

# 〔研究〕

## ヘテロダイン検波を利用した高周波測定回路における高調波成分の影響に関する検討

### A Study for the Influence of Harmonic Components in Heterodyne Detector

岡野好伸  
Y. OKANO

川上友暉  
T. KAWAKAMI

#### § 1 まえがき

RF (Radio-Frequency) 減衰量, インピーダンスなどの精密測定では, 必要な精度が容易に得られる周波数帯 (1kHz ~ 30MHz 程度) に置換して測定されることが多い。周波数帯の置換に際しては, ダイオードの非直線性を利用したヘテロダイン検波を用いる方法が一般に広く用いられている<sup>1,3)</sup>。具体的にはダイオードをミキサとして用い, 減衰量の場合は, 被測定RF減衰量をIF (Intermediate-Frequency) 減衰量に置換して行われる, いわゆる中間周波置換法がある。しかし, この方法では, ダイオードの非直線性ゆえに測定信号や局発信号, さらにIFなどの高調波が多数発生し, 測定における誤差要因ともなる。高調波が測定に及ぼす誤差に関する検討は実験的には検討されてきたが, 解析的検討はあまり行われてこなかった<sup>1,2)</sup>。そこで, 本報告では中間周波置換法による減衰量などの測定回路において, 高調波がミキサの比例特性にもたらす影響を簡単なモデルを用いて解析的に検討した結果について示す。

#### § 2 高調波成分の影響

Fig.1には中間周波置換法の基本的な構成を示す。中間周波置換法は, 測定対象の減衰器 (D. U. T) を通ったミキサへのRF入力信号とIF出力信号の比例性を利用して, RF減衰量をIFの標準減衰器の減衰量と置換する測定法である。ダイオードの非直線性を利用した周波数変換の場合, 変換出力電圧は, 局発信号, および測定信号に対する電源, 負荷のインピーダンスはもちろん, 測定信号の高調波に対するインピーダンスなどにも依存する。Fig.1の測定構成では, 減衰器後段のアイソレータがRFの基本波, あるいはその高調波に対して十分なアイソレーションを持っているとは限らないので, 測定中にこれらのインピーダンスが変化することもある。

このような場合, ミキサのダイオード周辺の状況はFig.2に示した等価回路のようになる。ここに $f_{oi}$ は測定信号の第*i*高調波成分を, また,  $f_{li}$ はヘテロダイン検波用の局発信号の第*i*高調波成分を通すフィルタを表す。Fig.1の減衰量測定では, アイソレーションが高調波成

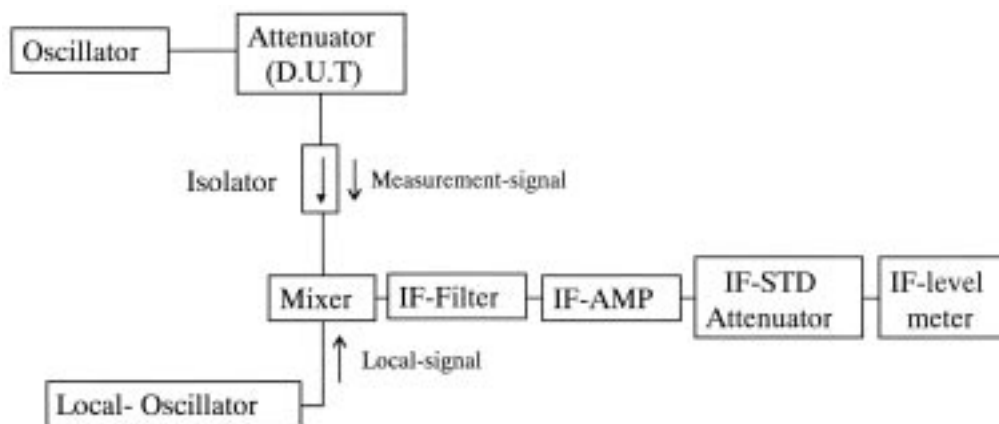


Fig.1 Attenuation measurement circuit.

