

# ファブリ・ペロー共振器装荷ミリ波なだれダイオード発振器の シミュレーション実験

林 健 一\* 井 田 良 雄\*  
北 野 純二郎\* 梅 本 修\*

## Simulation Experiment of Millimeter-Wave Avalanche Diode Oscillator with Fabry-Perot Resonator

by

Kenichi HAYASHI, Yoshio IDA, Junjiro KITANO and Osamu UMEMOTO

Making use of extremely high quality factor of Fabry-Perot resonator is proposed to stabilize millimeter-wave avalanche diode oscillator mounted in a waveguide. The usefulness is examined by a simulation experiment which is carried out in X-band. When an adequate coupling between the waveguide and the Fabry-Perot resonator is achieved without serious increase of scattering loss, an avalanche oscillator having an extremely low FM noise character is found to be realized. Discussions are made on applying the simulated results to millimeter-wave circuits.

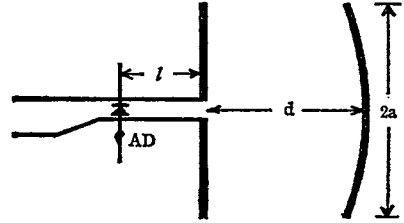
### 1. ま え が き

最近における超高周波固体発振素子の開発研究は目覚ましいものがあり、特に超高周波なだれダイオード発振器 (Avalanche Diode Oscillator, 以下 ADO と略記) は、その高出力性、高能率性のため注目されている。しかしその周波数安定性、FM 雑音特性は、反射形クライストロン<sup>1)</sup>のそれに比して 2~3 桁以上劣るので、そのまま通信機用として利用するには充分でない。最近これらの点の改善策として高 Q 空洞 (例えば円形 TE<sub>011</sub> モード) 装荷などの方法<sup>1), 2)</sup> が考察され、準ミリ波帯以下の周波数において実用化段階に達している。ごく最近では、この方法をミリ波帯で実施した報告<sup>3)</sup>もあるが、高い周波数では高 Q 空洞製作上の技術的困難性が問題となってくる。筆者らはこの観点から、特に短ミリ波帯において、光学で用いられているファブリ・ペロー共振器<sup>4)</sup> (Fabry-Perot Resonator, 以下 FPR と略記) の利用を提案する。FPR はその超高 Q 性の外、開放形構造を持つため、ADO に装荷した場合に従来の閉じた空洞とは異なる特性を持つものと予想される。本論文では、これらの点につき実験的に検討した結果を報告する。ただし、実験はミリ波帯ではなく、すべて手持ちの X バンド素子を用いてシミュレーションした。したがって本実験の結果を縮小して直ちに短ミリ波帯に適用できるとは限らないが、FPR を装荷することにより、従来に比して著るしい FM 雑音の軽減が可能であることが実験的に確められた。

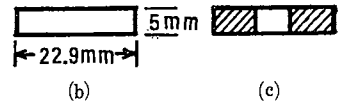
\*電子工学科

## 2. 実験方法

実験に使用したなだれダイオード (Avalanche Diode, 以下 AD と略記) は AD-611A NEC で、測定はすべて WRJ-10 導波管系でシミュレーションした。FPR は黄銅製で、第 1 図 (a) に示すように球面鏡とこれに向い合う平板とよりなる共焦点形である。その開口半径は  $20\text{cm}$ 、焦点距離は  $60\text{cm}$  に選定した。利用した共振モードは準  $\text{TEM}_{00q}$  であって、主として  $q=42$  の前後で測定を行なうよう設計した。回折損のみを考慮した無負荷  $Q(=Q_d)$  の計算値は約  $10^8$ 、オーム損のみを考慮した無負荷  $Q(=Q_r)$  の計算値は約  $2 \times 10^5$  であっていずれも極めて大きい。また共焦点時のスポットサイズは半径  $10.7\text{cm}$  である。AD は FPR の中心軸の延長線に沿って配置された薄形導波管 (高さ  $5\text{mm}$ ) にマウントされ、平板中央の開口により FPR に結合される。



$a = 20\text{cm}$ ,  $d \approx 60\text{cm}$ ,  
 曲率半径  $= 120\text{cm}$ ,  
 スポットサイズ  $\approx 10.7\text{cm}$ ,  
 $Q_d \approx 10^8$ ,  $Q_r \approx 2 \times 10^5$   
 (a)

