衛星放送受信用
低雑音ダウンコンバーターに関する研究

内　海　要　三

衛星放送受信用
低雑音ダウンコンバーターに関する研究

内　海　要　三

内 容 梗 概

12 GHz 帯での個別受信衛星放送が国際的に議論されるにおよんで，高性能な家庭用受信機の実現が強く求められた。そこで低雑音，低廉という相反する要求を解決するべく立体平面回路を用いた低雑音ダウンコンバーターの研究が開始された。そしてこの研究経過の中で開発された衛星放送受信用低雑音ダウンコンバーターは，国際的な要請を十分満足するものとなり，今日の衛星放送時代到来の最大の原動力となった。

本論文では，まずショットキー・ミキサーダイオードを用いた低雑音ダウンコンバーターの雑音解析を行い，次に具体的にダウンコンバーターを構成するのに用いる立体平面回路とローカル阻止フィルター用の誘電体共振器の設計のために，リッジガイドモードの変分法解析および誘電体共振器の共振周波数決定のための変分法解析を行っている。そしてこれ等の結果を用い，12 GHz 帯および 22 GHz 帯における衛星放送用低雑音ダウンコンバーターの解析，設計，試作を行い，さらに得られた特性について実験的検証を加えている。

ダウンコンバーターの雑音解析においては，ショットキー・ミキサーダイオードのショットキー接合部の非線形コンダクタンス g と非線形接合容量 C_j を分離した等価回路を用いて，イメージ端子に任意のインピーダンスを負荷したダウンコンバーターの入出力アドミタンス，変換損失と雑音指数を求めている。その結果，イメージインピーダンスを短絡に選ぶのが低雑音設計に適することを定量的に示している。

またミキサー部を構成する立体平面回路の設計については，リッジ導波管を伝搬する TE, TM の高次モードまで含めて，その固有値，電磁界の正規モード表示と電界のフィールドプロフィールを，基本モードについては管内波長と特性インピーダンスを求め，リッジ導波管の基本的設計資料としている。

さらにローカル阻止フィルターの設計については，それに用いる誘電体共振器の共振周波数を変分法解析で精度良く求め，設計の基礎資料としている。

12 GHz 帯のダウンコンバーターの解析，設計は，信号，IF，イメージ周波数帯における各回路エレメントの等価回路定数の周波数特性およびミキサー部と IF 増幅器の間の非整合の影響を考慮した状態で進められている。即ちここで用いた解析は，回路損失が考慮されてないことを除けば，ほぼ現実のダウンコンバーターの特性を推定し得るものである。そして 11.7 ～ 12.2 GHz の信号周波数帯，0.96 ～ 1.46 GHz の IF 周波数帯において，雑音指数の実験値として 3.3 ～ 3.7 dB が得られ，本解析による理論値 3.2 ～ 3.6 dB と良い一致をみたことを示している。

また，22 GHz 帯のダウンコンバーターは，将来の高品位 TV 放送受信を目的に開発したもので，ここで行った解析の特長は，高周波化にともない無視できなくなった回路損失を考慮した状態で，種々の雑音発生要因のふるまいを理論的に解明したことにある。さらに，雑音指数を最小

にするためにミキサーダイオードの直列拡散抵抗 R_s と非線形接合容量 C_j の最適化を行い，準ミリ波領域でのミキサーダイオードの開発方向を明示している。そして試作ダウンコンバーターの特性として，22.5～23.0 GHzの信号周波数帯，3.7～4.2 GHzのIF周波数帯において，雑音指数の実験値として4.9～5.2 dBが得られている。

本研究により，ショットキー・ミキサーダイオードと立体平面回路を用いた衛星放送受信用低雑音ダウンコンバーターの設計理論が確立された．そして1984年1月に予定されている放送衛星ＢＳ－２ａの打上げにより開幕される本格的な衛星放送時代における，高性能で低廉な家庭用衛星放送受信機の実用化という目的が達成されることになろう。

さらに本研究は，高品位ＴＶ等，将来予定されている準ミリ波帯での放送における，家庭用低雑音受信機開発の基礎となろう。

略　号　一　覧

第1章略号

g	ミキサーダイオードのショットキー接合部の非線形コンダクタンス
C_j	ミキサーダイオードのショットキー接合部の非線形容量
R_s	ミキサーダイオードの直列拡散抵抗

第2章略号

g	前出（第1章）
C_j	前出（第1章）
R_s	前出（第1章）
L	ミキサーダイオードのケース内のリード線インダクタンスと電極からリード線への集束インダクタンスの合計
C_c	ミキサーダイオードのケース容量
C_s	ビームリード形ミキサーダイオードの浮遊容量
g_0, g_p, g_{2p}	g のフーリエ級数展開の係数

第3章略号

g	前出（第1章）
C_j	前出（第1章）
C	零バイアス時のショットキー接合容量
R_s	前出（第1章）
L	前出（第2章）
C_c	前出（第2章）
V_ϕ	ショットキー接合障壁電圧
α, i_0	ミキサーダイオードの特性を決める比例定数
g_0, g_p, g_{2p}	前出（第2章）
C_0, C_p, C_{2p}	C_j のフーリエ級数展開の係数
X_m	m 端子における外部回路側をみたイメージリアクタンス
y_m'	m' 端子における真性イメージアドミタンス
y_{sx}, y_{sx}', y_{ix}, y_{ix}', y_m''	s, s', i, i', m' 端子からダイオード側をみたアドミタンス
y_{sa}, y_{sa}', y_{ia}, y_{ia}'	s, s', i, i' 端子から外部回路側をみたアドミタンス

g_{sa}', g_{sx}', g_{ia}'	y_{sa}', y_{sx}', y_{ia}' の実部
y_s', $y_s'^*$	入出力整合時の s' 端子からダイオード側をみたアドミタンスおよびその複素共役値
y_i', $y_i'^*$	入出力整合時の i' 端子からダイオード側をみたアドミタンスおよびその複素共役値
y_{s1}', y_{s2}' y_{i1}', y_{i2}', y_{m1}'', y_{m2}''	s_1', s_2', i_1', i_2', m_1', m_2' 端子からダイオード側をみたアドミタンス
g_{s1}', g_{m1}''	y_{s1}', y_{m1}'' の実部
V_s', V_i', V_m'	s', i', m' 端子における電圧
$V_m'^*$	V_m' の複素共役値
I_s', I_i', I_m'	s', i', m' 端子に流れ込む電流
I_{s1}', I_{s2}', I_{i1}', I_{i2}', I_{m1}', I_{m2}'	s_1', s_2', i_1', i_2', m_1', m_2' 端子に流れ込む電流
$I_m'^*$, $I_{m1}'^*$, $I_{m2}'^*$	I_m', I_{m1}', I_{m2}'の複素共役値
Re	実部を表す
Im	虚部を表す
L_c	ダウンコンバーターの変換損失
L_s	s 端子における非整合損失
L_1	信号回路（$s \sim s'$）の挿入損失
L_c'	半導体部分（$s' \sim i'$）の変換損失
L_2	IF 回路（$i' \sim i$）の挿入損失
t	ダウンコンバーターの雑音温度比
t_{a1}	信号回路の R_s で発生する熱雑音に対応する雑音温度比
t_{a2}	IF 回路の R_s で発生する熱雑音に対応する雑音温度比
t_{am}	イメージ回路の R_s で発生する熱雑音に対応する雑音温度比
t_{ac}'	g 回路で発生するショット雑音に対応する雑音温度比
F	ダウンコンバーターの総合雑音指数
F_{if}	IF 増幅器の雑音指数
n	雑音比
$\|\Gamma\|$	IF 端子における反射係数の絶対値
N_s, N_i, N_m	g 回路から g_{s1l}', g_{i1l}', g_{m1}' に供給されるショット雑音電力
I_{ns}, I_{ni}, I_{nm}	g 回路から y_{s1l}', y_{i1l}', y_{m1}' に供給されるショット雑音電流
I_{s1o}, I_{i1o}, I_{m1o}	ショット雑音電力N_s, N_i, N_mから発生して g 回路の s_1', i_1', m_1' 端

	子より外部に流れ出るショット雑音電流
I_{s2o} , I_{i2o} , I_{m2o}	ショット雑音電力 N_s , N_i , N_m から発生して C_j 回路の s_2', i_2', m_2' 端子より外部に流れ出るショット雑音電流
I_{io}	i' 端子よりＩＦ負荷側へ流れ出る総合ショット雑音電流
L_{gsi}'	m_1' 端子に y_{m1}' を負荷した状態での変換損失（ $s_1' \rightarrow i_1'$ ）
L_{gis}'	m_1' 端子に y_{m1}' を負荷した状態での変換損失（ $i_1' \rightarrow s_1'$ ）
L_{gsm}'	i_1' 端子に y_{i1l}' を負荷した状態での変換損失（ $s_1' \rightarrow m_1'$ ）
L_{gms}'	i_1' 端子に y_{i1l}' を負荷した状態での変換損失（ $m_1' \rightarrow s_1'$ ）
L_{gim}'	s_1' 端子に y_{s1l}' を負荷した状態での変換損失（ $i_1' \rightarrow m_1'$ ）
L_{gmi}'	s_1' 端子に y_{s1l}' を負荷した状態での変換損失（ $m_1' \rightarrow i_1'$ ）
L_{s1}	s_1' 端子における非整合損失
L_{i1}	i_1' 端子における非整合損失
L_{m1}	m_1' 端子における非整合損失
α_{gsi} , β_{igc} 等	電流伝送関数

第４章略号

$\psi_{pi}(x, y, z)$	スカラーポテンシャル
$\phi_{pi}(x, y)$	ψ_{pi} の横方向座標のみを含む部分
$g_{pi}(z)$	ψ_{pi} の z 座標のみを含む部分
ϕ_{pi}^{c}	ϕ_{pi} の真値
$\delta\phi_{pi}$	ϕ_{pi} の第１変分
k_0	自由空間における伝搬定数
β	z 方向伝搬定数
k_T	横方向伝搬定数（固有値）
k_{1m}	Ⅰ領域における展開に用いた m 番目の固有関数の y 方向伝搬定数
k_{2n}	Ⅱ領域における展開に用いた n 番目の固有関数の y 方向伝搬定数
γ_{1m}	Ⅰ領域における展開に用いた m 番目の固有関数の x 方向伝搬定数
γ_{2n}	Ⅱ領域における展開に用いた n 番目の固有関数の x 方向伝搬定数
λ_0	自由空間における波長
λ_g	リッジガイドモードの管内波長
λ_c	リッジガイドモードの遮断波長
Z_c	リッジガイドモードの特性インピーダンス
$Z_{c\infty}$	周波数を無限大にしたときの Z_c

$\xi(y)$, $\eta(y)$	$x=t$ 面における電界の接線成分に比例する試験分布関数
$\tilde{\xi}_m$	I 領域における ξ のフーリエ級数展開の係数
$\bar{\xi}_n$	II 領域における ξ のフーリエ級数展開の係数

第 5 章略号

a	誘電体共振器の半径
ℓ	誘電体共振器の長さ
k_0	前出（第 4 章）
k_z'	誘電体中の z 方向伝搬定数
k_z	磁気的壁近似を用いたときの k_z'
k_ρ'	半径方向の伝搬定数
k_ρ	磁気的壁近似を用いたときの k_ρ'
α'	空気中の z 方向減衰定数
α	磁気的壁近似を用いたときの α'
Y_ρ	壁面アドミタンス
ω_0'	共振角周波数
ω_0	磁気的壁近似を用いたときの ω_0'
ϕ_{1d}	誘電体内の試験スカラーポテンシャル
ϕ_{1a}	空気中の試験スカラーポテンシャル
$\boldsymbol{J}$	誘電体共振器の外周面 S_0 上の試験電流
H_{z0}	S_0 面より内部の磁界の z 方向成分
H_z	S_0 面より外部の磁界の z 方向成分
$E_{\theta 0}$	S_0 面より内部の電界の θ 方向成分
E_θ	S_0 面より外部の電界の θ 方向成分
ϕ_2	S_0 面より外部のスカラーポテンシャル
$\bar{\phi}_2$	ϕ_2 のフーリエ変換

第 6 章略号

X_{Ls} (X_{Lm})	等価回路構成要素，信号（イメージ）周波数における整合用キャパシティブストリップ C の直列リアクタンス
B_{Cs} (B_{Cm})	等価回路構成要素，信号（イメージ）周波数における整合用キャパシティブストリップ C の並列サセプタンス
X_{Ls}' (X_{Lm}')	等価回路構成要素，信号（イメージ）周波数における先端開放リッジガ

イドトランスフォーマーTの直列リアクタンス

$B_{Cs}'(B_{Cm}')$　等価回路構成要素，信号（イメージ）周波数における先端開放リッジガイドトランスフォーマーTの並列サセプタンス

$n_s(n_m)$　等価回路構成要素，信号（イメージ）周波数における先端開放リッジガイドトランスフォーマーTのトランス比

L_s　等価回路構成要素，IF 整合回路Mの直列インダクタンス

n_i　等価回路構成要素，IF 整合回路Mのトランス比

L_W　導波管内で指数関数的に減衰するIF成分に結合するインダクタンス

Z_0　導波管の特性インピーダンス

$Z_{Fs}(Z_{Fm})$　信号（イメージ）周波数におけるIF用高周波阻止フィルターRのミキサーダイオード側からみたインピーダンス

$\theta_{1s}(\theta_{1m})\sim\theta_{3s}(\theta_{3m})$, (θ_{4m})　信号（イメージ）周波数における各伝送線路の位相長

$Z_{1s}(Z_{1m})\sim Z_{3s}(Z_{3m})$, (Z_{4m})　信号（イメージ）周波数における各伝送線路の特性インピーダンス

$\theta_5\sim\theta_7$　IF 周波数におけるIF用高周波阻止フィルターRを構成する各ストリップ線路の位相長

$Z_5\sim Z_7$　IF 用高周波阻止フィルターRを構成する各ストリップ線路の特性インピーダンス

X_m　前出（第3章）

y_{sa}', y_{sa}　前出（第3章）

y_{sx}', y_{sx}　前出（第3章）

y_{ia}', y_{ia}　前出（第3章）

$\overline{y}_m'$　y_m'を 20 m℧で規格化した値

$\overline{y}_a$　IF 増幅器の入力アドミタンスを 20 m℧で規格化した値

$\overline{y}_{sx}$, $\overline{y}_{sa}$　y_{sx}, y_{sa} をリッジガイドの特性アドミタンスで規格化した値

第7章略号

g　前出（第1章）

C_j　前出（第1章）

g_0, g_p, g_{2p}　前出（第2章）

C_0, C_p, C_{2p}　前出（第3章）

R_s　前出（第1章）

R_{ss}	信号周波数における R_s
R_{si}	IF 周波数における R_s
R_{sm}	イメージ周波数における R_s
R_c	回路損失に対応する直列等価抵抗
R_{cs}	信号周波数における R_c
R_{cm}	イメージ周波数における R_c
C_s	前出（第2章）
L	立体平面回路からビームリード形ミキサーダイオードへの電流路に対応する直列インダクタンス
X_m	前出（第3章）
y_m'	前出（第3章）
y_s', y_{sx}', y_{sx}, y_i', y_{ix}', y_{ix}, y_m''	s', s'', s, i', i'', i, m' 端子からダイオード側をみたアドミタンス
V_s', V_i', V_m'	前出（第3章）
I_s', I_i', I_m'	前出（第3章）
L_c	前出（第3章）
L_{1c}	信号回路（$s \sim s''$）の挿入損失
L_1	信号回路（$s'' \sim s'$）の挿入損失
L_c'	前出（第3章）
L_2	IF 回路（$i' \sim i''$）の挿入損失
t	前出（第3章）
t_{a1c}, t_{a1}, t_{a2}, t_{asm}, t_{acm}	R_{cs}, R_{ss}, R_{si}, R_{sm}, R_{cm} で発生する熱雑音に対応する雑音温度比
t_{ac}'	前出（第3章）
F	前出（第3章）
F_{if}	前出（第3章）
ΔF	種々の雑音発生要因からの総合雑音指数への寄与量
ΔF_{a1c}, ΔF_{a1}, $\Delta F_{ac}'$, ΔF_{a2}, ΔF_{asm}, ΔF_{acm}	t_{a1c}, t_{a1}, t_{ac}', t_{a2}, t_{asm}, t_{acm} に対応する総合雑音指数への寄与量
ΔF_{if}	IF 増幅器で発生する雑音に対応する総合雑音指数への寄与量

目　　次

第 1 章　序　論

1.1 まえがき

本章では，まず関連研究分野の歴史的概要と衛星放送用受信機開発の経緯を展望した上で，本研究を着手するに至った由来と研究の目的について述べ，さらに本論文の構成を示している。

1.2 関連研究分野の歴史的概要

本論文を工学的立場から眺めるとダウンコンバーターおよびその雑音解析，リッジガイドモードの電磁界解析と誘電体共振器の共振周波数決定のための解析に分類することができる。本節では，この分類に従ってそれぞれの研究分野での研究の推移について述べることにする。

1.2.1 ダウンコンバーターおよびその雑音解析に関する研究

ダウンコンバーターの必要性は，古くからマイクロ波受信機の分野で大きく，特に最近では，衛星放送用の低雑音受信機[(1.1)～(1.10)]のフロントエンドとして，民需産業の領域にまで浸透してきている。ミキサーダイオードを用いたダウンコンバーターの基本的原理は 1948 年に，H. C. Torrey と C. A. Whitmer により発表された文献 (1.11) に詳述されている。その後ダウンコンバーターの動作原理，および雑音解析に関する研究が，短絡，開放，整合といった特殊なイメージ条件のもとで，E. W. Herold 等[(1.12)]や P. D. Strum[(1.13)]や M. R. Barber[(1.14)]によってなされている。またトンネル・ダイオードを用いたミキサーの変換損失と雑音指数が，ダイオードの非線形コンダクタンス g のみを考慮した状態で C. S. Kim により求められた[(1.15)]。

そして計算機による数値計算を駆使したより一般的な解析法として，ダイオードの非線形接合容量 C_j と任意のイメージインピーダンスを考慮した解析が 1978 年に D.N. Held 等によって発表された[(1.16)]。この論文ではダウンコンバーターの解析を一般的に展開し，利用範囲も広いと思われるが，雑音指数を与える代数式表現は得られていない。そして計算機による数値解析に頼っており物理的イメージの把握が困難であると共に，具体的なダウンコンバーターの設計法にまで議論がおよんでいない。

NHK総合技術研究所でも，ショットキー・ミキサーダイオードを用いたダウンコンバーターの雑音解析が，非線形コンダクタンス g および非線形接合容量 C_j を考慮した状態で，任意のイメージ条件のもとでなされた[(1.4)～(1.10)]。特に文献 (1.7) は，ダウンコンバーターの入出力が整合の条件のもとでの解析で，ダウンコンバーターの最適設計条件を与えるイメージインピーダンスが短絡であることを示している。そして文献 (1.9) は，現実のものにより近い形として，入出力非整合の条件での解析が述べられている。さらにこの文献では，立体平面回路で構成されたダウンコンバーターの雑音指数の周波数特性が初めて理論的に求められた。

最近，低雑音ダウンコンバーターの需要は，準ミリ波帯，ミリ波帯における種々の通信システムや天文，気象観測等に用いられる低雑音受信機の分野においても大きくなってきている。そしてフィンライン形[1.17],[1.18]，マイクロストリップ形[1.19]，サスペンディドライン形[1.20]や導波管形[1.21]の広帯域ミキサーについての研究成果が発表されている。またミリ波用ミキサーについての雑音解析と実験による検証についての発表[1.22]もなされている。

NHK総合技術研究所でも将来の高品位TV放送を想定した22 GHz帯衛星放送用受信機の開発を目的に，立体平面回路とビームリード形ショットキー・ミキサーダイオードを用いた低雑音ダウンコンバーターの開発を行った[1.23],[1.24]。文献（1.24）では，22 GHz帯で無視できなくなった回路損失を考慮に入れて，ダウンコンバーターの種々の雑音発生要因についての定量的な解析が行われている。また雑音指数を最小にするためのミキサーダイオードの直列拡散抵抗R_sと非線形接合容量 C_j の最適化が行われ，準ミリ波帯，ミリ波帯におけるミキサーダイオード開発の方向が明示されている。

1.2.2 リッジガイドモードの電磁界解析に関する研究

リッジ導波管のマイクロ波デバイス，回路への応用は広く，その研究も古くからなされている。1947年にS.B.Cohnが，リッジを含む導波管断面において横共振法を用いることにより，TE_{m0}モードの固有値を求めた[1.25]。この文献では，リッジの不連続部に起因するサセプタンスとして，J.R.Whinnery等の発表[1.26]による平行平板導波管のサセプタンスを用いている。さらにS.Hopfer[1.27]やJ.R.Pyle[1.28]により，TE_{m0} モードの固有値問題に対するさらに改善された近似的解析が発表された。

また1962年にW. J. Getsingerが初めて，TE_{10} モードの近似電磁界を発表した[1.29]。この文献では，リッジの間隙部分の電磁界をTEM モードで近似し，他の領域の電磁界との連続条件は電界のみで満足させている。

そして1971年にJ.P.Montgomeryが，総ての高次モードを含むリッジガイドモードについての固有値とその電磁界に対する完全解を発表した[1.30]。この方法では，固有方程式がマトリクスの形で与えられていて，積分形の固有方程式をRitz-Galerkin法を用い数値計算により逐次求める方法がとられている。

また最近，計算時間の短縮に重点を置き，TE_{10} モードの固有値を代数式表現で表せる近似解法がW. J.R. Hoefer等により発表されている[1.31]。

また一方，衛星放送受信用低雑音ダウンコンバーターに代表される立体平面回路の，マイクロ波，準ミリ波領域での利用が脚光を浴びるに従い，リッジ導波管の管軸方向への種々の不連続部の等価回路の決定が，デバイス設計上重要になってきた。そのために，リッジ導波管の各高次モードの固有値およびその電磁界の正規モード表示を，短い計算時間で求めることのできる解析法

が必要となってきている。この要求には，文献（1.25）と（1.27）～（1.29）さらに（1.31）の方法ではもともと応え得ない。文献（1.30）の方法は，原理的には有効な方法であるが，計算時間の点から経済的な方法とは言えない。

そこで，筆者により，変分法を用いた簡易な近似固有方程式が求められた[1.32],[1.33]。文献（1.32），（1.33）では，試験固有関数をリッジのエッジの近傍で，その電界を与える既知の試験分布関数に一致するように選んでいる。

1.2.3　誘電体共振器の共振周波数決定に関する研究

R.D. Richtmyer が1939年に誘電体共振器に関する発表[1.34]を行って以来，1962年にA. Okaya 等[1.35]が1965年にH.Y. Yee[1.36]が，また1968年にS.B. Cohn[1.37]が，誘電体共振器の共振周波数の決定についての発表を行った。

S.B. Cohn の近似解析法[1.37]は，誘電体共振器の設計が簡易な形にまとまっており現在でも幅広く用いられている。この方法では，誘電体共振器の外周を含む円筒面を磁気的壁として近似している。

さらに精度の高い近似解析法として，文献（1.38）により，誘電体共振器を含む円筒面の壁面インピーダンスを無限大から若干変化させることによる変分解析法が発表されている。この方法によれば文献（1.37）の方法に比べ約10倍の近似精度の改善が得られている。

1.3　12 GHz 帯衛星放送用受信機開発の経緯

直接受信を前提とした衛星放送が本格的に研究され始めたのは，1971 年の宇宙通信に関する世界無線通信主管庁会議（WARC－ST）以降である。それ以前の衛星利用技術は，通信衛星によるテレビ国際中継や共同受信を目的としていたため，受信機開発においても常温パラメトリック増幅器やトンネルダイオード増幅器等の専門的で高度なマイクロ波技術が研究対象となっていた。

WARC－ST により，放送衛星の位置づけと周波数分配が行われ，各国における衛星放送用受信機の研究目的が明確になった。即ち衛星放送とは，“一般公衆によって個別受信または共同受信されることを目的として，宇宙局から行う放送”をいう。宇宙局としては静止型放送衛星が用いられる。そしてそれを行う下り回線の周波数帯としては0.7，2.6，12，22，42，85 GHz帯がある。特に我国では，12 GHz帯の衛星放送がまず本格化されることになった。この時点で，衛星放送を成功させるための各国における最重要技術課題として，新しい周波数領域での，簡易で低廉な低雑音受信機開発の研究がクローズアップされることになった。

当時，マイクロ波集積回路（MIC）を用いたコンバーターを受信機のフロントエンドとして用いる構成が，この種の受信機の主流として各国で研究がなされており，これ等の受信機の雑音指数は12 GHz帯で8～9 dB程度であった。MICは簡易化の条件は満足するものであったが，

低雑音化に大きな問題をなげかけた。

ここで総ての回路エレメントを1枚の金属板上に構成し，それを導波管中に挿入することにより，導波管内の電磁界と結合させる一種の集積形機能デバイスとして，立体平面回路がNHK総合技術研究所の小西により提案された(1.1)。そして1973年には，立体平面回路を用いた低雑音ダウンコンバーターの試作に成功し，12 GHz帯で，帯域幅180 MHzにわたり，雑音指数 4.5 dBの特性が得られた。これを機にNHKが国内外の多数の受信機メーカーに技術指導を開始し，民需品としての衛星放送用受信機開発の見通しを確実なものとした。

1976年4～6月には，アメリカNASAからの通信技術衛星(CTS)の受信実験参加の要請に基づき，アメリカ，カナダでの衛星放送の受信実験を行った。この実験では，直径60 cmのパラボラアンテナでも良好な画質が得られ，その後の，1年半にわたる長期フィールドテストにも成功し，我国の放送衛星(BS)実験への確証と，実用化への可能性を大きく前進させた。

CTS実験以降，BS実験に向けてさらに改良が進められたが，1976年11月，都市難視用SHF地上放送の技術基準が答申され，低廉なSHFダウンコンバーターの必要性が衛星放送以外の分野でも高まった。衛星放送受信用として開発してきた12 GHz帯低雑音ダウンコンバーターは，ここでもう一つの利用面の拡大がはかられることになった。即ち他のシステムへの技術の転用により，大量生産，低廉化への道が開かれたわけである。なお現在も東京と名古屋で難視救済のための地上SHF放送が継続されている。

1977年1～2月に開かれた12 GHz 帯の放送衛星業務の計画に関する世界無線通信主管庁会議(WARC-BS)により，チャンネル分配と種々の技術基準が決定され，一層将来の衛星放送に対する受信機の望まれる姿が明確になった。

1978年にはWARC-BSの技術基準に適合する受信機の試作が行われた。さらに1977～1979年には我国初の放送衛星“ゆり”により，日本全土でBS受信実験を行い，衛星放送実現のための種々の技術的問題の見直しを行った。この頃から，衛星放送受信機に関する研究は，回路技術上のブレークスルーを求めたものから，家庭用受信機としての普及促進等の実用化をさらに一層意識した技術開発に，その内容を変えつつあった。

また一方，衛星放送用受信機の研究の初期から，主に低雑音ダウンコンバーターの理論的解析が，実験試作に並行して行われた。他の多くのデバイス開発がそうであったように実験から理論へ，また理論から実験へのフィードバックを繰り返しつつ進展し現在に至っていることは，この場合も例外ではなかった。

以上述べて来た技術進歩により，現在，このタイプの低雑音ダウンコンバーターは，12GHz帯の500 MHz の帯域幅にわたって雑音指数3.7dB以下，300 MHzの帯域で3.5 dB以下の特性が得られており，その設計理論もほぼ完成している。

また最近飛躍的な進歩を遂げたGaAs FET使用の低雑音前置増幅器をフロントエンドとした

タイプの受信機とあわせて，2種類の衛星放送用受信機が，1984年1月に打上げられるＢＳ－2aを用いてＮＨＫにより開始される衛星本放送のために準備され，その普及を待つ段階となった。

1.4 研究の目的

本研究は，1.3節で述べた衛星放送用受信機開発の経緯の中で，一貫して低雑音で低廉な家庭用受信機の実用化を目指し，特にそのフロントエンドとして用いられる低雑音ダウンコンバーターの実現を目的として行われた。

本論文は理論と実験による検証を含んでいるが，その力点は，ダウンコンバーターの雑音解析と，ダウンコンバーターの設計理論確立のための電磁界解析に置いている。

そしてさらに次世代の衛星放送で期待される高品位ＴＶ放送受信用の22 GHz 帯低雑音受信機実現への可能性を明確にし，今後準ミリ波帯の低雑音受信機の開発に要望される技術的課題とその指針を与えることをも目的にしている。

1.5 論文の構成

第1章では，関連研究分野の歴史的概要を述べ，これを背景として，本論文の学問的，工学的位置付けを明確にし，従来の研究では不十分であった問題点を指摘し，本研究の対象を明らかにしている。さらに衛星放送用受信機開発の経緯を述べることにより，本研究の動機と目的を明確にしている。

第2章では，ショットキー・ミキサーダイオードと立体平面回路を用いたダウンコンバーターの解析，設計のために必要な基礎的考察を行っている。さらに本論文の対象となっている低雑音ダウンコンバーターの衛星放送用受信機の中での位置付けを明確にしている。

第3章では，ダウンコンバーターで発生する雑音の解析を一般的に展開し，種々のダウンコンバーターの解析に適用できるようにした。そして物理的イメージの把握に留意し，入出力アドミタンス，変換損失と雑音指数の理論的誘導を行っている。

第4章では，ダウンコンバーターを構成する立体平面回路の設計を行うため，その基本となるリッジ導波管のモード解析を変分法で行っている。ここではＴＥ，ＴＭの高次モードまで含めて，その固有値と電磁界の正規モード表示を，基本モードについては管内波長と特性インピーダンスを求めている。

第5章では，ダウンコンバーターのローカル阻止フィルターに用いられる誘電体共振器の共振周波数を，変分法で決定する解析法について述べており，得られた結果を誘電体共振器設計の基礎資料としている。

第6章では，立体平面回路を用いた12 GHz 帯衛星放送受信用低雑音ダウンコンバーターの解析，設計，試作を行っている。ここでは，ダウンコンバーターを構成する各種回路エレメントの

等価回路定数の周波数特性を実験的に求め，ダウンコンバーター全体の等価回路を決定している。そして第3章で述べた解析手法を用いて，設計，試作を行い得られた雑音周波数特性により，本解析理論の実験的検証を行っている。

第7章では，立体平面回路を用いた低雑音ダウンコンバーターの準ミリ波帯への応用として，22 GHz 帯高品位TV放送受信用低雑音ダウンコンバーターについて，試作機の実験結果と種々の雑音発生要因についての解析を示している。そして雑音指数を最小にするために，ミキサーダイオードの直列拡散抵抗R_sと非線形接合容量C_jの最適化を行い，準ミリ波帯，ミリ波帯におけるミキサーダイオード開発の指針を与えている。

第8章では，第2～7章で述べた研究成果を総括し，本論文の結論としている。

以上の構成に基づく本論文の内容概略を図1-1に示し，内容把握の便宜を図った。

1.6 あとがき

本章では，ダウンコンバーターの研究およびそれに関連するリッジガイドモードと誘電体共振器の研究の歴史的概要を述べると共に，衛星放送用受信機開発の経緯を概観することにより，本研究の動機，対象および目的を明らかにし，本論文の学問的，工学的立場を明確にしている。

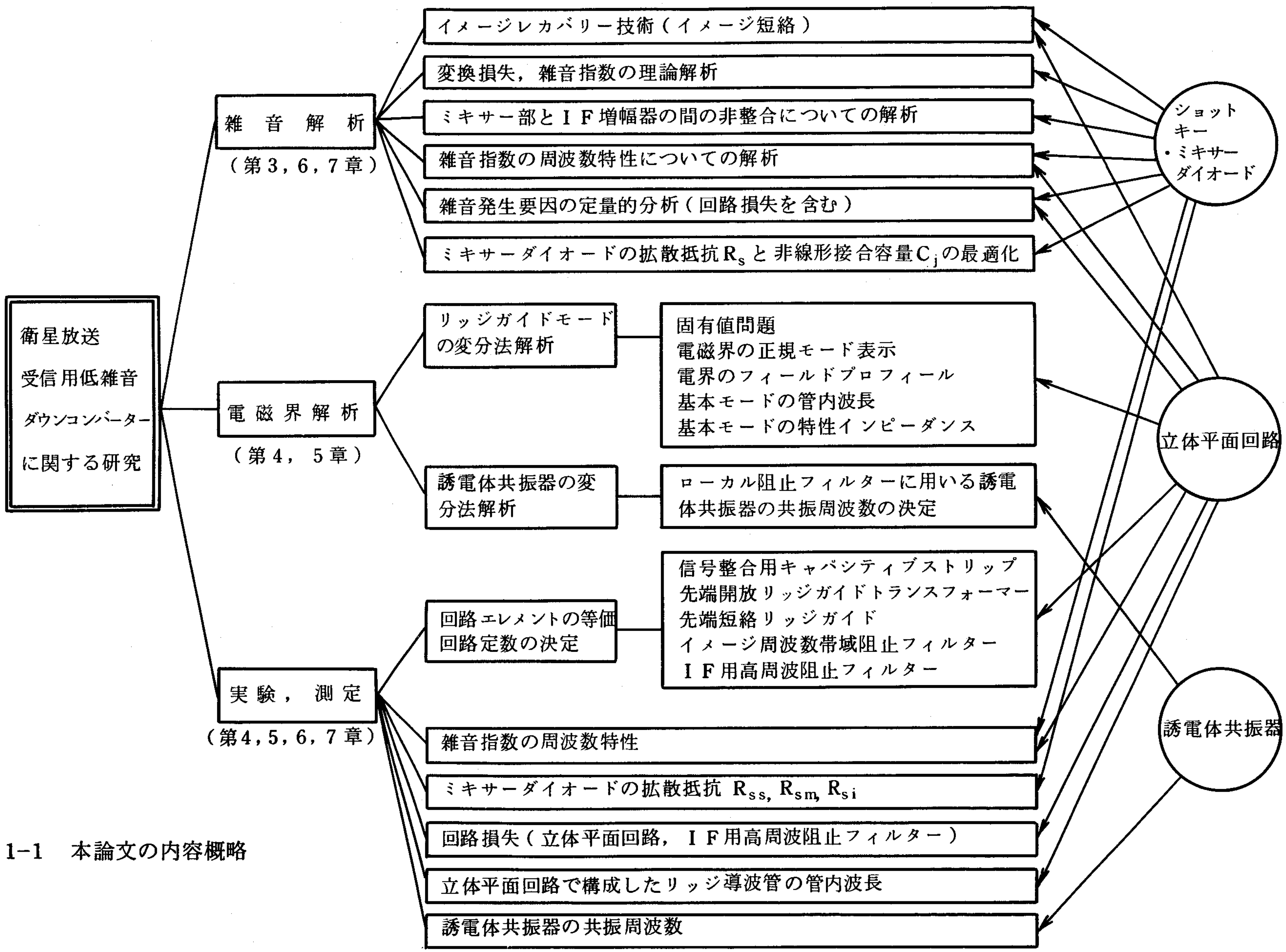


図1-1　本論文の内容概略

第2章　衛星放送受信用ダウンコンバーター 解析・設計のための基礎的考察

2.1 まえがき

本章では，まずショットキー・ミキサーダイオードの構造と等価回路およびそれを用いた周波数変換の原理，さらにダウンコンバーターを構成する立体平面回路の特長と機能について述べている。そして立体平面回路を用いた低雑音ダウンコンバーターを本研究の対象とした根拠を示している。また最後に12 GHz 帯衛星放送用受信機の構成を示している。

2.2 ミキサーダイオードを用いた周波数変換の原理

本論文の解析では，ミキサーダイオードの非線形コンダクタンス g と非線形接合容量 C_j の両方を考慮しているが，本節では，周波数変換の原理を簡易に説明するために，g のみを考慮することにする。

ミキサーダイオードに局部発振器（以後ローカルと呼ぶ）電圧 v を印加すると，ダイオードに半波整流電流 i が流れ，ダイオードの非線形コンダクタンス g が次式で表される。

$$g=\frac{di}{dv} \tag{2-1}$$

ローカル電圧の周波数を f_p（角周波数 ω_p）とすると，ダイオードは(2-2)式で表されるコンダクタンス $g(t)$ を有する抵抗体と近似的に見なすことができる。ただし，g_0，g_p，g_{2p} は $g(t)$ のフーリエ級数展開の係数を表している。

$$g(t)=g_0+2g_p\cos\omega_p t+2g_{2p}\cos 2\omega_p t+\cdots \tag{2-2}$$

この $g(t)$ に，振幅 V_s，周波数 f_s（角周波数 ω_s）の信号を加えると，非線形コンダクタンス g に流れる電流 i は V_s が小さい場合，(2-3)式で表される。

$$\begin{aligned} i &= g(t)\cdot V_s\cos\omega_s t \\ &=V_s g_0\cos\omega_s t+V_s g_p\cos(\omega_p-\omega_s)t+V_s g_{2p}\cos(2\omega_p-\omega_s)t+\cdots \\ &=V_s g_0\cos\omega_s t+V_s g_p\cos\omega_i t+V_s g_{2p}\cos\omega_m t \end{aligned} \tag{2-3}$$

(2-3)式において ω_i（$=\omega_s-\omega_p$）と ω_m（$=2\omega_p-\omega_s$）はそれぞれ中間周波数（以後ＩＦ

と呼ぶ）f_i とイメージ周波数 f_m に対応する角周波数を表す。ミキサーダイオードに印加された f_s の信号は f_p のローカル出力と非線形コンダクタンス g で混合され，周波数変換が行われる。そして f_i のIF周波数成分と f_m のイメージ周波数成分が最も強く発生することになる。

またイメージ周波数帯でのダイオードの負荷をリアクティブにしておくと，f_m 周波数成分は f_p と再び作用して f_i 周波数成分として取り出され，効率の良い周波数変換が行われることになる。これをイメージレカバリー技術[(2.1),(2.2)]と呼んでいる。

解析においては，近似的に f_s，f_i，f_m 周波数成分のみを考慮した等価回路モデルを採用し，解析の簡易化を図ると共に，物理的イメージの把握を容易にした。

2.3 ミキサーダイオードの構造と等価回路

本論文では，以下に述べる2種類のショットキー・ミキサーダイオードを用いている。即ち第6章で述べる12 GHz 帯ダウンコンバーターには，従来から広く用いられているセラミックケース入りのミキサーダイオードを，また第7章で述べる22 GHz 帯ダウンコンバーターには，高周波化にともない，より寄生サセプタンスを減少させるために，ビームリード形ミキサーダイオードを採用している。そしてそれぞれのダイオードの基本的構造と等価回路を図2-1(a)，(b)と図2-2(a)，(b)に示す。

セラミックケース入りミキサーダイオードの構造が，図2－1(a)に示されている[(2.3)]。比抵抗の小さな半導体の n^+ 層（100～300 μm）の上に1 μm程度のn層があり，その上に SiO_2 の絶縁膜が作られている。その膜の中央に直径10 μm程度の穴をあけ，金属が蒸着されている。そしてこの金属とn層との間にショットキー接合が形成されている。この半導体部分がセラミックケースにマウントされ，蒸着金属とケースの上部電極とがAu等のリード線で接続されている。
またケース下部電極と n^+ 層の間はオーミック接触されている。

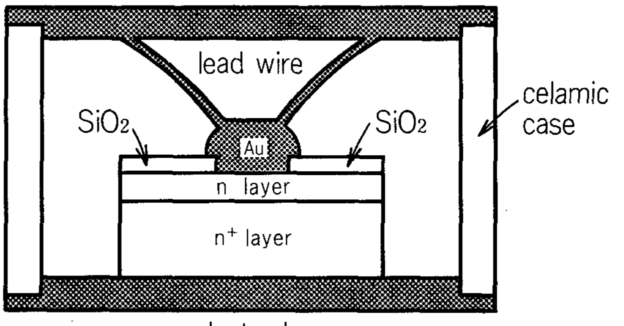
マイクロ波帯以上では半導体に通常GaAsが用いられ，そのキャリア濃度は n^+ 層では 10^{18} cm^{-3}，n層では 10^{16}～10^{17} cm^{-3} のものが用いられる。