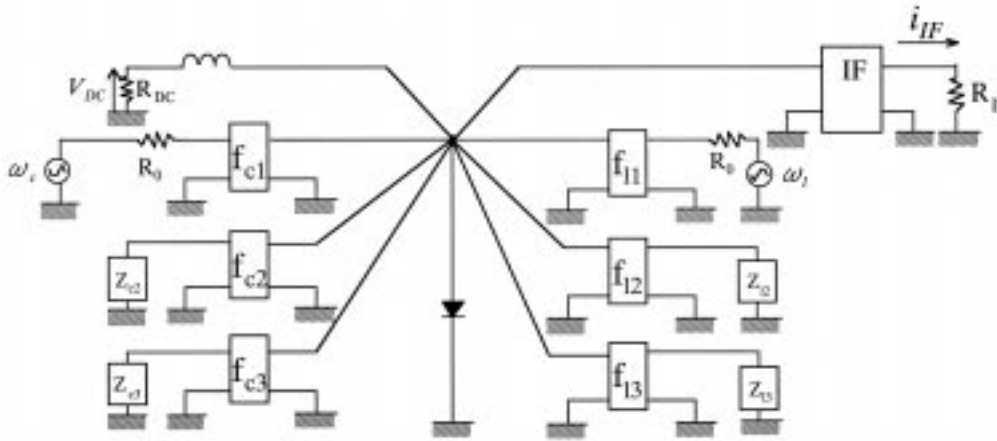


Fig.2 Equivalent circuit for a diode in single mixer.

分に対して不十分なとき、前段の減衰器変化に伴って高調波成分に対するインピーダンスが変動すると考えねばならない。そこで、今回の検討ではアイソレータにおける高調波の反射が、ダイオードミキサの出力段におけるIF成分に与える影響を解析的に検討した。なお、反射波としては、測定信号および局発信号の第3高調波成分までを考慮した。

§ 3 高調波成分のモデル化

ダイオードで発生した測定信号および局発信号の高調波成分は、アイソレータなどにおける高調波に対するインピーダンスの影響で、再び測定信号および局発出力波に重ね合わさる形になるので、最終的にダイオード両端の電圧は次のようにモデル化できる。

まず、測定信号およびその高調波として

$$V_c = {}^1v_{cr} \sin \omega_c t + {}^2v_{cr} \sin 2\omega_c t + {}^3v_{cr} \sin 3\omega_c t + {}^2v'_{lr} \cos 2\omega_c t + {}^3v'_{cr} \cos 3\omega_c t \quad (1)$$

局発出力波およびその高調波として

$$V_l = V_{DC} + {}^1v_{lr} \sin \omega_l t + {}^2v_{lr} \sin 2\omega_l t + {}^3v_{lr} \sin 3\omega_l t + {}^2v'_{lr} \cos 2\omega_l t + {}^3v'_{lr} \cos 3\omega_l t \quad (2)$$