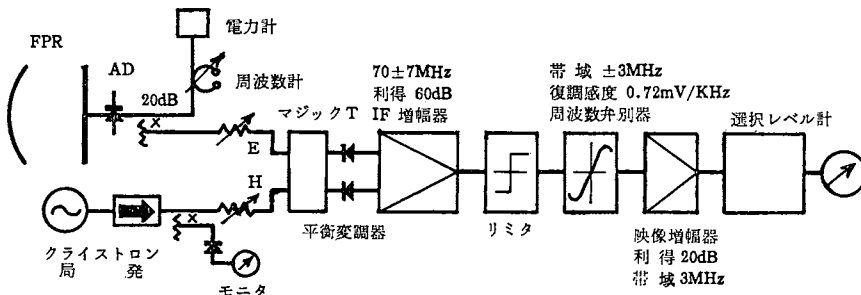


第 1 図 ファブリ・ペロー共振器および結合孔

結合孔として薄形導波管の断面と同一サイズのもの (第 1 図(b)) および誘導窓形 (第 1 図(c)) の 2 種を採用した。前者では超高  $Q$  性 FPR に直接マウントされた ADO の特性が予想され、これを 1 空胴形マウントと名付ける。これに対し、後者は 2 空胴形に属し、終端短絡導波管形空胴にマウントされた ADO

に、短絡面に設けられた結合孔を通して超高  $Q$  性 FPR を装荷した形となる。したがって従来の高  $Q$  空胴装荷の場合と類似した特性が予想される。これを 2 空胴形マウントと名付ける。

第 2 図に実験に用いた FM 雑音測定装置のブロック図を示す。ADO の発振出力はリアクティブ減衰器を通して平衡変調器に送られ、 $70\text{MHz}$  の中間周波に変換される。局部発振器には円形  $\text{TE}_{011}$



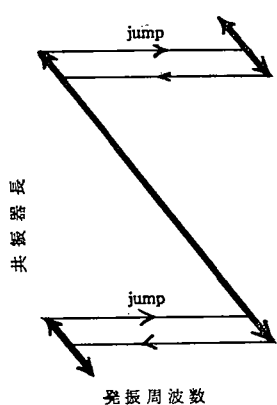
第 2 図 FM 雑音測定装置のブロック図

空胴を装荷した反射形クライストロン 2K25 を採用し、平衡変調器の雑音抑圧比は測定全域にわたって  $40\text{dB}$  以上に調整された。中間周波信号は利得  $60\text{dB}$  の中間波増幅器で増幅され、振幅制限器を通して周波数弁別器に送られる。弁別器には Round-Travis 回路を採用し、その帯減幅は  $\pm 3\text{MHz}$ 、復調感度は  $0.72\text{mV/KHz}$  である。弁別器出力は利得  $20\text{dB}$  の映像増幅器により増幅され、その出力が選択レベル測定器により測定される。

