 b_4 + n_4
 \end{aligned} \quad (2)$$

ここで、 g_3 、 g_4 はそれぞれの回路の比例係数であり、 n_3 、 n_4 はそれぞれの回路から発生する雑音波で互いに無相関である。また、 ϕ は 90° 位相遅れからのずれである。

相関器の複素出力 J は以下の式で表される。

$$J = \overline{b_{30} b_{40}^*} = I + jQ \quad (3)$$

この相関器の実際の2つの出力 I 、 Q は以下の式で表される。

$$I = (|a_1|^2 - |a_2|^2) \cos(\theta - \phi) + 2|a_2|^2 \sin \theta \sin \phi \quad (4)$$

$$Q = (|a_1|^2 - |a_2|^2) \sin(\theta - \phi) + 2|a_2|^2 \sin \theta \cos \phi \quad (5)$$

ここで、 I は相関器出力の実数部、 Q は虚数部であり、また、利得は1としている。

$\theta = 0^\circ$ かつ $\phi = 0^\circ$ の理想的な場合は、 Q は 0 となり、 I が差動型ラジオメータの出力を与える。一方、 $\theta = 0^\circ$ かつ $\phi = -90^\circ$ ならば、 Q が差動型ラジオメータの出力となる。 $\theta \neq 0^\circ$ または $\phi \neq 0^\circ$ の場合は、 θ と ϕ を I と Q を使って求めることができる（付録参照）。

§3 構成と特徴

実際に製作したラジオメータのブロックダイアグラムを Fig.2 に示す。また、このラジオメータの特徴を以下に示す。

- ・初段に、広い周波数帯域にわたって低い反射係数を持つQHCを採用している。
- ・ヘテロダイン受信機において、イメージ除去のため通常ミキサの前に置く可変バンドパスフィルタに代わり、広帯域のイメージ除去ミキサ⁴⁾を採用している。
- ・IF段において 90° 位相遅れを得るために、局部発振器の出力段にQHCを採用している。
- ・ I 、 Q 2つの信号を出力する相関器を採用している。

使用したQHCの帯域は1から12.4GHzであったが、入手できたイメージ除去ミキサの帯域は6から18GHzであった。このため、このラジオメータの帯域は6から12.4GHzとなった。

§4 測定結果

ラジオメータ出力として I を使用した。Fig.3に、室温雑音源（299K）と液体窒素冷却雑音源（84K）をそ

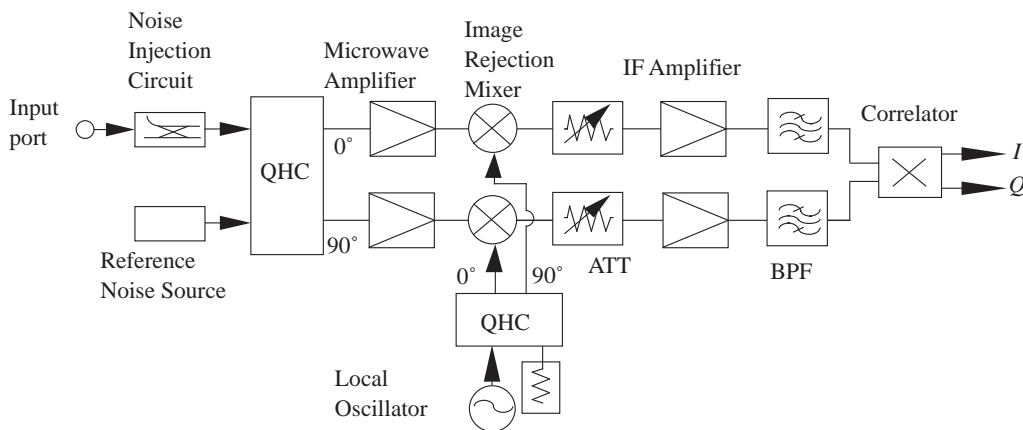


Fig.2 Circuit configuration of the newly built correlation radiometer.

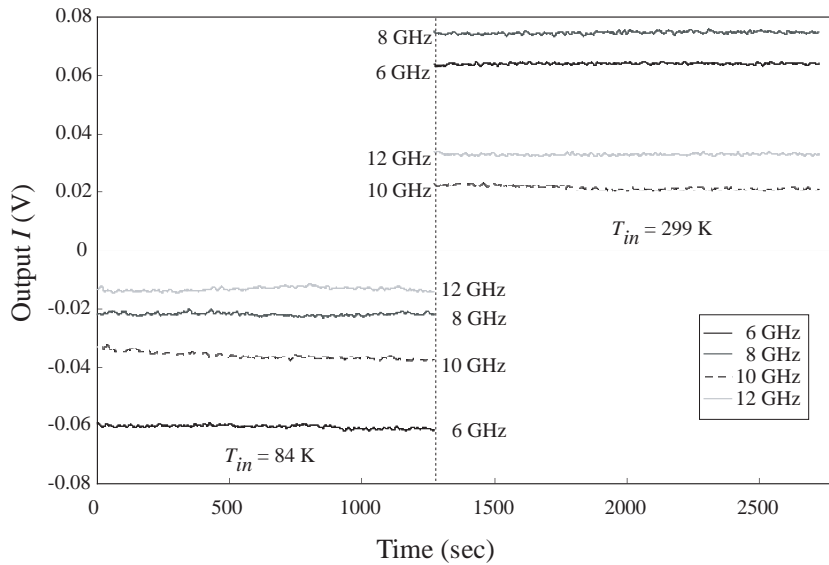


Fig.3 Stability of the outputs of the radiometer at nominal ambient temperature and at a liquid nitrogen temperature.

