

直列接続法による共鳴トンネルダイオードのスプリアス発振抑制

藤井 哲<sup>†</sup>      オルガ ボーリッチ ルベキ<sup>††</sup>      斐 鐘石<sup>†††</sup>  
 水野 皓司<sup>†††</sup>

Series Connection of Resonant Tunneling Diodes for Eliminating Spurious Oscillations

Tetsu FUJII<sup>†</sup>, Olga BORIC-LUBECKE<sup>††</sup>, Jongsuck BAE<sup>†††</sup>, and Koji MIZUNO<sup>†††</sup>

あらまし ミリ波・サブミリ波帯の固体発振素子で最も高い動作周波数をもつ共鳴トンネルダイオードはその広帯域特性により、低周波域でスプリアス発振を起こしやすい。負性抵抗デバイスのスプリアス発振を抑制する方法として、発振素子を直列に接続し利用する方式がある。本論文ではこの方式を共鳴トンネルダイオードに適用して検討を行った。二つのダイオードを直列接続することにより、その発振出力スペクトラムにはスプリアス発振が見られず、スプリアス発振抑制の効果を実験的に確認した。更にその出力特性から低雑音高周波増幅器、周波数逓倍器としても有効であることを示した。

キーワード ミリ波・サブミリ波、共鳴トンネルダイオード、スプリアス発振、直列接続

1. ま え が き

共鳴トンネルダイオード(Resonant Tunneling Diode: RTD)は、常温で動作するミリ波・サブミリ波帯固体発振素子の中で最も高い動作周波数(～712GHz)をもち、テラヘルツ帯電磁波開発におけるキーデバイスの一つである[1], [2]。しかし、RTDがもつ負性抵抗の広帯域特性は、バイアス回路等に起因する設計周波数以外の不必要な低周波スプリアス発振を招きやすく、その回路設計を困難にする。このスプリアス発振を抑制する方法として、今までに損失線路を挿入する方法[3]、ショットキーダイオードを負性抵抗素子と並列に挿入する方法[4]等が提案されてきた。しかし、これらの方法は基本的に損失を付加するので、効率が減少してしまうという問題点がある。これらの問題を解決する方法に、負性抵抗素子を直列接続する方式がある[5]。直列接続された負性抵抗素子は、低周波数領域での発振を抑える効果をもつため、低周波スプリアス発振を抑制することが可能になる。また、損失を付加しないの

で利得の低下も起きない。しかし、負性抵抗素子を直列接続すると、直流バイアスの不安定性を生じ、1素子のときのように直流電圧を加えただけでは負性抵抗領域にバイアスできない。そこで本論文では負性抵抗領域にバイアス点をおくために、外部よりRF信号を注入する方式を検討し、更に本回路の高周波増幅器、周波数逓倍器としての評価を行ったので報告する。

2. 直列接続された負性抵抗素子の動作原理

2.1 直流バイアスの不安定性

特性が全く同じである二つの負性抵抗素子が直列に接続された場合を考える。ダイオードを非線形負性抵抗と容量の並列回路とすると図1に示す等価回路が考えられる。この回路において一つの直流電源を用いて、負性抵抗領域(Negative Differential Resistance: NDR)にバイアスを印加しようとする時、図2に示した3通りのバイアス状態が考えられる。それは、<解1>: 2素子のバイアス電圧が等しく、かつ負性抵抗領域にある場合と、<解2, 3>: 2素子のバイアス電圧が、一方の素子はピーク電圧 $V_p$ より小さい電圧 $V_{PDR1}$ 、もう一方はバレー電圧 $V_v$ より大きな電圧 $V_{PDR2}$ と、各素子の電圧が異なり、かつともに正抵抗領域(Positive Differential Resistance: PDR)にある場合である。

この回路にRF信号がない場合、<解1>は不安定点となり、安定点である<解2, 3>へすぐに移動して

<sup>†</sup> 新日本無線株式会社, 上福岡市  
 New Japan Radio Co., Ltd., Kamifukuoka-shi, 356-8510 Japan

<sup>††</sup> ベル研究所, 米国  
 Bell Laboratories, NJ 07974, USA

<sup>†††</sup> 東北大学電気通信研究所, 仙台市  
 Research Institute of Electrical Communication, Tohoku University,  
 Sendai-shi, 980-8577 Japan