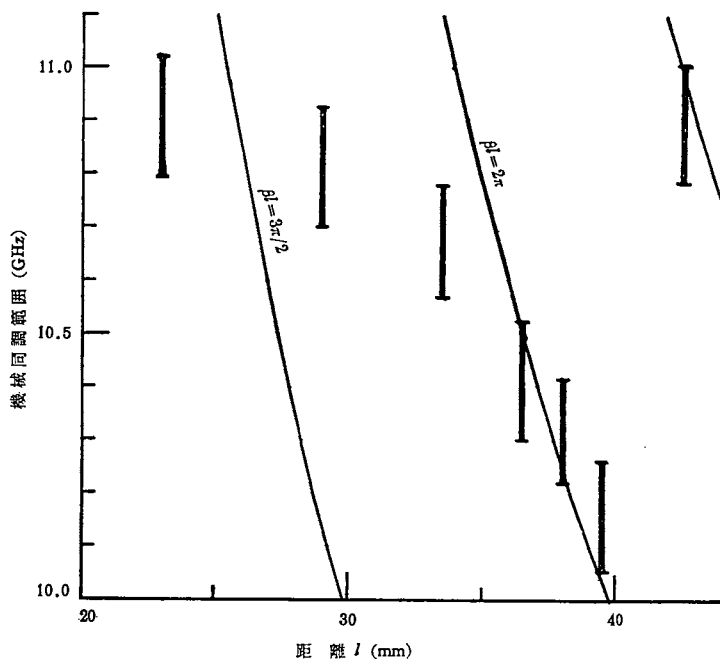
### 3. 実 験 結 果

#### 3.1 1空胴形マウントの場合

AD が超高 Q 性 FPR に直接マウントされた形であって、AD は多数存在する準  $TEM_{00q}$  モードのうち、最適条件を満足するモードを選んで発振する。ある縦モード ( $d \approx q\lambda/2$ ,  $\lambda$ : 自由空間波長) で発振しているとき、FPR の鏡間間隔  $d$  を変化すると、発振周波数もそれに従って変化し、いわゆる機械同調が可能である。第 3 図に示すように、機械同調範囲は約 240MHz で、この範囲を越えると隣接する縦モード ( $d \approx (q \pm 1)\lambda/2$ ) へモードジャンピングする。このとき鏡間間隔を増大する場合と減少する場合とは、モードジャンピングを生じる周波数に 10~40MHz 程度の差が認められ、図示のようなヒステリシス・ループを描く。AD と開口面との間の距離  $l$  が不適当でなければ、発振電力は終端短絡導波管マウントのそれに比して殆んど低下せず 場合によってはかえって増大する。



第 3 図 発振特性



第 4 図 マウント位置と機械同調範囲

第 4 図は AD のマウント位置  $l$  の変化に対して機械同調範囲をプロットしたものである。 $\beta l = 3\pi/2$  ( $\beta$ : 導波管モードの位相定数) の近傍では、発振周波数は相対的に高

く、 $l$  の増大と共に次第に低下し、 $\beta l = 2\pi$  を越えると間もなく急に高い周波数へジャンピングする。ジャンピング点に相当する  $l$  の前後では発振出力は低下し、ヒステリシス・ループ付近で発振停止部分を生じる。したがって、このような  $l$  の値は避けた方がよい。従来の閉じた共振器を装荷する際、 $l$  は  $\beta l = n\pi$  ( $n$ : 正整数) より少し長目に設計されるが、この点全く対照的である。この事実は FPR の特異な入力アドミタンス特性<sup>5)</sup> に起因するものと考えられる。第 5 図は、 $\beta l = n\pi$  に相当する基準面から FPR を見込む入力アドミタンスの実測結果を示す。これより、閉じた空洞の場合とは逆に、同調時には短絡に近く、離調時には整合に近づく特異な周波数特性であることがわかる。

FPR の無負荷 Q の計算値 ( $Q_d \approx 10^6$ ,  $Q_r \approx 2 \times 10^5$ ) は極めて高い。しかし、結合孔の大きさがス

ポットサイズに比して無視できないので、結合孔による回折損が著しく増大して、実際の  $Q_d$  は計算値より遥かに小さい。このため AD の発振器としての  $Q_{ext}$  は、それ程大きな値とはなり得ず、 $VSWR=1.5$  のプルング・フィギュア (Pulling Figure) から求めた  $Q_{ext}$  は 11000 と測定された。

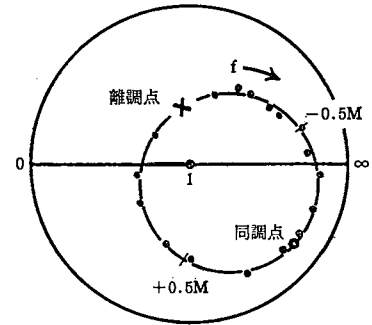
1 空洞マウント ADO の FM 雑音スペクトルの実測例を第 6 図の曲線 I に示す。図中には、比較のため終端短絡導波管形空洞にマウントされた ADO の雑音スペクトル (曲線 II)、および反射形クライストロン 2K25 の雑音スペクトル (曲線 III) も示してある。曲線 I は曲線

II に比し  $N/C$  比で約 50dB の改善が見られ、オフキャリア周波数 500KHz で  $N/C$  比は -103dB (帯域 1KHz 当り、以下同一につき省略) に達している。この値は反射形クライストロンの FM 雑音レベルより約 14dB 低い。しかし、同一の AD に従来の円形  $TE_{011}$  空洞を装荷した場合でも、オフキャリア周波数 500KHz で -90dB 程度の  $N/C$  比が得られているので、特に著しい改良とは言い難い。しかし、例えば極端な薄形構造の導波管マウントを採用するなどの方法により結合孔面積を縮小すれば、 $Q_d$  が高くなるので、更に FM 雑音の改善が期待できる。