ここに

$V_{DC}$  : 直流成分

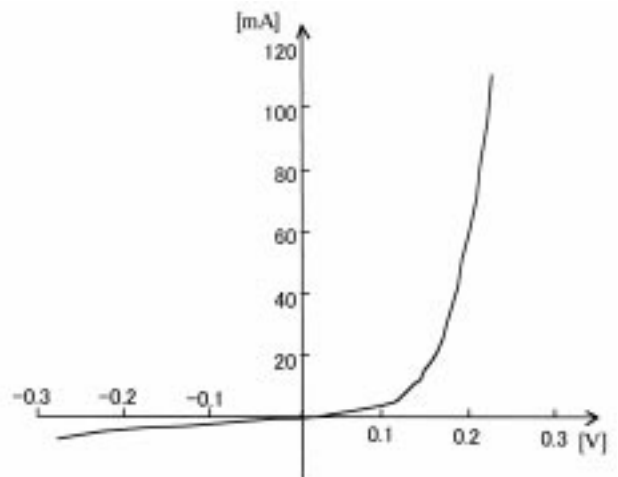


Fig.3 V-I Characteristic of 1N23C

${}^1v_{cr} {}^1v_{lr}$  : RF, 局発振器の基本波成分振幅

${}^2v_{cr} {}^2v_{lr} {}^2v'_{cr} {}^2v'_{lr}$  : RF, 局発振器の第2高調波振幅

${}^3v_{cr} {}^3v_{lr} {}^3v'_{cr} {}^3v'_{lr}$  : RF, 局発振器の第3高調波振幅

一方、ダイオードの電流電圧特性は一例として1N23Cの静特性を示すとFig.3のようになっている。そこで、ダイオードの電流電圧特性を以下のような関数で近似する。

$$i = D_1 v + D_2 v^2 + D_3 v^3 + D_4 v^4 \dots \quad (3)$$

ここに  $i$  : ダイオード電流  
 $v$  : ダイオード電圧  
 $D_i$  : ダイオード定数

(3)式のような特性のダイオードに  $v = V_c + V_l$  の端子電圧が加わったときの電流は(3)式に(1) ,(2)式を代入して得られる。本報告では、簡単にするため (3)式の第3次の項までを考慮することとした。このとき、多数の高調波成分が発生するが、このうち、IF成分のみを抽出すると(4)式ようになる。

$$\begin{aligned}
 I_{IF} &= {}^1i_{IF} + {}^2i_{IF} + {}^3i_{IF} \\
 &= \left\{ D_2 \cdot {}^1v_{cr} \cdot {}^1v_{lr} + 3D_3 \cdot V_{DC} \cdot {}^1v_{cr} \cdot {}^1v_{lr} \right\} \cos(\omega_c \mp \omega) t \\
 &+ \frac{3D_3}{2} \cdot \left( \mp {}^1v_{cr} \cdot {}^2v_{cr} \cdot {}^1v_{lr} \mp {}^2v_{cr} \cdot {}^3v_{cr} \cdot {}^1v_{lr} + {}^2v_{cr} \cdot {}^3v_{cr} \cdot {}^1v_{lr} \right. \\
 &\mp {}^1v_{lr} \cdot {}^1v_{cr} \cdot {}^2v_{lr} \mp {}^1v_{cr} \cdot {}^2v_{lr} \cdot {}^3v_{lr} + {}^1v_{cr} \cdot {}^2v_{lr} \cdot {}^3v_{lr} \left. \right) \cos(\omega_c \mp \omega) t \\
 &+ \frac{3D_3}{2} \cdot \left( \mp {}^1v_{cr} \cdot {}^2v_{cr} \cdot {}^1v_{lr} \mp {}^2v_{cr} \cdot {}^3v_{cr} \cdot {}^1v_{lr} + {}^2v_{cr} \cdot {}^3v_{cr} \cdot {}^1v_{lr} \right. \\
 &+ {}^1v_{cr} \cdot {}^2v_{lr} \cdot {}^3v_{lr} \mp {}^2v_{cr} \cdot {}^3v_{cr} \cdot {}^1v_{lr} + {}^1v_{cr} \cdot {}^2v_{lr} \cdot {}^3v_{lr} \left. \right) \sin(\omega_c \mp \omega) t \\
 &+ {}^2i_{IF} + {}^3i_{IF}
 \end{aligned} \tag{4}$$

ここに、

$$\omega_c = 2\pi f_c, f_c : \text{測定信号周波数}$$

$$\omega_l = 2\pi f_l, f_l : \text{局発波周波数}$$

$${}^2i_{IF}, {}^3i_{IF} : \text{IFの第2次, 第3次高調波成分}$$

このうち低域通過フィルタを通してIF-Detectorに現れる出力は(5)式ようになる。

$$\begin{aligned}
 {}^1i_{IF} &= {}^1v_{cr} \cdot {}^1v_{lr} \left\{ (P + \rho) \cos(\omega_c \mp \omega) t + Q \sin(\omega_c \mp \omega) t \right\} \\
 &= {}^1v_{cr} \cdot {}^1v_{lr} \sqrt{(P + \rho)^2 + Q^2} \cos\{(\omega_c \mp \omega) t \mp \phi\}
 \end{aligned} \tag{5}$$

ここに、

$$P = D_2 + \frac{3D_3}{2} \cdot \left( 2V_{DC} \mp {}^2v_{lr} \mp \frac{{}^2v_{lr} \cdot {}^3v_{lr}}{{}^1v_{lr}} \mp {}^2v_{lr} \right) \tag{6}$$

$$\rho = \frac{3D_3}{2} \cdot \left( \mp \frac{{}^2v_{cr} \cdot {}^3v_{cr}}{{}^1v_{cr}} \mp \frac{{}^2v_{lr} \cdot {}^3v_{lr}}{{}^1v_{lr}} + \frac{{}^2v_{cr} \cdot {}^3v_{cr}}{{}^1v_{cr}} \right) \tag{7}$$