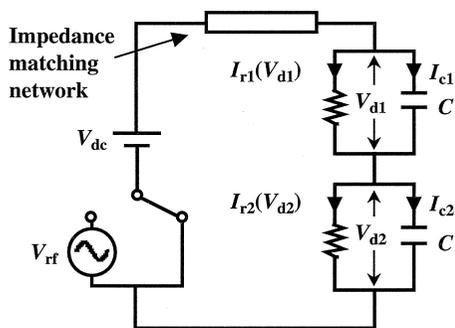
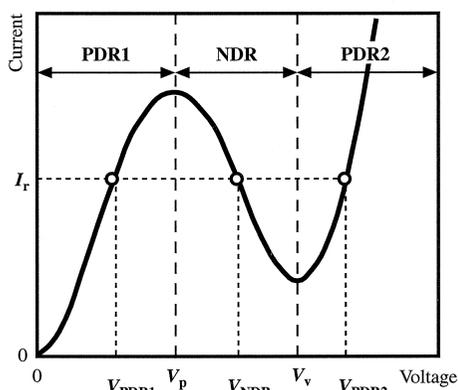


図1 直列接続されたRTDの等価回路  
Fig.1 Equivalent circuit of RTD's connected in series.



解 1 :	$V_{dc} = 2V_{NDR}$	$V_{NDR} = V_{d1} = V_{d2}$
解 2 :	$V_{dc} = V_{PDR1} + V_{PDR2}$	$V_{PDR1} = V_{d1}, V_{PDR2} = V_{d2}$
解 3 :		$V_{PDR1} = V_{d2}, V_{PDR2} = V_{d1}$

図2 直列接続されたRTDのバイアス電圧分布  
Fig.2 Bias points of two RTD's connected in series.

しまう。これは雑音等による2素子間のバイアス電圧の微小な差異が負性抵抗によって指数関数的に増大するためである。しかし、ある一定以上の振幅と周波数をもつRF信号を、直列接続されたRTDに外部より印加することにより、負性領域にバイアスすることが可能となる。この原理は、文献[5]で詳細に述べられているので、ここでは定性的な説明にとどめることにする。

バイアス点が「解2」にある状態 ( $V_{d1} < V_{d2}$ ) で、この回路にRF信号を印加し、その1周期当りのバイアス電流の変化を考えよう。このとき、RTDの非線形特性

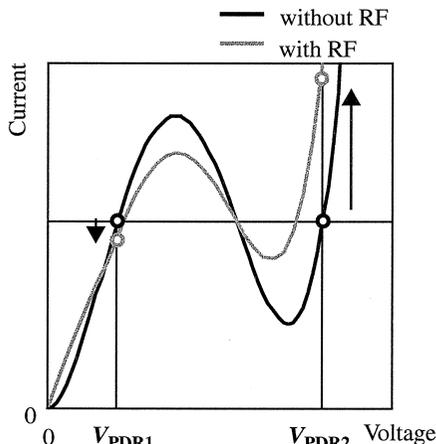


図3 高周波信号の注入によって変化した直流特性  
Fig.3 Rectified I-V curve with a RF signal.

により、各ダイオードに流れる導電電流の直流成分が変化する。この変化が高周波信号の周期より遅いとき、電圧及び電流の変化量は高周波信号1周期の平均となる。図3は、高周波信号の有無によるRTDの直流特性の変化を示している。この図よりPDR1領域にあるRTDに対して、抵抗電流  $I_{r1}$  は減少し、PDR2領域のRTDに対しては電流  $I_{r2}$  は増加する[5]。しかし、ダイオードに流れる  $I_r$  と容量電流  $I_c$  の和は常に同じでなければならないので、 $I_r$  の変化を補完するように  $I_c$  は流れる。

$$I_{r1} + I_{c1} = I_{r2} + I_{c2} \tag{1}$$

ここで、 $I_{c1}$  及び  $I_{c2}$  はRF信号1周期当りの直流成分の変化を表しており、 $I_{c1}$  は増加、 $I_{c2}$  は減少する。このときに各ダイオードの電圧は次のように表される。

$$V_{d1} = \frac{1}{C} \int I_{c1} dt, \quad V_{d2} = \frac{1}{C} \int I_{c2} dt \tag{2}$$

この式より、 $V_{d1}$  は増加し、 $V_{d2}$  は減少することがわかる。つまり、バイアス点が負性抵抗領域の方へ移動することになる。これは、RTDの非線形特性によりRF信号が整流され、その直流成分が各コンデンサを充放電することにより生じるものである。この動作は、RF信号の各周期ごとに行われ、二つのRTD両端の電圧が等しくなるまで続く。最終的には素子に流れる電流が等しくなるようにバイアス点が正抵抗領域から負性抵抗領域へ移動し、各素子のバイアス電圧は電源電圧の半分となる。