図2-1(b)に上記ダイオードの等価回路が示されている。ショットキー接合部は，非線形コンダクタンス g と接合部空乏層の非線形容量 C_j が並列接続された形で表される。またn層を高周波電流が流れるときの直列抵抗とn層から n^+ 層に流れ込み周囲に拡散するときの抵抗の和が直列拡散抵抗 R_s で表され，ケース電極に半導体部分をとりつけるリード線のインダクタンス L がさらに付加される。また全体がセラミックケースにマウントされていることから，ケースの浮遊容量 C_c が並列に入ることになる。

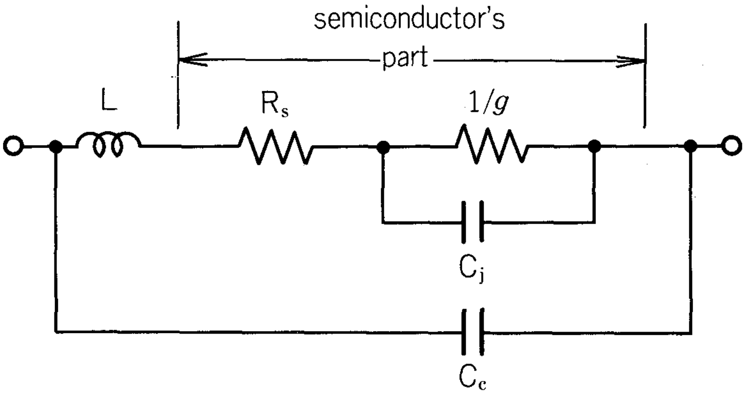
ビームリード形ミキサーダイオードの構造が，図2－2(a)に示されている[(2.4)]。n^+GaAs 基板上に，さらに比抵抗の小さな n^{++} 層があり，その上に0.2～0.5 μm のn層が構成されている。n層の

キャリア濃度は2×10^{16}〜2×10^{17} cm^{-3}程度である。また絶縁膜には5〜6 μmのポリイミド膜が用いられ，ショットキー接合部の接合径は5〜10 μm程度である。そして金メッキで形成されたビームリード電極の膜厚は6〜8 μm程度である。

図2-2(b)に上記ダイオードの等価回路が示されている。ビームリード形ミキサーダイオードの場合は，ビームリード電極による直列インダクタンスは小さく，外部回路側の直列インダクタンスに含めることとし，ここでは省略する。またC_cのかわりに，浮遊容量C_sが図に示すように並列に接続されることになる。



(a)



g : Schottky junction nonlinear conductance

C_j : Schottky junction nonlinear capacitance

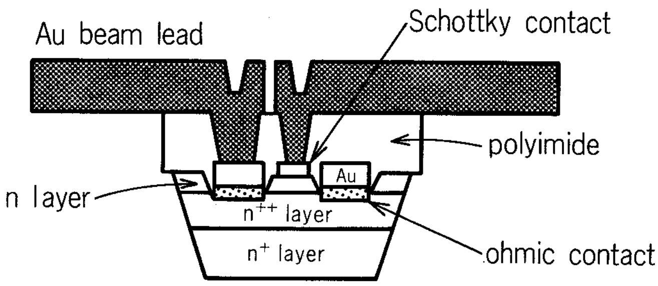
R_s : series spreading resistance

C_c : case capacitance

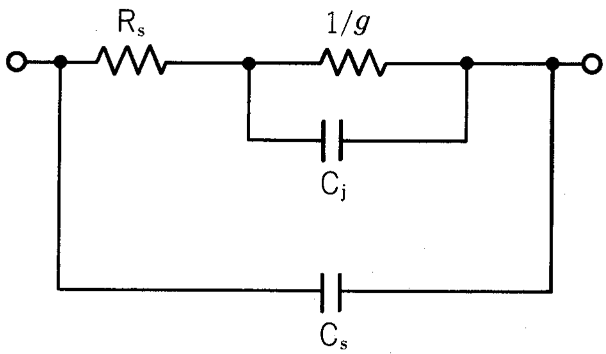
L : lead wire inductance plus convergence inductance (from electrode to lead wire)

(b)

図2-1　セラミックケース入りミキサーダイオードの構造と等価回路[2,3]
(a) 構造，(b) 等価回路



(a)



g : Schottky junction nonlinear conductance

C_j : Schottky junction nonlinear capacitance

R_s : series spreading resistance

C_s : stray capacitance

(b)

図2-2　ビームリード形ミキサーダイオードの構造[2.4]と等価回路
（a） 構造，（b） 等価回路

2.4　立体平面回路

立体平面回路[2-3],[2-5]とは，金属板で構成された平面回路を導波管中に立体的に配した構造のもので，機能デバイスを集積化する有効な回路形態の一つと考えられる。立体平面回路の特長は以下の2つが考えられる。1つは低損失性である。即ち，集積回路として従来からMICが幅広く用いられているが，MICの場合は基板上の小さな導体上に高周波電流が集められることから導体損が増加し，回路の無負荷Q値を高くすることができなかった。これに対し立体平面回路の場合は，パターンは平面上にあるが，その電磁界は導波管中に分散されているため，無負荷Q値の劣化は少なく，12 GHz帯で2500以上の値が確保される。もう一つの特長は低廉性である。金属板に構成された平面パターンは実験段階において調整が容易であり，一たんパターンが決定

されると，エッチングやプレス打ちぬきにより高精度で再現性のよい製作が可能であり，ＭＩＣ同様大量生産に適している。

このように立体平面回路は，高性能と低廉という相反する要求を同時に満足させ得る回路形態として，衛星放送用受信機を始め，各種マイクロ波機器に広く利用されている。その中で代表的な応用例として，インダクター，キャパシター，共振器，帯域通過フィルター，帯域阻止フィルター，方向性結合器それにダウンコンバーター等が考えられている。一例として立体平面回路を構成するのに挿入される厚さ0.3mmの導体板にエッチングされたダウンコンバーター用のパターンを図2-3に示す。

以上を考慮して，本論文でとり上げている高性能で低廉な家庭用衛星放送受信機に立体平面回路を採用することにした。

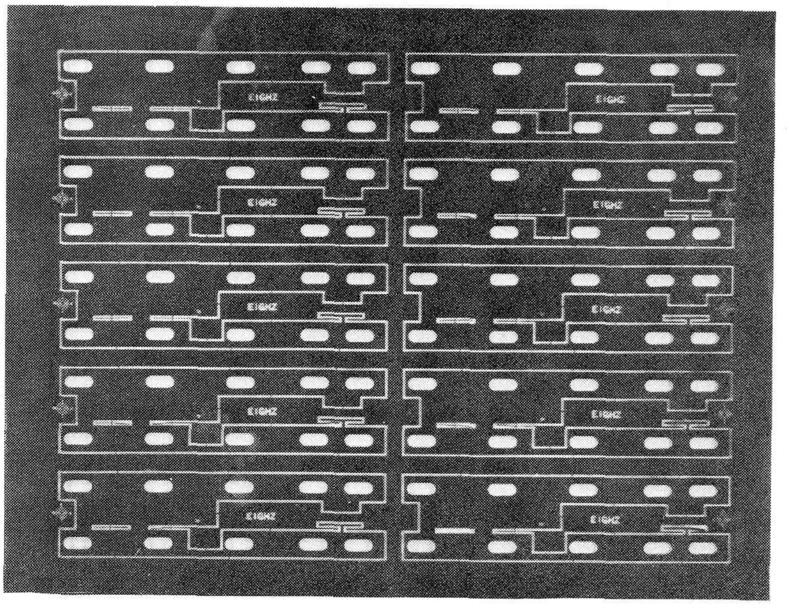


図2-3　立体平面回路用の挿入導体板に構成された
エッチングパターンの一例

2.5　12GHz帯衛星放送用受信機の構成

我国の衛星放送用に用いられる電波の偏波面は右旋円偏波であるため，受信用パラボラアンテナには，円ー直線偏波変換器（polarizer）がとり付けてある。そして受信した信号を12GHz帯のままで屋内に引き込むことは困難であるので，これを取り扱い易い周波数に変換して屋内に同軸ケーブルで導く必要がある。このため，衛星放送用受信機は，パラボラの直近に設置する屋外ユニット（ＢＳコンバーター）と室内で選局および復調を行うための屋内ユニット（ＢＳチューナー）で構成される。これに従う衛星放送用受信機の基本的構成を図2-4に示す。

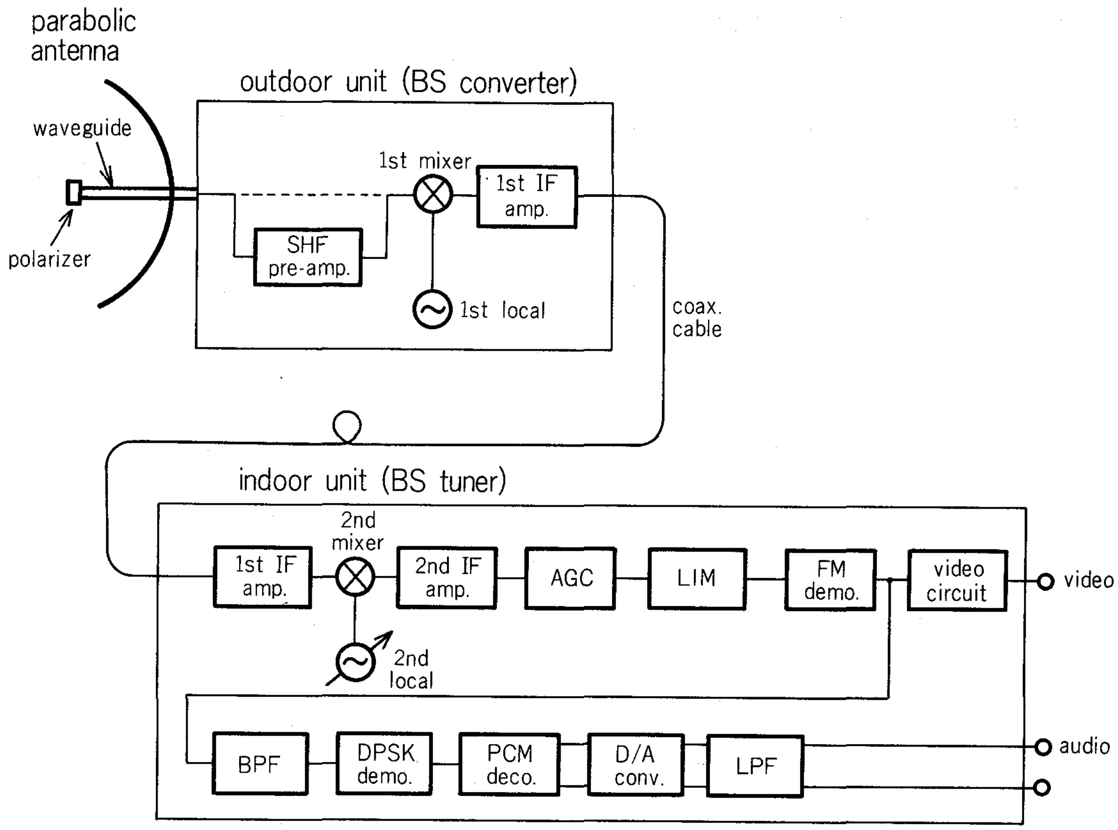


図 2-4　衛星放送用受信機の基本的構成

ＢＳコンバーターは，12 GHz 帯の電波を 1 GHz 帯に周波数変換するもので，衛星放送用受信機の中で受信品質を大きく左右する最も重要な部分である。そのため可能な限り低雑音化を図るとともに，低廉化できる簡易な構造が望まれるわけである。構成は図 2-4 に示す通り，ＳＨＦ前置増幅器（ SHF　pre－amp.），第１ミキサー（1st mixer），第１ローカル（1st local）と 1 GHz 帯に変換された信号を高感度に増幅するための第１ＩＦ増幅器（1st　IF　amp.）より成る。ここで本論文の対象としている低雑音コンバーターを用いる受信機では，ＳＨＦ前置増幅器を破線で示したように省略でき，受信信号は第１ミキサーで直接周波数変換されることになる。

ＢＳチューナーでは，ＢＳコンバーターより同軸ケーブルで導かれたＩＦ出力を第１ＩＦ増幅器（1st　IF　amp.）でもう一度増幅した後，周波数可変の第２ローカル（2nd　local）出力と第２ミキサー（2nd mixer）で混合し，第２ＩＦ成分に変換する。それを第２ＩＦ増幅器（2nd IF　amp.）でさらに増幅し，自動利得制御器（AGC），振幅制限器（LIM）でAM 性雑音を除いた後，ＦＭ復調器（FM　demo.）で復調し，ディエンファシス回路，エネルギー拡散信号除去回路と映像増幅器で構成される映像信号処理回路（video circuit）を経て映像信号（video）をとり出している。一方ＦＭ復調出力信号から，４相差動位相変調された音声副搬送波を抽出し，差動位相復調器（DPSK　demo.）で復調してＰＣＭ信号を得る。そしてＰＣＭ復調器（PCM deco.）により，このＰＣＭ信号を復調し，ディジタル信号から音声信号（ audio ）を取り出している。

試作した衛星放送用受信機を図 2-5 に，種々のメーカーにより試作されたBSコンバーターおよびＢＳチューナーをそれぞれ図 2-6 と図 2-7 に示す。ＢＳコンバーターをオフセットアンテナに取り付けた一例を図 2-8 に示す。

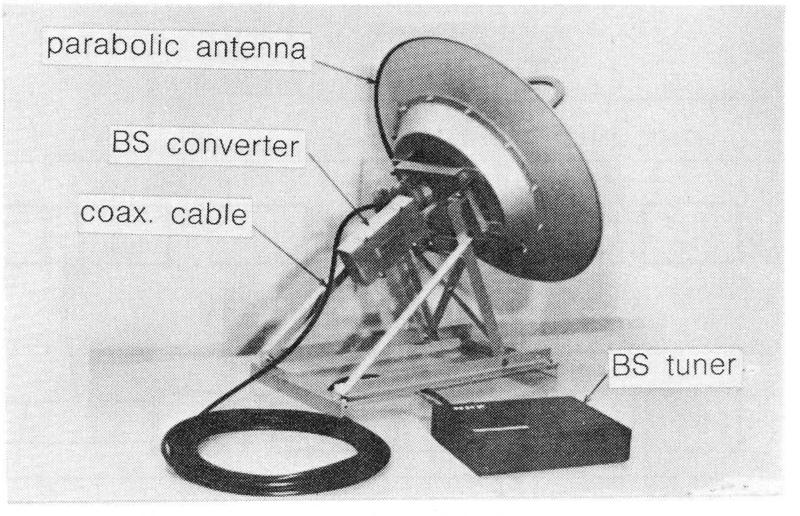


図 2-5　試作衛星放送用受信機

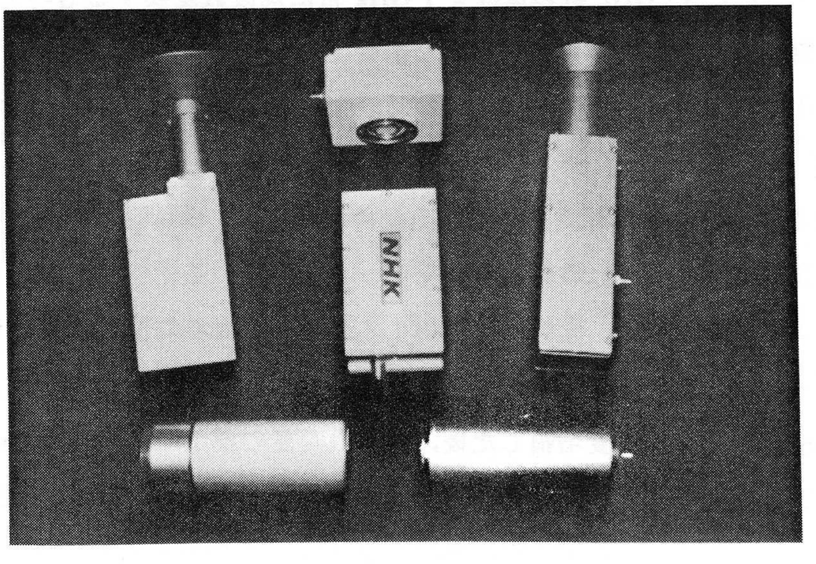


図 2-6　種々の試作ＢＳコンバーター

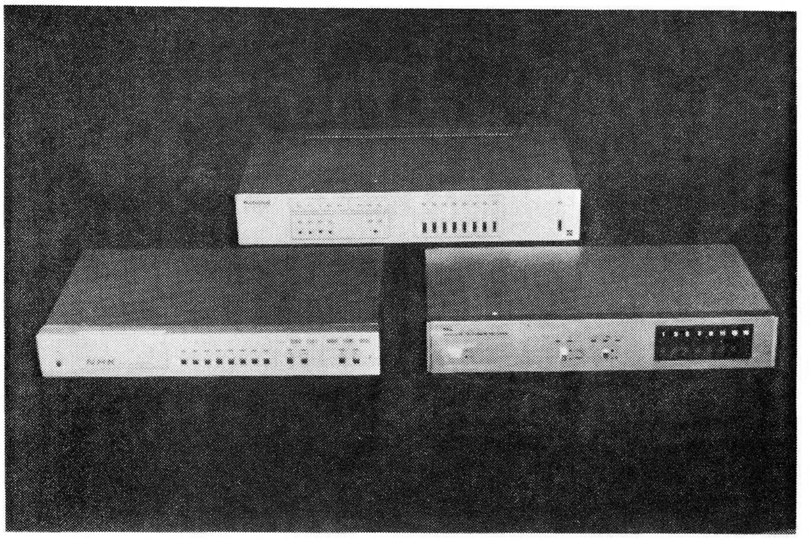


図 2-7　種々の試作ＢＳチューナー

図 2-8　オフセットアンテナに取り付けられた
ＢＳコンバーター

2.6 あとがき

本章では立体平面回路を用いた衛星放送受信用低雑音ダウンコンバーターの解析，設計のための基礎的事項の考察と，立体平面回路を採用した理由，および本論文の対象である低雑音ダウンコンバーターの衛星放送用受信機の中での位置付けを述べ，本研究の目的を明確にした。

第3章　ダウンコンバーターの雑音解析

3.1　まえがき

本章では，ダウンコンバーターにおける雑音発生の物理的イメージの把握が容易になるように，信号，ＩＦ，イメージ周波数成分のみを考慮する単純化したモデルを用いることにより，イメージ端子に任意のインピーダンスを負荷した状態でのダウンコンバーターの雑音解析を行っている。

なお1.2.1で述べた関連研究分野の歴史的研究経過の中で，本章の新規な点は以下の通りである。

(1)　非線形コンダクタンス g と非線形接合容量 C_j を分離した等価回路を用いることにより，C_j のパラメトリック効果により，ショット雑音が増幅される過程を明示したこと。

(2)　変換損失はイメージ開放で最小となるが，雑音指数はイメージ短絡で最小であることを定量的に明示したこと。

(3)　ダウンコンバーターの雑音特性に最も大きな影響を与えるのは，ショット雑音であることを定量的に明示したこと。

(4)　ミキサー部とＩＦ増幅器の間の非整合の影響を定量的に考慮したこと。

3.2　ダウンコンバーターの等価回路

本解析では物理的イメージの把握に重点を置き，信号，ＩＦ，イメージ周波数成分のみを考慮したモデル[3.1]を採用することにした。そして図2-1に示した通常のセラミックケース入りミキサーダイオードを用いたダウンコンバーターの等価回路として，図3-1に示すような g と C_j を分離した構成を新しく提案している[3.2],[3.3],[3.4]。即ち，ミキサーダイオードの半導体部分は，s' および i' 端子より内側の部分で，図に示すように g と C_j が s'，i'，m' 端子で並列に接続された構成として解析を行なう。

3.3　任意のイメージ条件におけるダウンコンバーターの入出力アドミタンス

3.3.1　入出力非整合の場合

ミキサーダイオードにおける電流 i と電圧 v の関係は

$$i = i_0(\mathrm{e}^{\alpha v} - 1) \tag{3-1}$$

で表せる。ここでローカル電圧 $v = V_0 + V_1 \cos\omega_p t$ がダイオードに印加されていると仮定すると，g と C_j は，$1/f_p$（f_p はローカル周波数）の周期で変化し，そのフーリエ級数展開の係数は(3-2)式で表される。

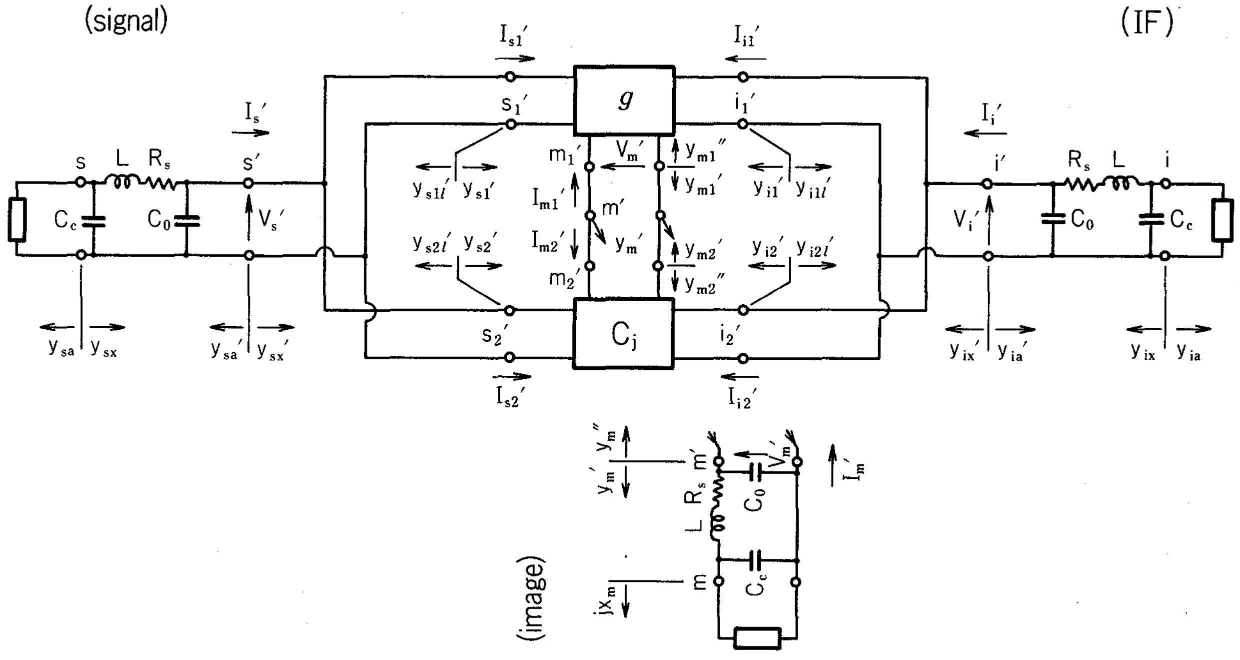


図3-1　ダウンコンバーターの等価回路

$$g_{np}=\alpha \cdot i_0 \cdot I_n(\alpha V_1)$$

$$C_{np}=\frac{C}{2\pi}\int_0^{2\pi}\frac{\cos n\theta}{\sqrt{1-(V_0+V_1\cos\theta)/V_\phi}}d\theta \tag{3-2}$$

ここで I_n は変形ベッセル関数を，Cは零バイアス時の接合容量を，V_ϕ は障壁電圧を，α，i_0 は比例定数を，n は整数を表す。

フーリエ成分 $g_0(\equiv g_{0p})$，$g_p(\equiv g_{1p})$，g_{2p} と $C_0(\equiv C_{0p})$，$C_p(\equiv C_{1p})$，C_{2p} および信号(ω_s)，IF $(\omega_i=\omega_s-\omega_p)$ とイメージ$(\omega_m=2\omega_p-\omega_s)$角周波数を用いると，図3-1の各端子の電流と電圧の関係が

$$\begin{bmatrix} I_s' \\ I_i' \\ I_m'^* \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} I_{s1}' \\ I_{i1}' \\ I_{m1}'^* \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} I_{s2}' \\ I_{i2}' \\ I_{m2}'^* \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} g_0 & g_p & g_{2p} \\ g_p & g_0 & g_p \\ g_{2p} & g_p & g_0 \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} V_s' \\ V_i' \\ V_m'^* \end{bmatrix}$$
$$+\begin{bmatrix} 0 & j\omega_s C_p & j\omega_s C_{2p} \\ j\omega_i C_p & 0 & j\omega_i C_p \\ -j\omega_m C_{2p} & -j\omega_m C_p & 0 \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} V_s' \\ V_i' \\ V_m'^* \end{bmatrix} \tag{3-3}$$

で与えられる。またm'端子にy_m'を負荷する$(-I_m'=y_m'\cdot V_m')$と(3-4)式の関係が得られる。

$$\begin{bmatrix} I_s' \\ I_i' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{ss}' & Y_{si}' \\ Y_{is}' & Y_{ii}' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_s' \\ V_i' \end{bmatrix}$$

$$Y_{ss}' = g_0 - \frac{(g_{2p} + j\omega_s C_{2p})(g_{2p} - j\omega_m C_{2p})}{g_0 + y_m'^*}$$

$$Y_{si}' = g_p + j\omega_s C_p - \frac{(g_{2p} + j\omega_s C_{2p})(g_p - j\omega_m C_p)}{g_0 + y_m'^*}$$

$$Y_{is}' = g_p + j\omega_i C_p - \frac{(g_{2p} - j\omega_m C_{2p})(g_p + j\omega_i C_p)}{g_0 + y_m'^*}$$

$$Y_{ii}' = g_0 - \frac{(g_p + j\omega_i C_p)(g_p - j\omega_m C_p)}{g_0 + y_m'^*}$$

$$y_m' = j\omega_m C_0 + \frac{-j \cdot 1/X_m + j\omega_m C_c}{1 + (R_s + j\omega_m L)\cdot(-j \cdot 1/X_m + j\omega_m C_c)} \tag{3-4}$$

ここでy_m'はm端子の負荷jX_mの関数である。

(3-4)式において，図3-1 に示したように，非整合負荷アドミタンスy_{sa}'とy_{ia}' を負荷した状態を考えると(3-5)式が得られる。

$$y_{sx}' = \frac{I_s'}{V_s'} = Y_{ss}' - \frac{Y_{si}' Y_{is}'}{Y_{ii}' + y_{ia}'} \tag{3-5a}$$

$$y_{ix}' = \frac{I_i'}{V_i'} = Y_{ii}' - \frac{Y_{si}' Y_{is}'}{Y_{ss}' + y_{sa}'} \tag{3-5b}$$

そして(3-4)式を(3-5)式に代入することにより，y_{sa}'，y_{ia}'とy_m'を各端子に負荷した場合のs'およびi' 端子におけるダウンコンバーターの入出力アドミタンスが求められることになる。

3.3.2 入出力整合の場合

イメージインピーダンスによってダウンコンバーターの入出力整合アドミタンスが変化する様子を検討する。

ここで入出力整合アドミタンスを求めるため，s'，i' 端子での整合条件を用いる。即ち$y_{sx}' = y_s'$，$y_{sa}' = y_s'^*$および$y_{ix}' = y_i'$，$y_{ia}' = y_i'^*$に，図3-1 の関係を置きかえ，このy_s'とy_i' を求めることにする。(3-5)式でs'，i'端子での共役整合条件を用いると

$$y_s' = \frac{I_s'}{V_s'} = Y_{ss}' - \frac{Y_{si}' Y_{is}'}{Y_{ii}' + y_i'^*} \qquad (3\text{-}6a)$$

$$y_i' = \frac{I_i'}{V_i'} = Y_{ii}' - \frac{Y_{si}' Y_{is}'}{Y_{ss}' + y_s'^*} \qquad (3\text{-}6b)$$

が得られ，これよりイメージ端子に任意のインピーダンスを負荷したときの信号とＩＦ端子（s'とi'端子）での共役整合入出力アドミタンスy_s'とy_i'が(3-7)式で表される。

$$\begin{aligned} y_s' &= g_s' + j b_s' = \sqrt{k_{s2} - k_{s1}^2} + j k_{s1} \\ k_{s1} &= -\mathrm{Im}(Y_{si}' Y_{is}') / \{2\mathrm{Re}(Y_{ii}')\} + \mathrm{Im}(Y_{ss}') \\ k_{s2} &= -\mathrm{Re}(Y_{ss}' Y_{si}'^* Y_{is}'^*) / \mathrm{Re}(Y_{ii}') + |Y_{ss}'|^2 \end{aligned} \qquad (3\text{-}7a)$$

$$\begin{aligned} y_i' &= g_i' + j b_i' = \sqrt{k_{i2} - k_{i1}^2} + j k_{i1} \\ k_{i1} &= -\mathrm{Im}(Y_{si}' Y_{is}') / \{2\mathrm{Re}(Y_{ss}')\} + \mathrm{Im}(Y_{ii}') \\ k_{i2} &= -\mathrm{Re}(Y_{ii}' Y_{si}'^* Y_{is}'^*) / \mathrm{Re}(Y_{ss}') + |Y_{ii}'|^2 \end{aligned} \qquad (3\text{-}7b)$$

ここでX_mの値を$-\infty$から$+\infty$まで変化し，y_m'の値を(3-4)式から計算し，図3-2と図3-5のスミス図内で(●)の軌跡として示す[3-3]。( )内の数字はそれぞれのy_m'，y_s'とy_i'を与える$X_m(\Omega)$の値である。純リアクティヴな負荷に直列抵抗R_sが接続されるため，m'端子における真のイメージ負荷アドミタンスy_m'($=g_m'+jb_m'$)は複素数となる。両図において，g_m'が最大となる点をイメージ短絡，また最小となる点をイメージ開放(イメージR_s回路開放)と定義する。

次に，信号とＩＦの共役整合入出力アドミタンスy_s'とy_i'を(3-7)式より計算し，図3-2のスミス図内に(△)および(×)の軌跡で示す。y_s'は全領域にわたって誘導性のサセプタンスを有し，イメージ開放近傍でy_s'，y_i'ともに絶対値が小さくなることがわかる。なお図3-2と図3-5に示した結果は，$f_s = 12.075$ GHz，$f_i = 380$ MHz で計算を行っている。

3.4　任意のイメージ条件におけるダウンコンバーターの変換損失

3.4.1　入出力非整合の場合

図3-1のsとi端子間の変換損失L_cは(3-3)～(3-5)式を用いて(3-8)式のように求めることができる。

$$L_c = L_s \cdot L_1 \cdot L_c{}' \cdot L_2$$

$$L_s = \frac{|y_{sa}{}' + y_{sx}{}'|^2}{4\, g_{sa}{}' \cdot g_{sx}{}'}$$

$$L_1 = 1 + \frac{R_s \cdot |j\omega_s C_0 + y_{sx}{}'|^2}{g_{sx}{}'}$$

$$L_c{}' = \frac{|Y_{si}{}'|^2}{|y_{sx}{}' - Y_{ss}{}'|^2} \cdot \frac{g_{sx}{}'}{g_{ia}{}'}$$

$$L_2 = 1 + \frac{R_s \cdot \left| \dfrac{y_{ia}{}' - j\omega_i C_0}{1 - R_s y_{ia}{}' + j\omega_i C_0 R_s} \right|^2}{\mathrm{Re}\left(\dfrac{y_{ia}{}' - j\omega_i C_0}{1 - R_s y_{ia}{}' + j\omega_i C_0 R_s} \right)} \qquad (3\text{-}8)$$

3.4.2　入出力整合の場合

s'，i' 端子で共役整合の条件を用いて，即ち(3-5)式の $y_{sx}{}'$，$y_{ix}{}'$ を(3-7)式の $y_s{}'$，$y_i{}'$ に，$y_{sa}{}'$，$y_{ia}{}'$ を $y_s{}'^*$，$y_i{}'^*$ に置きかえて(3-9)式が得られる。

$$L_c = L_1 \cdot L_c{}' \cdot L_2$$

$$L_1 = 1 + \frac{R_s \cdot |j\omega_s C_0 + y_s{}'|^2}{g_s{}'}$$

$$L_c{}' = \frac{|Y_{si}{}'|^2}{|y_s{}' - Y_{ss}{}'|^2} \cdot \frac{g_s{}'}{g_i{}'}$$

$$L_2 = 1 + \frac{R_s \cdot \left| \dfrac{y_i{}'^* - j\omega_i C_0}{1 - R_s y_i{}'^* + j\omega_i C_0 R_s} \right|^2}{\mathrm{Re}\left(\dfrac{y_i{}'^* - j\omega_i C_0}{1 - R_s y_i{}'^* + j\omega_i C_0 R_s} \right)} \qquad (3\text{-}9)$$

(3-9)式に示した L_c は $y_m{}'$ とローカル電力の値に対応して異なった値をとる。そこで図3-2に示したように $y_m{}'$ の値と L_c の値を(3-4)，(3-7)，(3-9)式を用いて計算し，それぞれの X_m または $y_m{}'$ の値に対応して L_c の最小値を選び，スミス図の外側の円座標に示す[3-3]。図3-2内のスミス図に示された種々のイメージアドミタンス $y_m{}'$ に対応する変換損失が，スミス図の外側の円座標において破線上に示されている。円座標において外側にいくほど変換損失が大きくなるわけである。

イメージ開放の領域では，$L_c{}'$ は C_j に起因するパラメトリック効果により負の値をとり，L_c

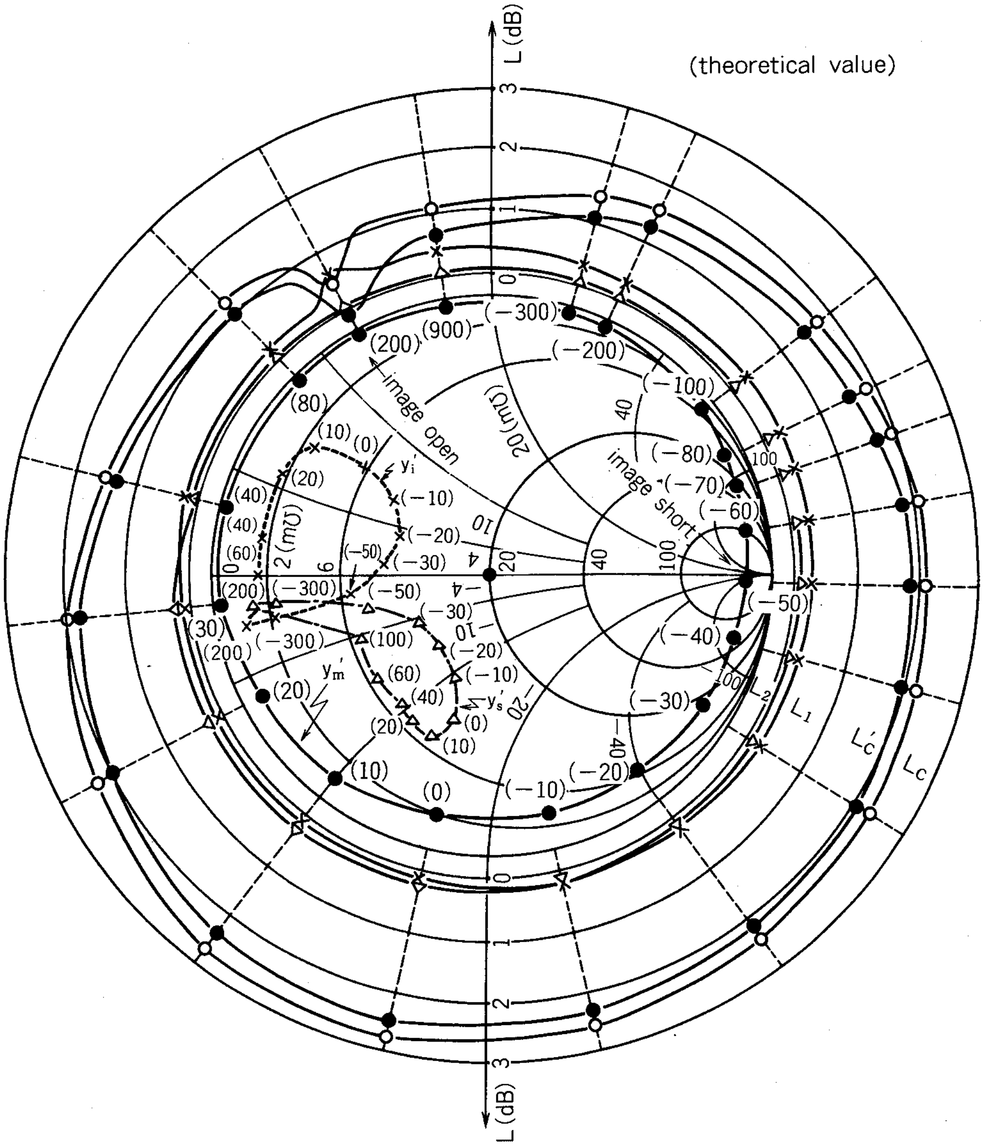


図 3-2　変換損失，y_s' および y_i' と y_m' との関係[3.3]

$\left(\begin{array}{l} R_s = 2.5\ \Omega,\ L = 0.5\ \mathrm{nH},\ C = 0.1\ \mathrm{pF}, \\ C_c = 0.1\ \mathrm{pF},\ \alpha = 34.7,\ i_0 = 1.5 \times 10^{-13}\ \mathrm{A}, \\ V_\phi = 0.8\ \mathrm{V},\ f_s = 12.075\ \mathrm{GHz},\ f_i = 380\ \mathrm{MHz} \\ (\ )\ \text{内の数字は}\ X_m\ (\Omega)\ \text{を示す.} \end{array}\right)$

は最小となる。このパラメトリック効果により変換損失が減少し，雑音が増大する様子については 3.5 で詳しく述べることにする。

これに反して，イメージ短絡領域では，C_j の影響は無視することができ，L_c の値としては C_j を含まずに計算したときとほぼ同じになる。

イメージ開放点では L_1 は最大となるが，その理由は，図 3-2 に示したように b_s' が小さな負値（$\simeq -1.2$ m℧）を，g_s' が小さな正値（$\simeq 1.4$ m℧）をとるため，(3-9) 式の L_1 および図 3

-1で，$\omega_s C_0$（$\simeq$ 9.8 m℧）の影響が大きくなるからである。またX_m = 20 Ω近傍ではL_1 は最小となるが，その理由は，図3-2に示したb_s'（$\simeq$ -13 m℧）が，(3-9)式と図3-1に示したように，$\omega_s C_0$（$\simeq$ 13 m℧） と並列共振を生じ，入力電力が効率良く s' 端子に伝送されるからである。

3.5 任意のイメージ条件におけるダウンコンバーターの雑音指数

3.5.1 入出力非整合の場合

ダウンコンバーターの雑音特性を解析するのに雑音温度比の概念は有用であり，まずその定義を明確にする。ダウンコンバーター自身で発生し，IF出力負荷に吸収される1 Hz あたりのショット雑音と熱雑音の合計を N_a と定義する。また総ての回路が絶対温度T_0 (K) に保たれているとき，IF出力負荷に吸収される1 Hz あたりの最大雑音電力はkT_0である。ただしkはボルツマン定数である。そこでダウンコンバーターの雑音温度比 t は，ダウンコンバーターが挿入された場合と入出力端子が直結された場合の，IF出力負荷に吸収される雑音電力の比として

$$t = \left(\frac{kT_0}{L_c} + N_a\right) / (kT_0) = \frac{1}{L_c} + \frac{N_a}{kT_0} \tag{3-10}$$

のように定義される(3.5)。

変換損失と雑音指数の関係を明らかにするために，まず各端子に存在する R_s に基づく熱雑音に対応する雑音温度比を求める必要がある。そこで信号，IF，イメージ回路で発生する熱雑音に対応する雑音温度比を，それぞれ t_{a1}，t_{a2}，t_{am} と定義する。(3-8)，(3-10)式と図3-1の関係より t_{a1}，t_{a2} は

$$t_{a1} = \frac{1}{L_c' L_2} \cdot \left(1 - \frac{1}{L_1}\right) \tag{3-11}$$

$$t_{a2} = 1 - \frac{1}{L_2} \tag{3-12}$$

で表される。

イメージ回路にあるT_0 (K) に保たれたR_s により誘起される $1\sqrt{\mathrm{Hz}}$ あたりの等価雑音電圧を e_m ($=\sqrt{4kT_0R_s}$) と定義する。そして e_m によって m' 端子に生じる雑音電圧 V_m' は

$$V_m' = \frac{y_m' - j\omega_m C_0}{y_m' + y_m''} \cdot \sqrt{4kT_0R_s} \tag{3-13}$$