$$\begin{aligned}
 Q &= \frac{3D_3}{2} \cdot \left( \mp {}^2v_{cr} \mp \frac{{}^2v_{cr} \cdot {}^3v_{cr}}{{}^1v_{cr}} + {}^2v_{lr} + \frac{{}^2v_{lr} \cdot {}^3v_{lr}}{{}^1v_{lr}} \right. \\
 &\left. \mp \frac{{}^2v_{cr} \cdot {}^3v_{cr}}{{}^1v_{cr}} + \frac{{}^2v_{lr} \cdot {}^3v_{lr}}{{}^1v_{lr}} \right)
 \end{aligned} \tag{8}$$

$$\text{更に } \varphi = \tan^{-1} \frac{Q}{P + \rho} \tag{9}$$

ここで、中間周波置換法におけるヘテロダイン検波は、以下の条件下で行われる。

$${}^1v_{lr} = \text{const} = K \tag{10}$$

$$|{}^1v_{lr}| \gg |{}^1v_{cr}| \tag{11}$$

實際上、高調波成分は基本成分に比べて小さい。すなわち、

$$|{}^1v_{cr}| > |{}^2v_{cr}|, |{}^2v_{cr}| > |{}^3v_{cr}|, |{}^3v_{cr}| > |{}^4v_{cr}| \tag{12}$$

$$|{}^1v_{lr}| > |{}^2v_{lr}|, |{}^2v_{lr}| > |{}^3v_{lr}|, |{}^3v_{lr}| > |{}^4v_{lr}| \tag{13}$$

更に局発信号に関して、次の条件を仮定する。(付録参照)

$$|{}^2v_{lr}| \gg |{}^2v_{cr}|, |{}^3v_{lr}| \gg |{}^3v_{cr}| \tag{14}$$

(10) ~ (14)の条件より  $|P| \gg |\rho|, |Q|$  となり (5)式より次の近似式が得られる。

$$\begin{aligned}
 {}^1i_{IF} &\cong {}^1v_{cr} \cdot K \cdot P \cdot \cos\{(\omega_c \mp \omega) t \mp \phi\} \\
 &= {}^1v_{cr} \cdot K \cdot \left\{ D_2 + \frac{3D_3}{2} \cdot \left( 2V_{DC} \mp {}^2v_{lr} \mp \frac{{}^2v_{lr} \cdot {}^3v_{lr}}{{}^1v_{lr}} \mp {}^2v_{lr} \right) \right\} \\
 &\cos\{(\omega_c \mp \omega) t \mp \phi\}
 \end{aligned} \tag{15}$$

#### § 4 高周波成分がもたらす誤差

(15)式において注目すべきは、低域通過フィルタを通してIF-AMP出力の項に高調波成分が含まれている点である。各高調波成分の測定値への影響度に関しては別途検討するとしても、周波数的な選択だけでは各高調波成分の影響を完全に排除することはできないのが事実である。もちろん(15)式に含まれる各高調波が発振器後段の減衰器による減衰量を変化させても変動しなければ、測定誤差とはなり得ない。実際、測定信号の入力に対するミキサ出力を確認する段階で、ミ

キサ出力の比例性が確保された領域を測定に用いれば、(15)式の高調波成分のうち、減衰量変化に対して変動しない成分は考慮されている。しかし、1回の測定期間中に減衰量を変化させた場合、高調波成分に対するインピーダンス変化に伴って、その度に変動する高調波成分の存在は測定誤差となる。例えば、(15)式において、 $V_{dc}$ 、 ${}^2v_{lr}$ 、 ${}^3v_{lr}$ 、 ${}^2v_{cr}$ が変化すると、 ${}^1i_{rf}$ と ${}^1v_{cr}$ の間の比例定数が変化することになり、誤差が生じる。前述のように $V_{dc}$ は直流成分、 ${}^2v_{lr}$ と ${}^3v_{lr}$ は高調波成分である。 $V_{dc}$ の変動も影響することを示しているが、ここでは高調波を対象にしているので、これ以上言及しない。高調波の成分について場合を分けて検討する。