## 2.2 最小信号振幅, 最小信号周波数

前節で述べたRF信号印加バイアス法では, バイアス点をRTDの負性抵抗領域に安定に維持するため, 入力RF信号に一定の条件が必要となる。以下に, その条件, 最小振幅及び最小周波数, について述べる。

バイアス電圧が等しい状態においても, 各素子には雑音が存在する。この雑音により2素子間には微小の電圧差が生じる。負性抵抗領域ではこの電圧差が指数関数的に増大し, 正抵抗領域では減少する[6]。このことより, 出力信号の1周期の間に正抵抗領域に滞在する時間が負性抵抗領域に滞在する時間より長ければ, バイアス点を負性抵抗領域に維持することが可能となることが予想される。この負性抵抗領域と正抵抗領域に滞在する1周期当りの時間の比率は, 信号の振幅によって決定される。負性抵抗領域における2素子間の電圧差の増分と正抵抗領域における減少分とが等しくなるRF信号の振幅を最小信号振幅と呼んでいる。バイアス点を負性抵抗領域に維持させるためにはこの最小信号振幅より大きな振幅の信号が必要となる。最小信号振幅  $(V_{rf})_{\min}$  は以下の式で表される[6]。

$$(V_{rf})_{\min} = \frac{V_v - V_p}{2} \csc\left(\frac{\pi}{2} \frac{R_n}{R_n + R_p}\right) \quad (3)$$

ここで,  $R_n$  及び  $R_p$  は, それぞれ負性抵抗領域及び正抵抗領域における抵抗値である。

次に, 入力信号が最小信号振幅より大きな振幅をもつ場合でも, その周期がダイオードの抵抗, 容量等で決まる回路の時定数より長い場合, 負性抵抗領域に滞在している間に正抵抗領域にバイアス点が移動してしまう。つまり, 入力信号変化は回路の時定数よりも十分早くなければならず, 入力周波数に最小値が存在する。このときの周波数を最小信号周波数と呼ぶ。最小信号周波数  $f_{\min}$  はこれ以上負性抵抗領域にいとバイアス点が正抵抗領域にスイッチしてしまう時間  $(t_n)_{\max}$  とこれ以上大きな振幅であると利得が0となってしまう振幅  $(V_{rf})_{\max}$  によって決定される1周期における負性抵抗領域にいる時間の比率  $(t_n / T)_{\min}$  で表すことができる。これらは以下の式で表される[6]。

$$(t_n)_{\max} = 2R_n C \ln \frac{V_v - V_p}{\Delta V_{d0}} \quad (4a)$$

$$\left(\frac{t_n}{T}\right)_{\min} = \frac{2}{\pi} \sin^{-1} \left( \frac{V_v - V_p}{2(V_{rf})_{\max}} \right) \quad (4b)$$

$$f_{\min} = \frac{\left(\frac{t_n}{T}\right)_{\min}}{(t_n)_{\max}} \quad (4c)$$

ここで  $\Delta V_{d0}$  は, バイアス印加時の2素子間の電圧差である。

以上述べてきた最小信号振幅, 最小信号周波数の存在を利用することによって, 直列接続型RTD回路は動作範囲が制限され, スプリアス発振を抑制することができることになる。

## 3. 直列接続されたRTDの基礎特性

### 3.1 直流特性

今回実験で用いたRTDは, 直径9 $\mu$ mのGaAs/AlAs系のメサ型ダイオードである。本メサ構造は塩素ガスプラズマを用いたECR-RIBE装置で製作した。このRTDチップ二つとマイクロストリップ線路を用いて直列接続回路を製作した。ダイオードとマイクロストリップ線路の結合にはウイスキーワイヤを用いた(図4挿入図参照)。本実験の動作周波数(2~5GHz)は, このウイスキーワイヤ(長さ1.5mm)の寄生インダクタンスにより制限されている。また本実験のダイオードは, ピーク電流値の差異が10%以内となるものを, 製作したダイオードの中から選択して用いている[7]。図4にその直流電圧-電流特性を示す。

RF信号印加時の直列接続回路の直流特性は, 図5に

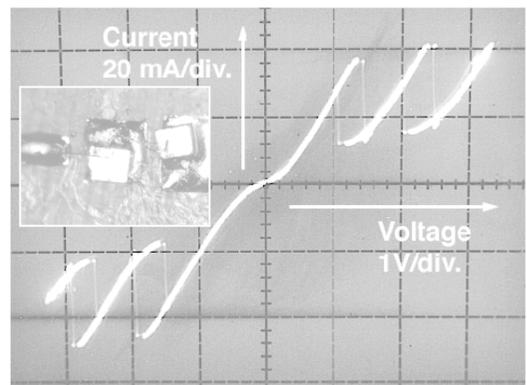


図4 2チップを用いた直列接続の直流特性  
Fig.4 I-V curve of cascade connection of RTD's.