で表される。ここで (3-13) 式の誘導は図 3-3 に示した e_m と V_m' の関係より明らかである。

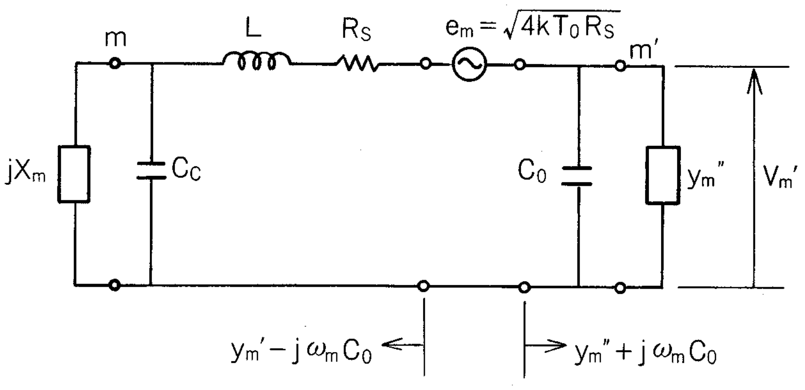


図 3-3　イメージ回路の R_s に基づく e_m により m' 端子に誘起される
雑音電圧 V_m' の説明図

また V_m' と V_i' の関係は

$$V_i' = A_{im} \cdot V_m'^{*} \tag{3-14}$$

のように表される。ここで A_{im} は付録 1 の (A1-4) 式で与えられる。そして (3-13), (3-14) 式と雑音温度比の定義を用いて, t_{am} は

$$t_{am} = 4R_s \cdot \left| \frac{y_m' - j\omega_m C_0}{y_m' + y_m''} \right|^2 \cdot |A_{im}|^2 \cdot \frac{g_{ia}'}{L_2} \tag{3-15}$$

のように求められる。(3-15) 式において, y_m' の値は (3-4) 式で求まり, y_m'' は (3-16) 式で, A_{sm} もまた (A1-4) 式で与えられる。

$$y_m'' = g_0 + (g_p + j\omega_m C_p) \cdot A_{im}^{*} + (g_{2p} + j\omega_m C_{2p}) \cdot A_{sm}^{*} \tag{3-16}$$

次に図 3-1 の g 回路に起因するショット雑音を求めなければならない。g 回路で発生するショット雑音のミキサーダイオード内でのパワーフローを図 3-4 に示す [3.4]。N_s, N_i, N_m は g 回

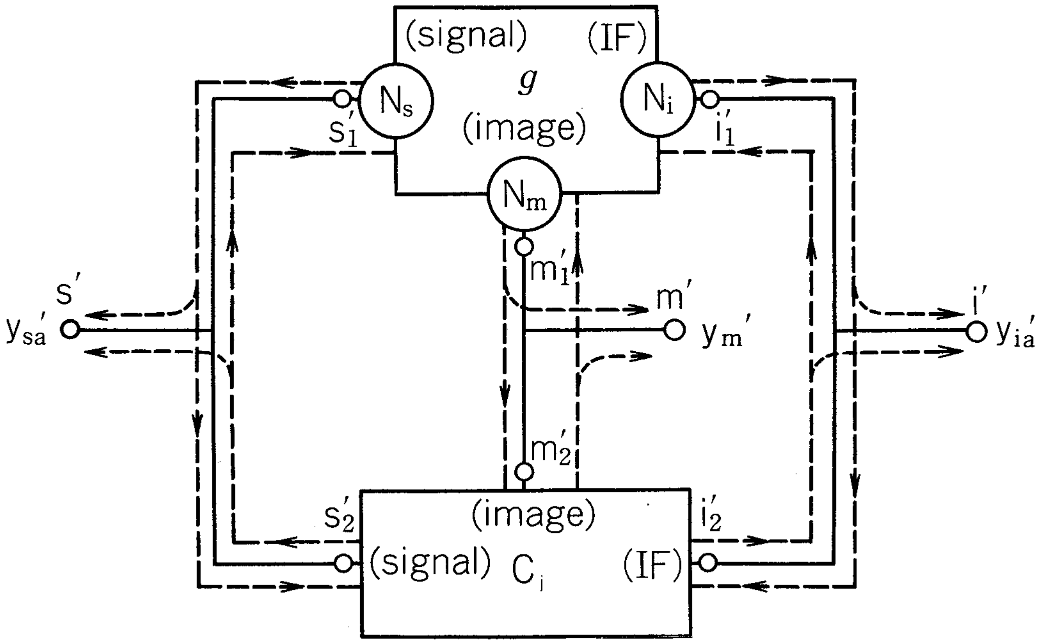


図 3-4　ミキサーダイオードにおけるショット雑音のパワーフロー(3.4)

路の信号，ＩＦ，イメージ各端子において g 回路より外部負荷に供給されるショット雑音電力である。g 回路から i_1' 端子に供給されたショット雑音のうち一部は C_j 回路の i_2' 端子に到達し，非線形接合容量 C_j に基づくアップコンバーター動作により，信号とイメージ周波数成分に変換される。この変換において，C_j 回路は純リアクティブであるのでマンリー・ローの法則 (3.6) に従い，パラメトリック効果をともなう増幅作用がある。そしてこの信号とイメージ周波数成分が g 回路により再びＩＦ周波数成分に変換され，ＩＦ負荷 y_{ia}' に供給され雑音指数を増加させるわけである。また信号系のパワーフローも同様に説明することができ，C_j 回路は信号をも増幅する方向に働く。即ち非線形接合容量 C_j のパラメトリック効果は変換損失を減少させ，ショット雑音を増大させることがわかる。

g 回路で発生するショット雑音に対応する雑音温度比 t_{ac}' を求めるために以下に示す雑音比 n の概念を導入する。

即ち，ショットキー障壁を越えるキャリアの移動が不規則に発生する一連の独立事象を形成しているため，ダイオードに流れる電流そのものが揺動する，いわゆるショット雑音電圧が発生する。これに基づく雑音電圧が，ダイオードを等価的に表した非線形コンダクタンス g がある温度 nT_0 にある場合の熱雑音電圧と等価であるように n を定めることができれば，便利な取り扱いが可能となる (3.5)。

ダイオード電流が (3-1) 式の形で表される場合には，雑音比 n は

$$n = \frac{q}{2kT_0\alpha} \tag{3-17}$$

となる。ただし q は電子 1 個の電荷量を表す。

以上の雑音比 n の概念に基づく t_{ac}' の誘導は付録 1 に詳述し，ここではその結果を (3-18) 式に示す。

$$t_{ac}' = \frac{n g_{ia}'}{L_2} \cdot \left(\frac{|B_i| \cdot |y_{i1l}'|^2}{g_{i1l}'} \cdot \left| \frac{A_1}{y_{i1l}'} - \frac{A_2}{y_{i2l}'} \right|^2 + \frac{|B_s| \cdot |y_{s1l}'|^2}{g_{s1l}'} \cdot \left| \frac{A_3}{y_{i1l}'} - \frac{A_4}{y_{i2l}'} \right|^2 + \frac{|B_m| \cdot |y_{m1}'|^2}{g_{m1}'} \cdot \left| \frac{A_5}{y_{i1l}'} - \frac{A_6}{y_{i2l}'} \right|^2 \right) \tag{3-18}$$

ただし B_i，B_s，B_m は (A1-7)，(A1-9)，(A1-10) 式で与えられ，$A_1 \sim A_6$ は (A1-15)，(A1-16) 式で求めることができる。また常温では $n = 19.5 / \alpha$ で，理想的なショットキー障壁の場合には $n = 0.5$ である。そして (3-8)，(3-10)，(3-11)，(3-12)，(3-15)，(3-18) 式を用いて，総合の雑音温度比 t は

$$t = \frac{1}{L_c} + t_{a1} + t_{ac}' + t_{a2} + t_{am} \tag{3-19}$$

のように求まる。

またダウンコンバーターの IF 端子に，非整合の IF 増幅器を接続した場合，総合の雑音指数 F は

$$F = L_c \cdot \left(t + \frac{F_{if} - 1}{1 - |\Gamma|^2} \right) \tag{3-20}$$

で表される。ここで L_c と t は (3-8)，(3-19) 式でそれぞれ与えられ，F_{if} は IF 増幅器の雑音指数であり，$|\Gamma|$ は IF 端子での反射係数の絶対値である。

3.5.2　入出力整合の場合

総合の雑音温度比 t は同様に (3-19) 式で与えられる。ただし (3-19) 式の計算にあたって，(3-9)，(3-11)，(3-12)，(3-15)，(3-18) 式を用いるが，(3-15)，(3-18) 式で g_{ia}' を

g_i' に，さらにその誘導に用いた付録1において，y_{sa}' を $y_s'^*$ に，y_{ia}' を $y_i'^*$ に置きかえなければならない。このようにして求めた t と (3-9) 式で与えられる L_c を用いて，入出力整合の場合の総合雑音指数 F は次式で求めることができる。

$$F = L_c \cdot (t + F_{if} - 1) \tag{3-21}$$

$F_{if} = 1.38$ の場合について，F を (3-21) 式より，t を (3-19) 式より，t_{a1} を (3-11) 式より，t_{a2} を (3-12) 式より，t_{am} を (3-15) 式より，t_{ac}' を (3-18)式より上記の置きかえを行い計算し，その結果を図3-5のスミス図の外側の円座標に，それぞれ y_m' に対応して示す[3.3]。

t_{ac}' の特性の物理的意味は以下のように説明することができる。図3-1，図3-4で y_{sx}' を y_s' に，y_{sa}' を $y_s'^*$ に，y_{ix}' を y_i' に，y_{ia}' を $y_i'^*$ に置きかえて以下の考察を行う。C_j 回路の i_2' 端子で C_j 回路をみたアドミタンス y_{i2}' はイメージ開放領域を除いた領域で $y_i'^*$ に比べてはるかに小さく，i_2' 端子より C_j 回路へ流れ込むショット電流は小さくなる。しかしイメージ開放では，y_{i2}' が大きくなりショット雑音電流が C_j 回路へ流れ込み，C_j 回路が C_j のパラメトリック効果を用いたアップコンバーターとして働くので，ショット雑音 N_i が増幅され，s_1' や m_1' 端子に到達し，再び IF 成分の雑音に変換され出力に現れてくるわけである。それ故イメージ開放では，t_{ac}' が最大値をとる。また t_{am} は $X_m = 20\ \Omega$ で大きくなるが，その理由は m_1' 端子におけるアドミタンスが並列共振のため小さくなり，熱雑音を伝送させることになるからである。

また図3-5において，t_{a2} は極めて零に近い値であるので省略してある。そして t_{a1} と t_{am} も t_{ac}' に比べるとはるかに小さい値をとっている。即ちショットキー･ミキサーダイオードを用いたダウンコンバーターでは，その雑音特性を支配するのは，ショット雑音であることが明らかになった。それ故，ダウンコンバーターの設計にあたっては，熱雑音の若干の増加に犠牲を払っても，ショット雑音の低減を図る方が効果的な低雑音化へのアプローチと言える。

そして図3-5で雑音指数 F は，$X_m = 20 \sim 400\ \Omega$ の領域で大きな値となるが，主な理由は，以上述べてきたように t_{ac}' の値が大きくなることと，L_c と t_{am} が高い抵抗性負荷のため大きくなるからである。それに反して，イメージ短絡の条件を満足するとき，即ち図からわかるように jX_m が容量性の低インピーダンスを示す場合，非線形接合容量 C_j に並列に高サセプタンスの y_m' が接続され，その結果 C_j 回路のパラメトリック効果が小さくなって，ダウンコンバーターの最適設計条件が満足されることになる。

なお，R_s が極端に大きくなった場合，外部回路でイメージインピーダンス jX_m を短絡付近にすると，y_m' はイメージ整合の状態の値に近づく。この結果変換損失および雑音指数もイメージ整合時の値に近くなるので，これを避けるため X_m を大きくする方が良い場合もある[3.7]。

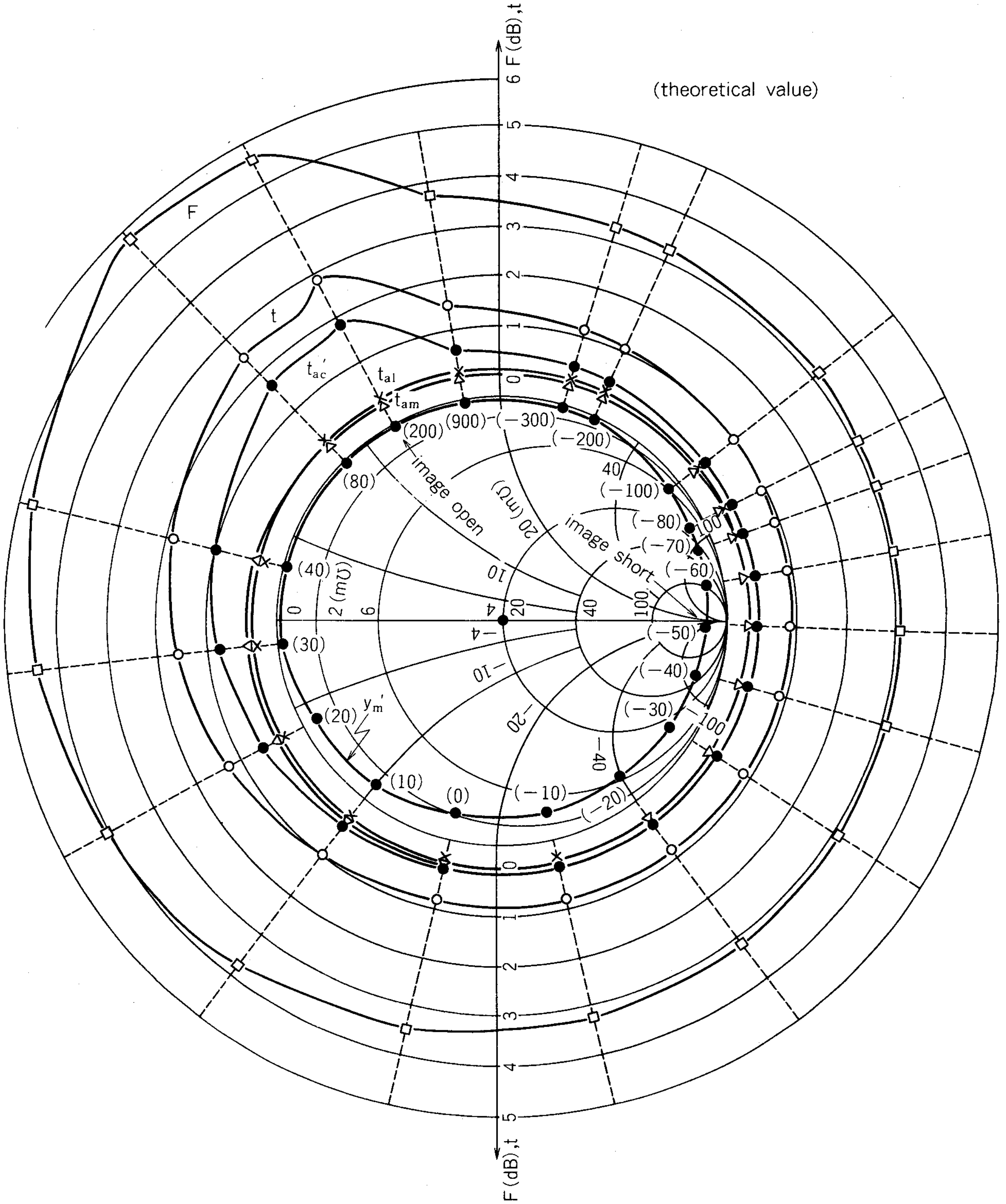


図3-5　雑音温度比，雑音指数と y_m' との関係(3.3)

$\left(\begin{array}{l} R_s = 2.5\,\Omega,\ L = 0.5\ \mathrm{nH},\ C = 0.1\ \mathrm{pF},\ C_c = 0.1\ \mathrm{pF},\ \alpha = 34.7 \\ i_0 = 1.5\times 10^{-13}\,\mathrm{A},\ V_\phi = 0.8\ \mathrm{V},\ F_{if} = 1.38,\ f_s = 12.075\,\mathrm{GHz} \\ f_i = 380\ \mathrm{MHz} \end{array}\right.$

（ ）内の数字は X_m(Ω) を示し，また t_{a2} は全領域について 0.04 以下である。

3.6 あとがき

本章では，ショットキー・ミキサーダイオードを用いた低雑音ダウンコンバーターの雑音解析についての基本的考察を行い，以下の結果を得た。

(1) イメージ端子に任意のインピーダンスを負荷したダウンコンバーターについて，入出力非整合および整合の場合の変換損失，雑音指数と入出力アドミタンスを与える代数式表現を示すことができた。

(2) その結果，雑音特性に最も大きな影響を与えるのは，非線形接合容量 C_j のパラメトリック効果に支配されるショット雑音であることを定量的に明らかにした。

(3) イメージ開放の状態では，変換損失は最小になるが，パラメトリック効果の影響が大きくなり，ショット雑音が増加し，雑音指数が大きくなることを明らかにした。

(4) パラメトリック効果の影響が小さくなるイメージ短絡の状態が，ダウンコンバーターの最適設計条件を満足させることを明らかにした。

(5) ミキサー部とＩＦ増幅器の間の非整合が総合の雑音指数に与える影響について，定量表示が可能となった。

なお本章の解析結果は，第 6 章および第 7 章で述べる 12 GHz 帯および 22 GHz 帯における低雑音ダウンコンバーター設計のための基本思想を与えている。

第4章　リッジガイドモードの変分法解析
———立体平面回路の設計

4.1　まえがき

本章では，第6章および第7章で述べる立体平面回路を用いた低雑音ダウンコンバーター設計のための準備として，リッジ導波管を伝搬するTE，TMモードについての電磁界解析を行っている。そして立体平面回路で構成したリッジ導波管の基本的設計資料を得ている。

フィンラインの固有値問題について，フィンの先端部の近傍電磁界を仮定したスペクトルドメイン解析が文献（4.1）に発表されている。

本解析でもリッジのエッジの近傍電磁界分布を既知の試験分布関数で仮定するが，厚みを零と見なし得るフィンラインとは異なり，リッジ導波管の場合，リッジの厚みが有限であるためエッジは直角となる。さらにエッジの両側の領域ではスペクトルドメインが異なるため，文献（4.1）に述べられているスペクトルドメイン解析法を採用すると複雑になる。そこで本解析では，直角エッジの近傍電磁界を仮定し，実空間での変分法を用いることにした。そしてこの解析結果を実験並びに他文献の理論値[(4.2),(4.3),(4.4)]と照合し，この方法[(4.5),(4.6)]の正当性を確かめている。

なお1.2.2で述べた関連研究分野の歴史的研究経過の中で，本章の新規な点は以下の通りである。

(1) リッジガイドモードの固有値問題について，変分法を用いた簡易な近似固有方程式を誘導し，計算時間の短縮を図ったこと。

(2) リッジの直角エッジの近傍電界を与える試験分布関数を見い出したこと。

(3) リッジ導波管断面における電界のフィールドプロフィールを明示したこと。

(4) リッジ導波管の固有モードと方形導波管の固有モードの間の対応を明確にしたこと。

4.2　波動方程式と境界条件

解析に用いたシングルリッジ導波管の断面形状を座標系と共に図4-1に示す[(4.6)]。図において $2t$ はリッジの厚み，s はリッジの間隙，$2a\times b$ は導波管の寸法，Ⅰは $0\leq x\leq t$ の領域，Ⅱは $t\leq x\leq a$ の領域を表している。

総てのリッジ導波管のモードはTEモードとTMモードに分類できるが，これらのモードの電磁界は，(4-1)式の波動方程式を満足する2つのスカラーポテンシャル ψ_p から誘導することができる。

$$\nabla^2\psi_{pi}+k_0^2\psi_{pi}=0 \tag{4-1}$$

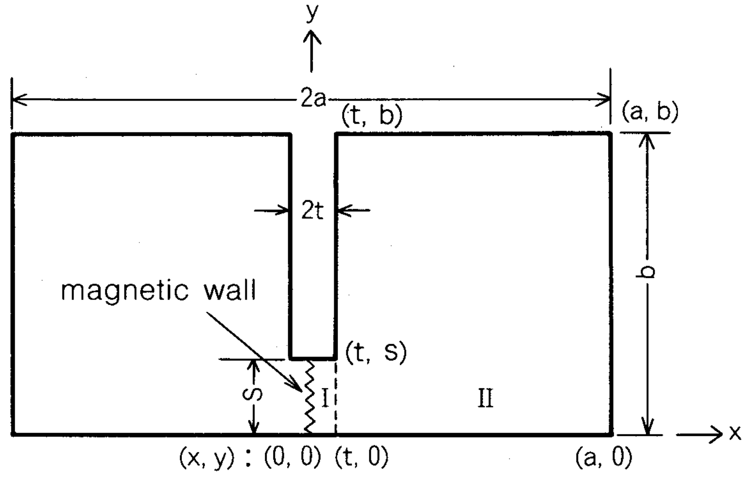


図4－1　解析に用いたシングルリッジ導波管と座標系(4.6)

ただし

$$p=\begin{cases} h: \psi_{hi} \text{ は磁気的スカラーポテンシャル} \\ e: \psi_{ei} \text{ は電気的スカラーポテンシャル} \end{cases}$$

$$i=\begin{cases} 1: \psi_{p1} \text{ は領域 I のスカラーポテンシャル} \\ 2: \psi_{p2} \text{ は領域 II のスカラーポテンシャル} \end{cases}$$

を意味する。また∇^2はラプラシアンを，k_0は自由空間中の伝搬定数を表わす。

ψ_{pi}は(4-2)式で表されるように，横方向座標のみの関数$\phi_{pi}(x, y)$と波動の伝搬方向であるz座標の関数$g_{pi}(z)$に分離できる。また∇^2も横方向座標およびz座標の成分に分離できる。

$$\psi_{pi}(x, y, z)=\phi_{pi}(x, y)\cdot g_{pi}(z)$$

$$\nabla^2=\frac{\partial^2}{\partial x^2}+\frac{\partial^2}{\partial y^2}+\frac{\partial^2}{\partial z^2}=\nabla_t^2+\frac{\partial^2}{\partial z^2} \tag{4-2}$$

(4-1),(4-2)式より次の波動方程式が得られる。

$$\nabla_t^2\phi_{pi}+k_T^2\phi_{pi}=0 \tag{4-3a}$$

$$\frac{\partial^2 g_{pi}}{\partial z^2}+\beta^2 g_{pi}=0 \tag{4-3b}$$

ただし

$$k_T^2 = k_0^2 - \beta^2$$

であり，β は z 方向の伝搬定数を表す。

スカラーポテンシャル ϕ_{hi} と ϕ_{ei} から (4-4a)，(4-4b)式に示されるように，それぞれTEおよびTMモードの電磁界が求められる[4.7]。

TEモードについて

$$\boldsymbol{E}_{ti} = \boldsymbol{i}_z \times \nabla_t \phi_{hi}(x, y)$$
$$\boldsymbol{H}_{ti} = -\beta/(\omega\mu_0) \cdot \nabla_t \phi_{hi}(x, y)$$
$$\boldsymbol{H}_{zi} = j\, \boldsymbol{i}_z \cdot (\beta^2 - k_0^2)/(\omega\mu_0) \cdot \phi_{hi}(x, y) \tag{4-4a}$$

TMモードについて

$$\boldsymbol{E}_{ti} = -\beta/(\omega\varepsilon_0) \cdot \nabla_t \phi_{ei}(x, y)$$
$$\boldsymbol{E}_{zi} = j\, \boldsymbol{i}_z \cdot (\beta^2 - k_0^2)/(\omega\varepsilon_0) \cdot \phi_{ei}(x, y)$$
$$\boldsymbol{H}_{ti} = \nabla_t \phi_{ei}(x, y) \times \boldsymbol{i}_z \tag{4-4b}$$

ただし上式において $g_{pi}(z)$ は省略されている。また $\boldsymbol{i}_z$ は z 方向の単位ベクトル，ε_0，μ_0 は自由空間中の誘電率と透磁率を，ω は角周波数を表す。そして添字 t は横方向座標 (x, y) を意味し，$\nabla_t = \boldsymbol{i}_x(\partial/\partial x) + \boldsymbol{i}_y(\partial/\partial y)$ と定義し，j は虚数単位 $\sqrt{-1}$ を意味している。

本解析においては，y 座標軸 ($x=0$) に対して対称であるTEおよびTMの奇モードを扱うため，$x=0$ 面は磁気的壁と見なし得る。ここで奇モードを扱うのは，立体平面回路で構成したリッジ導波管のモードと方形導波管の基本モードであるTE_{10}モードとの結合が偶モードの場合は起こらないからである。なお偶モードの場合は，$x=0$ 面を電気的壁と見なし同様の解析を行えば良いことは明らかである。故に以下の議論では，$x=0$ 面を磁気的壁と見なし，図4-1のリッジ導波管の右半分 ($0 \leq x \leq a$) についてのみ考察することにする。

TE，TMモードの電磁界の接線成分の連続条件より，図4-1に示すリッジ導波管の導体表面と磁気的壁において，ϕ_{hi} と ϕ_{ei} は (4-5a)，(4-5b) 式で表される境界条件を満足しなければならない。

TEモードについて

$$\text{導体表面において} \quad \frac{\partial \phi_{hi}}{\partial n} = 0$$
$$\text{磁気的壁において} \quad \phi_{hi} = 0 \tag{4-5a}$$

TMモードについて

導体表面において　$\phi_{ei}=0$

磁気的壁において　$\dfrac{\partial \phi_{ei}}{\partial n}=0$ (4-5b)

ただしnは図4-2に示す各境界における法線ベクトル$\boldsymbol{n}$の長さである。

4.3 固有値問題に対する変分原理

4.3.1 固有値に対する停留式

TE, TMモードについての固有値は以下の変分表示式で示される[4.6]。

TEモードについて

$$k_T^2=-\frac{\sum_{i=1}^{2}\langle \phi_{hi}\cdot\nabla_t^2\phi_{hi}\rangle_{S_i}+\sum_{i=1}^{2}\langle \phi_{hi}\cdot\frac{\partial\phi_{hi}}{\partial n}\rangle_{C_i}}{\sum_{i=1}^{2}\langle \phi_{hi}^2\rangle_{S_i}} \qquad (4\text{-}6a)$$

ここで(4-6a)式が停留であるためには，試験固有関数ϕ_{hi}が以下の拘束条件を満足しなければならない。

l_2，l_4，l_5とl_6上で　$\dfrac{\partial\phi_{hi}}{\partial n}=0$ (4-6b)

l_3上で　$\dfrac{\partial\phi_{h1}}{\partial n}=\dfrac{\partial\phi_{h2}}{\partial n}=\xi(y)$ (4-6c)

また

TMモードについて

$$k_T^2=-\frac{\sum_{i=1}^{2}\langle \phi_{ei}\cdot\nabla_t^2\phi_{ei}\rangle_{S_i}-\sum_{i=1}^{2}\langle \phi_{ei}\cdot\frac{\partial\phi_{ei}}{\partial n}\rangle_{C_i}}{\sum_{i=1}^{2}\langle \phi_{ei}^2\rangle_{S_i}} \qquad (4\text{-}7a)$$

ここで(4-7a)式が停留であるためには，試験固有関数ϕ_{ei}が以下の拘束条件を満足しなければならない。

l_2，l_4，l_5とl_6上で　$\phi_{ei}=0$ (4-7b)

l_3 上で $\phi_{e1}=\phi_{e2}=\eta(y)$ (4-7c)

そして(4-6), (4-7)式における各種の積分の積分路は, 図4-2に示されている。即ちリッジ導波管断面の各領域に対応する S_i についての任意量 A の面積積分 $\langle A\rangle_{S_i}$ と S_i の外周である C_i についての線積分 $\langle A\rangle_{C_i}$ は(4-8)式に示される通りである。

$$\langle A\rangle_{S_1}=\int_0^s\int_0^t A\cdot dx\cdot dy$$

$$\langle A\rangle_{S_2}=\int_0^b\int_t^a A\cdot dx\cdot dy$$

$$\langle A\rangle_{C_1}=\int_0^s A|_{x=0}\cdot dy+\int_0^t A|_{y=s}\cdot dx+\int_s^0 A|_{x=t}\cdot dy+\int_t^0 A|_{y=0}\cdot dx$$

$$=\int_{l_1} A\cdot dl+\int_{l_2} A\cdot dl+\int_{l_3} A\cdot dl+\int_{l_4} A\cdot dl$$

$$\langle A\rangle_{C_2}=\int_0^s A|_{x=t}\cdot dy+\int_s^b A|_{x=t}\cdot dy+\int_t^a A|_{y=b}\cdot dx+\int_b^0 A|_{x=a}\cdot dy+\int_a^t A|_{y=0}\cdot dx$$

$$=-\int_{l_3} A\cdot dl-\int_{l_5} A\cdot dl-\int_{l_6} A\cdot dl \tag{4-8}$$

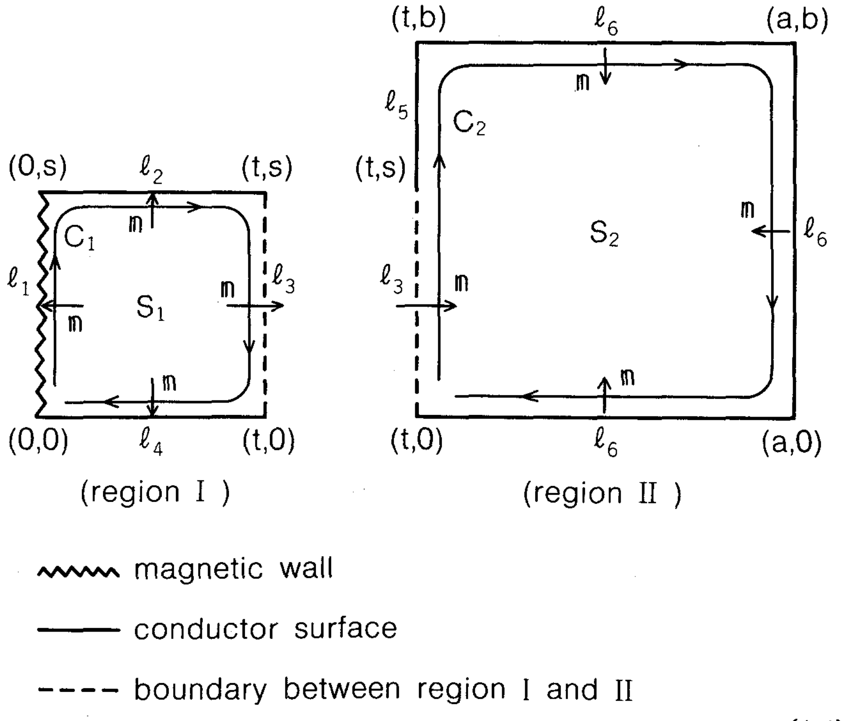


図4-2 (4-8)式における各種積分の積分路の説明図[4.6]

(4-6c)，(4-7c) 式において，$\xi(y)$ と $\eta(y)$ はそれぞれＴＥ，ＴＭモードについての l_3 上での電界の接線成分に比例するように選んだ試験分布関数を表している。また試験固有関数 ϕ_{hi}，ϕ_{ei} は l_3 上で磁界の接線成分の連続条件は満たしていない。

ここで (4-6) 式および (4-7) 式の停留性について述べるが，その証明は付録2に示されている。即ち拘束条件 (4-6b)，(4-6c) 式または (4-7b)，(4-7c) 式をそれぞれ満足する試験固有関数 ϕ_{hi} または ϕ_{ei} を微少量変化させても，(4-6a)，(4-7a) 式において固有値の2乗 k_T^2 は停留である。それ故 ϕ_{hi} と ϕ_{ei} における第1次の近似は，k_T^2 に対して2次以下の近似誤差になって現れる。

4.3.2　試験固有関数が固有値の関数である場合

ＴＥモードの場合は，(4-6a) 式で両辺を整理して次式が得られる。

$$\sum_{i=1}^{2}\langle \phi_{hi}\cdot\nabla_t^2\phi_{hi}\rangle_{S_i}+k_T^2\cdot\sum_{i=1}^{2}\langle \phi_{hi}^{\,2}\rangle_{S_i}+\sum_{i=1}^{2}\langle \phi_{hi}\cdot\frac{\partial\phi_{hi}}{\partial n}\rangle_{C_i}=0 \tag{4-9}$$

試験固有関数 $\phi_{hi}\{\equiv\phi_{hi}(k_T,\ f)\}$ が固有値 k_T と任意の関数 f の関数であるとき，(4-9) 式において k_T^2 と ϕ_{hi} について第1変分をとり，付録2に示されている (4-6a) 式の停留性を用いると次の関係が導かれる。

$$\delta k_T^2=0 \tag{4-10}$$

ここで (4-10) 式の誘導は付録3に示されている。(4-10) 式より k_T^2 の第1変分が零であるので，(4-9) 式から求められる k_T^2 は任意の関数 f に対して停留である。

ＴＭモードの場合も，(4-11) 式について同様のことがいえる。

$$\sum_{i=1}^{2}\langle \phi_{ei}\cdot\nabla_t^2\phi_{ei}\rangle_{S_i}+k_T^2\cdot\sum_{i=1}^{2}\langle \phi_{ei}^{\,2}\rangle_{S_i}-\sum_{i=1}^{2}\langle \phi_{ei}\cdot\frac{\partial\phi_{ei}}{\partial n}\rangle_{C_i}=0 \tag{4-11}$$

4.4　リッジ導波管に対する変分法による固有方程式

l_2，l_4 上でＴＥモードの拘束条件 ($\partial\phi_{h1}/\partial n=0$) を，$l_1$ 上でＴＥモードの境界条件 ($\phi_{h1}=0$) を考慮すると，領域Ｉ ($0\leq x\leq t$) におけるＴＥモードの試験固有関数は以下で与えられる。

$$\phi_{h1}=\sum_{m=0}^{\infty}a_{hm}\cdot\sinh\gamma_{1m}x\cdot\cos k_{1m}y \tag{4-12}$$

ただし

$$k_{1m}=m\pi/s \qquad (m:\text{整数})$$
$$\gamma_{1m}=\sqrt{k_{1m}^{2}-k_T^2}$$
$$k_T^2=k_0^2-\beta^2$$

である。またl_6上でTEモードの拘束条件($\partial\phi_{h2}/\partial n=0$)を考慮すると，領域Ⅱ($t\leq x\leq a$)におけるTEモードの試験固有関数は以下で与えられる。

$$\phi_{h2}=\sum_{n=0}^{\infty} b_{hn}\cdot\cosh\gamma_{2n}(a-x)\cdot\cos k_{2n}y \tag{4-13}$$

ただし

$$k_{2n}=n\pi/b \qquad (n:\text{整数})$$
$$\gamma_{2n}=\sqrt{k_{2n}^{2}-k_T^2}$$

である。(4-12)，(4-13)式を試験固有関数として用いると，(4-9)式は(4-14)式に帰着される。

$$\langle\phi_{h1}\cdot\frac{\partial\phi_{h1}}{\partial n}\rangle_{l_3}-\langle\phi_{h2}\cdot\frac{\partial\phi_{h2}}{\partial n}\rangle_{l_3+l_5}=0 \tag{4-14}$$

次に以下に述べるまだ満足されていない拘束条件，即ちl_5上で(4-6b)式を，l_3上で(4-6c)式を満たす条件について考えなければならない。それ故未定係数a_{hm}とb_{hn}を，これらの拘束条件を満足するように決定する必要がある。(4-14)式にこれらの拘束条件を用いると

$$\langle\phi_{h1}\cdot\xi\rangle_{l_3}-\langle\phi_{h2}\cdot\xi\rangle_{l_3+l_5}=0 \tag{4-15}$$

の関係が得られる。

そしてl_3上で電界の接線成分E_yに比例する適当な試験分布関数$\xi(y)$を選ばなければならない。リッジ導波管の場合，リッジのエッジが直角であるため，エッジ近傍の電界のy方向成分は近似的に$\Delta y^{(-1/3)}$に比例する[4.8]。 ここでΔyはエッジから観測点までの距離である。それ故$\xi(y)$は

$$\xi(y)=\begin{cases}\sum_{q=0}^{\infty} C_q\cdot\cos k_q y\cdot(s^2-y^2)^{-(1/3)} & (|y|\leq s)\\ 0 & (|y|>s)\end{cases} \tag{4-16}$$

で表される。ただし

$k_q=q\pi/s$ 　　（ q ：整数 ）

であり， C_q は任意定数である。

またTMモードの場合の試験固有関数 ϕ_{ei} も同様に

$$\phi_{e1}=\sum_{m=1}^{\infty} a_{em}\cdot\cosh\gamma_{1m}x\cdot\sin k_{1m}y \tag{4-17}$$

$$\phi_{e2}=\sum_{n=1}^{\infty} b_{en}\cdot\sinh\gamma_{2n}(a-x)\cdot\sin k_{2n}y \tag{4-18}$$

と選ぶことができ，これらを用いて(4-7c)，(4-11)式より

$$\left\langle\frac{\partial\phi_{e1}}{\partial x}\cdot\eta\right\rangle_{l_3}-\left\langle\frac{\partial\phi_{e2}}{\partial x}\cdot\eta\right\rangle_{l_3+l_5}=0 \tag{4-19}$$

の関係が得られる。そして(4-17)，(4-18)式内の未定係数 a_{em} と b_{en} を，まだ満足されてない拘束条件，即ち l_5 上で(4-7b)式を， l_3 上で(4-7c)式を満足するように決定することになる。そこで(4-12)，(4-13)式を(4-6c)式に，(4-17)，(4-18)式を(4-7c)式に代入した後，TEモードについては両辺にそれぞれ $\cos k_{1m}y$ か $\cos k_{2n}y$ を，TMモードについては $\sin k_{1m}y$ か $\sin k_{2n}y$ を乗じる。その後それぞれ $y=0$ から s または b まで積分し，直交条件を用いると，未定係数は

$$a_{hm}=\frac{\epsilon_m}{s}\cdot\frac{\langle\xi\cdot\cos k_{1m}y\rangle_{l_3}}{\gamma_{1m}\cdot\cosh\gamma_{1m}t}$$

$$b_{hn}=-\frac{\epsilon_n}{b}\cdot\frac{\langle\xi\cdot\cos k_{2n}y\rangle_{l_3+l_5}}{\gamma_{2n}\cdot\sinh\gamma_{2n}h}$$

$$a_{em}=\frac{1}{s}\cdot\frac{\langle\eta\cdot\sin k_{1m}y\rangle_{l_3}}{\cosh\gamma_{1m}t}$$

$$b_{en}=\frac{1}{b}\cdot\frac{\langle\eta\cdot\sin k_{2n}y\rangle_{l_3+l_5}}{\sinh\gamma_{2n}h} \tag{4-20}$$

のように求められる。ただし

$h=a-t$

$\epsilon_0=1$

$\epsilon_m(m\geq 1)=\epsilon_n(n\geq 1)=2$

である。また(4-4)式より電界のy, z方向成分を求めることによりξとηの間に

$$\langle \eta \cdot \sin k_{1m}y \rangle_{l_3}=\frac{K}{k_{1m}}\cdot\langle \xi \cdot \cos k_{1m}y \rangle_{l_3} \tag{4-21a}$$

$$\langle \eta \cdot \sin k_{2n}y \rangle_{l_3+l_5}=\frac{K}{k_{2n}}\cdot\langle \xi \cdot \cos k_{2n}y \rangle_{l_3+l_5} \tag{4-21b}$$