#### (1) 測定信号が高調波を含まない場合

このとき、 ${}^2v_{lr}$ 、 ${}^3v_{lr}$ に対して、 ${}^2v_{cr}$ は元来小さな測定信号によりダイオードで発生する電圧なので、非常に小さく無視できる。測定中のDUTの変化に伴って高調波に対するインピーダンスも変化すると ${}^2v_{lr}$ 、 ${}^3v_{lr}$ も変化し誤差の原因となる。

#### (2) 測定信号が高調波を含む場合

このとき、測定信号によってダイオードで発生する ${}^2v_{cr}$ は小さいが、測定信号自身が含まれている高調波 ${}^2v_{cr}$ は必ずしも無視できない。この高調波はD. U. Tを通っているため、D. U. Tが変化すれば同時に変化し誤差の原因となる。影響する ${}^2v_{cr}$ はcos成分で、sin成分は ${}^2v_{cr}$ だが、この影響は小さい。これは、測定信号に含まれる高調波の位相が変化してもその影響が現れることを示している。

#### (3) 位相への影響

通常、ヘテロダイン検波では位相は保存するとして扱っているが、(9)式によれば非常にその影響は小さいが高調波の影響がある。位相の精密測定の場合は考慮する必要がある。このような、誤差要因を除去する方法として、これまで実験的検討[1]により、アイソレータとミキサの間に第2、第3高調波を阻止できる低域通過フィルタを挿入する方法がとられている（Fig.4参照）。低域通過フィルタを挿入した場合、ミキサにより高調波が発生しても、フィルタ自体の高調波成分に対するインピーダンスは安定で、フィルタより前段の減

衰器の変化がミキサにまで影響するのを遮断できることになる。また、測定信号に含まれる高調波の影響を阻止できる。

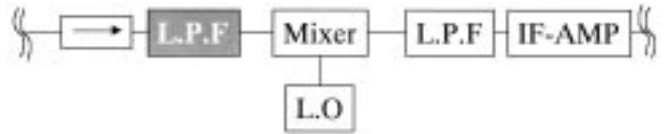


Fig.4 Countermeasure for harmonic effect.

## § 5 まとめ

RFでの減衰量測定などに用いられるダイオードミキサによるヘテロダイン検波に関して、ダイオードの非直線性による高調波が測定値に与える影響を解析的に検討した。その結果、ミキサ後段で低域通過フィルタを用いただけでは、ヘテロダイン検波によって得られたIF出力の中に、高調波成分の影響が混入することが定量的に明らかになった。また、ヘテロダインにおけるRF測定信号とIF波の位相関係にも、2次的な効果ではあるが高調波成分が影響を与えることが明らかとなった。これは減衰量などの測定中に減衰器を変化させた場合、アイソレータ等の高調波成分に対するインピーダンス変動の影響は、ミキサ出力部のフィルタによっては除去できず、最終的な測定値の振幅や位相にまで伝播してしまうことを意味する。したがって、減衰量などの精密測定においては、特に高調波対策が精度の確保において重要な検討課題となる。

今回はシングルミキサについて検討したが、今後は、より一般性のある動特性解析やバランスミキサやダブルバランスミキサでの高調波成分の影響に関して解析を行う予定である。

## 謝辞

本研究に関して御指導、御教授いただいた光技術部 矢嶋義弘部長、ならびに有益な御討論いただいた古屋 克己、Anton Widarta 両氏に深く感謝します。

## 参考文献

- 1) 川上友暉, “位相変調を用いたマイクロ波伝送量の精密測定と標準に関する研究,” 電子技術総合研究所研究報告, 第 897 号, pp. 57-63.
- 2) 川上友暉, 長塚明雄 “クリスタル・ダイオード検波器の直流負荷特性,” 電子技術総合研究所彙報, 第 43 巻 第 3 号
- 3) 岩崎 俊, “マイクロ波・光回路計測の基礎,” コロナ社

(2000. 1. 31 受付)

付 録

Fig.A1のような回路を例にとりダイオードの電圧を求め、Fig.A1の状態は本文Fig.2において局発信号のみで測定信号が存在せず特性インピーダンスRが

$$R_{DC} = R_0 = Z_{12} = Z_{13} = R \quad (A-1)$$

の状態にあるのに相当する。

ダイオードの V-I 特性は本文(3)式を再度示すと、

$$i = D_1 v + D_2 v^2 + D_3 v^3 \quad (A-2)$$

Fig.A1の回路方程式は

$$E \sin \omega t = R \cdot i + v \quad (A-3)$$

(A-2), (A-3) 式より

$$\frac{E}{R} \sin \omega t = \left(D_1 + \frac{1}{R}\right)v + D_2 v^2 + D_3 v^3 \quad (A-4)$$