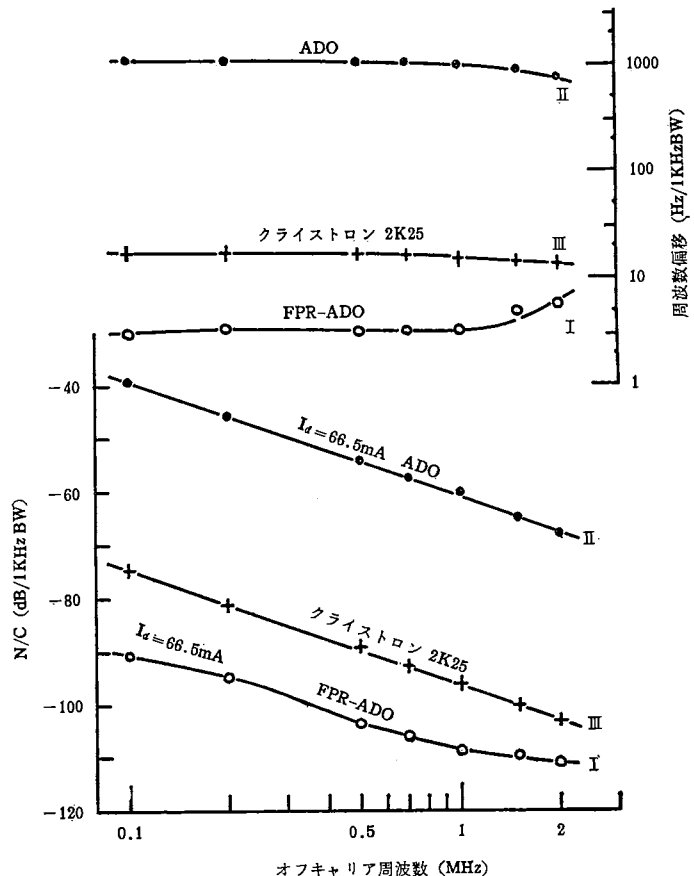
### 3.2 2 空洞形マウントの場合

2 空洞形マウントでは、導波管から FPR を見込むアドミッタンスは閉じた空洞の場合と大体類似した周波数特性を示す。したがって、主共振器の発振周波数が FPR の共振周波数に引き込まれるにつれて安定化が進み FM 雑

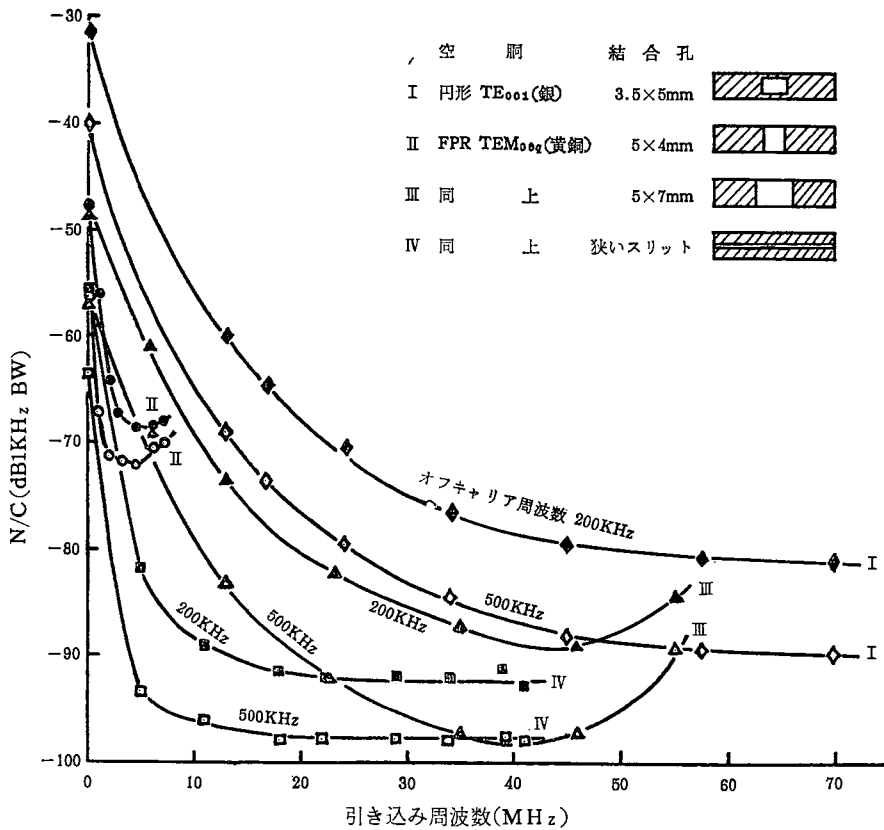
音が低下することは、閉じた安定化空洞の場合と同様である。第 7 図の曲線 I は円形  $TE_{011}$  空洞 (銀メッキ、無負荷  $Q$  の計算値  $\approx 30000$ ) を装荷した場合、その他の曲線は FPR を装荷した場合について、それぞれオフキャリア周波数 200KHz および 500KHz での FM 雑音が改善される様子を示す測定例である。図中の曲線 II および III はそれぞれ結合孔が小さい (5mm×4mm) 場合、