で表される関係が得られる。ただしKは比例定数である。

試験分布関数$\xi(y)$の領域Ⅰ, Ⅱにおけるフーリエ級数展開の係数をそれぞれ$\tilde{\xi}_m$および$\bar{\xi}_n$で定義し，付録4に示す。

そして(4-12)，(4-13)，(4-17)，(4-18)，(4-20)，(4-21)式と(A4-1)式を(4-15)，(4-19)式に代入することにより，TEおよびTMモードに対する変分法による固有方程式が最終的にそれぞれ(4-22a)，(4-22b)式で与えられる。

TEモードについて

$$P_h=\frac{1}{s}\cdot\sum_{m=0}^{\infty}\epsilon_m\cdot\frac{\tanh\gamma_{1m}t}{\gamma_{1m}}\cdot\tilde{\xi}_m^2+\frac{1}{b}\cdot\sum_{n=0}^{\infty}\epsilon_n\cdot\frac{\coth\gamma_{2n}h}{\gamma_{2n}}\cdot\bar{\xi}_n^2=0 \tag{4-22a}$$

TMモードについて

$$P_e=s\cdot\sum_{m=1}^{\infty}\frac{\gamma_{1m}\cdot\tanh\gamma_{1m}t}{m^2}\cdot\tilde{\xi}_m^2+b\cdot\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\gamma_{2n}\cdot\coth\gamma_{2n}h}{n^2}\cdot\bar{\xi}_n^2=0 \tag{4-22b}$$

ただし

$\gamma_{1m}=\sqrt{k_{1m}^2-k_T^2}$

$\gamma_{2n}=\sqrt{k_{2n}^2-k_T^2}$

$k_T^2=k_0^2-\beta^2$

である。

y 方向には比較的低次のモードを扱うことにして，（A4-1）式で $q \leq 2$ と仮定をする。それ故 $\tilde{\xi}_m$ と $\bar{\xi}_n$ は最初の3項で表されることになる。TEモードについては，$C_0=1$ とし，C_1 と C_2 を（4-23a）式より，またTMモードについては，$C_1=1$ とし，C_0 と C_2 を（4-23b）式より決定することができる。

TEモードについて

$$\frac{\partial P_h}{\partial C_1}=0 \quad , \quad \frac{\partial P_h}{\partial C_2}=0 \tag{4-23a}$$

TMモードについて

$$\frac{\partial P_e}{\partial C_0}=0 \quad , \quad \frac{\partial P_e}{\partial C_2}=0 \tag{4-23b}$$

4.5　固有値問題の計算結果

ダブルリッジ導波管の2種類の固有モードがMontgomeryにより定義されている[4.4]。文献（4.4）によれば，これらの固有モードは，ハイブリッドモードとトラフモードと名付けられている。そしてハイブリッドモードは，リッジ近傍にエネルギーが集中する導波管の基本的固有モードであり，トラフモードは，リッジの両側の導波管の部分（領域Ⅱ）にそのエネルギーの大部分が存在する一種の方形導波管の固有モードである。

本論文でも文献（4.4）の定義を用いることにし，TE，TMモードをさらに分類し，TEハイブリッドモードとTEトラフモードに，またTMハイブリッドモードとTMトラフモードに区別する。

横方向伝搬定数 k_T（$=\sqrt{k_0^2-\beta^2}$）の固有値は，2分法を用いた数値計算により，（4-22），（4-23）式から決定することができる。（4-22）式の実際の計算にあたっては，m と n に対する無限級数和は $m=20$，$n=30$ で打ち切っているが，このとき得られた固有値は，m と n を十分大きくしたときの値に対して非常に近い値を示した。

WRJ-120導波管（$2a=19.0$ mm，$b=9.5$ mm）に $2t=0.3$ mm，$s=1.7$ mm のリッジを用いたシングルリッジ導波管において，基本モードから数えて11番目までのモードの固有値を求め表4-1に示す[4.6]。ここで計算に用いたリッジ導波管の上記寸法は，第6章に述べる12 GHz帯衛星放送受信用低雑音ダウンコンバーター[4.9]に用いた立体平面回路で構成したリッジ導波管の代表的な値である。

表4-1から，トラフモードの固有値は，その寸法が $b\times h$ の方形導波管（領域Ⅱ）における通常の導波管モードとしての固有値とほぼ等しいことがわかる。そしてリッジ導波管の総ての固

表4－1　シングルリッジ導波管の奇モードの固有値k_Tとそれに対応する方形導波管の固有値[4.6]（WRJ－120導波管使用）

rectangular waveguide ($2a\times b$) a=b=9.5(mm)		mode tran-sition	ridged waveguide ($2a\times b$, 2t, s) a=b=9.5, t=0.15, s=1.7(mm)		
eigenvalue k_T(rad./mm)	mode name		mode name	eigenvalue k_T(rad./mm)	rectangular waveguide ($b\times h$) eigenvalue k_T(rad./mm)
0.1653	TE_{10}	→	TE_{10} Hybrid	0.0930	
0.3697	TE_{11}	→	TE_{10} Trough	0.3332	0.3307
0.3697	TM_{11}	↘	TE_{30} Hybrid	0.3881	
0.4960	TE_{30}	↗	TM_{11} Trough	0.4665	0.4714
0.5962	TE_{31}	→	TE_{31} Hybrid	0.5265	
0.6817	TE_{12}	→	TE_{20} Trough	0.6654	0.6614
0.6817	TM_{12}	↘	TE_{50} Hybrid	0.6913	
0.8267	TE_{50}	↗	TM_{12} Trough	0.7358	0.7490
0.8267	TE_{32}	→	TE_{21} Trough	0.7456	0.7418
0.8267	TM_{32}	↘	TE_{51} Hybrid	0.8298	
0.8904	TE_{51}	↗	TM_{22} Trough	0.9427	0.9429

有モードは，$2a\times b$の寸法の方形導波管の固有モードに対応している。即ちリッジの間隙sの値を増やし，リッジが導波管内からなくなってしまう限界値である9.5 mmにまで変化させて行くと，リッジ導波管の固有値は方形導波管の固有値に収れんする。この様子は図4-3にも示されている。

表4－1に示したモードのうち，最初の4つの固有モードに対して，$a=b$の場合につき，正規化固有値$k_T a$とs/bの関係を，t/aの値をパラメータにして図4-3にまとめた[4.6]。ハイブリッドモードの場合，そのエネルギーがリッジの間隙部分に集中しているため，s/bの値を大きくすると，間隙近傍の磁力線の曲がりがゆるやかになり，$k_T a$の値も増加することになる。それに対しトラフモードの場合は，そのエネルギーの大部分が間隙部分には存在していないため，s/bやt/aの値を変化させると，領域Ⅱの部分で構成される方形導波管の寸法$b\times h$の値に対応して，$k_T a$の値が変化する。また前述したようにs/bの値を1まで増加させると，$k_T a$の極限値は，$2a\times b$の寸法の方形導波管の固有値に収れんすることがわかる。この変化の様子をフィールドプロフィールの変化としてとらえたものが，図4-4に示されている。

TE_{10}ハイブリッドモードの場合は，Getsingerによりその近似電磁界分布が与えられている

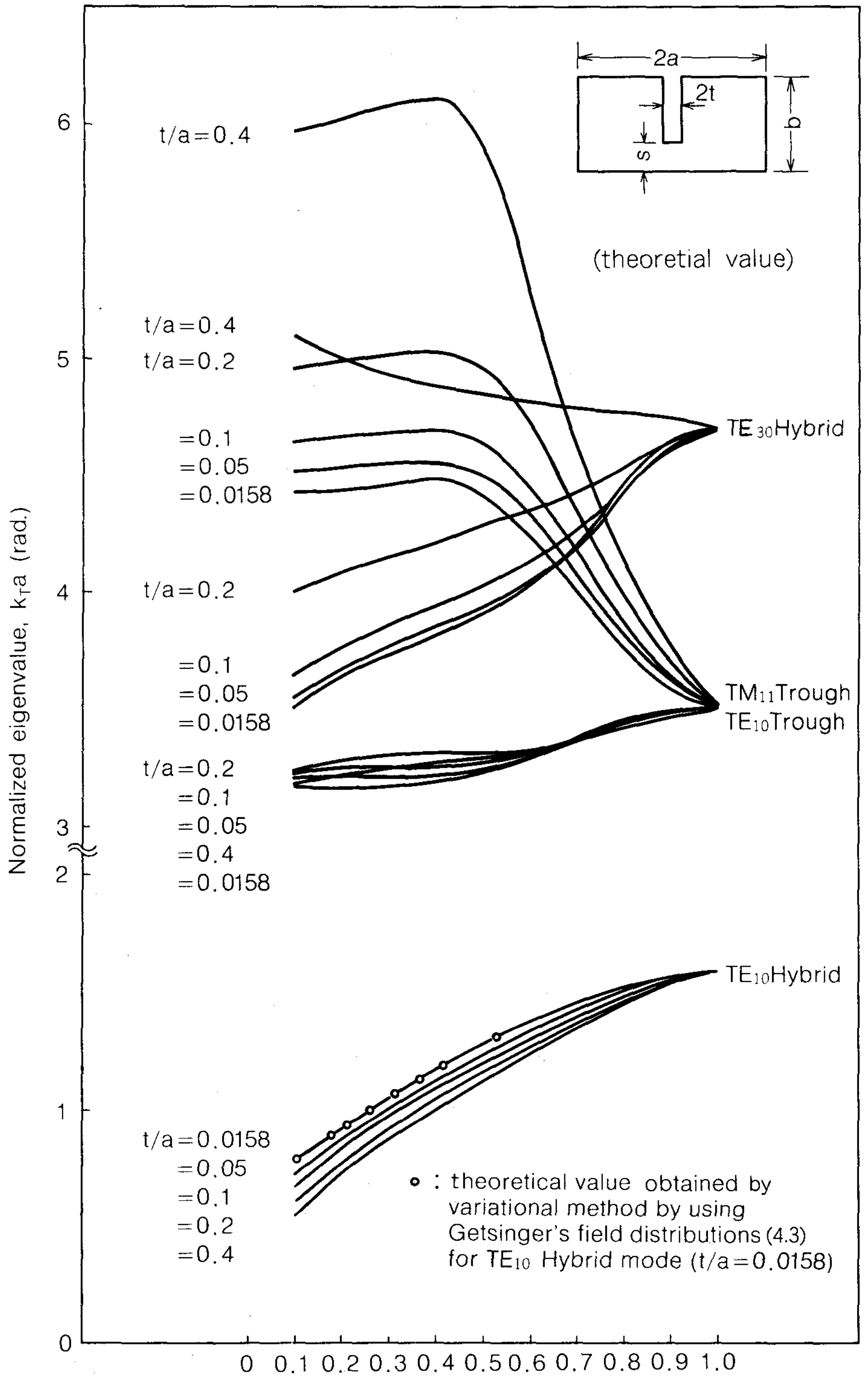


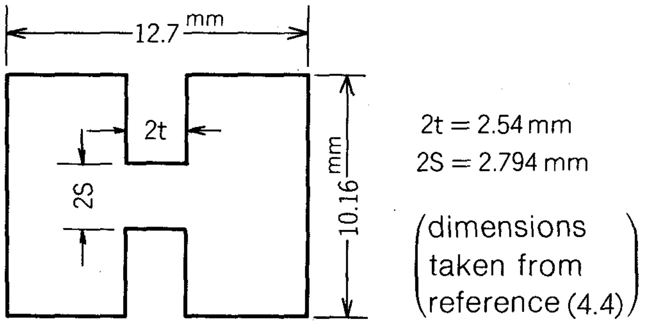
図4 - 3　正規化固有値 $k_T a$ と s/b の関係[4.6]
（ $a=b$ の場合 ）

ので[4.3]，その電磁界を用い，変分法により固有値を計算することができる。この計算結果を図 4-3 に合せて示したが，本解析の理論値と良い一致を得ていることがわかる。

文献（ 4.4 ）に掲載されている形状，寸法のダブルリッジ導波管の固有値を本解析法により求

め，計算結果を，文献（4.4）の値と比較して表4－2に示す(4.6)。両者の固有値は0.07～0.4％の誤差の範囲内で一致し，本解析法の正当性が検証された。

表4－2　ダブルリッジ導波管の奇モードの固有値k_T── 本解析法と文献（4.4）の理論値の比較(4.6)



mode name	k_T(rad./mm) this present analysis	k_T(rad./mm) reference (4.4)
TE_{10} Hybrid	0.1438	0.1437
TE_{10} Trough	0.3155	0.3166
TE_{20} Trough	0.6215	0.6190
TE_{30} Hybrid	0.6707	0.6712
TE_{11} Trough	0.6971	0.6973

4.6　横方向電磁界の正規モード表示

TEおよびTMモードの正規モード表示をそれぞれ（4-24a），（4-24b）式に示す。

TEモードについて

$$\boldsymbol{e}_{ht}=\boldsymbol{i}_x e_{hx}+\boldsymbol{i}_y e_{hy}$$
$$\boldsymbol{h}_{ht}=\boldsymbol{i}_x h_{hx}+\boldsymbol{i}_y h_{hy} \tag{4-24a}$$

TMモードについて

$$\boldsymbol{e}_{et}=\boldsymbol{i}_x e_{ex}+\boldsymbol{i}_y e_{ey}$$
$$\boldsymbol{h}_{et}=\boldsymbol{i}_x h_{ex}+\boldsymbol{i}_y h_{ey} \tag{4-24b}$$

ここで各モードにより伝送される電力は1に規格化されている。また$\boldsymbol{i}_x$，$\boldsymbol{i}_y$はx，y座標方向の単位ベクトルを表す。そして（4-4），（4-12），（4-13），（4-17），（4-18），（4-20），（4-21）式と（A4-1）式を用いて，（4-24）式に示されている正規モードの各成分がTEおよび

TMモードについて，それぞれ（4-25a），（4-25b）式のように表される。

TEモードについて

$$e_{hx1}=h_{hy1}=A_l\cdot\frac{1}{s}\cdot\sum_{m=1}^{\infty}\frac{k_{1m}\cdot\sinh\gamma_{1m}x}{\gamma_{1m}\cdot\cosh\gamma_{1m}t}\cdot\tilde{\xi}_m\cdot\sin k_{1m}y$$

$$e_{hy1}=-h_{hx1}=A_l\cdot\frac{1}{2s}\cdot\sum_{m=0}^{\infty}\epsilon_m\cdot\frac{\cosh\gamma_{1m}x}{\cosh\gamma_{1m}t}\cdot\tilde{\xi}_m\cdot\cos k_{1m}y$$

$$e_{hx2}=h_{hy2}=-A_l\cdot\frac{1}{b}\cdot\sum_{n=1}^{\infty}\frac{k_{2n}\cdot\cosh\gamma_{2n}(a-x)}{\gamma_{2n}\cdot\sinh\gamma_{2n}h}\cdot\bar{\xi}_n\cdot\sin k_{2n}y$$

$$e_{hy2}=-h_{hx2}=A_l\cdot\frac{1}{2b}\cdot\sum_{n=0}^{\infty}\epsilon_n\cdot\frac{\sinh\gamma_{2n}(a-x)}{\sinh\gamma_{2n}h}\cdot\bar{\xi}_n\cdot\cos k_{2n}y \qquad (4\text{-}25a)$$

TMモードについて

$$e_{ex1}=h_{ey1}=A_l\cdot\frac{1}{s}\cdot\sum_{m=1}^{\infty}\frac{\gamma_{1m}\cdot\sinh\gamma_{1m}x}{k_{1m}\cdot\cosh\gamma_{1m}t}\cdot\tilde{\xi}_m\cdot\sin k_{1m}y$$

$$e_{ey1}=-h_{ex1}=A_l\cdot\frac{1}{s}\cdot\sum_{m=1}^{\infty}\frac{\cosh\gamma_{1m}x}{\cosh\gamma_{1m}t}\cdot\tilde{\xi}_m\cdot\cos k_{1m}y$$

$$e_{ex2}=h_{ey2}=-A_l\cdot\frac{1}{b}\cdot\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\gamma_{2n}\cdot\cosh\gamma_{2n}(a-x)}{k_{2n}\cdot\sinh\gamma_{2n}h}\cdot\bar{\xi}_n\cdot\sin k_{2n}y$$

$$e_{ey2}=-h_{ex2}=A_l\cdot\frac{1}{b}\cdot\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sinh\gamma_{2n}(a-x)}{\sinh\gamma_{2n}h}\cdot\bar{\xi}_n\cdot\cos k_{2n}y \qquad (4\text{-}25b)$$

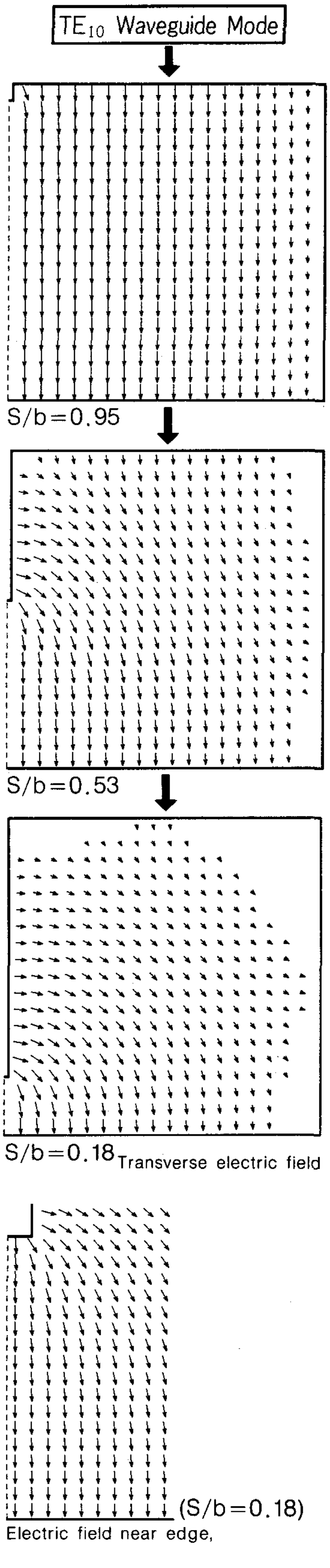
ここで添字１，２は領域Ⅰ，Ⅱを表し，A_l は l 番目の固有モードの正規化係数を意味する。

さらに（4-25）式で与えられた正規モードは（4-26）式で示された直交条件をも満足することを数値計算で確認している。

$$\iint_{S_r}\boldsymbol{e}_{tl}^{*}\times\boldsymbol{h}_{tl'}\cdot\boldsymbol{i}_z\cdot dS=\begin{cases}1 & (l=l')\\ 0 & (l\neq l')\end{cases} \qquad (4\text{-}26)$$

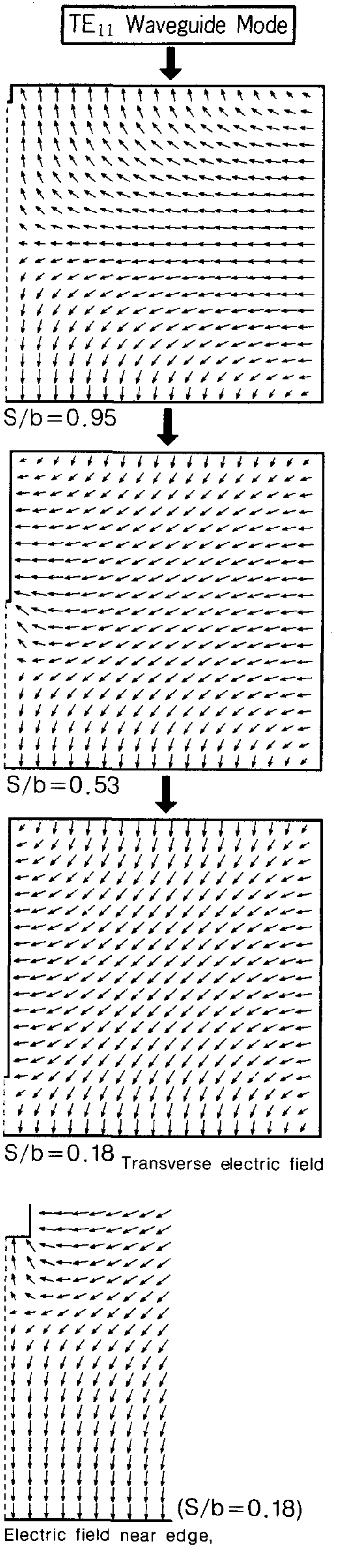
ただし $\boldsymbol{e}_{tl}$ と $\boldsymbol{h}_{tl'}$ は，それぞれ l 番目の固有モードの横方向正規化電界と l' 番目のモードの横方向正規化磁界を表し，S_r はリッジ導波管の断面積を，また A^* は A の複素共役値を表す。

（4-25）式を用いて，最初の４つの固有モードの横方向電界のフィールドプロフィールを求め図4-4に示す(4.6)。図で電界ベクトルの方向を表す矢印の長さは，矢印が描かれている各点での電界の強さの対数に比例した量にしてある。また図4-4では，s/b の値に対応して，方形導波管の固有モードからリッジ導波管の固有モードへの遷移の過程が明確にされている。



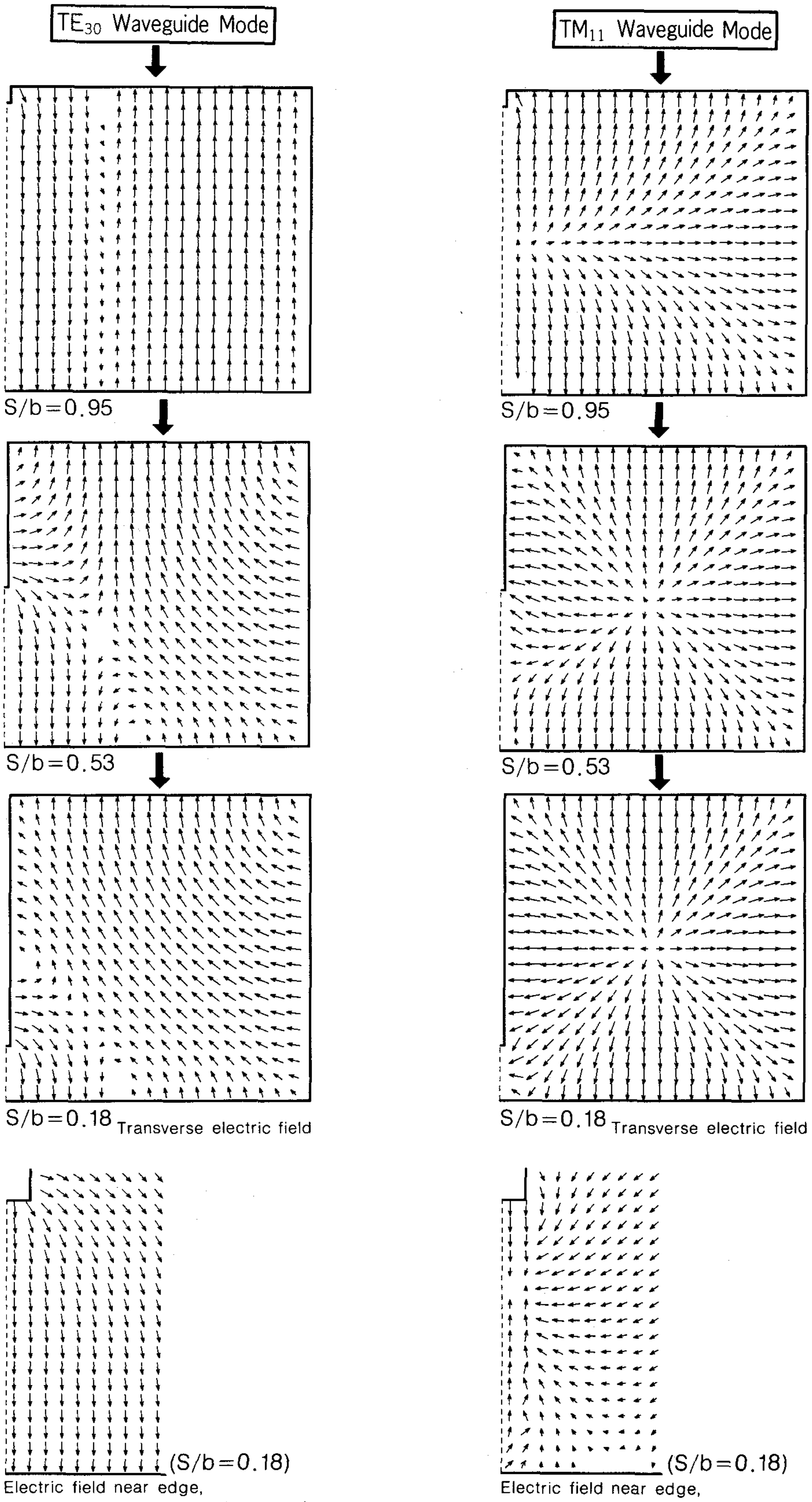
TE10 Waveguide Mode
S/b=0.95
S/b=0.53
S/b=0.18
Transverse electric field
(S/b=0.18)
Electric field near edge,

(a)



TE11 Waveguide Mode
S/b=0.95
S/b=0.53
S/b=0.18
Transverse electric field
(S/b=0.18)
Electric field near edge,

(b)



(c)　　　　　　(d)

図4－4　シングルリッジ導波管の固有モードの電界のフィールドプロフィールと方形導波管の固有モードからの遷移過程[4.6]（$a=b$，$t/a=0.016$の場合）

（a）TE_{10} ハイブリッドモード　　（b）TE_{10} トラフモード

（c）TE_{30} ハイブリッドモード　　（d）TM_{11} トラフモード

4.7　基本モードの管内波長と特性インピーダンス

4.7.1　管内波長

管内波長 λ_g は，固有値 k_T を用いて（4-27）式のように求められる。

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1-(\lambda_0/\lambda_c)^2}} \tag{4-27}$$

ただし

$\lambda_c = 2\pi / k_T$　：遮断波長

λ_0　：自由空間における波長

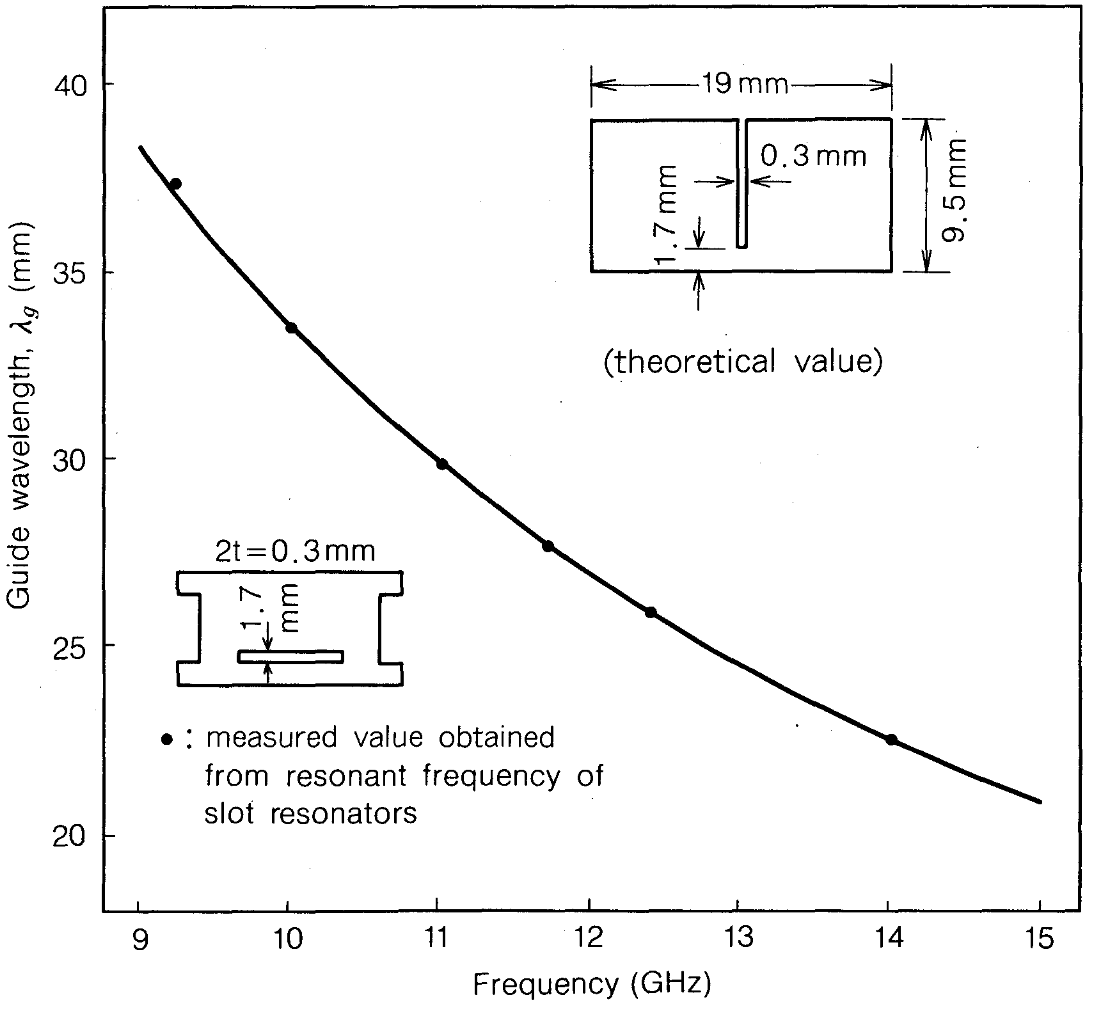


図4－5　TE_{10} ハイブリッドモードの管内波長 λ_g の周波数特性[4.6]
（WRJ－120導波管使用，$2t=0.3$ mm
$s=1.7$ mmの場合）

である。一例として，WRJ-120導波管に$2t=0.3$ mm，$s=1.7$ mmのリッジを用いた場合のTE_{10}ハイブリッドモードについて，表4-1に示した固有値k_Tの値を用いてλ_gの周波数特性を（4-27）式から計算し，その結果を図4-5に示す[4.6]。また同図には，立体平面回路で構成したスロット共振器の共振周波数の実験値より求めたλ_gの値もあわせて示している。こうして求めた実験値は，先端短絡リッジガイドの先端短絡効果に基づく補正長[4.10] Δlによる補正を行っている。本解析の理論値が上記実験値と良い一致を得ていること，またλ_gが周波数分散を有することが明確になっている。

4.7.2 特性インピーダンス

文献(4.1)の定義を用いると，TE_{10}ハイブリッドモードの特性インピーダンスZ_cは(4-28)式で表すことができる。

$$Z_c=\frac{V_y^2}{2P}$$

$$V_y=\int_0^s E_y(0,y)\cdot dy$$

$$P=\frac{1}{2}\cdot \mathrm{Re}\int_0^b\int_0^a (E_y\cdot H_x^*-E_x\cdot H_y^*)\cdot dx\cdot dy \tag{4-28}$$

ここでV_yはリッジ導波管の$x=0$面における間隙部の電圧の尖頭値を，Pは伝送電力の平均値を表し，またReは複素数の実部を意味する。そして(4-4)，(4-12)，(4-13)，(4-17)，(4-18)，(4-20)，(4-21)式と(A4-1)式を(4-28)式に代入することにより特性インピーダンスZ_cは(4-29)式のように求められる。

$$Z_c=\frac{Z_{c\infty}}{\sqrt{1-(k_T/k_0)^2}}$$

$$Z_{c\infty}=\frac{60\pi\cdot\tilde{\xi}_0^2}{(P_1+P_2)\cdot\cos^2\gamma_{10}t}$$

$$P_1=\frac{1}{2s}\sum_{m=0}^{\infty}\frac{\epsilon_m\cdot\tilde{\xi}_m^2}{\cosh^2\gamma_{1m}t}\cdot\left[\frac{\sinh 2\gamma_{1m}t}{2\gamma_{1m}}\cdot\left\{1+\left(\frac{k_{1m}}{\gamma_{1m}}\right)^2\right\}+t\cdot\left\{1-\left(\frac{k_{1m}}{\gamma_{1m}}\right)^2\right\}\right]$$

$$P_2=\frac{1}{2b}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{\epsilon_n\cdot\bar{\xi}_n^2}{\sinh^2\gamma_{2n}h}\cdot\left[\frac{\sinh 2\gamma_{2n}h}{2\gamma_{2n}}\cdot\left\{1+\left(\frac{k_{2n}}{\gamma_{2n}}\right)^2\right\}-h\cdot\left\{1-\left(\frac{k_{2n}}{\gamma_{2n}}\right)^2\right\}\right]$$

(4-29)

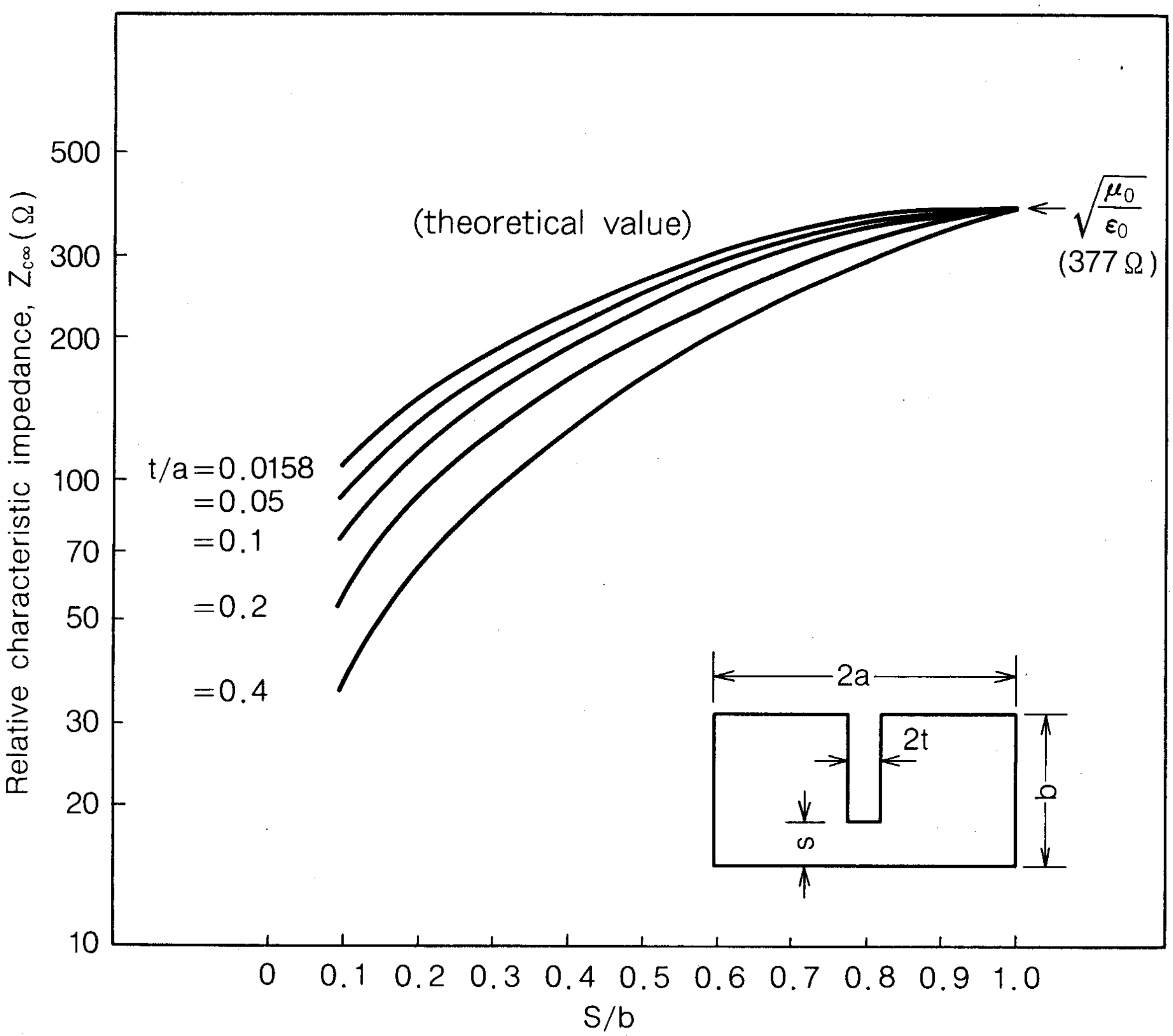


図4－6　周波数を無限大にしたときの特性インピーダンス$Z_{c\infty}$とs/b，t/aの関係[4.6]（$a=b$の場合）

ここで$Z_{c\infty}$は周波数を無限大にしたときのZ_cの値に対応している。

（4-29）式より，$Z_{c\infty}$とs/bの関係を，$a=b$の場合について計算し，t/aをパラメーターにして図4-6に示す[4.6]。s/bの値を1まで増加して行くと，$Z_{c\infty}$の値は自由空間の真性波動インピーダンスである$\sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$（＝377 Ω）に収れんすることがわかる。

また$2a=19.0$ mm，$b=8.55$ mm，$2t=0.3$ mm，$s=1.7$ mmの場合について，Z_cの周波数特性を計算し図4-7に示す[4.6]。そして同図には，文献（4.2）の$b=0.9a$の場合の理論値もあわせて示してあり，両者の理論値は良く一致している。

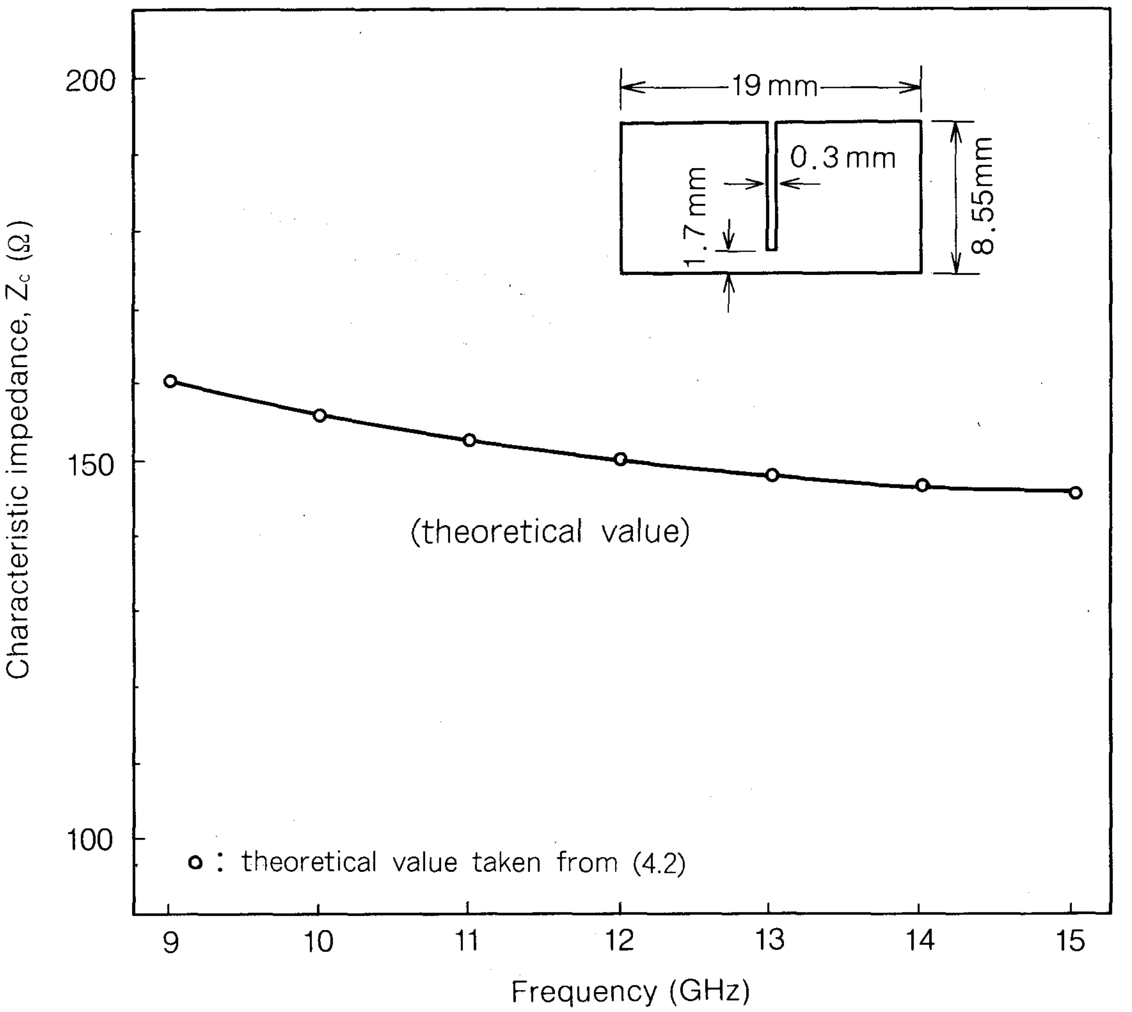


図4－7　TE$_{10}$ ハイブリッドモードの特性インピーダンス Z_c の周波数特性(4.6)
($2a=19.0$ mm,　$b=8.55$ mm,　$2t=0.3$ mm,
$s=1.7$ mmの場合)