(A-4) 式のような3次方程式では、一般に3個の解が存在するが、基本周波数に対してダイオードが整合に近い状態にあると仮定すれば、物理的に有意な解は次のように表せる。

$$v = \frac{E}{2} \sin \omega t + \delta \quad (A-5)$$

$$\text{ただし, } |\delta| \ll E \quad (A-6)$$

(A-4) 式に(A-5)式を代入した上で(A-6)の条件により  $\delta^2, \delta^3$  の項を省略すると次の(A-7)式のようになる。

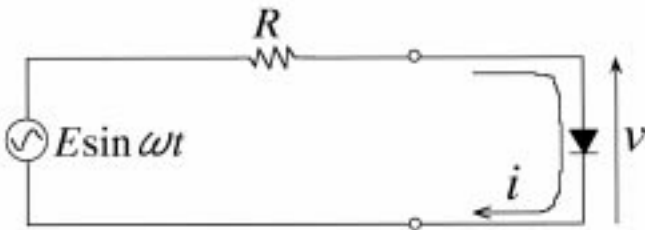


Fig.A1

$$\delta = \frac{E}{2} \cdot \frac{\left(1 - \frac{2}{RD_R}\right) + \frac{D_2}{D_R} \cdot \frac{E}{2} \sin \omega t + \frac{D_3}{D_R} \cdot \frac{E^2}{4} \sin^2 \omega t}{1 + \frac{D_2}{D_R} \cdot E \sin \omega t + 3 \frac{D_3}{D_R} \cdot \frac{E^2}{4} \sin^2 \omega t} \cdot \sin \omega t \quad (A-7)$$

$$\text{ただし, } D_R = D_1 + \frac{1}{R} \quad (A-8)$$

ここで、 $|ax|, |bx^2| \ll 1$  の場合、次の近似が成立する。

$$\frac{1}{1 + ax + bx^2} \cong 1 - ax + (a^2 - b)x^2 \quad (A-9)$$

(A-7)に(A-9)の近似式を適用し、(A-5)に代入してまとめると

$$\begin{aligned} v \cong & \frac{E^2}{8} \left( \alpha_2 \cong \frac{3}{16} \alpha_4 E^2 \right) \\ & + \frac{E}{2} \left\{ 1 + \alpha_1 + \frac{3}{16} \alpha_3 E^2 + \frac{5}{128} \alpha_5 E^4 \right\} \sin \omega t \\ & + \frac{E^2}{8} \left( \alpha_2 \cong \frac{1}{4} \alpha_4 E^2 \right) \cos 2\omega t \\ \cong & \frac{E^3}{32} \left( \alpha_3 \cong \frac{5}{16} \alpha_5 E^2 \right) \sin 3\omega t \\ & + \frac{E^4}{128} \alpha_4 \cos 4\omega t \\ & + \frac{E^5}{512} \alpha_5 \sin 5\omega t \end{aligned} \quad (A-10)$$

ここに、

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= 1 - \frac{2}{RD_R} \\ \alpha_2 &= \frac{2}{R} \cdot \frac{D_2^2}{D_R^2} \\ \alpha_3 &= \frac{1}{D_R} \left( 5 \frac{D_2^2}{D_R} \cong 2D_3 \cong \frac{8D_2^2}{R \cdot D_R^2} + \frac{6D_3}{R \cdot D_R} \right) \\ \alpha_4 &= \frac{D_2}{D_R^2} \left( 4 \frac{D_2}{D_R} \cong 5D_3 \right) \\ \alpha_5 &= \frac{D_3}{D_R^2} \left( 4 \frac{D_2^2}{D_R} \cong 3D_3 \right) \end{aligned} \quad (A-11)$$

(A-10)式では明らかに $\sin 2\omega t$ ,  $\cos 3\omega t$ の項は現れない。実際には、測定信号が存在し、回路も Fig.A1 のように単純ではないが、本文(11)式の条件などを考慮すると、(A-10)式は実際の状況にかなり近い近似であるため本文(14)式の仮定は十分な妥当性を有する。