Table 1 Sensitivities of the radiometer at 11 seconds of integration time.

Frequency(GHz)	6	8	10	12
$\Delta T(K)$	0.54	1.10	2.4	1.4

れぞれラジオメータ入力に接続した場合の6, 8, 10, 12GHzでの相関器出力 I の安定性を示す。このデータを相関器内の積分回路によって1 秒間積分した後、デジタル信号に変換した。さらに、このデジタルデータを 11 秒間積分した。ラジオメータの感度(積分時間11秒の時)の計算結果を Table 1 に示す。この値は精密雑音測定のためには十分ではない。その理由として、マイクロ波増幅器の前の入力端での損失が大きいこと、マイクロ波増幅器の入力換算雑音温度が大きいことなどが考えられるが、より低雑音のマイクロ波増幅器と、より長い積分時間を用いることにより、低減することができる。

ノイズダイオード並びに液体窒素冷却雑音源に可変減衰器を接続したものを可変雑音源とし、これをラジオメータに接続した際の出力を Fig. 4 と Fig. 5 に示す。なお、この特性は、可変減衰器の減衰量を変えることによって求めた。これらのデータから減衰器の電力透過係数とラジオメータ出力に線形の関係があることが分かる。それぞれの周波数における直線の傾きは異なっているが、これはラジオメータの

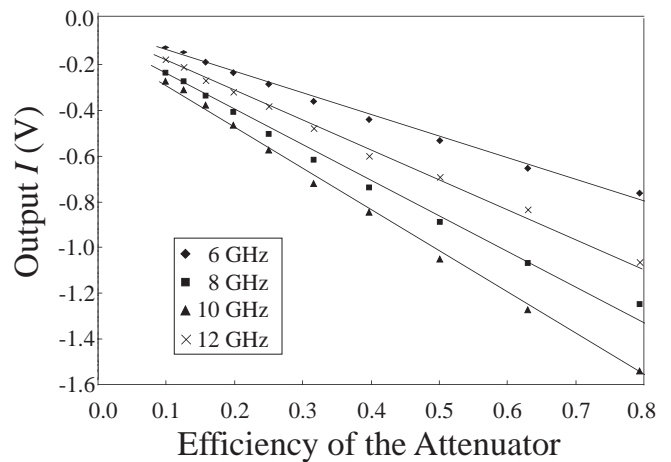


Fig.4 Linearity of the radiometer output with a noise diode and an attenuator as a source.

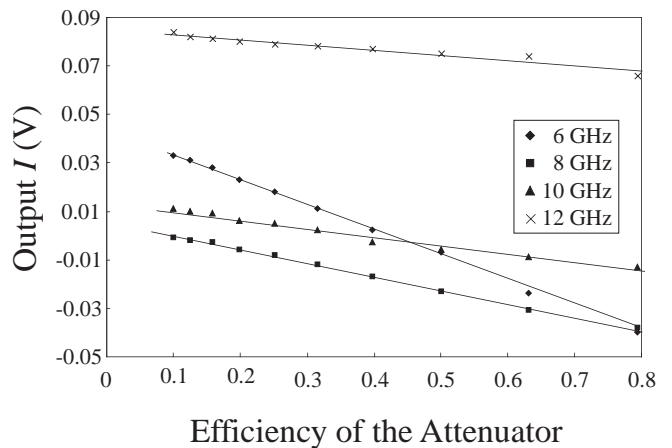


Fig.5 Linearity of the radiometer output with a cryogenic termination cooled by liquid nitrogen and an attenuator as a source.

利得の周波数による違いと減衰器の周波数による違いによるものである。

§5 相関器でのIとQの使用

次に、相関器におけるIとQの出力について考える。(4)式と(5)式より、以下の式が得られる。

$$L = I^2 + Q^2 = |a_1|^4 + |a_2|^4 - 2|a_1|^2|a_2|^2 \cos 2\theta \quad (6)$$

もし、 $\theta = 0^\circ$ ならば、

$$L = I^2 + Q^2 = (|a_1|^2 - |a_2|^2)^2 \quad (7)$$

となる。この式より、Fig.1の ϕ を変化させると、IとQの軌跡は円を描くことが分かる。そこで、これを確認するために、RFセクションの一方に可変位相器を挿入して、8GHzで測定を行った。その軌跡をFig.6に示す。この結果はラジオメータが正しく動作しており、先の理論が正しいことを示している。しかし、この軌跡は完全な円ではないが、これは接続個所での多重反射、2個のマイクロ波増幅器の利得の相違等によって生じているものと考えられる。さらに、 $\theta \neq 0^\circ$ の場合、(6)式の a_1 とLが既知ならば、 θ を求めることができる。