4.8　あとがき

本章では，リッジ導波管を伝搬する固有モードの電磁界解析を変分法を用いて行い，以下の結果を得た。

(1) リッジ導波管の固有モードについて，変分法を用いた簡易な近似固有方程式を誘導し，計算時間の短縮を図ることができた。

(2) TE，TM固有モードについて，高次モードまで含めて，各モードの横方向電磁界の正規モード表示と，リッジ導波管断面における電界のフィールドプロフィールを求めた。

(3) リッジ導波管の固有モードと方形導波管の固有モードとの間の対応を明確にした。

(4) 基本モードであるTE$_{10}$ ハイブリッドモードについて，その管内波長と特性インピーダンスを求めた。

以上の解析結果に基づき，リッジ導波管の設計資料を明示することができた。そしてこれを，

第６章および第７章におけるダウンコンバーター設計のための基礎資料とした。

さらに，リッジ導波管を用いたデバイスにおける種々の不連続部の等価回路決定には，多数項の高次モードの電磁界解析を必要とするが，本解析で得られた簡易な固有方程式と正規モード表示は，その有効な解析手段となる。

第5章　$TE_{01\delta}^{\circ}$ 誘電体共振器の共振周波数の変分法解析――ローカル阻止フィルター用誘電体共振器の設計

5.1　ま え が き

本章では，ダウンコンバーターのローカル阻止フィルターに用いられる誘電体共振器の設計を踏まえて，その共振周波数を精度良く決定するための変分法解析について述べている。

$TE_{01\delta}^{\circ}$ 誘電体共振器の共振周波数の代表的な決定法には，従来から共振器の外周を含む円筒面を磁気的壁と近似して解析する方法が用いられてきた(5.1)。

本解析では，共振器の外周を含む円筒面の壁面インピーダンスを無限大から若干変化させることにより，変分法を用いて共振周波数の決定を行っている。

なお 1.2.3 で述べた関連研究分野の歴史的研究経過の中で，本章の新規な点は以下の通りである。

(1)　誘電体共振器の共振周波数の決定に，変分法を用いることにより，理論値の精度を上げ得たこと。

5.2　共振周波数決定における変分法の必要性

図 5-1(a)に示すように，共振器の断面が導体に近接している場合は，共振器の高周波磁界は導体近傍では導体に平行になり，円筒面にはほぼ垂直となるので，磁気的壁近似の仮定は妥当な近似と言えよう。しかし図 5-1(b)に示すように共振器を自由空間に置いた場合や，導体と共振

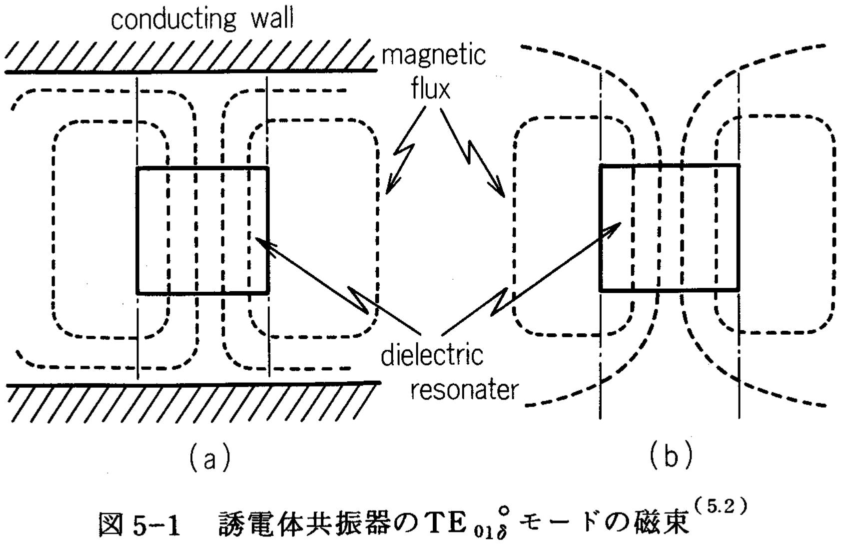


図 5-1　誘電体共振器の $TE_{01\delta}^{\circ}$ モードの磁束(5.2)

(a)　近接導体がある場合

(b)　自由空間中に置かれた場合

器断面の距離が大きい場合は，高周波磁界は円筒面に垂直に交らなくなり，円筒面を磁気的壁と近似する仮定は適当ではなくなる。そこで，この円筒面のインピーダンスを磁気的壁近似の無限大から若干変化させることが必要となり，壁面インピーダンスに対する変分法を導入することになった。なお本解析では，共振器外周を含む円筒面ばかりではなく，z 方向に垂直な 2 つの平面にも磁気的壁近似は用いていない(5.2)。

5.3 磁気的壁近似を用いた共振周波数の決定

解析に用いた誘電体共振器と座標系を図 5-2 に示す(5.2)。図において誘電体共振器の外周を含む円筒面 S_0 を磁気的壁と近似すると，共振周波数は（5-1）式から求められる(5.3)。

$$k_z \cdot \tan(k_z l/2) = \alpha \qquad (5\text{-}1a)$$

$$J_0(k_\rho a) = 0 \qquad (5\text{-}1b)$$

$$k_\rho^2 + k_z^2 = \varepsilon_r k_0^2 \qquad (5\text{-}1c)$$

$$k_\rho^2 - \alpha^2 = k_0^2 \qquad (5\text{-}1d)$$

$$k_0^2 = \omega_0^2 \varepsilon_0 \mu_0, \quad x_0 = 2\pi a/\lambda, \quad \xi = l/(2a) \qquad (5\text{-}1e)$$

ここで k_z は誘電体共振器内部における z 方向への伝搬定数，α は S_0 の内側の空気中における z 方向への減衰定数，k_ρ は半径方向への伝搬定数である。また k_0 は自由空間における伝搬定数，a は共振器の半径，l は共振器の長さ，λ は自由空間波長で ε_0，μ_0は空気中の誘電率と透磁率，ε_r は誘電体の比誘電率であり，さらに J_0 は第 1 種ベッセル関数を表す。

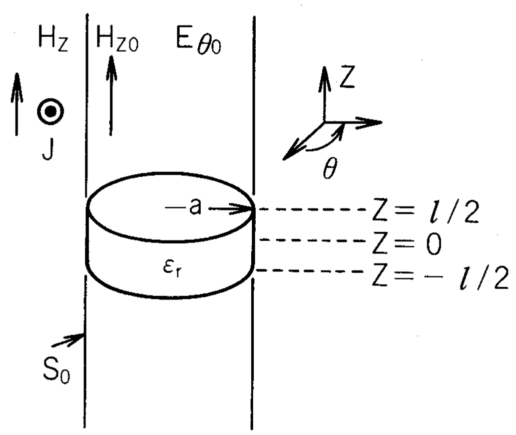


図 5-2　解析に用いた誘電体共振器と円柱座標系(5.2)

5.4 変分法を用いた共振周波数の決定

S_0 内部の誘電体中および空気中における試験スカラー関数を，それぞれ(5-2a)，(5-2b)式に示すように ϕ_{1d}，ϕ_{1a} とおく。

$$\phi_{1d} = J_0(k_\rho \rho) \cdot \cos k_z z \tag{5-2a}$$

$$\phi_{1a} = e^{\alpha l/2} \cdot \cos \frac{k_z l}{2} \cdot J_0(k_\rho \rho) \cdot e^{-\alpha|z|} \tag{5-2b}$$

円筒面 S_0 の壁面アドミタンス Y_ρ は(5-2)式で与えられる試験スカラー関数 ϕ(ϕ_{1d}，ϕ_{1a})を用いて

$$Y_\rho = \left.\frac{H_z}{E_\theta}\right|_{\rho=a} = \left.\left(\frac{k_\rho^2}{j\omega\mu_0} \cdot \phi \Big/ \frac{\partial \phi}{\partial \rho}\right)\right|_{\rho=a} \tag{5-3}$$

で表される。ここでH_z, E_θは S_0 面より外部の高周波磁界の z 方向成分と電界の θ 方向成分である。

(5-1)，(5-2)式において，S_0 面が磁気的壁の場合は，ω は ω_0 と一致し$Y_\rho=0$となる。しかし現実の場合は，S_0 を完全な磁気的壁とは見なせないのでY_ρ は有限の値 δY_ρ となる。そして k_ρ，k_z，α はS_0 を磁気的壁と見なしたときの値から変化し，$k_\rho' = k_\rho + \delta k_\rho$，$k_z' = k_z + \delta k_z$，$\alpha' = \alpha + \delta\alpha$ となる。そしてω_0も変化し，$\omega_0' = \omega_0 + \delta\omega$ となる。

(5-1)式から(5-4)，(5-5)式の関係が得られる。

$$\eta = \frac{\partial \alpha}{\partial k_z} = \frac{\alpha}{k_z} + \frac{k_z l}{2} \cdot \left(\frac{\alpha}{k_z}\right)^2 + \frac{k_z l}{2} \tag{5-4}$$

$$\frac{\partial k_\rho}{\partial \omega} = \frac{\omega \varepsilon_0 \mu_0 (\varepsilon_r \alpha \eta + k_z)}{k_\rho (\alpha \eta + k_z)} \tag{5-5}$$

(5-2)，(5-4)，(5-5)式を(5-3)式に代入し，次式が得られる。

$$\delta\omega = \frac{\alpha\eta + k_z}{\alpha\eta\varepsilon_r + k_z} \cdot \frac{j}{a\varepsilon_0} \cdot \delta Y_\rho \tag{5-6}$$

一方 S_0 面より外部の高周波磁界の z 方向成分 H_z は(5-7)式で与えられる停留式を満足する。

$$\iint_{S_0} \boldsymbol{J}\cdot \boldsymbol{i}_\theta E_{\theta 0}\cdot dS=\iint_{S_0} (H_z-H_{z0})\,\boldsymbol{i}_z\times \boldsymbol{n}\cdot \boldsymbol{i}_\theta E_{\theta 0}\cdot dS=0 \qquad (5\text{-}7)$$

ここで$\boldsymbol{J}$は S_0 面上に流す試験電流で，S_0 面の内部と外部の高周波磁界の連続条件を満足させるためのものである。また$\boldsymbol{i}_z$，$\boldsymbol{i}_\theta$ は z，θ 方向の単位ベクトルで，$\boldsymbol{n}$は S_0 面に垂直な単位ベクトルである。そして $E_{\theta 0}$，H_{z0} は S_0 面内部の電磁界の θ および z 方向成分を表す。

（5-7）式において，$\delta Y_\rho=0$ のときは $H_{z0}=0$ となり，$\delta Y_\rho\neq 0$ のときはH_{z0} は（5-8）式で与えられる値をとることになる。

$$H_{z0}=\delta Y_\rho\cdot E_{\theta 0} \qquad (5\text{-}8)$$

（5-8）式を（5-7）式に代入し

$$\delta Y_\rho=\iint_{S_0} H_z\cdot E_{\theta 0}\cdot dS \Big/ \iint_{S_0} {E_{\theta 0}}^2\cdot dS \qquad (5\text{-}9)$$

の関係が得られる。また $\varepsilon_r\gg 1$ の近似が成立つとき，（5-6），（5-9）式より（5-10）式が得られる。

$$\begin{aligned}\frac{\delta\omega}{\omega_0}&=j\,\frac{k_z+\alpha\eta}{a\alpha\eta\omega_0\varepsilon_0\varepsilon_r}\cdot\iint_{S_0} H_z\cdot E_{\theta 0}\cdot dS \Big/ \iint_{S_0} {E_{\theta 0}}^2\cdot dS\\ &=j\,\frac{k_z+\alpha\eta}{a\alpha\eta\omega_0\varepsilon_0\varepsilon_r}\cdot\int_{-\infty}^{\infty} H_z\cdot E_{\theta 0}\cdot dz\Big/\int_{-\infty}^{\infty} {E_{\theta 0}}^2\cdot dz\end{aligned} \qquad (5\text{-}10)$$

S_0 面より外部の電磁界に対応するスカラー関数を $\phi_2(\rho,\ z)$ とし，z に対するそのフーリエ変換を $\bar{\phi}_2(\rho,\ w)$ とすると

$$\begin{aligned}\bar{\phi}_2(\rho,\ w)&=\int_{-\infty}^{\infty}\phi_2(\rho,\ z)\cdot e^{-jwz}\cdot dz\\ \phi_2(\rho,\ z)&=\frac{1}{2\pi}\cdot\int_{-\infty}^{\infty}\bar{\phi}_2(\rho,\ w)\cdot e^{jwz}\cdot dw\end{aligned} \qquad (5\text{-}11)$$

の関係がある。また $\bar{\phi}_2$ は，文献（5.4）より（5-12）式で表される。

$$\begin{aligned}\bar{\phi}_2(\rho,\ w)&=f(w)\cdot H_0^{(2)}\left(\rho\cdot\sqrt{{k_0}^2-w^2}\right)\\ f(w)&=\frac{1}{\sqrt{{k_0}^2-w^2}\cdot H_0^{(2)\prime}\left(a\cdot\sqrt{{k_0}^2-w^2}\right)}\cdot\int_{-\infty}^{\infty}E_{\theta 0}(a,\ z')\cdot e^{-jwz'}\cdot dz'\end{aligned} \qquad (5\text{-}12)$$

ここで$H_0^{(2)}$ は第2種ハンケル関数を表す。

高周波磁界$\boldsymbol{H}$はスカラー関数 ϕ_2 を用いて

$$\boldsymbol{H}=-j\omega\varepsilon_0\,\boldsymbol{i}_z\phi_2+\frac{1}{j\omega\mu_0}\,\nabla\nabla\cdot\,\boldsymbol{i}_z\phi_2 \tag{5-13}$$

のように求められる。また$\phi_2(\rho,z)$は(5-11)，(5-12)式より求められるので，H_zは次式で与えられる。

$$H_z=\frac{j}{2\pi\omega_0\mu_0}\cdot\int_{-\infty}^{\infty}\sqrt{k_0^2-w^2}\cdot\frac{H_0^{(2)}(a\cdot\sqrt{k_0^2-w^2})}{H_1^{(2)}(a\cdot\sqrt{k_0^2-w^2})}\cdot\int_{-\infty}^{\infty}E_{\theta 0}(a,z')\cdot e^{-jwz'}\cdot dz'\cdot e^{jwz}\cdot dw \tag{5-14}$$

(5-2)式の ϕ_1 を用い，$E_{\theta 0}=\partial\phi_1/\partial\rho$ の関係から$E_{\theta 0}$を求め，(5-10)，(5-14)式に代入し

$$\frac{\delta\omega}{\omega_0}=F(x_z,\,x_\rho,\,x_\alpha,\,x_0,\,\xi,\,\varepsilon_r)$$

$$=\frac{-2(x_z+x_\alpha\eta)\cdot\int_{-\infty}^{\infty}\sqrt{x_0^2-x^2}\cdot\frac{H_0^{(2)}(\sqrt{x_0^2-x^2})}{H_1^{(2)}(\sqrt{x_0^2-x^2})}\cdot A^2\cdot dx}{\pi x_\alpha x_0^2\varepsilon_r\eta\cdot\left\{\xi+\frac{\sin 2x_z\xi}{2x_z}+\frac{\cos^2 x_z\xi}{x_\alpha}\right\}}$$

$$A=\frac{x_z\cdot\sin x_z\xi\cdot\cos x\xi}{x_z^2-x^2}+\frac{x_\alpha\cdot\cos x\xi\cdot\cos x_z\xi}{x_\alpha^2+x^2}-x\cdot\sin x\xi\cdot\cos x_z\xi\cdot\frac{x_z^2+x_\alpha^2}{(x_z^2-x^2)\cdot(x_\alpha^2+x^2)} \tag{5-15}$$

の関係が得られる。ただし

$$x_z=k_z a,\quad x_\rho=k_\rho a,\quad x_0=k_0 a,\quad x_\alpha=\alpha a,\quad \xi=l/(2a)$$

であり，また x_z，x_ρ，x_0，x_α は(5-1)式においてξ から求めることができるので次式の関係が得られる。

$$\frac{\delta\omega}{\omega_0}=F(\xi,\,\varepsilon_r) \tag{5-16}$$

誘電体共振器の形状が与えられると ξ が決まり，ε_r の値と共に(5-16)式に代入することにより $\delta\omega/\omega_0$ が求められる。

5.5 理論値と実験値の照合

$\varepsilon_r = 35$ と 88 の場合につき，磁気的壁近似を用いた計算式である(5-1)式から求めた共振周波数の理論値を，図5-3内に破線で示し，変分法で求めた計算式である(5-15)式より求めた理論値を実線で示す。さらに実験値を(×)で同図に示す。図5-3からわかるように，磁気的壁近似の理論値は実験値より約10％小さく，変分法の理論値は1％の誤差の範囲内で実験値と一致している[(5.2)]。

なお第6章および第7章で述べるダウンコンバーターのローカル阻止フィルターには，$\varepsilon_r \simeq 35$ の誘電体共振器を使っているので，その設計には図5-3を用いることができる。

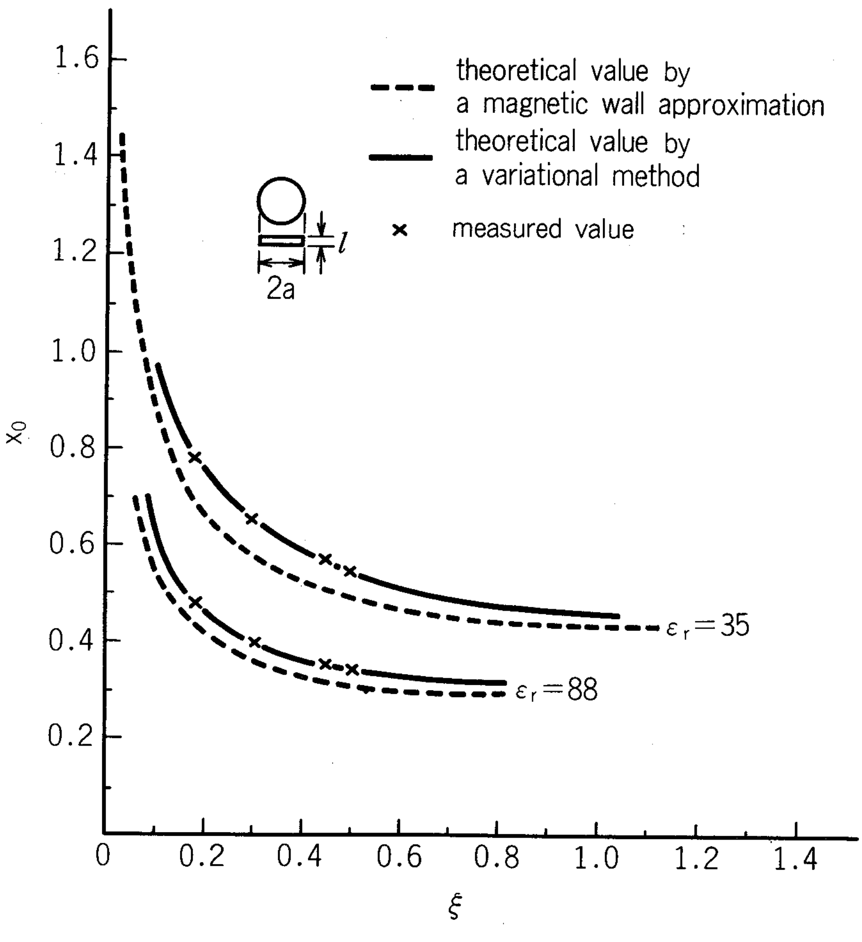


図5-3　$TE_{01\delta}$ 誘電体共振器の共振周波数における理論値と実験値の比較[(5.2)]

5.6 あとがき

本章では，変分法を用いて $TE_{01\delta}^{\circ}$ 誘電体共振器の共振周波数の決定を行い，以下の結果を得た。

(1) 共振器の外周を含む円筒面を磁気的壁で近似する解析法における共振周波数の理論値は，実験値より10％小さくなることが確認された。

(2) 変分法を用いた本解析法の理論値は，実験値と1％の誤差の範囲内で一致することが明らかとなった。

なおここで得られた結果を用い，第6章および第7章で述べる低雑音ダウンコンバーターに用いられるローカル阻止フィルター用誘電体共振器の設計が可能となった。

第6章　12 GHz帯衛星放送受信用 低雑音ダウンコンバーター

6.1 まえがき

本章では，第3～5章で得られた解析結果をもとに，立体平面回路を用いた12 GHz帯低雑音ダウンコンバーターの設計，試作を行い，その実験値と本解析に基づく理論値との照合を行っている。

なお1.2.1で述べた関連研究分野の歴史的研究経過の中で，本章の新規な点は以下の通りである。

(1) ダウンコンバーターの雑音指数の周波数特性を，理論的に求めたこと。

(2) ダウンコンバーターを構成する各回路エレメントの等価回路定数の信号，IF，イメージ周波数帯における周波数特性を，上記解析に考慮したこと。

(3) 立体平面回路を用いた低雑音ダウンコンバーターの設計法を確立したこと。

6.2 ダウンコンバーターの構造

図2-1に示したセラミックケース入りのショットキー・ミキサーダイオードと立体平面回路を用いて，イメージ短絡の条件のもとで構成した低雑音ダウンコンバーターの構造を図6-1に示す[(6.1)]。

実際には，前章の図5-3により設計した誘電体共振器を用いたローカル阻止フィルターが存在するが，このフィルターの外部Q値は極めて大きく設計してあるので，信号およびイメージ周波数帯におけるこのフィルターの影響は小さく，第1近似として解析上省略し，図ではこれを省いている。そしてDはショットキー・ミキサーダイオードを，L_mはイメージ周波数帯域阻止フィルター

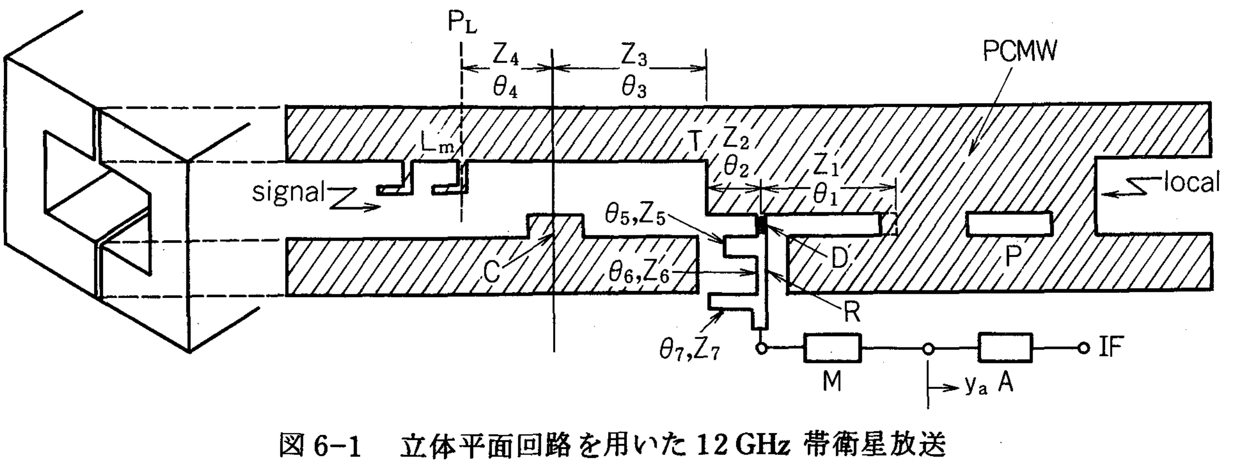


図6-1　立体平面回路を用いた12 GHz帯衛星放送受信用低雑音ダウンコンバーターの構造[(6.1)]

を，C は信号周波数帯整合用キャパシティブストリップを，T は先端開放リッジガイドトランスフォーマーを，P はローカル周波数帯域通過フィルターを，M はＩＦ整合回路を，A はＩＦ増幅器を，ＰＣＭＷは立体平面回路を，R はＩＦ用高周波阻止フィルターを表す。上述した種々の回路エレメントの機能や特性については，6.4節で詳しく述べることにする。

なお解析上省略したローカル阻止フィルターに用いる誘電体共振器の設計にあたっては，10.74 GHz の共振周波数を与える共振器の寸法を，使用誘電体共振器の比誘電率にあわせ，$\varepsilon_r=35$ として図5-3より決定するわけである。実際の場合は共振器を導波管の片側の E 面に低誘電率の支持台を介してマウントするために，近接導体の影響で，共振周波数が自由空間に置いたときよりわずか高くなる。それ故図5-3から得られる共振器の寸法より共振周波数が若干低くなるように設計し最終的には実験により微調を行い寸法を決定している。

6.3 ダウンコンバーターの等価回路

ダウンコンバーターの等価回路について一般的には，3.2節で述べた。本節では，図3-1の等価回路に，さらに実際のダウンコンバーターを構成する各外部回路エレメントの等価回路定数を含ませて，設計により現実性を持たせることを目的にしている。そこで回路エレメントの有するインピーダンスの周波数特性を考慮した等価回路を図6-2に示す[6.1]。信号，ＩＦおよびイメージ端子には，図6-1に示した各回路エレメントのそれぞれの周波数帯における回路定数が接続されている。多くの略号は，冒頭の略号一覧にその意味が説明されている。

図6-2において，m 端子における外部回路側を見たインピーダンス jX_m は

$$jX_m=Z_{Fm}+j\Big/\left(\frac{1}{Z_{2m}}\cdot\frac{U_1\cdot\tan\theta_{2m}+Z_{2m}}{Z_{2m}\cdot\tan\theta_{2m}-U_1}+\frac{\cot\theta_{1m}}{Z_{1m}}\right)$$

$$U_1=1\Big/\left(B_{Cm}'-\frac{1}{n_m^{\,2}U_2}\right)$$

$$U_2=X_{Lm}'+Z_{3m}\cdot\frac{U_3+Z_{3m}\cdot\tan\theta_{3m}}{Z_{3m}-U_3\cdot\tan\theta_{3m}}$$

$$U_3=X_{Lm}-1\Big/\left(B_{Cm}-\frac{1}{X_{Lm}+Z_{4m}\cdot\tan\theta_{4m}}\right) \tag{6-1}$$

で表される。さらに s' および s 端子における外部回路側を見たアドミタンス y_{sa}' と y_{sa} は

$$y_{sa}'=j\omega_s C_0+1\Big/\left(R_s+j\omega_s L+\frac{1}{y_{sa}+j\omega_s C_c}\right)$$

$$y_{sa}=1\Big/\left\{Z_{Fs}+1\Big/\left(\frac{1}{Z_{2s}}\cdot\frac{Z_{2s}+jV_1\cdot\tan\theta_{2s}}{V_1+jZ_{2s}\cdot\tan\theta_{2s}}-j\frac{\cot\theta_{1s}}{Z_{1s}}\right)\right\}$$

$$V_1=1\Big/\left(jB_{Cs}'+\frac{1}{n_s^{\,2}V_2}\right)$$

$$V_2=jX_{Ls}'+Z_{3s}\cdot\frac{V_3+jZ_{3s}\cdot\tan\theta_{3s}}{Z_{3s}+jV_3\cdot\tan\theta_{3s}}$$

$$V_3=jX_{Ls}+1\Big/\left(jB_{Cs}+\frac{1}{Z_0+jX_{Ls}}\right) \tag{6-2}$$

で表される。また i' および i 端子における外部回路側を見たアドミタンス y_{ia}' と y_{ia} は

$$y_{ia}'=j\omega_i C_0+1\Big/\left(R_s+j\omega_i L+\frac{1}{y_{ia}+j\omega_i C_c}\right)$$

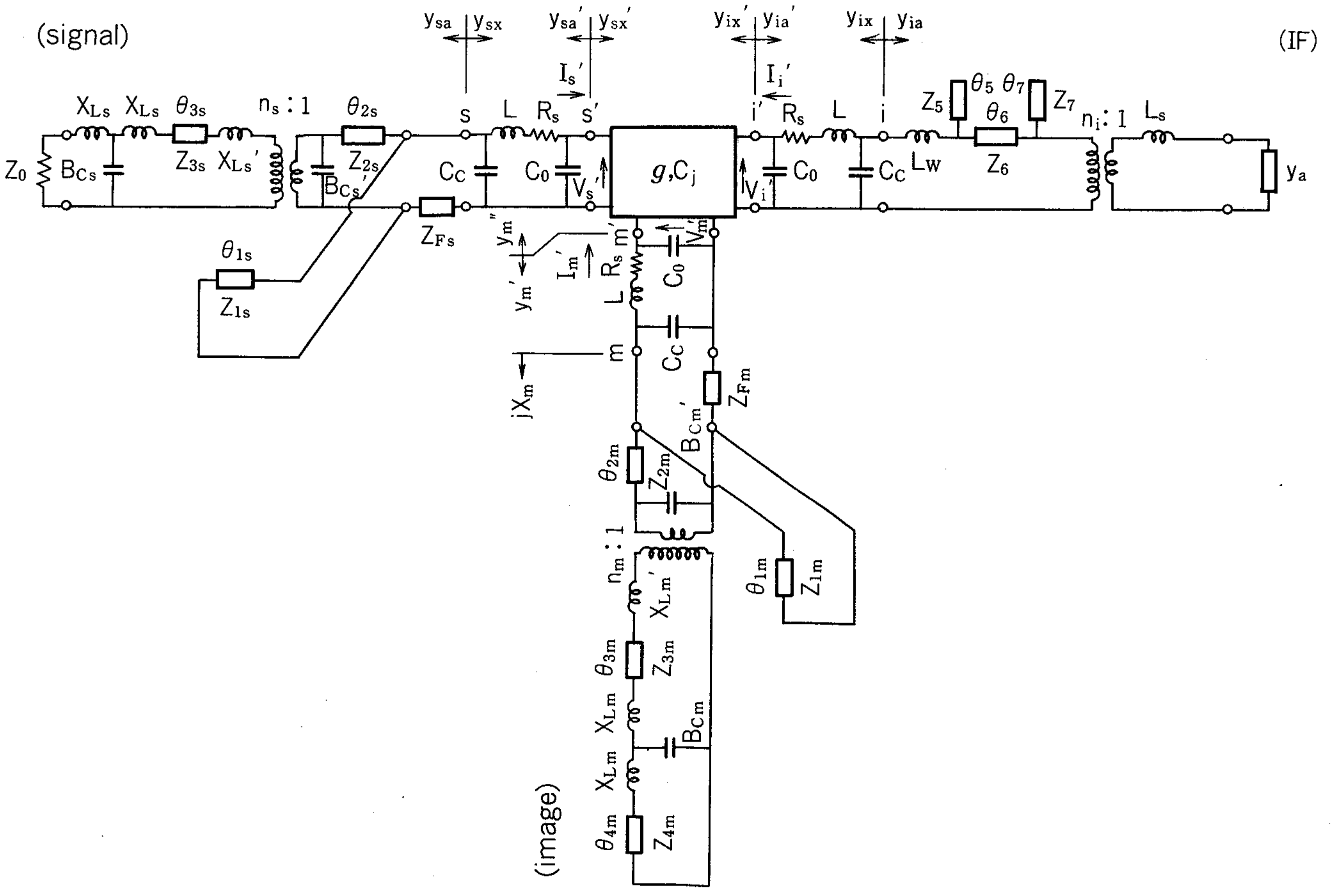


図 6-2　立体平面回路を用いた 12 GHz 帯低雑音ダウンコンバーターの等価回路(6.1)

$$y_{ia}=1/\left\{j\omega_i L_W+1/\left(\frac{1}{Z_6}\cdot\frac{Z_6+jW_1\cdot\tan\theta_6}{W_1+jZ_6\cdot\tan\theta_6}+j\frac{\tan\theta_5}{Z_5}\right)\right\}$$

$$W_1=1/\left\{n_i^{2}\cdot\left(j\omega_i L_s+\frac{1}{y_a}\right)\right\}+j\frac{\tan\theta_7}{Z_7} \qquad (6\text{-}3)$$

で表される。

図6-1，図6-2および(6-1)，(6-2)式において，リッジガイドの特性インピーダンス Z_1，Z_2 は，図4-6の結果を(4-29)式に代入して，また位相長 θ_1，θ_2 は管内波長 λ_g を与える図4-5の結果から換算して求めることができる。

6.4 ダウンコンバーターを構成する回路エレメントの周波数特性

6.4.1 信号周波数帯整合用キャパシティブストリップ

キャパシティブストリップ C とその等価回路定数の周波数特性を図6-3に示す[6.1]。ここで実線は導波管の特性インピーダンスで規格化した直列の誘導性リアクタンス $\overline{X}_L$ を，破線は並列の容量性リアクタンス $\overline{X}_C\ (=-1/\overline{B}_C)$ を表す。このキャパシティブストリップは，それを導波管中に挿入する位置と間隙 s の値を調整することにより，信号周波数帯域で入力の整合をとるのに有用である。

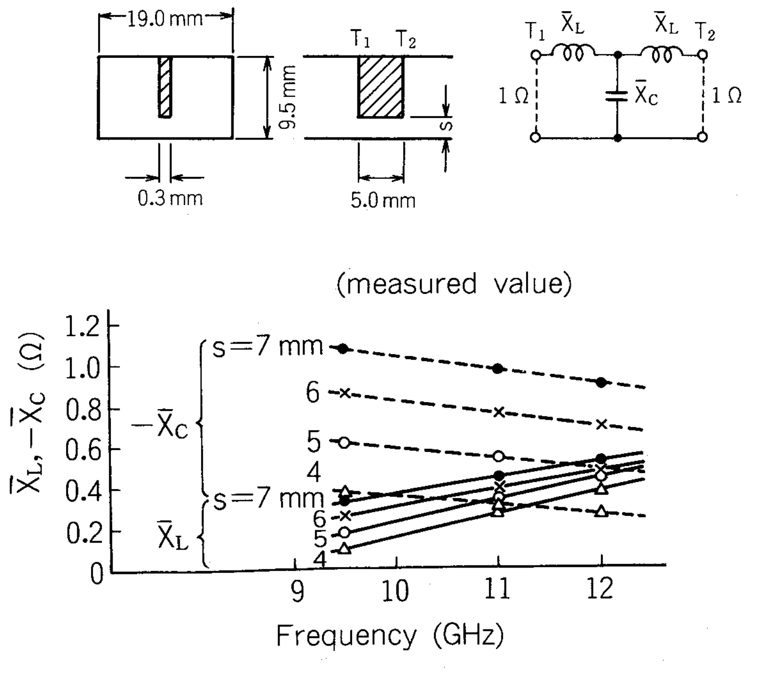


図6-3　キャパシティブストリップの等価回路定数の周波数特性[6.1]

6.4.2 先端開放リッジガイドトランスフォーマー

先端開放リッジガイドトランスフォーマーTとその等価回路定数の周波数特性を図6-4に示す(6.1)。$\bar{X}_L'$は導波管の特性インピーダンスで規格化した直列の誘導性リアクタンスを，$\bar{B}_C'$はリッジガイドの特性アドミタンスで規格化した並列の容量性サセプタンスを，nはトランス比を表す。

そしてトランス比nは間隙の値sを調整することにより適当な値に選ぶことができる。図6-2のθ_{2s}とn_sを適当な値に選ぶことにより，低雑音特性が得られる周波数帯域を広くできる。

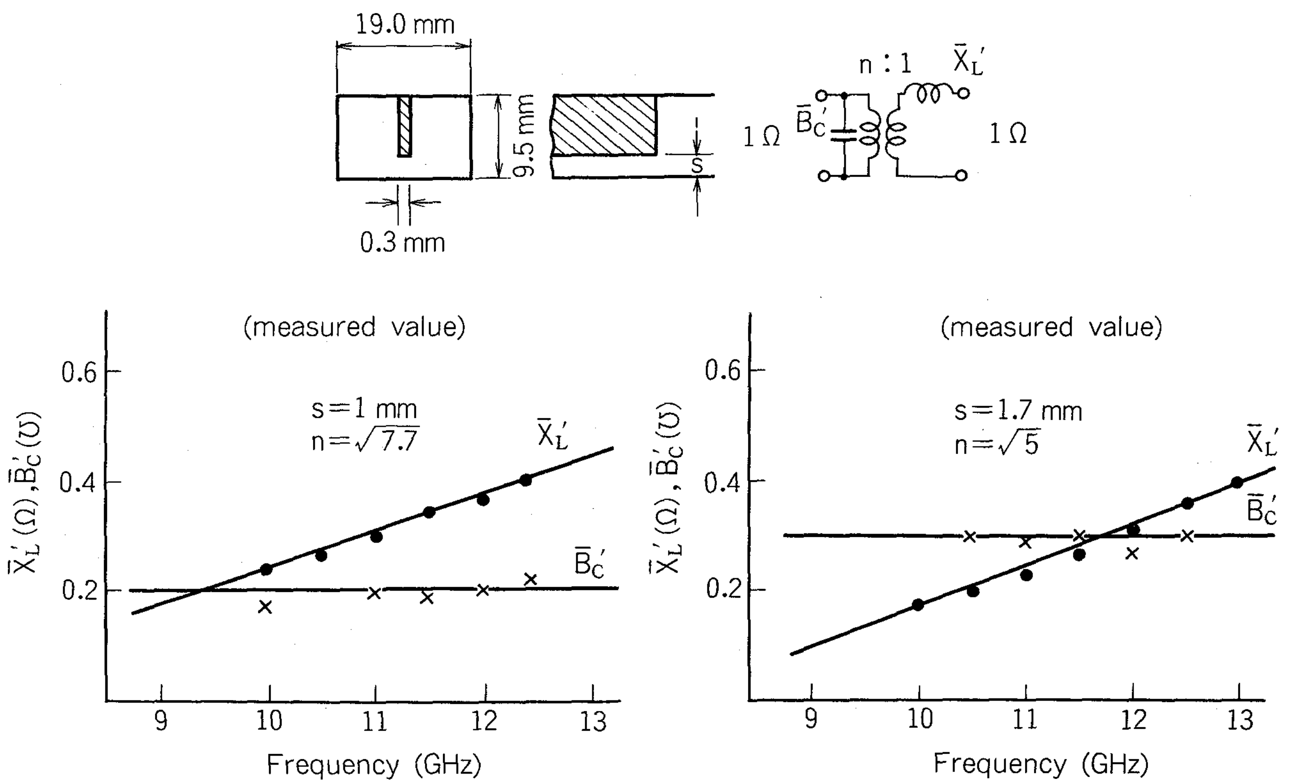


図6-4 先端開放リッジガイドトランスフォーマーの等価回路定数の周波数特性(6.1)