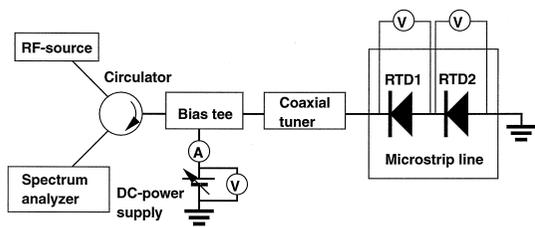


図5 実験システム概略図  
Fig.5 Schematic diagram of the experimental set-up.

示す実験系により測定した。外部RF信号源としてWiltron社製スイープ発振器(68187B)を用いた。各ダイオードに印加されている電圧はダイオード接続点において直径50 $\mu$ mのウィスカーをプローブとして用い、測定した。RF信号に影響を与えないようウィスカーは高インピーダンスとなっている。RF信号は、サーキュレータ、バイアスティー、整合回路として働く同軸チューナーを通してマイクロストリップ回路へ印加される。サーキュレータからの出力信号の振幅及び周波数は、スペクトラムアナライザ (HP8563A) を用いて測定した。

図6は、RF信号を印加しない場合の各素子の直流電圧配分を測定した結果である。使用したRTD素子の負性抵抗領域は、図中に示したとおり0.6~1Vの範囲にある。この結果より、2素子のバイアス点が、この負性抵抗領域からはずれていることがわかる。これは、前章で述べた負性抵抗による直流バイアスの不安定性のためである。

次に、RF信号(2.7GHz、-3dBm)を印加した場合の結果を図7に示す。このときの高周波振幅は  $V_{rf}=0.5V$  に相当する。図より、RF信号を印加することにより素子の非線形特性により電圧-電流特性が変化し、その結果2素子同時に負性抵抗領域にバイアスを印加することが可能となる。また、正抵抗領域にバイアスが印加された状態でRF信号を印加すると、バイアス点が負性抵抗領域に移動することも実験的に確認した [8], [9]。

以上の結果より、外部からRF信号を印加することにより直列接続されたRTDの各素子を負性抵抗領域にバイアスすることが可能となる。このことがわかった。

3.2 高周波特性

本節では、RTD直列接続回路の最小信号振幅、最小信号周波数、高周波大信号アドミタンス等の高周波特

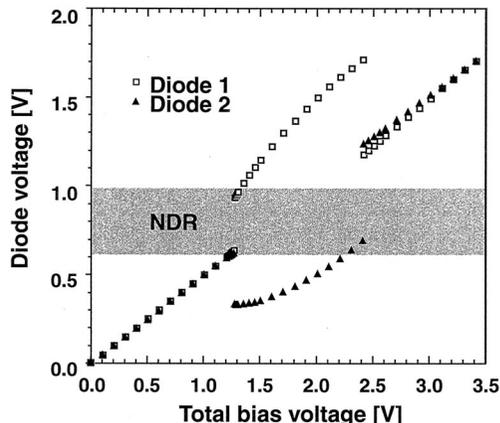


図6 直流電源のみ用いた場合の電源電圧に対する各素子のバイアス電圧  
Fig.6 Diode voltage of the individual diode biased with DC battery.

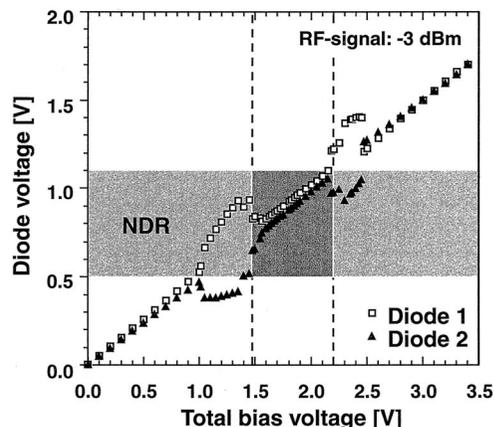


図7 RF信号を印加した場合の電源電圧に対する各素子のバイアス電圧  
Fig.7 Diode voltage of series-connected two RTD's.