第 5 図 FPR のアドミッタンス軌跡



第 6 図 FM 雑音スペクトル



第7図 引き込み周波数に対する FM 雑音の変化

および大きい（ $5\text{ mm} \times 7\text{ mm}$ ）場合に対応する。結合孔が小さい場合（曲線Ⅱ），引き込み周波数と共に FM 雑音は急速に低下し，引き込み幅 5MHz で最低値に達する。しかし，N/C 比はオフキャリア周波数 200KHz および 500KHz でそれぞれ  $-68\text{ dB}$ ，および  $-72\text{ dB}$  に達するに過ぎず，引き込み幅を更に増加すると，かえって FM 雑音が増大する。またその最大引き込み幅はわずか 8MHz 程度に過ぎない。これに対し，結合孔が大きい場合（曲線Ⅲ）には FM 雑音は引き込み周波数に対してゆるやかに低下するが，その引き込み幅は 55MHz 以上に達する。FM 雑音は引き込み幅 40MHz 付近で最低値に達し，その値はオフキャリア周波数 200KHz，および 500KHz でそれぞれ  $-89\text{ dB}$ ，および  $-98\text{ dB}$  に達する。以上のような測定を種々の幅の結合孔につき実施した結果，定性的に次の結論が得られた。

(1) 結合孔が極めて小さい場合には，結合孔によって生じる散乱損失が小さいので， $Q_d$  は比較的計算値に近い値を保つ。このとき FPR の無負荷  $Q$  を  $Q_0$  とすれば，

$$Q_0 = Q_r Q_d / (Q_r + Q_d) \approx Q_r \approx 2 \times 10^5.$$

$Q_0$  が高いので，引き込み周波数と共に FM 雑音は急速に減少するが，主空洞と安定化空洞との結合係数が極めて小さいため，周波数引き込み幅も極めて狭い。

(2) 結合孔が極めて大きい場合には，結合孔による散乱損失の著しい増大により極端な  $Q_d$  の低下を招くため， $Q_d \ll Q_r$  となり

$$Q_0 = Q_r Q_d / (Q_r + Q_d) \approx Q_d.$$

したがって、引き込み周波数と共に FM 雑音はゆるやかに減少するが、結合係数が大きいと周波数引き込み幅も広がる。

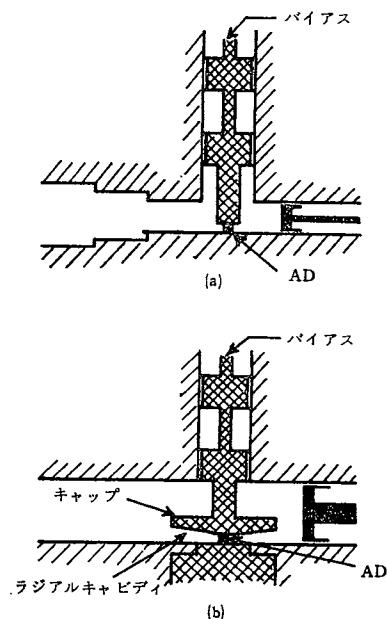
(3) FM 雑音が引き込み周波数と共に減少する割合を大きくしようとして結合孔を小さくすると、周波数引き込み幅が減少する。このことから最低の N/C 比を得るための結合孔の最適幅が存在することがわかる。