6.4.3 先端短絡リッジガイド

先端短絡リッジガイドの短絡点と任意の点の間の実効的な距離l_{eff}は実際の距離lより長く，(6-4)式の関係がある(6.2)。

$$l_{eff} = l + \Delta l \qquad (6\text{-}4)$$

ここでΔlは先端短絡効果に基づく補正長を表し，その値が図6-5に示されている。図6-1内

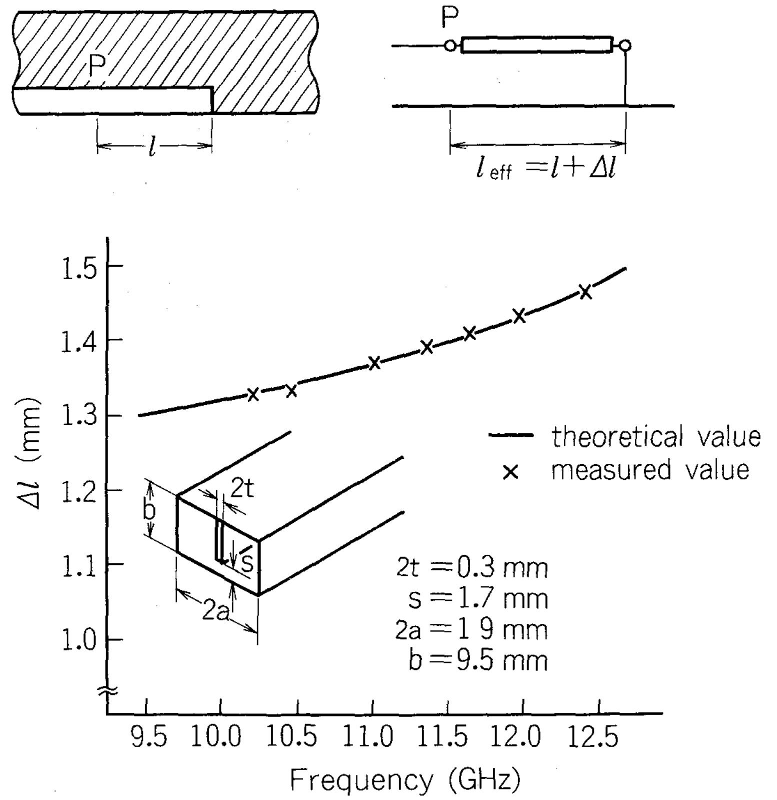


図 6-5 先端短絡リッジガイドの先端短絡効果に基づく補正長[6.2]

の先端短絡リッジガイドの短絡点近傍の破線は，この Δl に対応するものである。

なお最適イメージ条件を満足させるために，図 6-1 内の位相長 θ_1 に対応する l_{eff} をリッジガイドのイメージ周波数帯における管内波長の約半分に選ばなければならない。

6.4.4 イメージ周波数帯域阻止フィルター

イメージ周波数帯域阻止フィルター L_m とその阻止特性を図 6-6 に示す[6.1]。このフィルターのイメージ抑圧度は 32 dB 以上であり，他の外部回路の効果も含めて，ダウンコンバーターの総合のイメージ抑圧度は 40 dB 以上となる。またイメージ周波数帯では，外部 Q 値の低い直列共振回路で接地されたことになり，図 6-1 の P_L 点から左側を見たインピーダンスは図 6-2 に示したように，近似的に短絡と見なし得る。またこのフィルターの信号周波数帯におけるＶＳＷＲは 1.1 以下である。それ故このフィルターは信号周波数帯の特性にはほとんど影響を与えず，信号周波数帯の等価回路では，近似的に省くことができる。

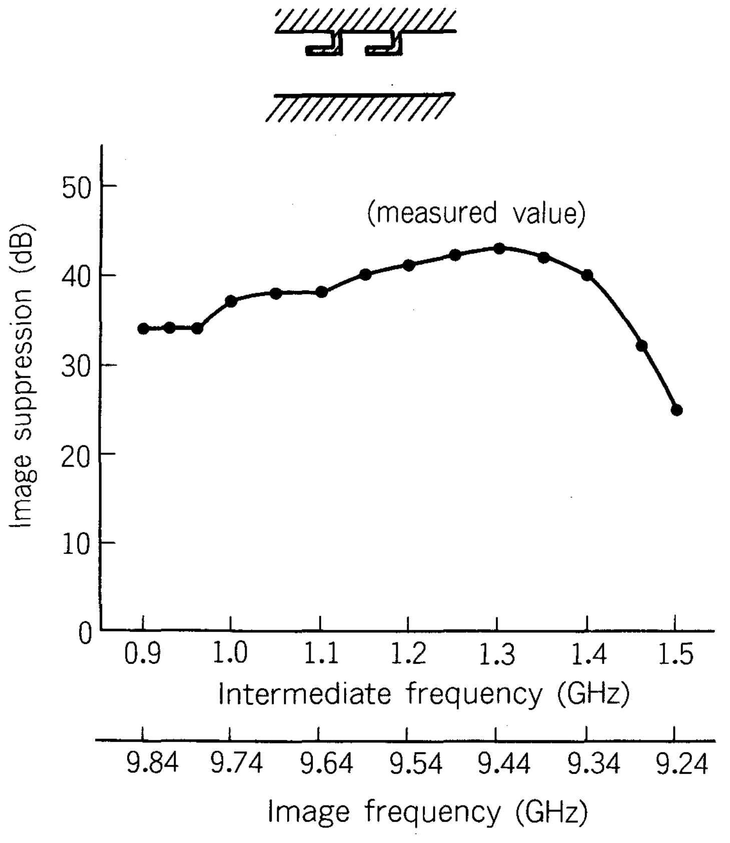
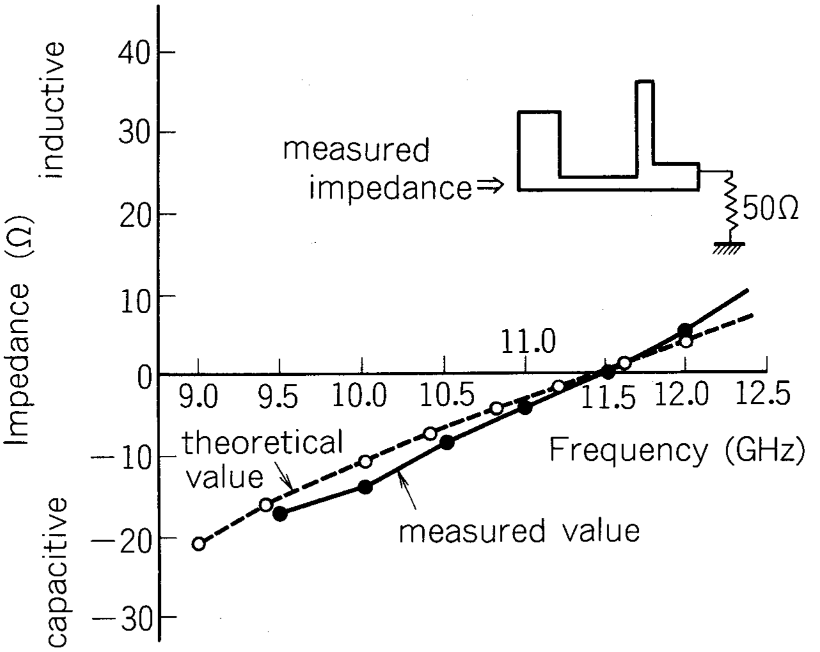


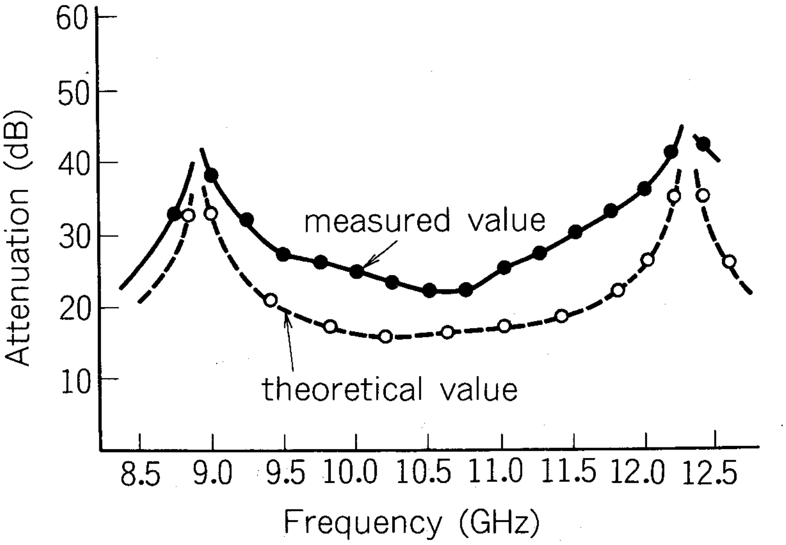
図 6-6　イメージ周波数帯域阻止フィルターの
イメージ抑圧度(6.1)

6. 4. 5　I F用高周波阻止フィルター

I F用高周波阻止フィルターRとそのインピーダンス特性および高周波減衰度を図 6-7 に示す。実線は実験値を，破線は理論値を表す。図 6-2 内でミキサーダイオード側から見たフィルターRのインピーダンス Z_{F_S} と Z_{F_m} は 図 6- 7(a)から求められる。またこのフィルターは，信号，イメージとローカル周波数の電力を 25 dB 以上減衰させることがわかる。



(a)



(b)

図 6-7　I F 用高周波阻止フィルターの特性
(a) インピーダンス特性[6.1]
(b) 高周波減衰度

6.4.6　導波管中におけるＩＦ結合インダクタンス

導波管内で指数関数的に減衰するＩＦ周波数成分は，誘導結合によりIF用高周波阻止フィルターRからとりだされる。そしてこの誘導結合にあずかるインダクタンス L_W が示す誘導性リアクタンスの実測値を図 6-8 に示す[6.1]。 WRJ－120 導波管を使用した場合，L_W の値は図から 1.8 nHとなる。

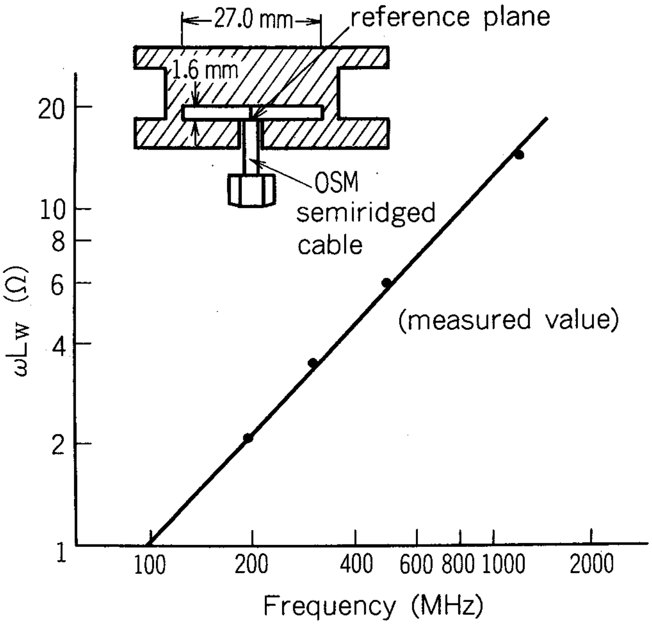


図 6-8　導波管中における I F 結合インダクタンス(6.1)
（ WR J－120 導波管を使用した場合 ）

6.5 ダウンコンバーター設計の要点

低雑音ダウンコンバーターを設計するためには，種々の適当な外部回路エレメントを選択しなければならない。まず最初に，イメージインピーダンスを短絡近傍の容量性低インピーダンスに選べるようにイメージ回路を構成しなければならない。次に I F 端子に非整合の I F 増幅器を接続したときの s 端子における整合条件を検討し，最後に，各回路エレメントが有する等価回路定数の周波数特性を考慮して雑音解析を行わなければならない。ここでは，12 GHz 帯の衛星放送用受信機に用いるダウンコンバーターを想定して，信号周波数帯域：11.7 ～ 12.2 GHz，I F 周波数帯域：0.96 ～ 1.46 GHz の場合を例にとり，設計，試作を行ったので設計の概略を示すことにする。

6.5.1　イメージインピーダンスの周波数特性

図 6-3 から図 6-8 までに示した結果を用いて，図 6-2 の種々の等価回路定数（ θ_{1m}，Z_{1m}，θ_{4m}，Z_{4m}，Z_{Fm} ）の値を選択することにより，イメージインピーダンス jX_m を調整することができる。X_m の値は，これらの回路定数を用い (6-1) 式より求めることができる。その結果を図 6-9 に示す(6.1)。X_m は $-36 \sim -13\ \Omega$ の値をとり，短絡近傍の容量性インピーダンスとなっている。故に第 3 章で述べた最適イメージ条件が確保されたことになる。

そして 20 m℧ で規格化された真性イメージアドミタンス $\bar{y}_m'$ を (3-4)，(6-1) 式より求め，図 6-10 に示す(6.1)。この値は，短絡近傍の低インピーダンスを示している。ここで小さな実

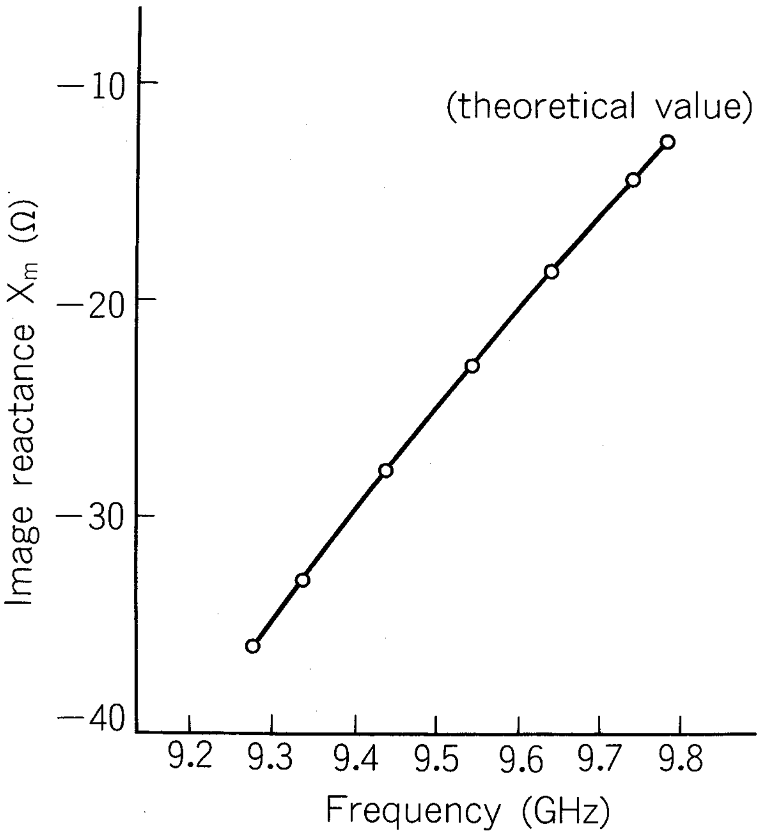


図 6-9 イメージインピーダンスの周波数特性[6.1]

部は直列拡散抵抗 R_s に起因するものである。

図 6-9 と図 6-10 からわかるように，ミキサーダイオードの半導体部分の実効的なイメージ負荷 y_m' を短絡に選ぶため，リード線のインダクタンス L を補償する分まで含めて，X_m が容量性の低インピーダンスになるよう，外部回路を構成するわけである。

6. 5. 2 IF 増幅器の入力アドミタンス

IF 増幅器の入力アドミタンスは，第 3 章の (3-20) 式に示したように，IF 端子での非整合の影響として，総合の雑音指数を大きく支配するばかりではなく，6. 5. 3 で述べるように，ダウンコンバーターの入力アドミタンスにも大きな影響を与える設計上重要なパラメーターである。

図 6-10 に，試作に用いた初段が GaAs FET で構成されている IF 増幅器の規格化入力アドミタンス $\bar{y}_a$ の周波数特性を示す[6.1]。ここで測定値は 20 m℧ で規格化されている。またこの増幅器の VSWR は 5 以下である。

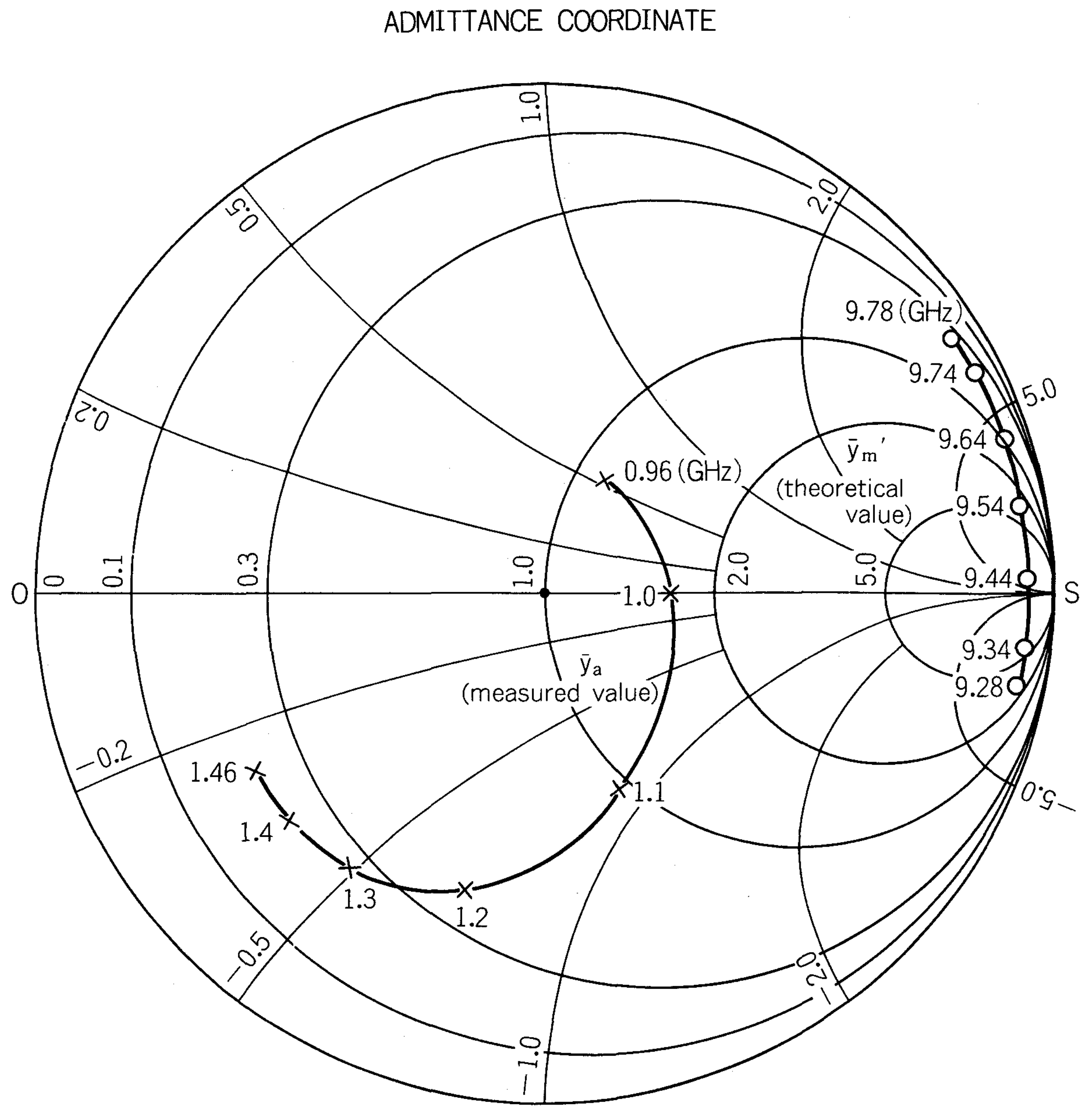


図 6-10　I F 増幅器の入力アドミタンスと
真性イメージアドミタンス[6.1]
(20 m℧ で規格化)

6.5.3　s 端子における入力および外部アドミタンス

I F 端子に入力アドミタンス y_a の I F 増幅器を接続し，イメージ端子に図 6-2 に示した外部回路を接続した場合，ダウンコンバーターの入力アドミタンス y_{sx} は，(6-5) 式に (3-5)，(6-3) 式を代入して計算することができる。

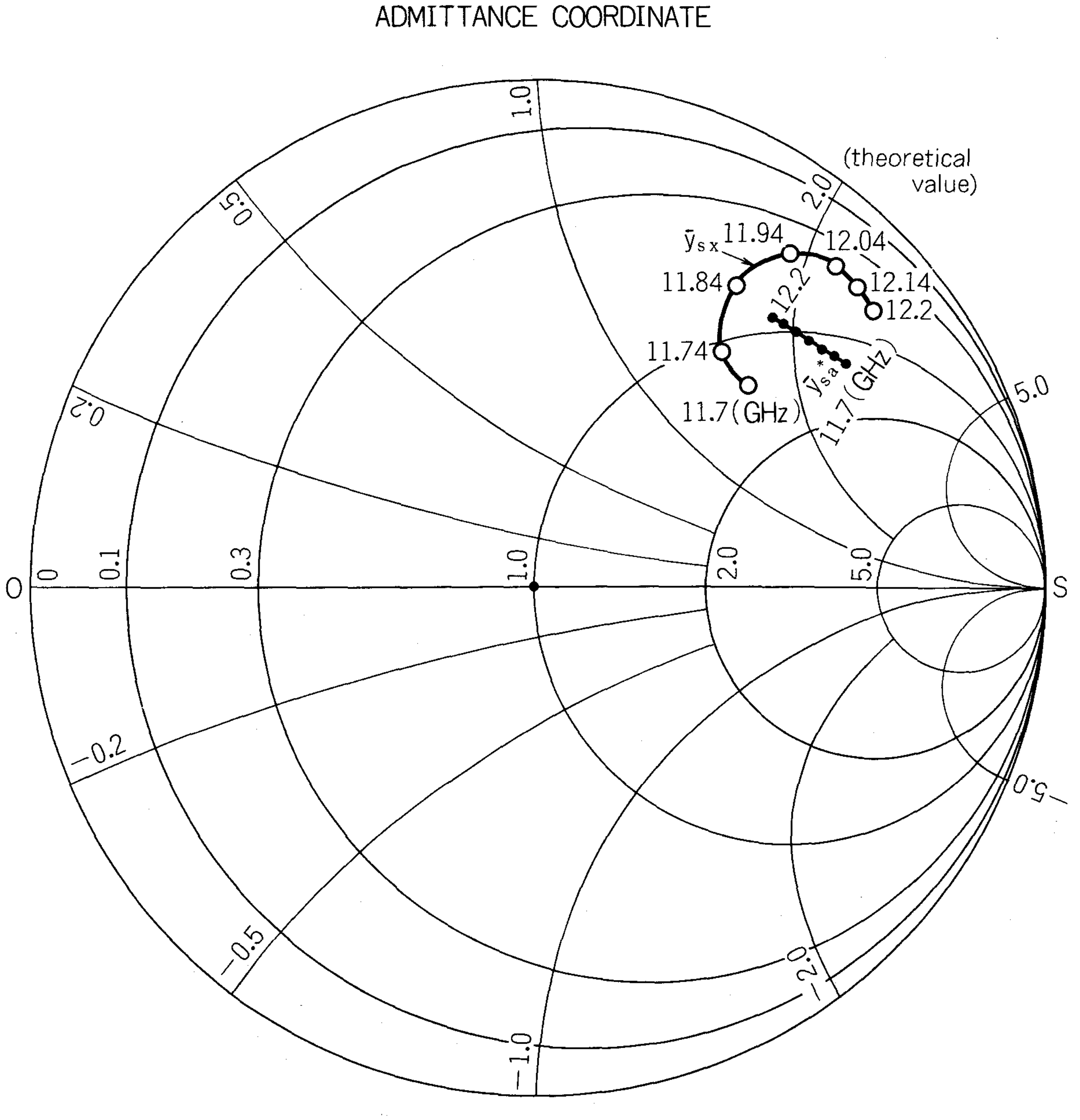


図 6−11　信号周波数帯における s 端子での入力アドミタンスと外部アドミタンスの複素共役値[6.1]
（リッジガイドの特性アドミタンスで規格化）

$$y_{sx}=j\omega_s C_C+1\Big/\left(R_s+j\omega_s L+\frac{1}{y_{sx}'+j\omega_s C_0}\right) \tag{6-5}$$

また s 端子における外部アドミタンス y_{sa} は(6−2)式によって計算される。そして $\bar{y}_{sx}$ と $\bar{y}_{sa}$ はリッジガイドの特性アドミタンスで規格化された値である。なおこれらの式における種々の回路定数の値は，6.4，6.6 節で与えられている。ダウンコンバーターの s 端子における規格化入力アドミタンス $\bar{y}_{sx}$ と規格化外部アドミタンスの複素共役値 $\bar{y}_{sa}^{*}$ の周波数特性を計算し，結果を図 6−

11に示す(6.1)。$\bar{y}_{sx}$ と $\bar{y}_{sa}^{*}$ は11.7～12.2 GHzの信号周波数帯で良い整合条件を保っている。

図6-11に示したようにＩＦ端子でのＶＳＷＲは５以下であるが，信号端子ではこの値が減少して，2.5以下となる。これは約3 dBの変換損失に起因している。

6.5.4　雑音指数

ダウンコンバーターの総合雑音指数Fの理論値は（3-20）式を用いて求められる。計算結果については次節で述べることにする。

6.6　ダウンコンバーターの特性

12 GHz帯衛星放送用低雑音受信機のフロントエンドとして開発した低雑音ダウンコンバーターの総合雑音指数の理論値と実験値を，ＩＦ増幅器の雑音指数と共に図6-12に示す(6.1)。

なお上記理論値の計算は，（3-8），（3-11），（3-12），（3-15），（3-18），（3-19），（3-20）式と図6-2～図6-11の関係を用いて，以下のパラメーターのもとに実行した。

α = 34.7	$i_0 = 2\times10^{-13}$ A	C = 0.07 pF
C_c = 0.13 pF	V_ϕ = 0.8 V	R_s = 1.5 Ω
L = 0.4 nH	L_W = 1.8 nH	L_s = 7 nH
n_i = 1.1		

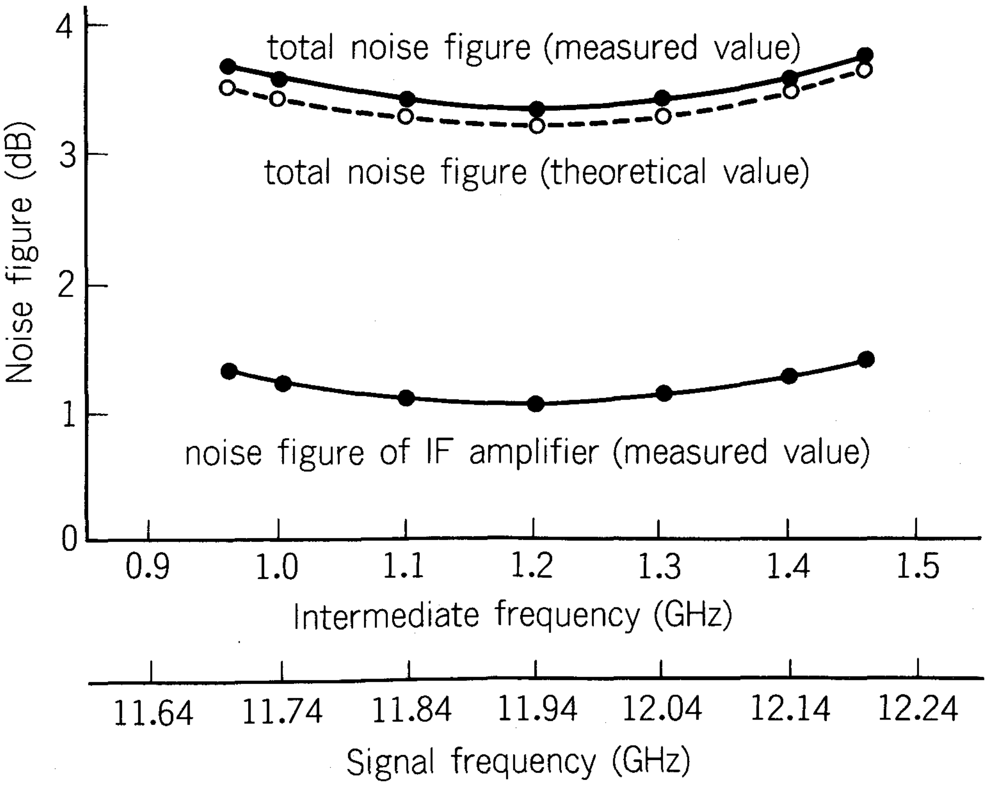


図6-12　12 GHz帯試作低雑音ダウンコンバーターの雑音指数(6.1)

そして図6-12において，総合雑音指数の理論値は3.2～3.6 dB，実験値は3.3～3.7 dBであり，両者の差は測定の誤差内に入っており良い一致を得たと言える。

6.7 あとがき

本章では，立体平面回路を用いた12 GHz帯低雑音ダウンコンバーターについての設計，試作および雑音解析を行い，以下の結果を得た。

(1) ダウンコンバーターを構成する各回路エレメントの等価回路定数の周波数特性を実験的に決定することにより，第3～5章の結果と共に，ダウンコンバーターの設計資料とすることができた。

(2) 上記設計資料をもとに，立体平面回路を用いた低雑音ダウンコンバーターの等価回路が明らかになった。

(3) 試作ダウンコンバーターの雑音特性は11.7～12.2GHzの信号周波数帯，0.96～1.46 GHzのＩＦ周波数帯において，雑音指数の実験値として3.3～3.7 dBが得られ，本解析による理論値3.2～3.6 dBと良く一致し，本理論の検証がなされた。

さらに，本解析を踏まえ，以下の予測が可能となる。

(1) ミキサー部とＩＦ増幅器との非整合が雑音指数に与える影響については，第3章で述べたが，広い周波数帯域にわたって，雑音指数をより小さくするためには，ＩＦ増幅器のＶＳＷＲを，その雑音指数F_{if}を増加させることなく低減させるのが効果的な方法となる。例えばF_{if}を増加させることなくＶＳＷＲを2.5以下（現在得られている値の半分）に実現できたと仮定すると，本解析により，総合雑音指数Fが同じ周波数領域で2.7～3.1 dBに低減することが予測できる。それ故小さなＶＳＷＲ値を有する低雑音ＩＦ増幅器の開発が今後の重要な研究課題となろう。

(2) 雑音指数を大きく支配するショット雑音の低減を図るため，非線形接合容量C_jの小さなダイオードの開発が，今後の高周波化ともあいまって，研究の一つの方向となろう。なおこれについては第7章で詳しく検討する。

(3) なお，6.4節で述べた立体平面回路で構成した各回路エレメントの等価回路の決定については，本解析では実験的に行ったが，第4章で述べたリッジガイドモードの固有値解析と正規モード表示を応用し，理論的に決定する方法が，ダウンコンバーターの完全な理論による設計を可能にするため今後必要となろう。

第7章　22GHz帯衛星放送受信用低雑音ダウンコンバーター

7.1　まえがき

本章では，立体平面回路と図 2-2に示したビームリード形ショットキー・ミキサーダイオードで構成した22GHz帯低雑音ダウンコンバーターの変換損失と雑音指数についての理論的解析とその実験的検証について述べている。

そして雑音解析については，第3章で述べた手法を，設計については，第6章で述べたイメージレカバリー技術を採用し，22GHz帯で低雑音ダウンコンバーターを試作している。

なお1.2.1で述べた関連研究分野の歴史的研究経過の中で，本章の新規な点は以下の通りである。

(1)　ダウンコンバーターを構成する回路の損失を，雑音解析において考慮したこと。

(2)　ミキサーダイオード自身で発生するショット雑音と熱雑音，回路損失に基づく熱雑音，それにIF増幅器に基づく雑音等のダウンコンバーターにおける種々の雑音発生要因が，総合の雑音指数に与える影響を定量的に分析したこと。

(3)　雑音指数を最小にするために，ミキサーダイオードの直列拡散抵抗 R_s と非線形接合容量 C_j の，最適化を行ったこと。

7.2　ダウンコンバーターの構造

イメージ短絡の条件[7.1),(7.2)]のもとで試作した22GHz帯低雑音ダウンコンバーターの系統図と構造とローカル発振器の回路図を図 7-1 (a),(b),(c)にそれぞれ示す[7.3)]。パラボラアンテナ P_a で受信された22.5～23.0GHzの信号と18.8GHzのローカル出力が，ミキサーダイオードに印加され，3.7～4.2GHzのIF周波数成分が得られる。

浮遊サセプタンスの減少と機械的信頼度を高めるため，ビームリード形ミキサーダイオードは，IF用高周波阻止フィルター R の上に一体化してマウントしてある。

ローカル周波数帯域阻止フィルター L_p に用いられる誘電体共振器は，信号およびイメージ周波数帯でのVSWRを劣化させることなく無負荷 Q 値を高くするために，図7-1に示したように導波管の H 面に設けられた溝の中にマウントされ，共振器の導波管に対する位置関係により結合度を調整している[7.4)]。この場合の無負荷 Q 値としては 3,000以上が確保されており，13dBmのローカル出力を用いた場合，入力側へのローカル電力の漏洩を−20dBm以下に抑えることができる。なおこの帯域阻止フィルター L_p の外部 Q 値は極めて高く設計してあるので，第6章のときと同様以下の解析において省略する。

ローカル発振器はMIC基板上にドレイン接地したGaAs FETと周波数安定化に用いている誘電体共振器で構成されており，その発振周波数は18.8GHzで出力は13dBmである。そしてミ

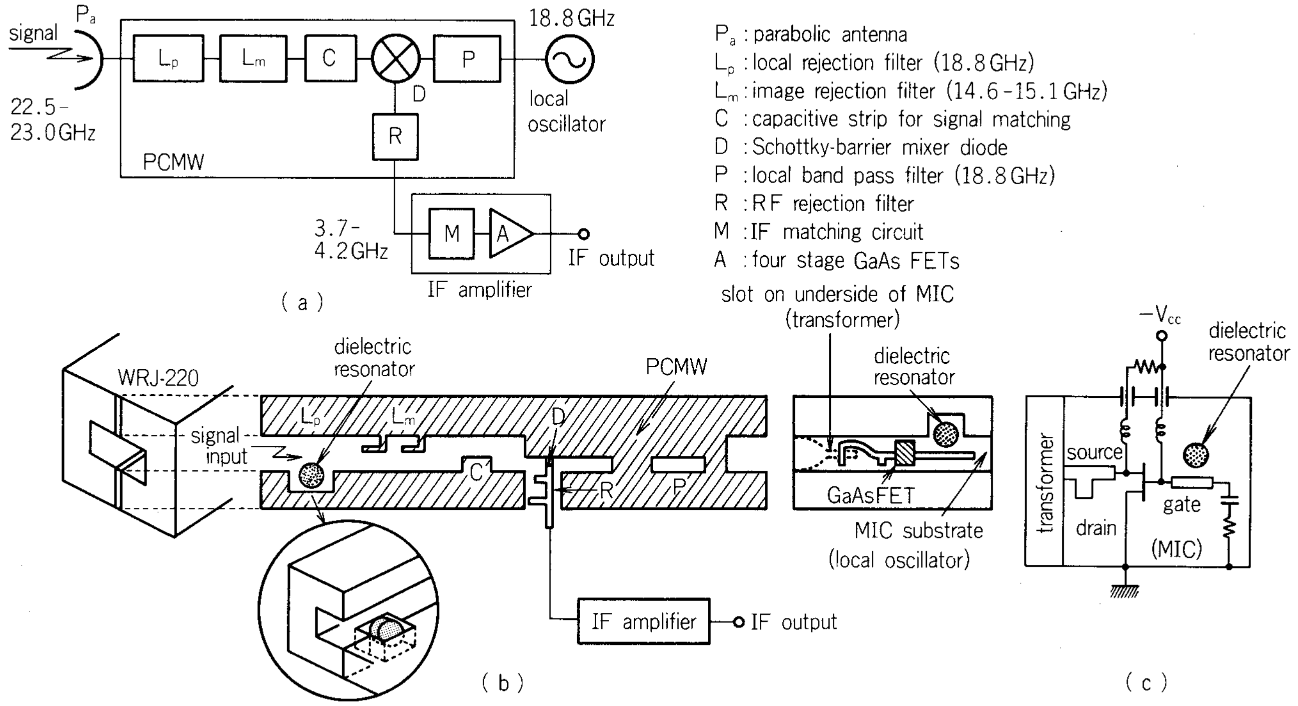


図7 - 1　立体平面回路を用いた22GHz帯低雑音ダウンコンバーターの構造[7.3]
（a）　ダウンコンバーターの系統図
（b）　ダウンコンバーターの構造
（c）　ローカル発振器の回路図

キサー部が構成されている導波管への出力の注入は，図7-1(b)に示すように，FETのソース部のマイクロストリップとMIC基板の裏側のスロットラインの結合により行っている。

低雑音IF増幅器は，4段のGaAs　FETと入力部にある低雑音化のための整合回路により構成されており，以下の特性が得られている。即ち3.7～4.2 GHzの周波数帯で利得が46～48 dBで，雑音指数が1.1～1.2dBである。

なお立体平面回路を用いたリッジ導波管およびローカル周波数帯域阻止フィルターに用いる誘電体共振器の設計については，それぞれ第4章および第5章で得られた結果を用いている。

以上述べてきた22GHz帯低雑音ダウンコンバーターを図7-2に示す[7.3]。　低廉な家庭用受信機としての要求に応えるため，大量生産に適するよう簡易構造に対する配慮が払われている。

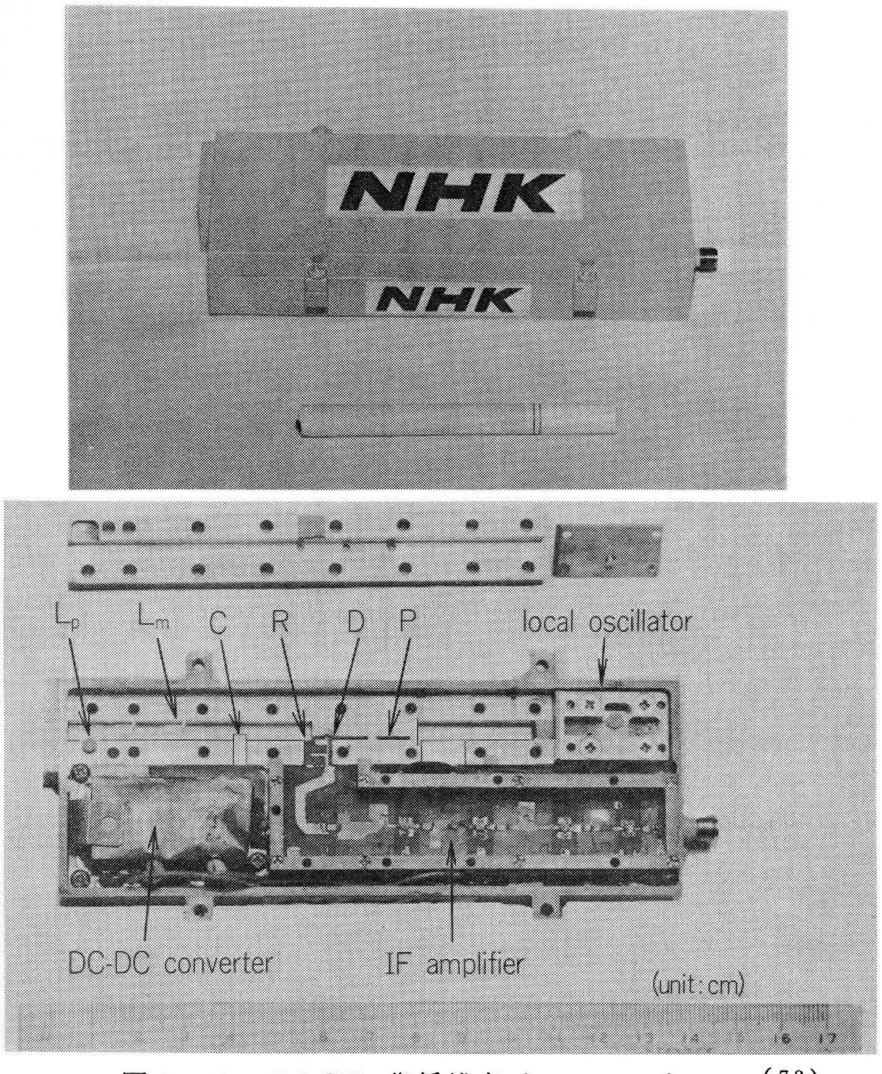


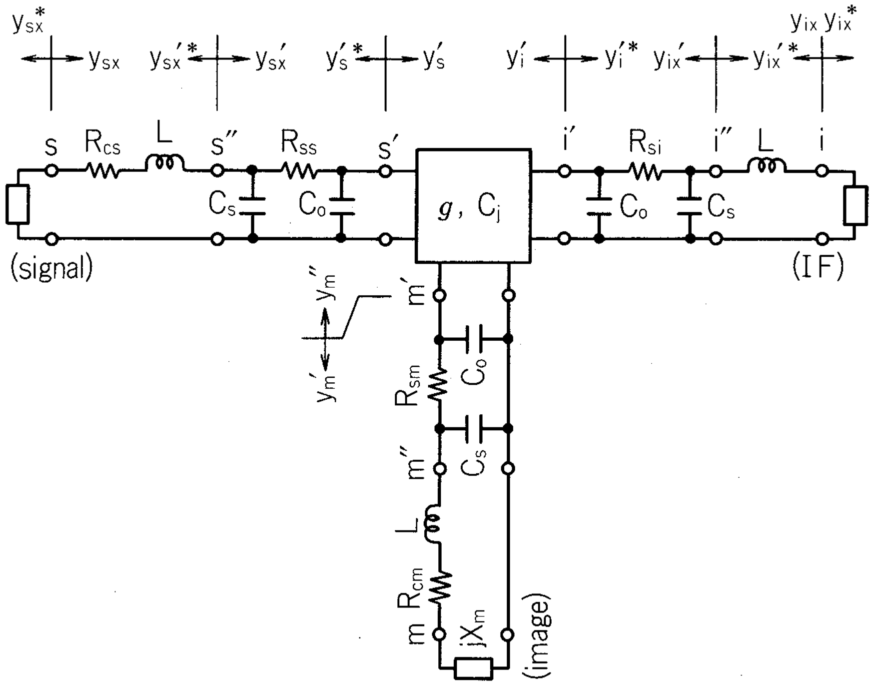
図7－2　22GHz帯低雑音ダウンコンバーター[7.3]