性を、理論及び実験的に調べた。

まず、最小信号振幅及び最小信号周波数を理論的に求めた。計算は、前節で示した  $I-V$  特性を用いて、RTD素子へ入力されるRF電圧に対する電流の基本波成分を求め、その振幅比として大信号コンダクタンスを決定することで行った。この計算では素子容量の値が必要となるが、これは製作したRTDの物理的な寸法及び構造と、バイアス印加時の素子の量子井戸アノード側への空乏層の広がりやを考慮し決定した。バイアス点は負性抵抗領域の中心 ( $V_{bias}=0.77V$ ) にあるものと仮定した。

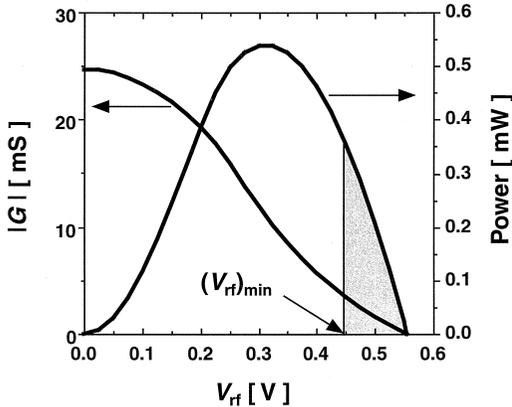


図8 高周波振幅に対する負性コンダクタンス，出力の関係  
Fig.8 Negative conductance and available power versus RF amplitude.

今回製作した素子に対し見積もられた素子容量は約80 fFである。

図8は，大信号負性コンダクタンス $|G|$ の入力RF電圧 $V_{rf}$ 依存性に対する計算結果である．図には，RTDに整合された負荷をつないだ場合得られる出力パワーを同時に示してある．また，前述の式(3)，(4)を用いることにより，最小信号振幅 $(V_{rf})_{min}$ が0.45V，最小信号周波数 $f_{min}$ が1.5 GHzとなった．

図8から，高周波振幅が大きくなると大信号コンダクタンスが小さくなり， $V_{rf} = 0.55V$ 以上で負性が失われることがわかる．また，灰色で表示している部分は，RTDを直列接続した場合，バイアス点を負性抵抗領域に維持し，かつ利得が得られる領域を示している．この結果より，直列接続回路で2個のRTDが発振を維持するためには，その振幅が0.45Vから0.55Vの間になければならないこと，得られる最大出力パワーが1素子当り最大0.36mWであることがわかる．

次に，RTD直列接続回路の大信号アドミタンスを等価回路を用いて計算し，その結果とベクトルネットワークアナライザ(VNA：HP 85106)を用いて測定した結果とを比較した．図9は，計算に用いたRTD1素子当りの等価回路である． $C_1, C_2$ ，及び $L$ は，ウィスカワイヤを含む回路の寄生容量及びインダクタンスである． $R_s$ 及び $C$ は，RTDの直列抵抗と容量をそれぞれ表している．これらの値は，VNAで回路インピーダンスを実測し決定した．この等価回路に図8で示したRTDの大信号コンダクタンスの値を導入し，入力RF電圧に対する回路全体のアドミタンスを計算する．図10は，そ

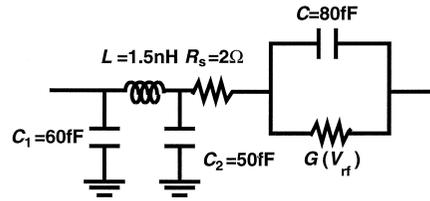


図9 RTD直列接続回路の等価回路  
Fig.9 Equivalent circuit of RTD's connected in series.

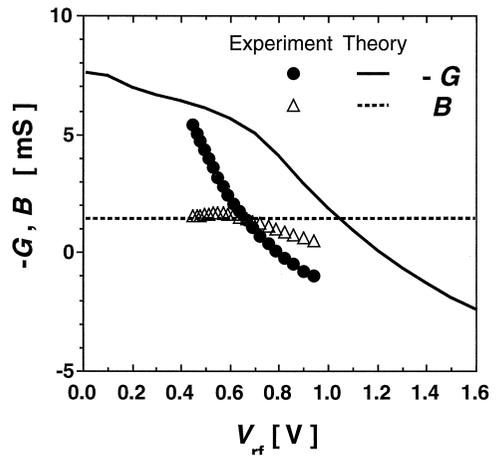


図10 高周波振幅に対するRTD直列接続回路の大信号コンダクタンス，サセプタンス  
Fig.10 Comparison of calculated and measured large signal admittance.