前で述べたように、局部発振器の信号が同位相で供給されるとき、つまり $\theta = 0^\circ$ かつ $\phi = -90^\circ$ であると

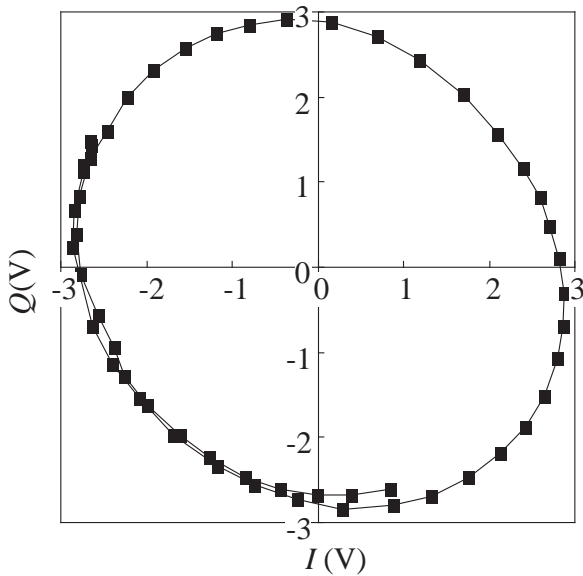


Fig.6 Polar plot of output I and Q signals of the radiometer (at 8 GHz).

き、出力Qが差動型ラジオメータの出力として使用できる。この場合、局部発振器の出力段に、より広帯域特性が得られるウィルキンソン型ディバイダ⁴⁾をQHCの代わりとして使うことができる。

§6 結論

QHCを用いた広帯域の相関方式の差動型ラジオメータを製作し、その機能を実験によって確認した。本ラジオメータに使用した素子の制約から、使用周波数帯域は6GHzから12.4GHzまでであったが、より広帯域な素子を使用することにより、より広帯域なラジオメータを製作することができる。また、相関器の出力の実数部と虚数部の信号を用いることにより、回路の位相特性の制約を避けることができることを示した。以上により、本方式のラジオメータが広帯域のマイクロ波雑音測定に有用であることが明らかになった。

謝辞

ラジオメータに関してアドバイスを頂いた、小見山耕司主任研究官に感謝いたします。

付録

Fig.1の θ と ϕ は、理想的には0である。しかし、実際にはQHCの位相遅れは0ではなく、さらにその値は周波数によって異なる。また、位相遅れの変動は2つの回路の電気長の差によっても生じる。(4)式と(5)式から、 a_1 と a_2 がFig.7に示すようにQHCの入力信号である場合、I、Qは、以下の式で与えられる。

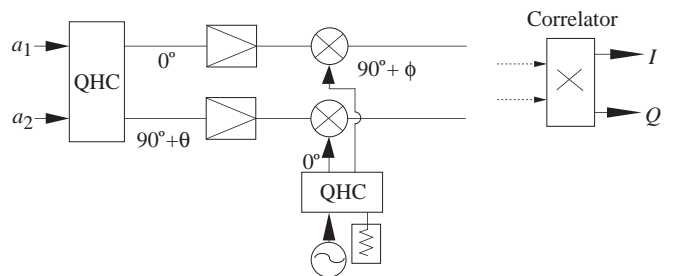


Fig.7 Relationship of q and f of QHCs in the radiometer.

$$I = |a_1|^2 \cos(\theta - \phi) - |a_2|^2 \cos(\theta + \phi) \quad (8)$$

$$Q = |a_1|^2 \sin(\theta - \phi) - |a_2|^2 \sin(\theta + \phi) \quad (9)$$

それゆえ， $|a_1|^2 = |a_2|^2$ の場合， θ と ϕ は，

$$\theta = \sin^{-1} \frac{\sqrt{I^2 + Q^2}}{2|a_1|^2} \quad (10)$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{I}{Q} \quad (11)$$

と表される。

(10)式と(11)式から，この方式のラジオメータの θ と ϕ を見積もることができる。もしそれらが完全に推測できれば，(4)式と(8)式での出力 I は正確に計算できる。また， a_2 はリファレンス雑音源の信号なので，(4)式の最後の項はオフセットとして差し引くことができる。

参考文献

- 1) R. H. Dicke : "The Measurement of Thermal Radiation at Microwave Frequencies", Review of Scientific Instruments, **Vol. 17**, No. 7(1946) 268-275.
- 2) D. F. Wait and C. L. Trembath : "A Comparison Between a Switched and a Correlation Radiometer for Cryogenic Noise Source Measurements", 20th Annual Instrument Society of America Conference and Exhibit, Los Angeles, 1965, (Instrument Society of America, Pittsburgh, 1965) Part I, Preprint Number 14.4-3-65.
- 3) H. Nakano and K. Kato : "A Broadband Microwave Radiometer Using Correlation Technique", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, **Vol. IM-48**, No. 2 (1999) 631-633.
- 4) E. J. Wilkinson : "An N-Way Hybrid Power Divider", IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, **Vol. MTT-8**, No. 1(1960)116-118

(2000.1.31受付)