7.3　回路損失を考慮したダウンコンバーターの雑音解析

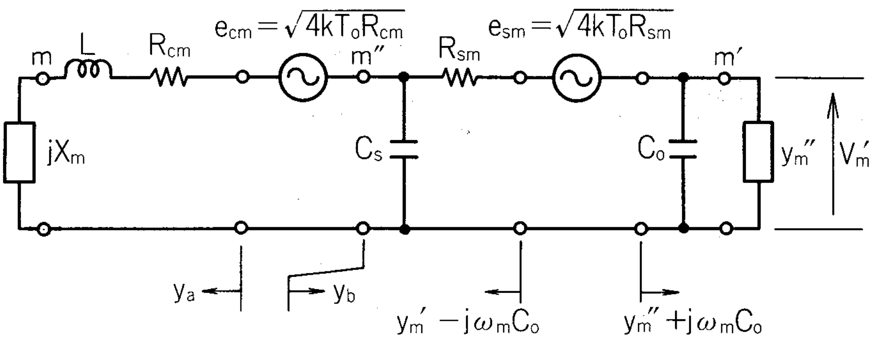
7.3.1　等価回路

ビームリード形ミキサーダイオードの浮遊サセプタンス，直列拡散抵抗および回路損失を考慮したダウンコンバーターの等価回路を雑音解析に便利なように図7-3に整理した[7.3]。図中の略号は冒頭の略号一覧にその意味が説明されている。本章の解析においては，物理的イメージが把握されやすいように，3.3.2，3.4.2と3.5.2で述べた手法を用い，第1近似としてダウンコンバーターの入出力端子 s と i に共役整合負荷 y_s^* と y_i^* がそれぞれ接続されている場合を検討する。

図7-3(a)において，ミキサーダイオードの直列拡散抵抗 R_s は，信号，イメージおよびＩＦ周波数帯において異なった値を示し，それぞれ R_{ss}，R_{sm} と R_{si} で表される．また立体平面回路およびＩＦ用高周波阻止フィルター等での回路損失に対する直列等価抵抗 R_c も信号およびイメージ周波数帯でそれぞれ R_{cs} と R_{cm} で表される。ただしＩＦ周波数帯での回路損失は無視できる。



(a)



(b)

図7 - 3　ダウンコンバーターの雑音解析のための等価回路(7.3)
（a）　回路損失を考慮した等価回路
（b）　イメージ回路における雑音発生要因

7.3.2　変換損失と雑音指数

図7-3において，$s\sim i$ 端子間の総合の変換損失 L_c，$s\sim s''$ 端子間の R_{cs} に基づく挿入損失 L_{1c}，$s''\sim s'$ 端子間の R_{ss} に基づく挿入損失 L_1，$s'\sim i'$ 端子間の変換損失 L_c' そして $i'\sim i''$ 端子間の R_{si} に基づく挿入損失 L_2 は，(3-3)，(3-4) 式の関係と (3-6)，(3-7) 式で与えられる y_s'，g_s' と y_i'，g_i' を用いて

$$L_c = L_{1c}\cdot L_1\cdot L_c'\cdot L_2$$

$$L_{1c} = 1+\frac{R_{cs}\cdot|y_{sx}'|^2}{g_{sx}'}$$

$$L_1 = 1 + \frac{R_{ss} \cdot |y_s' + j\omega_s C_0|^2}{g_s'}$$

$$L_c' = \frac{|Y_{si}'|^2}{|y_s' - Y_{ss}'|^2} \cdot \frac{g_s'}{g_i'}$$

$$L_2 = 1 + \frac{R_{si} \cdot |j\omega_i C_s + y_{ix}'^*|^2}{g_{ix}'} \tag{7-1}$$

のように求められる。ただし(3-4),(3-7)式の演算に用いる真性イメージアドミタンス y_m' の表現式は，本節ではイメージ回路での回路損失を考慮して，図7-3(a)から

$$y_m' = j\omega_m C_0 + 1 \Big/ \left[R_{sm} + \frac{R_{cm} + j(X_m + \omega_m L)}{1 + j\omega_m C_s \cdot \{R_{cm} + j(X_m + \omega_m L)\}} \right] \tag{7-2}$$

のように表される。また(7-1)式におけるその他のアドミタンスとコンダクタンスは

$$y_{sx}' = j\omega_s C_s + \frac{y_s' + j\omega_s C_0}{1 + R_{ss} \cdot (y_s' + j\omega_s C_0)}$$

$$g_{sx}' = \mathrm{Re}(y_{sx}')$$

$$y_{ix}'^* = -j\omega_i C_s + \frac{y_i'^* - j\omega_i C_0}{1 + R_{si} \cdot (y_i'^* - j\omega_i C_0)}$$

$$g_{ix}' = \mathrm{Re}(y_{ix}'^*) \tag{7-3}$$

で与えられる。ここで＊は複素共役を表す。

ダウンコンバーターの雑音特性を解析するのに，雑音温度比が重要であることは3.5.1で既に述べた。ここでもまず各端子に挿入されたミキサーダイオードの直列拡散抵抗 R_s と回路損失を表す直列等価抵抗 R_c で発生する熱雑音に対応する雑音温度比を求める。そこで R_{ss}，R_{si}，R_{sm}，R_{cs} と R_{cm} で発生する熱雑音に対応する雑音温度比をそれぞれ t_{a1}，t_{a2}，t_{asm}，t_{a1c} と t_{acm} で与えると，t_{a1c}，t_{a1} と t_{a2} については，3.5.1に示した雑音温度比の定義を用いて

$$t_{a1c} = \frac{1}{L_1 \cdot L_c' \cdot L_2} \cdot \left(1 - \frac{1}{L_{1c}}\right) \tag{7-4}$$

$$t_{a1} = \frac{1}{L_c' \cdot L_2} \cdot \left(1 - \frac{1}{L_1}\right) \tag{7-5}$$

$$t_{a2}=1-\frac{1}{L_2} \tag{7-6}$$

のように求められる。

図7-3(b)において，総ての回路が絶対温度 T_0 (K) に保たれているとき，イメージ回路の R_{sm} と R_{cm} で発生する熱雑音電力により誘起される 1/$\sqrt{\mathrm{Hz}}$ あたりの等価雑音電圧を，それぞれ $e_{sm}(=\sqrt{4kT_0R_{sm}})$ と $e_{cm}(=\sqrt{4kT_0R_{cm}})$ で表すことができる。ここで k はボルツマン定数である。また図7-3(b)を用いて，e_{sm} により m' 端子に誘起される雑音電圧 V_{sm}' と e_{cm} により誘起される雑音電圧 V_{cm}' は，それぞれ(7-7),(7-8)式で与えられる。

$$V_{sm}'=V_{sm}''\cdot e_{sm}$$

$$V_{sm}''=\frac{y_m'-j\omega_mC_0}{y_m'+y_m''} \tag{7-7}$$

$$V_{cm}'=V_{cm}''\cdot e_{cm}$$

$$V_{cm}''=\frac{y_a}{y_a+y_b}\cdot\frac{1}{1+R_{sm}\cdot(y_m''+j\omega_mC_0)}$$

$$y_a=\frac{1}{R_{cm}+j(X_m+\omega_mL)}$$

$$y_b=j\omega_mC_s+\frac{y_m''+j\omega_mC_0}{1+R_{sm}\cdot(y_m''+j\omega_mC_0)} \tag{7-8}$$

(7-7),(7-8)式で表される雑音電圧を(3-14)式に代入し，さらに雑音温度比の定義を用いることにより，R_{sm} と R_{cm} で発生する熱雑音に対応する雑音温度比 t_{asm} と t_{acm} はそれぞれ

$$t_{asm}=4R_{sm}\cdot|V_{sm}''|^2\cdot|A_{im}|^2\cdot\frac{g_i'}{L_2} \tag{7-9}$$

$$t_{acm}=4R_{cm}\cdot|V_{cm}''|^2\cdot|A_{im}|^2\cdot\frac{g_i'}{L_2} \tag{7-10}$$

で与えられる。また(7-7),(7-8)式内の y_m'' と(7-9),(7-10)式内の A_{im} はそれぞれ(3-16)式と(A1-4)式において y_{sa}' のかわりに $y_s'^{*}$ を，y_{ia}' のかわりに $y_i'^{*}$ を用いることにより求められる。

一方ミキサーダイオードの非線形コンダクタンス g で発生するショット雑音に対応する雑音温

度比 t_{ac}' は（3-18）式とその誘導を記述している付録1において，y_{sa}' のかわりに $y_s'^*$ を，y_{ia}' のかわりに $y_i'^*$ を用いることにより求められる。

そして総合の雑音温度比 t は，（7-1）～（7-10）式と（3-18）式を用いて

$$t=\frac{1}{L_c}+t_{a1c}+t_{a1}+t_{ac}'+t_{a2}+t_{asm}+t_{acm} \tag{7-11}$$

のように表すことができる。

また総合雑音指数 F は，（7-1）式で与えられる変換損失 L_c と（7-11）式で与えられる雑音温度比 t とＩＦ増幅器の雑音指数 F_{if} より

$$F=L_c\cdot(t+F_{if}-1) \tag{7-12}$$

となる。（7-11）式を（7-12）式に代入し，両辺を整理することにより，ダウンコンバーターで発生する種々の雑音発生要因からの総合雑音指数への寄与量 $\varDelta F$ を

$$\begin{aligned}\varDelta F&=F-1\\&=\varDelta F_{a1c}+\varDelta F_{a1}+\varDelta F_{ac}'+\varDelta F_{a2}+\varDelta F_{asm}+\varDelta F_{acm}+\varDelta F_{if}\\\varDelta F_{a1c}&=L_c\cdot t_{a1c}\\\varDelta F_{a1}&=L_c\cdot t_{a1}\\\varDelta F_{ac}'&=L_c\cdot t_{ac}'\\\varDelta F_{a2}&=L_c\cdot t_{a2}\\\varDelta F_{asm}&=L_c\cdot t_{asm}\\\varDelta F_{acm}&=L_c\cdot t_{acm}\\\varDelta F_{if}&=L_c\cdot(F_{if}-1)\end{aligned} \tag{7-13}$$

のように定義することができる。ここで $\varDelta F_{a1c}$，$\varDelta F_{a1}$，$\varDelta F_{ac}'$，$\varDelta F_{a2}$，$\varDelta F_{asm}$，$\varDelta F_{acm}$ と $\varDelta F_{if}$ はそれぞれ t_{a1c}，t_{a1}，t_{ac}'，t_{a2}，t_{asm}，t_{acm} と $F_{if}-1$ に対応している。

7.3.3　回路損失

立体平面回路の無負荷 Q 値は，12GHz 帯で2500以上であった。しかし22GHz 帯では，立体平面回路を構成する分割導波管の挿入導体板との接触面を通常の表面精度（20μm）に仕上げた場合，導波管でのスロットの位置や形状により，この値は800～2500となる。この無負荷 Q 値の劣化は，主に分割導波管と挿入導体板との間の接触抵抗に基づくものである。

またＩＦ用高周波阻止フィルターRの無負荷Q値も信号およびイメージ周波数帯で有限である。そこで立体平面回路で構成したスロット共振器と，高周波阻止フィルターを構成するトリプレート線路を用いた共振器の無負荷Q値を，信号およびイメージ周波数帯で実験的に決定することにより，近似的に$R_{cs}=3\Omega$と$R_{cm}=2\Omega$を得た。

7.3.4　直列拡散抵抗R_sと非線形接合容量C_jの最適化

3.4，3.5節で述べたように，ショットキー・ミキサーダイオードを用いたダウンコンバーターの雑音指数は，非線形接合容量C_jに起因するパラメトリック効果の影響を大きく受ける[7.1),(7.2]。6.7節でC_jの小さなミキサーダイオードの開発が重要課題であることを述べたが，22 GHz帯では，直列拡散抵抗R_sの増大という犠牲を払ってもC_jの小さなミキサーダイオードの開発がより一層必要となってきた。

C_jの値はショットキー接合部の面積Aとn層における不純物キャリア濃度Nにより支配される。(3-2)式においてC_{np}の係数となっている零バイアス時の接合容量Cは

$$C=\frac{A\cdot\sqrt{\varepsilon qN}}{\sqrt{2V_\phi}} \tag{7-14}$$

で表される。ここでεはn層の誘電率，qは電子1個の電荷量でV_ϕは障壁電圧である。(7-14)式からC_jとAおよびNの関係が

$$C_j\propto A \quad , \quad C_j\propto\sqrt{N} \tag{7-15}$$

となる。一方R_sは電流路の断面積およびNに反比例するので

$$R_s\propto 1/A \quad , \quad R_s\propto 1/N \tag{7-16}$$

の関係が得られる。

(7-15)式の関係からC_jを減少させるためには，AまたはNを小さくしなければならないが，(7-16)式の関係で与えられるR_sの増大を考慮するとき，Nを小さくするよりAを小さくする方が有利であることは明らかである。しかしながらAを小さくすることは半導体プロセス技術の難度が増し，現時点では必らずしも(7-15),(7-16)式で与えられる理論的相対関係が，実際のダイオード開発において保たれているとは言えない。

ここで理論解析および実験に用いた種々のショットキー接合径とキャリア濃度を有する4種の

ビームリード形ショットキー・ミキサーダイオードのパラメーターを表7－1に示す[7.3]。ここで R_{ss}, R_{sm} と R_{si} の値は実験的に決定している。

表7－1　解析および実験に用いたビームリード形ショットキー・ミキサーダイオードの種々のパラメーター[7.3]
($i_0=4.38\times10^{-13}$ A, $\alpha=36.4$, $V_\phi=0.8$ V, $C_s=0.03$ pF)

diode number	diameter of Schottky contact area	N	C	R_s(at d.c.)	R_{ss}	R_{sm}	R_{si}
no. 1	9 (μm)	2×10^{17}(cm^{-3})	0.11 (pF)	1 (Ω)	3.5 (Ω)	3 (Ω)	1.5 (Ω)
no. 2	7	1×10^{17}	0.08	2	4	3.5	2.5
no. 3	5	2×10^{17}	0.04	3.5	5	4	3.5
no. 4	5	2×10^{16}	0.035	6	8	7	6

(7-1)～(7-11)式と(7-13)式と F_{if} の値($F_{if}=1.2$ dB)を用いて，表7－1に示す4つのダイオードを使用したダウンコンバーターについて，種々の雑音発生要因に起因する総合雑音指数への寄与量 ΔF を理論的に求めた。また(7-12)式から総合雑音指数 F も計算することができる。

これらの4つのミキサーダイオードを用いたダウンコンバーターについて，ΔF と F の理論値と F の実験値を図7-4に示す[7.3]。ただし信号周波数は22.75GHzで, IF周波数は3.95GHzである。本章の解析はダウンコンバーターの入出力が整合の状態で行われているが，実際においては，ミキサー部とIF増幅器の間に非整合が存在するため，F の理論値と実験値の間に若干の差異が生じている。特にこの差はダイオードno.1を用いた場合に大きくなっているが，これは C_j が増大すると接地との間に並列に入るサセプタンスが大きくなり，信号周波数帯における入力部の整合が困難になるからである。

また図7-4において，種々の ΔF は非線形コンダクタンス g で発生するショット雑音や各端子での熱雑音，そしてIF増幅器の雑音に対応する総合雑音指数 F への寄与量を表している。

低雑音化のためには C_j と R_s の両方を同時に減少させれば良いのは当然のことであるが，(7-14)～(7-16)式の関係よりこれは原理的に実現困難な要求である。そこで22GHz帯のダウンコンバーターの開発にあたっては，R_s の増大という犠牲を払って，C_j を減少させる方向で研究を進めてきた。

図7-4において，大きな値の C と小さな値の R_s を持つダイオードno.1を用いた場合，C_j のパラメトリック効果にともなうアップコンバーター動作に起因してショット雑音に対応する寄与量 $\Delta F'_{ac}$ が増加する。また熱雑音も増加しているが，この原因については，図7-5の説明のところで述べる。

一方，小さな C と大きな R_s を有するダイオードno.4を用いた場合，種々の熱雑音に対応する

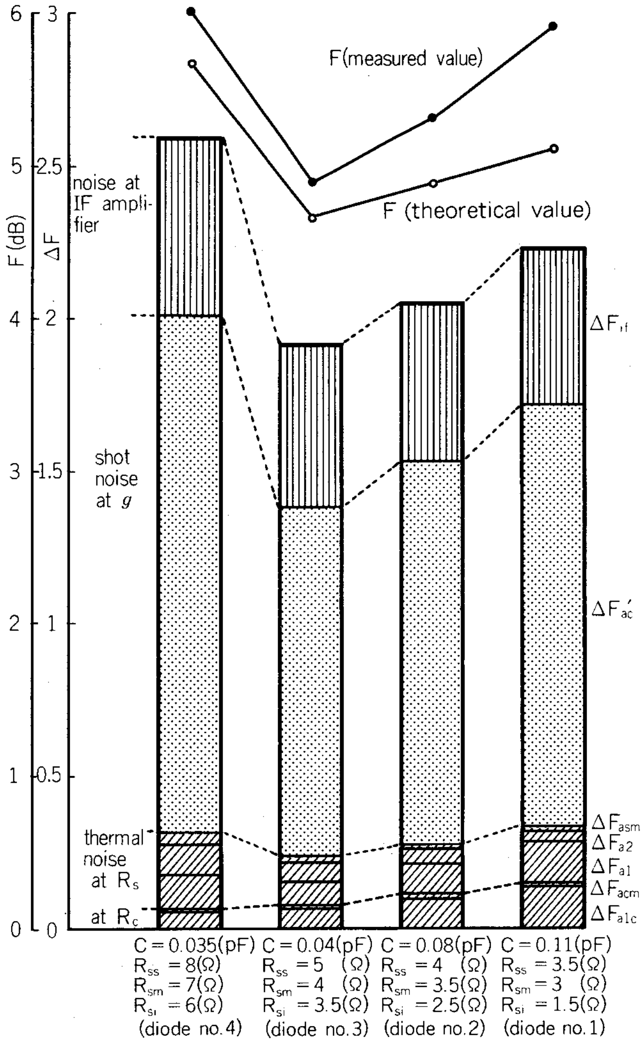


図7-4　雑音指数を最小にするためのC_jとR_sの最適化[7.3]

$$\left(\begin{array}{l} R_{cs}=3\,\Omega,\quad R_{cm}=2\,\Omega,\quad L=0.22\,\mathrm{nH},\quad C_s=0.03\,\mathrm{pF}, \\ \alpha=36.4,\quad i_0=4.38\times10^{-13}\,\mathrm{A},\quad V_\phi=0.8\,\mathrm{V}, \\ f_s=22.75\,\mathrm{GHz},\quad f_i=3.95\,\mathrm{GHz} \end{array}\right)$$

寄与量ΔF_{a1}，ΔF_{a2}とΔF_{asm}が増加するばかりではなく，C_jを減少させたにもかかわらず$\Delta F'_{ac}$も増加する。これはイメージ回路のR_{sm}が大きくなり，3.4，3.5節で述べたイメージ短絡条件が乱されることに起因する。R_{sm}やR_{cm}が大きくなると，低雑音設計に不可欠のイメージ短絡条件が保てなくなる。このような観点から，R_sとR_cを減少させることは，ダウンコンバーターで発生する熱雑音を減少させるばかりではなく，ショット雑音の減少にも重要な意味をもつことが理解できる。

以上のことから，図7-4より理論的にも実験的にも，雑音指数を最小にするためのC_jとR_sの最適の組み合せが存在することが明らかとなった。そして現時点での最適の組み合せは，ダイオードno.3で実現されており$C=0.04\,\mathrm{pF}$，$R_{ss}=5\,\Omega$，$R_{sm}=4\,\Omega$で$R_{si}=3.5\,\Omega$である。図では

このダイオードを用いたとき，ショット雑音も熱雑音も最小になっている。

理論的興味から，$R_{ss}=5\Omega$，$R_{sm}=4\Omega$，$R_{si}=3.5\Omega$と一定にした状態でCを0.04～0.11 pFまで変化させ，C_jの総合雑音指数Fに与える影響を定量的に検討し，より明確にした。その結果を図7-5に示す(7.3)。Cの値を増加させると，C_jのパラメトリック効果により，ショット雑音が増大するのは当然であるが，種々の熱雑音からの寄与量ΔF_{a1c}，ΔF_{acm}，ΔF_{a1}，ΔF_{a2}とΔF_{asm}もまた増加する。これは，大きな値のC_jがダイオードミキサーのインピーダンスを低下させ，各端子のR_cやR_sに流れる高周波電流を増加させることになり，熱雑音の発生を増大させてしまうからである。図7-4でダイオードno.1を使用したときの熱雑音の増加も上記の理由に基づくものである。

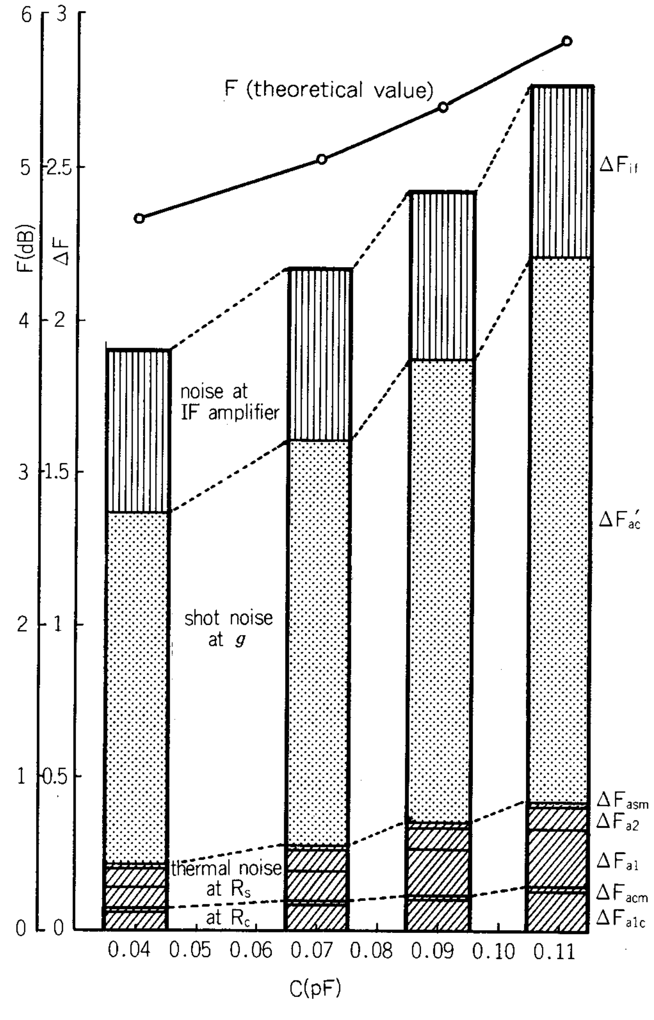


図7-5　C_jの雑音指数Fに与える影響(7.3)

$$\left(\begin{array}{l} R_{cs}=3\Omega,\ R_{cm}=2\Omega,\ R_{ss}=5\Omega,\ R_{sm}=4\Omega,\ R_{si}=3.5\Omega, \\ L=0.22\,\mathrm{nH},\ C_s=0.03\,\mathrm{pF},\ \alpha=36.4,\ i_0=4.38\times10^{-13}\,\mathrm{A}, \\ V_\phi=0.8\,\mathrm{V},\ f_s=22.75\,\mathrm{GHz},\ f_i=3.95\,\mathrm{GHz} \end{array}\right)$$

7.4 ダウンコンバーターの特性

図7-2に示した22GHz帯試作低雑音ダウンコンバーターの変換損失と雑音指数に対する実験値を図7-6に示す(7.3)。図から以下の特性が得られる。即ち22.5～23.0GHzの信号周波数帯，3.7～4.2GHzのIF周波数帯にわたって，変換損失が4.1～4.4dBで，総合雑音指数が4.9～5.2dBである。ここでIF増幅器の雑音指数は図に示すように1.1～1.2dBで，ローカル出力は11.8dBm，そしてダイオードno.3を使用している。

またイメージ抑圧度に対する実験値を図7-7に示す(7.3)。図から14.6～15.1GHzのイメージ周波数帯で55dB以上のイメージ抑圧度が得られていることがわかる。

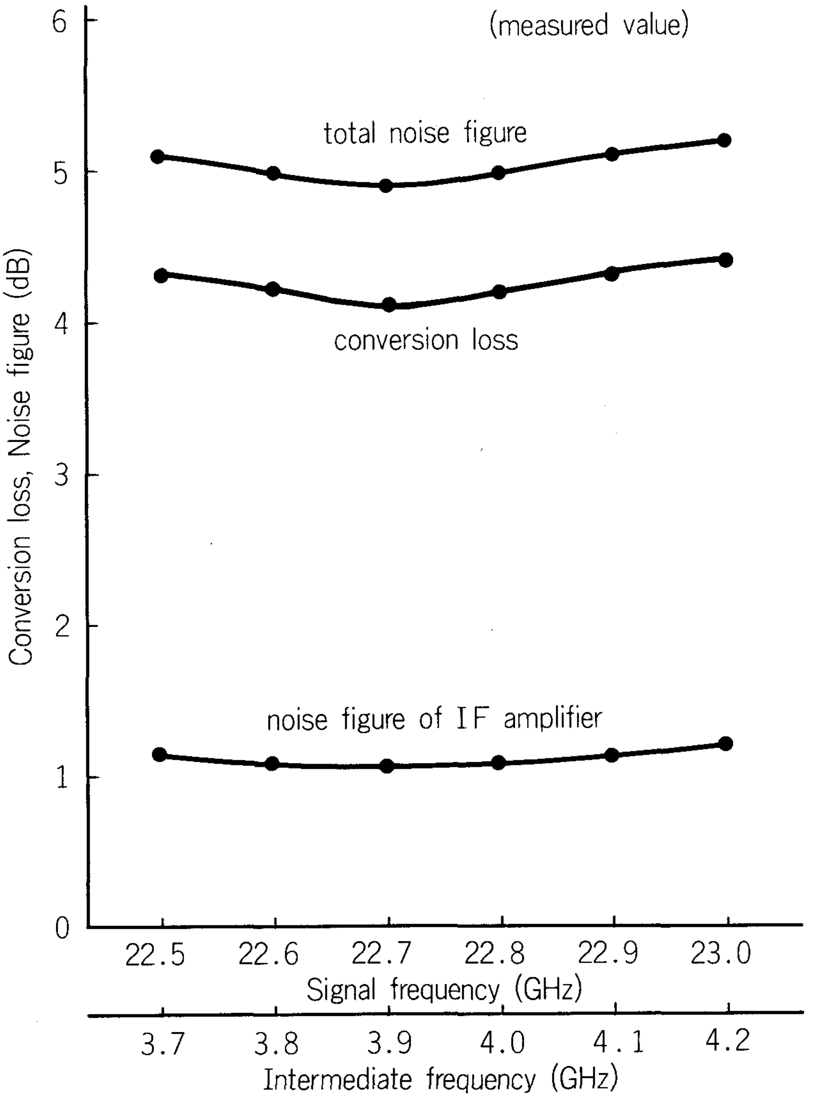


図7-6　22GHz帯試作低雑音ダウンコンバーターの変換損失と雑音指数(7.3)
（ダイオードno.3を使用）

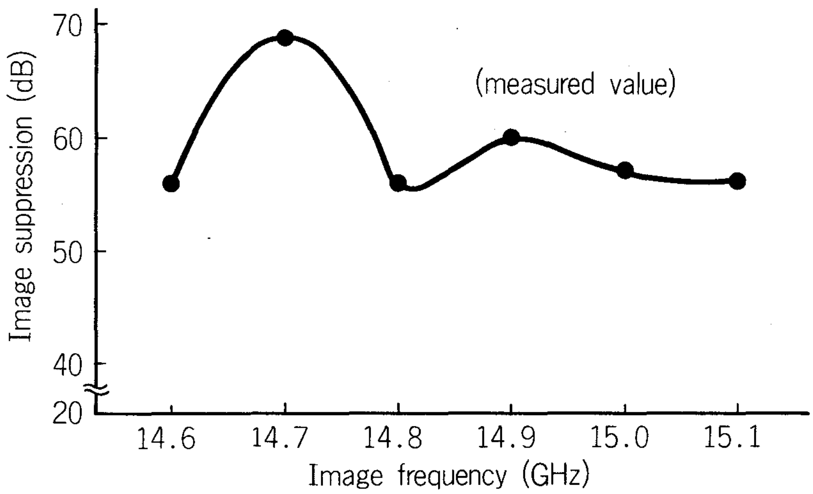


図7－7　22GHz帯試作低雑音ダウンコンバーターのイメージ抑圧度(7.3)
（ダイオードno.3を使用）

7.5 あとがき

本章では，立体平面回路を用いた22GHz帯低雑音ダウンコンバーターの設計，試作および雑音解析を行い，以下の結果を得た。

(1) ダウンコンバーターにおける以下の雑音発生要因が総合の雑音指数に与える影響について定量的に明らかにした。

① ミキサーダイオード自身で発生するショット雑音と熱雑音

② 立体平面回路やＩＦ端子の高周波阻止フィルター等の回路損失に基づく熱雑音

③ ＩＦ増幅器で発生する雑音

(2) 上記雑音発生要因の中で，ミキサーダイオード自身で発生するショット雑音が22GHz帯の場合も最大の影響を与えることが明らかになり，ダウンコンバーターの設計にはこのショット雑音を最小にするためのあらゆる方策が必要となることが定量的に確認された。

(3) 12GHz帯のときその影響が小さく無視していた回路損失を雑音解析にとり入れた。そしてこれに基づく直列等価抵抗R_cは，以下の2つの理由で小さくしなければならないことが明確になった。

① R_cそのもので発生する熱雑音を増加させないようにする。

② イメージ端子に直列に挿入されるR_{cm}により，イメージ短絡の条件が乱されることに基づく，ショット雑音の増加を最小限に抑える。

(4) 22GHz帯では，非線形接合容量C_jの影響は12GHz帯のときより顕著になるが，以下の2つの理由でC_jを小さくしなければならないことが明確になった。

① C_jによるパラメトリック効果の影響を小さくし，ショット雑音の増大を抑える。

② 接地との間に並列に入るC_jによりミキサーダイオードの高周波インピーダンスが低下し，

高周波電流が増加する。この電流により誘起されるジュール熱に基づく熱雑音の増大を抑えるためC_jを小さくする必要がある。

(5) 上記(1)〜(4)を踏まえ，雑音指数を最小にするために，ビームリード形ショットキー・ミキサーダイオードの直列拡散抵抗R_sと非線形接合容量C_jの最適化を行い，最適の組み合せが存在することを定量的に明らかにした。

(6) 現時点での最適のダイオード：R_s（直流値）$=3.5\,\Omega$，$C=0.04$ pFを用いて22GHz帯ダウンコンバーターを試作し，低雑音性を確認した。即ち22.5〜23.0 GHzの信号周波数帯，3.7〜4.2 GHzのIF周波数帯において，変換損失が4.1〜4.4 dBで総合雑音指数が4.9〜5.2 dB，イメージ抑圧度が55 dBである。

(7) また半導体技術を含む近い将来期待され得る技術進歩により，$C=0.03$ pF，$R_{ss}=4\,\Omega$，$R_{sm}=3.5\,\Omega$，$R_{si}=2.5\,\Omega$，$R_{cs}=1.5\,\Omega$，$R_{cm}=0.8\,\Omega$，それに$F_{if}=0.8$ dBのパラメーター値が得られると仮定すると，総合雑音指数は3.9dBまで改善されるであろうことを本解析により予測を行い，準ミリ波帯およびミリ波帯におけるダイオード開発のための目安を定量的に明示した。

(8) なおこの22GHz帯低雑音ダウンコンバーターは，将来の高品位TV放送受信のために，低雑音で低廉な家庭用受信機のフロントエンドとして開発したものであり，これを用いた高品位TV信号の屋内伝送実験を行い，高品質な画像の受信に成功した。

第8章　結　論

衛星放送受信用低雑音ダウンコンバーターの解析，設計，実用化のための一連の研究を行った。本研究によって得られた主な結論を以下に要約し本論文の結論とする。

(1) イメージ端子に任意のインピーダンスを負荷したダウンコンバーターについて雑音解析を行い，以下の点を明確にした。

① 雑音特性に最も大きな影響を与えるのは，非線形接合容量 C_j のパラメトリック効果に支配されるショット雑音であることが明らかになった。

② 雑音指数を最小にするためのイメージインピーダンスの最適設計条件は短絡であることが明らかになった。

③ ミキサー部とＩＦ増幅器の間の非整合が雑音指数に与える影響を定量的に示した。

(2) 変分法を用いてリッジ導波管を伝搬する固有モードの電磁界解析を行い，以下の点を明確にした。

① 簡易な停留近似固有方程式を得た。

② 高次モードまで含めて，各モードの正規モード表示と電界のフィールドプロフィールを得た。

③ 基本モードについて，管内波長と特性インピーダンスを与える代数式を得た。

(3) 変分法を用いて誘電体共振器の共振周波数決定を行い，以下の点を明確にした。

① 従来の磁気的壁近似を用いる解析法では，実験値と１０％の誤差があったが，変分法を用いる本解析法の理論値は，１％以下の誤差で実験値と一致した。

(4) 12 GHz帯低雑音ダウンコンバーターの解析，設計，試作を行い，以下の点を明確にした。

① ダウンコンバーターを構成する各回路エレメントの周波数特性を考慮した状態で，雑音指数の周波数特性を理論的に求めた。

② 11.7～12.2 GHzの信号周波数帯，0.96～1.46 GHzのＩＦ周波数帯で雑音指数の実験値として3.3～3.7 dBが得られ，本解析の理論値3.2～3.6 dBと一致が得られ，本理論の検証がなされた。

(5) 22 GHz帯低雑音ダウンコンバーターの解析，設計，試作を行い，以下の点を明確にした。

① ミキサーダイオード自身で発生するショット雑音と熱雑音，回路損失に基づく熱雑音およびＩＦ増幅器で発生する雑音がダウンコンバーターの総合の雑音指数に与える寄与の割合が定量的に明らかになった。

② 雑音指数を最小にするための C_j と R_s の最適値が存在し，現時点の半導体プロセス技術においては，零バイアス時の接合容量 $C=0.04\,\mathrm{pF}$，R_s（直流値）$=3.5\,\Omega$ であることが明らかとなった。

③　22.5～23.0 GHzの信号周波数帯，3.7～4.2 GHzのIF周波数帯で，変換損失4.1～4.4 dB，雑音指数4.9～5.2 dBおよびイメージ抑圧度55 dBの特性が得られた。

そして本論文の解析を用いることにより，12 GHz帯および22 GHz帯の低雑音ダウンコンバーターの近い将来における開発方向と得られるべき特性を以下のように予測することが可能である。

(1)　12 GHz帯ダウンコンバーターの低雑音化については，IF増幅器のVSWRをその雑音指数F_{if}を増加させることなく，小さくすることが最も効果的な方策である。例えばF_{if}の劣化なくVSWRを2.5以下にできたと仮定すると，総合雑音指数Fは同じ周波数帯で2.7～3.1 dBに低減することが予測できる。

(2)　22 GHz帯ダウンコンバーターの低雑音化については，半導体技術の進歩によりミキサーダイオードの直列拡散抵抗R_sと非線形接合容量C_jを減少させることが最大の課題である。そしてそれをマウントする回路の損失の低減がそれに続く。例えば$C=0.03$ pF，R_s（直流値）$=2.5\ \Omega$，$R_{cs}=1.5\ \Omega$，$R_{cm}=0.8\ \Omega$および$F_{if}=0.8$ dBの条件が実現できれば，総合雑音指数Fは3.9 dBに低減することが予測できる。

謝　辞

本論文をまとめるにあたって，終始懇切なる御指導と御鞭撻を賜わった大阪大学基礎工学部教授・藤沢和男博士に深く感謝致します。

また本論文につき懇切なる御指導を頂いた大阪大学基礎工学部教授・難波進博士，大阪大学基礎工学部教授・末田正博士，大阪大学基礎工学部教授・浜川圭弘博士，大阪大学基礎工学部教授・山本錠彦博士に深く感謝致します。

この研究は，ＮＨＫ総合技術研究所で行われたものであるが，本研究遂行にあたり，絶えざる御指導と御鞭撻を賜わった小西良弘技術研究所元主任研究員に深く感謝致します。

さらに，本論文作成の機会を与えられ，御激励頂いた重田栄技術研究所元所長，木村悦郎技術研究所所長に感謝の意を表します。

また，本研究の推進に際して，格別な御指導と御激励を頂いた松下操技術本部主幹，沢辺栄一技術研究所次長，玉井清造技術本部技師，仁尾浩一技術研究所次長，上中田勝明無線研究部部長，無線研究部今野健一主任研究員に深く感謝致します。

最後に，本研究遂行にあたり，御討論頂いた無線研究部の皆様に感謝の意を表します。特に実験に御協力頂いた無線研究部星野紀甫研究員，衛星放送研究部松村肇研究員，無線研究部今井一夫研究員に，さらに，御討論頂いた無線研究部小山田公之研究員に御礼申し上げます。

付録1　ショット雑音に対応する雑音温度比 t_{ac}' の誘導（第3章）

ショット雑音のふるまいを解析するために，y_{s1}'，y_{s1l}'，y_{i1}'，y_{i1l}'，y_{m1}'' と y_{m1}' を求めなければならない。そこで i' 端子に y_{ia}'，m' 端子に y_m' を負荷したとき

$$
\begin{aligned}
&I_i' = -\ y_{ia}'\,V_i' \\
&I_m' = -\ y_m'\ V_m' \qquad\qquad (\mathrm{A1}-1)
\end{aligned}
$$

の関係が得られる。この状態での y_{s1}' と y_{s1l}' の値は（A1−1）式を（3−3）式に代入して

$$
\begin{aligned}
&y_{s1}' = g_0 + g_p A_{is} + g_{2p} A_{ms} \\
&y_{s2}' = j\omega_s (C_p A_{is} + C_{2p} A_{ms}) \\
&y_{s1l}' = y_{sa}' + y_{s2}' \\
&\quad A_{is} = (g_p + j\omega_i C_p)\cdot(g_{2p} - g_0 - y_m'^{*} - j\omega_m C_{2p})/H_1 \\
&\quad A_{ms} = \{(g_p + j\omega_i C_p)\cdot(g_p - j\omega_m C_p) \\
&\qquad\qquad - (g_{2p} - j\omega_m C_{2p})\cdot(g_0 + y_{ia}')\}/H_1 \\
&\quad H_1 = (g_0 + y_{ia}')\cdot(g_0 + y_m'^{*}) - (g_p - j\omega_m C_p)\cdot(g_p + j\omega_i C_p) \qquad (\mathrm{A1}-2)
\end{aligned}
$$