の計算結果と実測した結果である．測定周波数は2.44GHz，バイアス電圧は1.8Vである．この結果より，理論的なサセプタンス( $B$ )が測定値とよく一致しているのがわかる．また，理論的なコンダクタンス( $-G$ )の変化も実験とほぼ合っている．しかし，その値自体は，実験に比べ $V_{rf}$ が0.3V程度大きい方へシフトしている．また，今回のバイアス条件（1素子当り0.9V）での最小信号振幅は，理論値0.5V（1素子当り）に対し，実験では0.2Vの値が得られた．これら相違の理由としては，測定においてRTDに注入される高周波電力値の実験的な見積誤差，計算ではウィスカーや線路でのRF損失や素子特性のばらつきを無視したこと等が考えられる．

以上本節では，直列接続回路の高周波特性が，RTDの構造とその直流特性から計算で導くことができることを示した．

#### 4. 直列接続を用いたRTD回路

##### 4.1 直列接続型RTD増幅器

RTDはサブミリ波帯において負性抵抗を有している唯一の固体デバイスである。また、直列接続されたRTDを用いることで増幅器で問題となる低周波スプリアス発振の抑制が期待できる。このことから、本回路は現在まで存在していないサブミリ波帯固体増幅器の実現の可能性をもっている。そこで、高周波増幅器としてのRTD直列接続回路の動作を実験的に調べた。

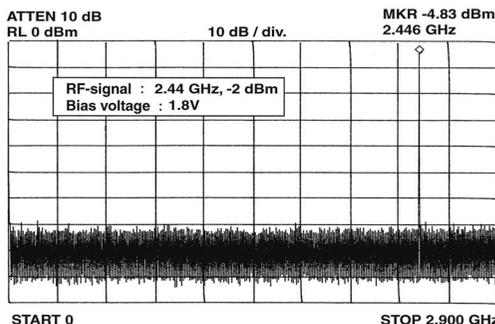
実験系は図5で示したものと同一である。図11は、2.4GHzの入力RF信号に対するサーキュレータからの出力スペクトラムで、(a)がRTDが2個とも、(b)が片方のみ負性領域に直流的にバイアスされている場合の結果である。このバイアス状態は、入力信号強度を調整することで選択した。この結果から明らかとなり、2素子とも負性抵抗領域にバイアス点を置いたRTD直列接続回路では、信号周波数以外のスプリアス発振を抑制できることがわかる。この結果は、2.の理論的な予想に対する直接的な実験的検証である。

次に、RTD直列接続回路に入力されたパワーに対する出力パワーの関係を測定した結果を図12に示す。測定条件は、前のものと同じである。この図より、入力パワーが-3.5dBm以下のときにRTD直列接続回路は高周波利得をもち、増幅器として動作することがわかる。その利得は、入力パワーが小さいほど上昇し、入力パワー-10.6dBmで9.3dBが得られた。出力に関しては、約-1.3dB程度で飽和している。図12で得られた特性は、図10での大信号アドミタンスの理論カーブとその変化が一致しており、RTD直列接続型増幅器の設計法として、静特性から高周波特性を導く方式が有効であることがわかる。

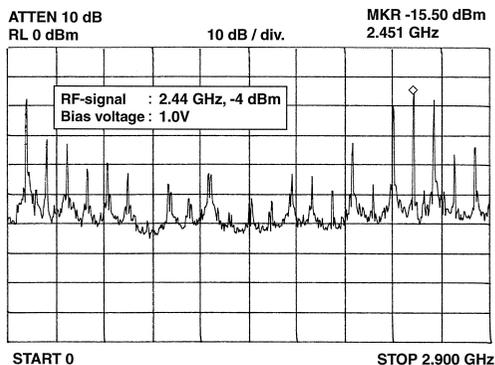
次に、本RTD直列接続型増幅器の雑音特性を出力スペクトラムを測定することで評価した。その結果、信号強度に対する雑音の比(CN比)が、オフセット周波数100kHzにおいて-113dBとなり、入力信号のCN比とほぼ同じであった。この結果から、RTD直列接続回路が低雑音増幅器として動作することがわかった。以上の結果は、RTD直列接続方式によるサブミリ波帯低雑音増幅器の実現の可能性を示している。

##### 4.2 直列接続型RTD周波数通倍器

3.で明らかにしたとおり、RTDは強い非線形負性抵抗特性を有している。この特性を利用し、RTD回路の通倍器への応用を検討した [10]。通倍器動作は、特に



(a) 2素子とも負性抵抗領域にバイアスされたとき



(b) 1素子のみ負性抵抗領域にバイアスされたとき

図11 直列接続型RTDの出力スペクトラム

Fig.11 Output spectrum in (a) both diodes biased in NDR, (b) only one diode biased in NDR.