以上の結論から結合孔としては、最大の結合係数と最小の結合孔面積を持つ形が最適であると判断される。この条件に近いものとして、主空洞中の電界に直交する狭いスリット(第7図参照)が考えられる。第7図の曲線IVはこの場合の実測結果を示す。引き込み周波数と共に FM 雑音の急速な低下が認められるに拘らず、その周波数引き込み幅は 45MHz に達する。引き込み幅 18MHz での N/C 比はオフキャリア周波数 200KHz および 500KHz でそれぞれ -92dB および -98dB に達する。その後は急に飽和し、更に引き込み幅を増加しても殆んど変化が認められない。これは、この雑音レベルがほぼ測定系のしきい値に相当しており、ADO の雑音が測定系の雑音にマスクされた結果である。実際の N/C 比は、このレベルよりかなり低い値と推定される。測定系のシステムノイズの改善が今後の問題として残されているが、以上の実験結果によりスリット結合は極めて効果的であることがわかった。

#### 4. ミリ波への適用

ここでは X バンドで行ったシミュレーションの結果のミリ波帯への適用について考察する。FPR の大きさは周波数に逆比例して縮小される。例えば 50GHz では  $a = 4\text{ cm}$ ,  $d = 12\text{ cm}$ , 100GHz では  $a = 2\text{ cm}$ ,  $d = 6\text{ cm}$  と扱い易い値になり、更に高い周波数では一層有利と考えられる。無負荷  $Q$  の計算値について言えば、回折損のみによる値は周波数に無関係に一定 ( $Q_d \approx 10^6$ ) であって、オーム損のみによる値は低下して  $Q_r \approx 6.5 \times 10^4$  (黄銅, 100GHz) となる。この  $Q_r$  の値は銀メッキを施すことにより  $Q_r \approx 1.3 \times 10^5$  に改善できる。また、1 空洞形マウントでは、その機械同調範囲が 2.4GHz に増大する。2 空洞形マウントでは、引き込み周波数幅として 400MHz 程度が期待できる。球面鏡としてレンズに銀を蒸着する方法を採用すれば、簡便に高精度で表面仕上げのよいものが得られるであろう。

現在、ミリ波帯 ADO でしばしば使用されているマウントは、第8図に示すようなものであって、X バンドにおけるマウント方式とはやや趣きを異にしている。同図(a)の同軸導波管形マウントでは、すでに円形  $TE_{013}$  空洞を用いて安定化した報告<sup>3)</sup>もあり、比較的問題は少ないと予想される。同図(b)は金属キャップ付きのラジアルモード空洞形<sup>6)</sup>である。この種のマウントに FPR を



第8図 ミリ波用ADマウント構造

装荷すると、Xバンドシミュレーションで述べた1空胴形マウント、および2空胴形マウントは、回路的にはそれぞれ2空胴形、および3空胴形になるので、回路設計上の注意が必要となろう。

## 5. む す び

短ミリ波帯 ADO の安定化に 超高 Q 性 FPR の特性を利用するために、予備実験として X バンドでそのシミュレーションを行った。その結果、結合孔に基づく散乱損失の増大が FPR の超高 Q 性を著しく損うことがわかった。したがって、1 空胴形マウントでも 2 空胴形マウントでも、小面積の結合孔により大きな結合係数を得ることが可能ならば、超低 FM 雑音特性を持つ ADO が実現できる見通しを得た。X バンドでのシミュレーションの結果の短ミリ波帯への適用については、更に解決すべき問題があり、今後の実験に待たねばならない。なお若干不備な点も残されているが、予備実験として一応の成果を得たので報告する。おわりに実験に協力された橋本松進氏、ファブリ・ペロー共振器を製作された近岡友男、和布浦和夫両氏に深く謝意を表する。

## 参 考 文 献

- 1) S. Nagano et al. IEEE Trans. MTT-18 No. 11, 1970 p. 885
- 2) 小桧山 他 信学論 Vol. 54-B No. 11, 1971 p. 766
- 3) 大仲, 長野 昭和47年電子通信学会全大予稿集 3, 604
- 4) G. D. Boyd et al. BSTJ 40 p. 499 (Mar. 1961)
- 5) 赤尾 他 昭和42年電子通信学会全大予稿集, 1422
- 6) T. Misawa Proc. IEEE (Letter) Vol. 56, Feb. 1968, p. 234

(昭和47年9月19日受理)