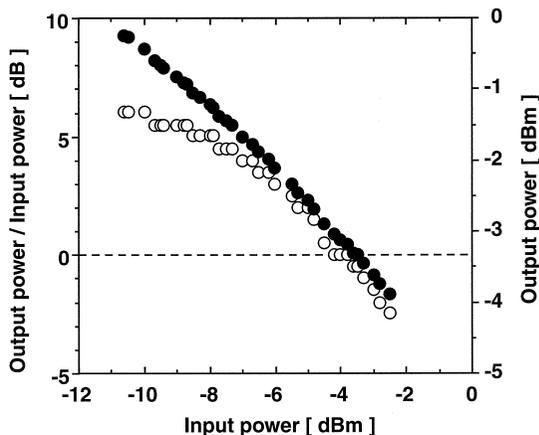
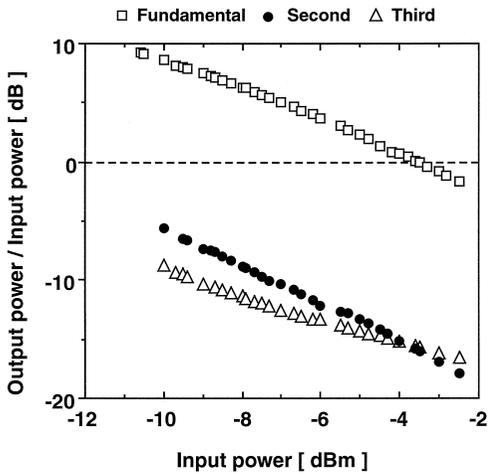
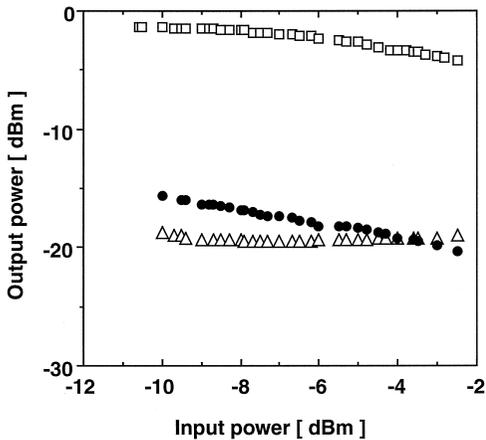


図12 直列接続型RTD増幅器の利得特性と出力特性

Fig.12 Characteristics of (a) gain, and (b) output of series connected RTD's amplifier.



(a) 利得, 変換損失特性



(b) 出力特性

図13 直列接続型RTD周波数逓倍器の変換特性と出力特性

Fig.13 Characteristics of (a) conversion loss, and (b) output of series connected RTD's frequency multiplier.

RTD直列接続回路に適している。その理由は、逓倍動作における基本波入力、RTDの負性抵抗領域内への直流バイアスを確実にし、低周波スプリアス発振を抑制すると同時に負性抵抗による利得も得られるためである。したがって、RTD直列接続回路は、従来のショットキーダイオード等を用いた周波数逓倍器より高い変換効率をもつサブミリ波帯逓倍器となる可能性をもつ。

実験は、前節と同じ回路を用い、2.44 GHzの基本波入力に対し、2倍波 (4.88 GHz)、3倍波 (7.32

GHz)の出力パワーをスペクトラムアナライザで測定することで行った。図13(a)は、基本波の入力パワーに対する出力波の利得及び変換損、(b)はそのときの各次数の出力パワーの測定結果である。今回用いた実験装置では逓倍出力波に対する整合回路が入っていないため、出力の値は最適化されていない。それにもかかわらず、2倍波に対する変換損5.6dB、3倍波の変換損8.7dBと比較的高い値が得られている。また、入力パワーが小さいほど変換効率が上昇することから、基本波に対する増幅の効果が強く影響していることがわかる。この実験で、2倍波、3倍波の出力スペクトラムを観測し、前節と同様にCN比を測定したが、逓倍による雑音の増加は観測不可能であった。

以上の結果より、RTD直列接続回路が低雑音、低変換損失の周波数逓倍器として動作することを実験的に明らかにした。

## 5. むすび

共鳴トンネルダイオード(RTD)の負性抵抗広帯域性に起因する低周波スプリアス発振を抑制するためにRTDを直列に接続して用いる方法を提案し、実験的検討を行い、その有用性を示した。また、本回路の応用としてRTD直列接続回路の高周波増幅器としての評価を行い、低周波スプリアス発振が抑制された低雑音増幅器として動作することを明らかにした。このとき、2GHz帯マイクロ波モデル実験で最大利得9.3dBが得られた。更に、RTD直列接続回路の周波数逓倍器としての評価も行い、低周波スプリアス発振が抑制された2及び3逓倍波出力を得ることに成功した。これらの結果は、RTDを用いたサブミリ波帯半導体回路実現の可能性を示したものである。

謝辞 本研究を進めるにあたりMBEの結晶成長をして頂いた東京大学先端科学技術研究センター榊裕之教授、野田武司助手、成広充氏に深謝致します。

本研究の一部は、文部省科学研究補助金(基盤研究(A)(2)、課題番号10355013)の援助による。

## 文 献

- [1] T.Fujii, H.Mazaki, F.Takei, J.Bae, M.Narihiro, T.Noda, H.Sakaki, and K.Mizuno, "Coherent power combining of millimeter wave resonant tunneling diodes in quasi-optical resonator," 1996 IEEE MTT-S Digest, pp. 919-922, 1996.
- [2] E.R.Brown, J.R.Soderstrom, C.D.Parker, L.J.Mahoney, K.M.Molvar, and T.C.McGill, "Oscillations up to 712GHz in InAs/AlSb resonant-tunneling diodes," Appl. Phys. Lett., vol. 58, pp. 2291-2293, 1991.

- [3] K.D.Stefan and S.C.Wong, "Lossy-line stabilization of negative-resistance diodes for integrated-circuit oscillators," Proc. Second International Symposium on Space Terahertz Technology, pp.154-162, 1991.
- [4] M.Reddy, R.Y.Yu, H.Kroemer, M.J.W.Rodwell, S.C.Martin, R.E.Muller, and R.P.Smith, "Bias stabilization for resonant tunnel diode oscillators," IEEE Microwave and Guided Wave Lett., vol.5, pp.129-221, 1995.
- [5] O.Boric-Lubecke, D.S.Pan, and T.Itoh, "Fundamental and subharmonic excitation of an oscillator with several tunneling diodes in series," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol. 43, no.4, pp.969-976, 1995.
- [6] O.Boric-Lubecke, D.S.Pan, and T.Itoh, "DCInstability of the series connection of tunneling diodes," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol.44, no.6, pp.936-943, 1996.
- [7] 藤井 哲, Olga Boric-Lubecke, 裴 鐘石, 水野皓司, "直列接続型共鳴トンネルダイオード発振器の基礎特性," 信学技報, MW98-91, EMCJ98-52, Oct. 1998.
- [8] T.Fujii, O.Boric-Lubecke, J.Bae, and K.Mizuno, "Series connection of resonant tunneling diodes for eliminating spurious oscillations," Proc. Ninth International Symposium on Space Terahertz Technology, pp.381-388, 1998.
- [9] 藤井 哲, オルガ ボーリツェルベキ, 鶴生高徳, 菊山洋, 裴 鐘石, 水野皓司, "直列接続を用いた共鳴トンネルダイオード発振器の安定化に関する研究," 1997信学ソ大(エレクトロニクス), C-2-44, p.79, 1997. 33, pp. 598-600, 1978.
- [10] H. Fukuyama, K. Maezawa, M. Yamamoto, H. Okazaki, and M. Muraguchi, "Large-signal microwave characteristics of resonant-tunneling high electron mobility transistors," IEEE Trans. Electron Devices, vol. 46, no. 2, pp. 281-287, 1999.

(平成12年1月17日受付, 5月19日再受付)



藤井 哲 (正員)

平5東北大・工・電子卒。平10同大大学院博士課程了。工博。現在, 新日本無線(株)勤務。ミリ波・サブミリ波帯準光学的電力合成型固体発振器の研究に従事。

### Olga Boric-Lubecke

平1ベオグラード大・工・電子卒。平7カリフォルニア大ロサンゼルス校博士課程了。Ph.D. 現在, ベル研究所勤務。ミリ波・サブミリ波帯における計測に関する研究に従事。



裴 鐘石 (正員)

昭51朝鮮大学校・工・電子卒。工博。昭58東北大助手, 以来ミリ波・サブミリ波の発生及び応用の研究に従事。現在, 東北大学電気通信研究所助教授。



水野 皓司 (正員)

昭38東北大・工・電子卒。昭43同大大学院博士課程了。工博。東北大助手, 助教授を経て, 昭59教授(電気通信研究所)。昭47ロンドン大客員研究員, 平2カリフォルニア工科大, ロンドン大客員教授。平5IEEEフェロー。平2より平10まで理化学研究所(フォトダイナミクス研究センター)チームリーダーを兼務。ミリ波, サブミリ波デバイスの研究開発に従事。昭59科学計測振興会賞, 平10KJB通賞各受賞。