で与えられる。

同様に，s' 端子に y_{sa}'，m' 端子に y_m' を負荷したときの y_{i1}' と y_{i1l}' および s' 端子に y_{sa}'，i' 端子に y_{ia}' を負荷したときの y_{m1}'' と y_{m1}' は（A1−3），（A1−4）式で与えられる。

$$
\begin{aligned}
&y_{i1}' = g_0 + g_p\cdot(A_{si} + A_{mi}) \\
&y_{i2}' = j\omega_i C_p\cdot(A_{si} + A_{mi}) \\
&y_{i1l} = y_{ia}' + y_{i2}' \\
&\quad A_{si} = \{(g_p - j\omega_m C_p)\cdot(g_{2p} + j\omega_s C_{2p}) \\
&\qquad\qquad - (g_p + j\omega_s C_p)\cdot(g_0 + y_m'^{*})\}/H_2 \\
&\quad A_{mi} = \{(g_p + j\omega_s C_p)\cdot(g_{2p} - j\omega_m C_{2p}) \\
&\qquad\qquad - (g_p - j\omega_m C_p)\cdot(g_0 + y_{sa}')\}/H_2 \\
&\quad H_2 = (g_0 + y_{sa}')\cdot(g_0 + y_m'^{*}) - (g_{2p} - j\omega_m C_{2p})\cdot(g_{2p} + j\omega_s C_{2p}) \qquad (\mathrm{A1}-3)
\end{aligned}
$$

$$y_{m1}'' = g_0 + g_p A_{im}^* + g_{2p} A_{sm}^*$$
$$y_{m1}' = y_m' + y_m'' - y_{m1}''$$
$$A_{sm} = \{ (g_p + j\omega_i C_p) \cdot (g_p + j\omega_s C_p) - (g_{2p} + j\omega_s C_{2p}) \cdot (g_0 + y_{ia}') \} / H_3$$
$$A_{im} = (g_p + j\omega_i C_p) \cdot (g_{2p} - g_0 - y_{sa}' + j\omega_s C_{2p}) / H_3$$
$$H_3 = (g_0 + y_{sa}') \cdot (g_0 + y_{ia}') - (g_p + j\omega_i C_p) \cdot (g_p + j\omega_s C_p) \qquad \text{(A1-4)}$$

図3-4において，g 回路の i_1'，s_1'，m_1' 端子に現れるショット雑音電流 I_{ni}，I_{ns}，I_{nm} は，以下のようにして求められる。まず変換損失 L_{gsi}' と L_{gmi}' は

$$L_{gsi}' = \frac{| Y_{gsi}' |^2}{| y_{s1}' - Y_{gssm}' |^2} \cdot \frac{g_{s1}'}{g_{i1l}'}$$
$$L_{gmi}' = \frac{| Y_{gmi}' |^2}{| y_{m1}'^* - Y_{gmms}' |^2} \cdot \frac{g_{m1}''}{g_{i1l}'}$$
$$Y_{gsi}' = Y_{gis}' = g_p - g_p g_{2p} / (g_0 + y_{m1}'^*)$$
$$Y_{gssm}' = g_0 - g_{2p}^2 / (g_0 + y_{m1}'^*)$$
$$Y_{gmi}' = Y_{gim}' = g_p - g_p g_{2p} / (g_0 + y_{s1l}')$$
$$Y_{gmms}' = g_0 - g_{2p}^2 / (g_0 + y_{s1l}') \qquad \text{(A1-5)}$$

となる。また，非整合損失 L_{s1}, L_{m1}, と L_{i1} は (A1-6) 式で与えられる。

$$L_{s1} = \frac{| y_{s1l}' + y_{s1}' |^2}{4 g_{s1l}' g_{s1}'}$$
$$L_{m1} = \frac{| y_{m1}' + y_{m1}'' |^2}{4 g_{m1}' g_{m1}''}$$
$$L_{i1} = \frac{| y_{i1}' + y_{i1l}' |^2}{4 g_{i1}' g_{i1l}'} \qquad \text{(A1-6)}$$

雑音比 n の概念を用い，g 回路が $nT_0 (K)$ に保たれていると仮定する。そして絶対温度 $nT_0 (K)$ に保たれた y_{s1l}' から g_{i1l}' に供給される有能雑音電力は $nkT_0 / (L_{s1} \cdot L_{gsi}')$ で求められる。ただし，文献 (A1.1) より $n = 19.5 / \alpha$ である。また $nT_0 (K)$ に保たれた y_{m1}' から g_{i1l}' に供給される雑音電力は $nkT_0 / (L_{m1} \cdot L_{gmi}')$ である。そして y_{s1l}'，y_{m1}' から g_{i1l}' に供給される雑音電力と $nT_0 (K)$ に保たれた g 回路自身から発生し g_{i1l}' に供給される有能雑音電力

の合計は，nkT_0/L_{i1}で与えられる．それ故g回路のみから発生し，g_{i1l}' に供給される等価的なショット雑音電力を，図3-4に示すようにN_iと定義すると

$$N_i = nkT_0 B_i$$

$$B_i = \frac{1}{L_{i1}} - \frac{1}{L_{s1}\cdot L_{gsi}'} - \frac{1}{L_{m1}\cdot L_{gmi}'} \qquad \text{(A1-7)}$$

となる。そしてショット雑音電流I_{ni}は

$$I_{ni} = y_{i1l}' \cdot \sqrt{\frac{N_i}{g_{i1l}'}} \qquad \text{(A1-8)}$$

で求められることになる。同様に，ショット雑音電流I_{ns}とI_{nm}も，それぞれ(A1-9)，(A1-10)式で与えられる。

$$I_{ns} = y_{s1l}' \cdot \sqrt{\frac{N_s}{g_{s1l}'}}$$

$$N_s = nkT_0 B_s$$

$$B_s = \frac{1}{L_{s1}} - \frac{1}{L_{i1}\cdot L_{gis}'} - \frac{1}{L_{m1}\cdot L_{gms}'}$$

$$L_{gis}' = \frac{|Y_{gis}'|^2}{|y_{i1}' - Y_{giim}'|^2}\cdot\frac{g_{i1}'}{g_{s1l}'}$$

$$L_{gms}' = \frac{|Y_{gms}'|^2}{|y_{m1}''^* - Y_{gmmi}'|^2}\cdot\frac{g_{m1}''}{g_{s1l}'}$$

$$Y_{giim}' = g_0 - g_p^2/(g_0 + y_{m1}'^*)$$
$$Y_{gsm}' = Y_{gms}' = g_{2p} - g_p^2/(g_0 + y_{i1l}')$$
$$Y_{gmmi}' = Y_{gssi}' = g_0 - g_p^2/(g_0 + y_{i1l}') \qquad \text{(A1-9)}$$

$$I_{nm} = y_{m1}' \cdot \sqrt{\frac{N_m}{g_{m1}'}}$$

$$N_m = nkT_0 B_m$$

$$B_m = \frac{1}{L_{m1}} - \frac{1}{L_{s1}\cdot L_{gsm}'} - \frac{1}{L_{i1}\cdot L_{gim}'}$$

$$L_{gsm}' = \frac{|Y_{gsm}'|^2}{|y_{s1}' - Y_{gssi}'|^2} \cdot \frac{g_{s1}'}{g_{m1}'}$$

$$L_{gim}' = \frac{|Y_{gim}'|^2}{|y_{i1}' - Y_{giis}'|^2} \cdot \frac{g_{i1}'}{g_{m1}'}$$

$$Y_{giis}' = g_0 - g_p^2 / (g_0 + y_{s1l}') \qquad \text{(A1-10)}$$

次に図3-4において，I_{ni}，I_{ns}，I_{nm} が i' 端子の Re (y_{ia}')に，どのようにして到達するかを検討する。種々の電流伝送関数 α を以下のように定義する。例えば，α_{gsi} は g 回路の s_1' 端子から i_1' 端子への電流伝送関数で，（A1-11）式の関係を用いて(A1-12)式のように表される。

$$I_{i1}' = Y_{gis}' V_s' + Y_{giim}' V_i'$$
$$I_{i1}' = - y_{i1l}' V_i'$$
$$I_{s1}' = y_{s1}' V_s' \qquad \text{(A1-11)}$$

$$\alpha_{gsi} = -\frac{I_{i1}'}{I_{s1}'} = -\frac{Y_{gis}' y_{i1l}'}{y_{s1}' (y_{i1l}' + Y_{giim}')} \qquad \text{(A1-12)}$$

同様に他の α も (A1-13) 式より求めることができる。

$$\alpha_{gsm} = - I_{m1}'^* / I_{s1}'$$
$$\alpha_{gms} = - I_{s1}' / I_{m1}'^*$$
$$\alpha_{gmi} = - I_{i1}' / I_{m1}'^*$$
$$\alpha_{gis} = - I_{s1}' / I_{i1}'$$
$$\alpha_{gim} = - I_{m1}'^* / I_{i1}'$$
$$\alpha_{csi} = - I_{i2}' / I_{s2}'$$
$$\alpha_{csm} = - I_{m2}'^* / I_{s2}'$$
$$\alpha_{cms} = - I_{s2}' / I_{m2}'^*$$
$$\alpha_{cmi} = - I_{i2}' / I_{m2}'^*$$
$$\alpha_{cis} = - I_{s2}' / I_{i2}'$$
$$\alpha_{cim} = - I_{m2}'^* / I_{i2}' \qquad \text{(A1-13)}$$

また，もう一つの電流伝送関数 β を (A1-14) 式のように定義することにする。

$$\beta_{igc} = y_{i2}' / y_{i1l}'$$
$$\beta_{sgc} = y_{s2}' / y_{s1l}'$$
$$\beta_{mgc} = y_{m2}'' / y_{m1}'$$
$$\beta_{icg} = y_{i1}' / y_{i2l}'$$
$$\beta_{scg} = y_{s1}' / y_{s2l}'$$
$$\beta_{mcg} = y_{m1}'' / y_{m2}' \tag{A1-14}$$

例えば，β_{igc} は i_1' 端子から i_2' 端子への伝送を表すものである。

図3-4において種々の α と β を用い

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -\beta_{scg}\alpha_{gsi} & 0 & -\beta_{mcg}^{*}\alpha_{gmi} \\ 0 & 1 & -\beta_{sgc}\alpha_{csi} & 0 & -\beta_{mgc}^{*}\alpha_{cmi} & 0 \\ 0 & -\beta_{icg}\alpha_{gis} & 1 & 0 & 0 & -\beta_{mcg}^{*}\alpha_{gms} \\ -\beta_{igc}\alpha_{cis} & 0 & 0 & 1 & -\beta_{mgc}^{*}\alpha_{cms} & 0 \\ 0 & -\beta_{icg}\alpha_{gim} & 0 & -\beta_{scg}\alpha_{gsm} & 1 & 0 \\ -\beta_{igc}\alpha_{cim} & 0 & -\beta_{sgc}\alpha_{csm} & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{i1o} \\ I_{i2o} \\ I_{s1o} \\ I_{s2o} \\ I_{m1o}^{*} \\ I_{m2o}^{*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ni} \\ 0 \\ I_{ns} \\ 0 \\ I_{nm}^{*} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{A1-15}$$

の関係が得られる。ここで I_{ni}，I_{ns}，I_{nm} は(A1-8)~(A1-10)式で与えられているので i' 端子に現われる総合の出力ショット雑音電流 I_{io} は(A1-15) 式から求めることができ，結果を(A1-16)式に示す。

$$\begin{aligned} I_{io} &= \frac{g_{ia}'}{y_{i1l}'} \cdot I_{i1o} + \frac{g_{ia}'}{y_{i2l}'} \cdot I_{i2o} \\ &= g_{ia}' \left\{ \left(\frac{A_1}{y_{i1l}'} - \frac{A_2}{y_{i2l}'} \right) \cdot I_{ni} + \left(\frac{A_3}{y_{i1l}'} - \frac{A_4}{y_{i2l}'} \right) \cdot I_{ns} \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{A_5}{y_{i1l}'} - \frac{A_6}{y_{i2l}'} \right) \cdot I_{nm}^{*} \right\} \end{aligned} \tag{A1-16}$$

(A1-16) 式における $A_1 \sim A_6$ は，種々の電流伝送関数 α と β の関数であり，(A1-15)，(A1-16) 式を比較して求めることができる。

また I_{ni}，I_{ns} と I_{nm} は，互いにコヒーレントではないので i' 端子の g_{ia}' に供給されるショット雑音電力は，各電流成分を別個に計算した後それらの和として表すことができ，その結果 t_{ac}' は (3-18) 式で，t と F は，それぞれ (3-19)，(3-20) 式で求められることになる。

付録2　(4−6), (4−7) 式の停留性の証明 (第4章)

(4-6a) 式と (4-7a) 式をまとめて，以下の停留式で表すことにする。

$$k_T^{\,2} = -\frac{\sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{pi} \cdot \nabla_t^{\,2} \phi_{pi} \rangle_{S_i} \pm \sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{pi} \cdot \frac{\partial \phi_{pi}}{\partial n} \rangle_{C_i}}{\sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{pi}^{\,2} \rangle_{S_i}} \tag{A2-1}$$

そしてここでは，(A2-1) 式の停留性を，これから述べていく拘束条件のもとで証明する。

(A2-1) 式中の復符号において正符号の場合，(A2-1) 式は，両辺を整理して

$$k_T^{\,2} \cdot \sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{pi}^{\,2} \rangle_{S_i} = -\sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{pi} \cdot \nabla_t^{\,2} \phi_{pi} \rangle_{S_i} - \sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{pi} \cdot \frac{\partial \phi_{pi}}{\partial n} \rangle_{C_i} \tag{A2-2}$$

のように表わすことができる。

(A2-2) 式において，試験固有関数 ϕ_{pi} を微少量 $\delta\phi_{pi}$ だけ変化させると

$$\begin{aligned} 2\, k_T \cdot \sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{pi}^{\,2} \rangle_{S_i} \cdot \delta k_T &= -2\, k_T^{\,2} \cdot \sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{pi} \cdot \delta\phi_{pi} \rangle_{S_i} \\ &\quad - \sum_{i=1}^{2} \langle \delta\phi_{pi} \cdot \nabla_t^{\,2} \phi_{pi} \rangle_{S_i} - \sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{pi} \cdot \nabla_t^{\,2}\, \delta\phi_{pi} \rangle_{S_i} \\ &\quad - \sum_{i=1}^{2} \langle \delta\phi_{pi} \cdot \frac{\partial \phi_{pi}}{\partial n} \rangle_{C_i} - \sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{pi} \cdot \frac{\partial\, \delta\phi_{pi}}{\partial n} \rangle_{C_i} \end{aligned} \tag{A2-3}$$

の関係が得られる。ここで右辺の第 4 項と 5 項に Green の第 1 定理と (4−3a) 式を適用し，上式は

$$k_T \cdot \sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{pi}^{\,2} \rangle_{S_i} \cdot \delta k_T = -\sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{pi} \cdot \nabla_t^{\,2}\, \delta\phi_{pi} \rangle_{S_i} - \sum_{i=1}^{2} \langle \nabla_t\, \delta\phi_{pi} \cdot \nabla_t \phi_{pi} \rangle_{S_i} \tag{A2-4}$$

のように変形できる。そしてさらに右辺の第 2 項に Green の第 1 定理を再び用い，さらに (4−3a) 式を代入し，

$$k_T \cdot \sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{pi}^{\,2} \rangle_{S_i} \cdot \delta k_T = -\sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{pi} \cdot \frac{\partial\, \delta\phi_{pi}}{\partial n} \rangle_{C_i} \tag{A2-5}$$

の関係が得られる。

また(A2-1)式で負符号を用いる場合は，同様にして(A2-6)式が得られる。

$$k_T \cdot \sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{pi}^{2} \rangle_{S_i} \cdot \delta k_T = \sum_{i=1}^{2} \langle \delta \phi_{pi} \cdot \frac{\partial \phi_{pi}}{\partial n} \rangle_{C_i} \tag{A2-6}$$

まず正符号の場合を考えると，(A2-7)式に示すように(A2-5)式の右辺が零とおけるとき，(A2-1)式は停留式となる。

$$\sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{pi} \cdot \frac{\partial \delta \phi_{pi}}{\partial n} \rangle_{C_i} = 0 . \tag{A2-7}$$

TE モードについては，固有関数が磁気的壁 l_1 上で零となるので，(A2-7)式の左辺について

$$\sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{hi} \cdot \frac{\partial \delta \phi_{hi}}{\partial n} \rangle_{C_i} = \langle \phi_{h1} \cdot \frac{\partial \delta \phi_{h1}}{\partial n} \rangle_{l_2+l_3+l_4} + \langle \phi_{h2} \cdot \frac{\partial \delta \phi_{h2}}{\partial n} \rangle_{-l_3-l_5-l_6} \tag{A2-8}$$

が得られる。ここで

$$\langle A \rangle_{l_2+l_3+l_4} = \langle A \rangle_{l_2} + \langle A \rangle_{l_3} + \langle A \rangle_{l_4}$$
$$\langle A \rangle_{-l_3-l_5-l_6} = -\langle A \rangle_{l_3} - \langle A \rangle_{l_5} - \langle A \rangle_{l_6}$$

である。もし試験固有関数を(4-6b)式で与えられる導体表面(l_2，l_4，l_5 と l_6)上での拘束条件を満足するように選べるなら，(A2-8)式は

$$\sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{hi} \cdot \frac{\partial \delta \phi_{hi}}{\partial n} \rangle_{C_i} = \langle \phi_{h1} \cdot \frac{\partial \delta \phi_{h1}}{\partial x} \rangle_{l_3} - \langle \phi_{h2} \cdot \frac{\partial \delta \phi_{h2}}{\partial x} \rangle_{l_3} \tag{A2-9}$$

のように変形できる。一方固有関数は

$$l_3 \text{ 上で} \qquad \phi_{h1} = \phi_{h2} = \phi_h \tag{A2-10}$$

の連続条件を満足するので

$$\sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{hi} \cdot \frac{\partial \delta \phi_{hi}}{\partial n} \rangle_{C_i} = \langle \phi_h \cdot \left(\frac{\partial \delta \phi_{h1}}{\partial x} - \frac{\partial \delta \phi_{h2}}{\partial x} \right) \rangle_{l_3} \tag{A2-11}$$

の関係が得られる。ここでもし試験固有関数を，（4-6c）式で示されるようにl_3上で電界の接線成分の連続条件を満足するように選べるなら，（A2-11）式の右辺は零となり，（A2-12）式が得られる。

$$\sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{hi} \cdot \frac{\partial \delta \phi_{hi}}{\partial n} \rangle_{C_i} = 0 \tag{A2-12}$$

以上のことから正符号を用いた場合の(A2-1)式の停留性がTEモードについて証明されたことになる。またTMモードの場合は，導体表面（l_2，l_4，l_5とl_6）上で固有関数が零となるので(A2-7)式の左辺について

$$\sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{ei} \cdot \frac{\partial \delta \phi_{ei}}{\partial n} \rangle_{C_i} = \langle \phi_{e1} \cdot \frac{\partial \delta \phi_{e1}}{\partial n} \rangle_{l_1+l_3} - \langle \phi_{e2} \cdot \frac{\partial \delta \phi_{e2}}{\partial n} \rangle_{l_3} \tag{A2-13}$$

の関係が得られる。ここで試験固有関数が表A2-1に示すl_1上での拘束条件を満足するように選べるなら，（A2-13）式は

$$\sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{ei} \cdot \frac{\partial \delta \phi_{ei}}{\partial n} \rangle_{C_i} = \langle \phi_{e1} \cdot \frac{\partial \delta \phi_{e1}}{\partial x} \rangle_{l_3} - \langle \phi_{e2} \cdot \frac{\partial \delta \phi_{e2}}{\partial x} \rangle_{l_3} \tag{A2-14}$$

のように変形できる。そして固有関数は

$$l_3 \text{上で} \qquad \phi_{e1} = \phi_{e2} = \phi_e \tag{A2-15}$$

の連続条件を満足するので，次式の関係が得られる。

$$\sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{ei} \cdot \frac{\partial \delta \phi_{ei}}{\partial n} \rangle_{C_i} = \langle \phi_e \cdot \left(\frac{\partial \delta \phi_{e1}}{\partial x} - \frac{\partial \delta \phi_{e2}}{\partial x} \right) \rangle_{l_3} \tag{A2-16}$$

そして試験固有関数が表A2-1に示すl_3上での拘束条件を満足するなら

$$\sum_{i=1}^{2} \langle \phi_{ei} \cdot \frac{\partial \delta \phi_{ei}}{\partial n} \rangle_{C_i} = 0 \tag{A2-17}$$

の関係が得られ，（A2-1）式における正符号の場合の停留性がTMモードについても証明されたことになる。

次に負符号の場合について検討する。以下に示すように（A2-6）式の右辺が零になるとき，（A2-1）式は停留式となる。

$$\sum_{i=1}^{2} \langle \delta \phi_{pi} \cdot \frac{\partial \phi_{pi}}{\partial n} \rangle_{C_i} = 0 \tag{A2-18}$$

まずTMモードについて，正符号のときと同様の過程で，（4-7b），（4-7c）式で与えられる拘束条件のもとで，（A2-19）式が得られる。

$$\sum_{i=1}^{2} \langle \delta \phi_{ei} \cdot \frac{\partial \phi_{ei}}{\partial n} \rangle_{C_i} = 0 \tag{A2-19}$$

そしてTEモードについては，表A2-1に示す l_1 と l_3 上での拘束条件のもとで，（A2-20）式が得られる。

$$\sum_{i=1}^{2} \langle \delta \phi_{hi} \cdot \frac{\partial \phi_{hi}}{\partial n} \rangle_{C_i} = 0 \tag{A2-20}$$

以上で（A2-1）式の停留性の証明が完了したが，これらの結果を表A2-1に整理しておく。

本解析では l_3 上で電界の接線成分に比例する既知の分布関数 $\xi(y)$， $\eta(y)$を試験分布関数として用いるため，表A2-1より（A2-1）式の正符号の場合をTEモードについての $k_T{}^2$ の変分表示式に，負符号の場合をTMモードについての $k_T{}^2$ の変分表示式と選んでいる。以上のことから（4-6）および（4-7）式の停留性が証明されたことになる。

表A2-1　(A2-1)式の停留性

stationary formula	stationary condition	mode	constraint conditions for trial eigenfunction	
$k_T^2 = -\dfrac{\sum_{i=1}^{2}\langle \phi_{pi}\cdot\nabla_t^2\phi_{pi}\rangle s_i + \sum_{i=1}^{2}\langle \phi_{pi}\cdot\dfrac{\partial\phi_{pi}}{\partial n}\rangle c_i}{\sum_{i=1}^{2}\langle \phi_{pi}^2\rangle s_i}$	$\sum_{i=1}^{2}\langle \phi_{pi}\cdot\dfrac{\partial\delta\phi_{pi}}{\partial n}\rangle c_i = 0$	TE	$\dfrac{\partial\phi_{hi}}{\partial n} = 0$ on ℓ_2,ℓ_4,ℓ_5 and ℓ_6 $\dfrac{\partial\phi_{h1}}{\partial n} = \dfrac{\partial\phi_{h2}}{\partial n}$ on ℓ_3	$\Rightarrow$ eq.(4-6)
		TM	$\dfrac{\partial\phi_{e1}}{\partial n} = 0$ on ℓ_1 $\dfrac{\partial\phi_{e1}}{\partial n} = \dfrac{\partial\phi_{e2}}{\partial n}$ on ℓ_3	
$k_T^2 = -\dfrac{\sum_{i=1}^{2}\langle \phi_{pi}\cdot\nabla_t^2\phi_{pi}\rangle s_i - \sum_{i=1}^{2}\langle \phi_{pi}\cdot\dfrac{\partial\phi_{pi}}{\partial n}\rangle c_i}{\sum_{i=1}^{2}\langle \phi_{pi}^2\rangle s_i}$	$\sum_{i=1}^{2}\langle \delta\phi_{pi}\cdot\dfrac{\partial\phi_{pi}}{\partial n}\rangle c_i = 0$	TE	$\phi_{e1} = 0$ on ℓ_1 $\phi_{e1} = \phi_{e2}$ on ℓ_3	
		TM	$\phi_{ei} = 0$ on ℓ_2,ℓ_4,ℓ_5 and ℓ_6 $\phi_{e1} = \phi_{e2}$ on ℓ_3	$\Rightarrow$ eq.(4-7)

付録3　(4−10)式の誘導(第4章)

(4-6a)式において，(A3-1)式に示すように，ϕ_{hi} を微少量，即ち誤差値 e の p 倍，pe だけその真値 ϕ_{hi}^c から変化させる。

$$\phi_{hi} = \phi_{hi}^c + pe \tag{A3-1}$$

ここで $p\{\equiv p(k_T^2, f)\}$ は k_T^2 と任意関数 f の関数である。(4-6a)式の右辺は p の関数であり $Q(p)$ と表すこととし，さらに関数 $F(k_T^2, p)$ を

$$F(k_T^2, p) = Q(p) - k_T^2 \tag{A3-2}$$

のように定義する。そして(4-6a)式から

$$F(k_T^2, p) = 0 \tag{A3-3}$$

が得られる。ここで e を固定すると，F は k_T^2 と p の関数となる。そして(A3-3)式において k_T^2 と p 即ち k_T^2 と f について第1変分をとると(A3-4)式の関係が得られる[A3.1]。

$$\left.\frac{\partial F}{\partial k_T^2}\right|_{\substack{k_T^2 = k_T^{c\,2} \\ p=0}} \cdot \delta k_T^2 + \left.\frac{\partial F}{\partial p}\right|_{\substack{k_T^2 = k_T^{c\,2} \\ p=0}} \cdot \left(\frac{\partial p}{\partial k_T^2} \cdot \delta k_T^2 + \frac{\partial p}{\partial f} \cdot \delta f\right) = 0 \tag{A3-4}$$

ここで $k_T^{c\,2}$ は k_T^2 の真値を意味する。付録2に示したように $p=0$ で F は停留であるので $\partial F / \partial p = 0$ となり，(A3-4)式の第2項は零となる。そして第1項の係数は一般に零でないので，(4-10)式が導かれる。

付録4　試験分布関数$\xi(y)$のフーリエ変換（第4章）

領域Ⅰ，Ⅱにおけるk_{1m}およびk_{2n}に対する$\xi(y)$のフーリエ変換を$\tilde{\xi}_m$と$\bar{\xi}_n$でそれぞれ表すことにすると，数学公式[A4.1]より，(A4-1a)，(A4-1b)式が得られる。

$$\tilde{\xi}_m = \langle \xi(y) \cdot \cos k_{1m} y \rangle_{l_3} = \sum_{q=0}^{\infty} C_q \cdot \tilde{\xi}_{qm}$$

$$\begin{aligned}\tilde{\xi}_{qm} &= \{(m+q)\pi\}^{-(1/6)} \cdot J_{1/6}\{(m+q)\pi\} \\ &\quad + \{|m-q|\pi\}^{-(1/6)} \cdot J_{1/6}\{|m-q|\pi\}\end{aligned} \qquad \text{(A4-1a)}$$

$$\bar{\xi}_n = \langle \xi(y) \cdot \cos k_{2n} y \rangle_{l_3+l_5} = \sum_{q=0}^{\infty} C_q \cdot \bar{\xi}_{qn}$$

$$\begin{aligned}\bar{\xi}_{qn} &= \left\{\left(\frac{s}{b} n + q\right)\pi\right\}^{-(1/6)} \cdot J_{1/6}\left\{\left(\frac{s}{b} n + q\right)\pi\right\} \\ &\quad + \left\{\left|\frac{s}{b} n - q\right|\pi\right\}^{-(1/6)} \cdot J_{1/6}\left\{\left|\frac{s}{b} n - q\right|\pi\right\}\end{aligned} \qquad \text{(A4-1b)}$$

ただし$J_{1/6}$は次数が1/6の第1種ベッセル関数を表す。(A4-1a)，(A4-1b)式を(4-22)および(4-23)式に代入することにより，固有値が決定されることになる。

参　考　文　献

第1章　文　献

（1.1）　Y.Konishi, K.Uenakada, N.Yazawa, N.Hoshino and T.Takahashi, "Simplified 12-GHz low-noise converter with mounted planar circuit in waveguide", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-22, pp.451-454, Apr. 1974.

（1.2）　小西良弘，放送用SHF受信機の設計，産報，1974.

（1.3）　小西良弘，内海要三，星野紀甫，"衛星放送用SHF低雑音受信機"，昭和51年度電子通信学会・光電波部門全国大会，150.

（1.4）　内海要三，小西良弘，"イメージレカヴァリー・ダウンコンバーターの解析"，昭和52年度電子通信学会・全国大会，680.

（1.5）　Y.Konishi, "12GHz band FM receiver for satellite broadcasting", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-26, pp.720-725, Oct. 1978.

（1.6）　内海要三，小西良弘，"イメージレカバリー・ダウンコンバーターの周波数特性"，昭和54年度電子通信学会・全国大会，730.

（1.7）　内海要三，小西良弘，"イメージレカバリー・ダウンコンバーターの解析"，テレビジョン学会誌，第33巻，第3号，pp.216-221，昭和54年3月.

（1.8）　内海要三，小西良弘，"イメージレカバリー・ダウンコンバーターの周波数特性（その2）"，昭和56年度電子通信学会・全国大会，764.

（1.9）　Y.Utsumi, "Analysis of image recovery down converter made by planar circuit mounted in a waveguide", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-30, pp.858-868, June 1982.

（1.10）　内海要三，"立体平面回路を用いたイメージレカバリー・ダウンコンバーターの解析"，NHK技術研究，vol.35, no.1, pp.20-36, 昭和58年12月.

（1.11）　H.C.Torrey and C.A.Whitmer, Crystal Rectifiers, MIT Radiation Lab. Series, no. 15, McGraw Hill 1948.

（1.12）　E.W.Herold, R.R.Bush and W.R.Ferris, "Conversion loss of diode mixers having image-frequency impedance", Proc. IRE, vol. 33, pp.603-609, Sept. 1945.

（1.13）　P.D.Strum, "Some aspects of mixer crystal performance", Proc. IRE, vol. 41, pp.875-889, July 1953.

（1.14）　M.R.Barber, "Noise figure and conversion loss of the Schottky barrier mixer diode ", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-15, pp. 629-635, Nov. 1967.

(1.15) C. S. Kim, " Tunnel-diode converter analysis ", IRE Trans. Electron Devices, vol, ED-8, pp. 394-405, Sept. 1961.

(1.16) D. N. Held and A. R. Kerr, " Conversion loss and noise of microwave and millimeter-wave mixers : part 1-Theory ", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-26, pp. 49-55, Feb. 1978.

(1.17) P. J. Meier, J. A. Calviello, and P. R. Bie, " Wide-band subharmonically pumped W-band mixer in single-ridge fin-line ", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-30, pp. 2184-2189, Dec. 1982.

(1.18) W. Menzel, and H. Callsen, " Ultra broad-band balanced fin-line mixer ", Electronics Letters, vol. 18, pp. 724-725, Aug. 1982.

(1.19) H. Ogawa, M. Akaike, M. Aikawa, T. Karaki, and J. Watanabe, " A 26-GHz band integrated circuit of a double-balanced mixer and circulators ", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-30, pp. 34-41, Jan. 1982.

(1.20) R. S. Tahim, G. M. Hayashibara, and K. Chang, " Design and performance of W-band broad-band integrated circuit mixers ", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-31, pp. 277-283, Mar. 1983.

(1.21) S. Nussbaum, J. A. Calviello, E. Sard, and N. Arnold, "Widely tunable millimeter-wave mixers using beam-lead diode ", 1982 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 209-211.

(1.22) 岡村総吾，御法川和夫，" ミリメートル波用周波数変換器 "，電子通信学会，論文誌B，vol. 55-B, pp. 44-51, 昭和47年2月.

(1.23) 内海要三，今井一夫，" 立体平面回路を用いた22GHz帯低雑音ダウンコンバーター "，昭和58年度電子通信学会・全国大会，886.

(1.24) Y. Utsumi and K. Imai, " 22GHz band low noise down converter for satellite broadcasting ", IEEE Trans. Broadcasting, vol. BC-30, Mar. 1984に掲載予定.

(1.25) S. B. Cohn, " Properties of ridge waveguide ", Proc. IRE, vol. 35, pp. 783-788, Aug. 1947.

(1.26) J. R. Whinnery and H.W. Jamieson, " Equivalent circuits for discontinuities in transmission lines ", Proc. IRE, vol. 32, pp. 98-114, Feb. 1944.

(1.27) S. Hopfer, "The design of ridged waveguides", IRE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-3, pp. 20-29, Oct. 1955.

(1.28) J. R. Pyle, "The cutoff wavelength of the TE_{10} mode in ridged rectangular waveguide of any aspect ratio", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-14, pp. 175-183, Apr. 1966.

(1.29) W. J. Getsinger, "Ridged waveguide field description and application to directional couplers", IRE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-10, pp. 41-50, Jan, 1962.

(1.30) J. P. Montgomery, "On the complete eigenvalue solution of ridged waveguide", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-19, pp. 547-555, June 1971.

(1.31) W. J. R. Hoefer and M. N. Burton, "Closed-form expressions for the parameters of finned and ridged waveguides", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-30, pp. 2190-2194, Dec. 1982.

(1.32) 内海要三, "リッジガイドモードの変分法解析", 電子通信学会・マイクロ波研究会資料, MW83-63, pp. 23-30, 昭和58年10月.

(1.33) Y. Utsumi, "Variational analysis of ridged waveguide modes", IEEE Trans. Microwave Theory Tech. に投稿中.

(1.34) R. D. Richtmyer, "Dielectric resonator", J. Appl. Phys., vol. 10, pp. 391-398, June 1939.

(1.35) A. Okaya and L. F. Barash, "The dielectric microwave resonator", Proc. IRE, vol. 50, pp. 2081-2092, Oct. 1962.

(1.36) H. Y. Yee, "Natural resonant frequencies of microwave dielectric resonators", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-13, p. 256, Mar. 1965.

(1.37) S. B. Cohn, "Microwave bandpass filters containing high-Q dielectric resonators", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-16, pp. 218-227, Apr. 1968.

(1.38) Y. Konishi, N. Hoshino and Y. Utsumi, "Resonant Frequency of a $TE_{01\delta}$ dielectric resonator", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-24, pp. 112-114, Feb. 1976.

第2章 文献

(2.1) 前出 (1.7)

(2.2)　前出(1.9)

(2.3)　前出(1.2)

(2.4)　Y. Harada, and H. Fukuda, " A novel beam-lead GaAs Schottky-barrier diode fabricated by using thick polyimide film", IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-26, pp. 1799-1804, Nov. 1979.

(2.5)　小西良弘，マイクロ波集積回路，産報，1973.

第3章　文　献

(3.1)　前出(1.11)

(3.2)　前出(1.4)

(3.3)　前出(1.7)

(3.4)　前出(1.9)

(3.5)　小西良弘，低雑音増幅器，日刊工業，1969.

(3.6)　J. M. Manley and H. E. Rowe, " Some general properties of nonlinear elements-part I. general energy relations", Proc. IRE, vol. 44, pp. 904-913, July 1956.

(3.7)　前出　(1.22)

第4章　文　献

(4.1)　L. P. Schmidt and T. Itoh, "Spectral domain analysis of dominant and higher order modes in fin-lines", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-28, pp. 981-985, Sep. 1980.

(4.2)　前出(1.27)

(4.3)　前出(1.29)

(4.4)　前出(1.30)

(4.5)　前出(1.32)

(4.6)　前出(1.33)

(4.7)　R. F. Harrington, Time-harmonic electromagnetic fields, McGraw Hill, pp. 129-130, 1961.

(4.8)　R. E. Collin, Field theory of guided waves, McGraw Hill, pp. 18-20, 1960.

(4.9)　前出(1.9)

(4.10)　Y. Konishi and H. Matsumura, " Short end effect of ridge guide with planar circuit mounted in waveguide", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-27, pp. 168-170, Feb. 1979.

第5章　文　献

(5.1)　前出(1.37)

(5.2)　前出(1.38)

(5.3)　小西良弘，星野紀甫，高野陽祐，"TE_{01}° 誘電体共振器の共振周波数"，昭和46年度電子通信学会・全国大会，515.

(5.4)　前出(4.7)，pp. 242-247.

第6章　文　献

(6.1)　前出(1.9)

(6.2)　前出(4.10)

第7章　文　献

(7.1)　前出(1.7)

(7.2)　前出(1.9)

(7.3)　前出(1.24)

(7.4)　小西良弘，星野紀甫，"誘電体共振器を用いたマイクロ波・帯域阻止沪波器"，昭和52年度電子信学会・全国大会，593.

付録1　文　献

(A1.1)　前出(3.5)

付録3　文　献

(A3.1)　前出(4.7) pp. 340-345.

付録4　文　献

(A4.1)　森口繁一，宇田川銈久，一松　信，数学公式Ⅱ，p.264, 275，岩波書店，1957.

本論文に関する研究業績

学会論文誌

(1) Y. Konishi, N. Hoshino and Y. Utsumi, "Resonant frequency of a $TE_{01\delta}^{\circ}$ dielectric resonator", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-24, pp. 112-114, Feb. 1976.

(2) 内海要三，小西良弘，"イメージレカバリー・ダウンコンバーターの解析"，テレビジョン学会誌，第33巻，第3号，pp.216-221，昭和54年3月.

(3) Y. Utsumi, "Analysis of image recovery down converter made by planar circuit mounted in a waveguide", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-30, pp. 858-868, June 1982.

(4) Y. Utsumi, "Variational analysis of ridged waveguide modes", IEEE Trans. Microwave Theory Tech. に投稿中.

(5) Y. Utsumi and K. Imai, "22 GHz band low noise down converter for satellite broadcasting", IEEE Trans. Broadcasting, vol. BC-30, Mar. 1984 に掲載予定.

研究会発表

(1) 内海要三，"リッジガイドモードの変分法解析"，電子通信学会・マイクロ波研究会資料，MW 83-63，pp. 23-30，昭和58年10月.

学会発表

(1) 小西良弘，内海要三，星野紀甫，松村肇，"誘電体共振器を用いた 6 GHz 帯帯域阻止沪波器"，昭和50年度電子通信学会・全国大会，649.

(2) 小西良弘，星野紀甫，内海要三，松村肇，"誘電体共振器を用いた小形導波管帯域通過沪波器"，昭和50年度電子通信学会・全国大会，650.

(3) 小西良弘，松村肇，内海要三，星野紀甫，"TE_{01}°，TE_{11}° モードを用いた誘電体共振器による 7 GHz 帯帯域通過沪波器"，昭和51年度電子通信学会・全国大会，634.

(4) 小西良弘，内海要三，星野紀甫，松村肇，"立体平面回路を用いたスロットガイドと導波管との結合部の等価回路定数の測定"，昭和51年度電子通信学会・全国大会，596.

(5) 内海要三，"誘電体とマイクロ波フィルター"，昭和51年度電気四学会連合大会，237.

(6) 小西良弘，内海要三，星野紀甫，"衛星放送用SHF低雑音受信機"，昭和51年度電子通信学会・光電波部門全国大会，150.

(7) 内海要三，小西良弘，"イメージレカヴァリー・ダウンコンバーターの解析"，昭和52年

度電子通信学会・全国大会，680.
(8) 小西良弘，内海要三，星野紀甫，“立体平面回路を用いたリッジガイドの設計”，昭和53年度電子通信学会・全国大会，625.
(9) 内海要三，小西良弘，“イメージレカバリー・ダウンコンバーターの周波数特性”，昭和54年度電子通信学会・全国大会，730.
(10) 内海要三，小西良弘，“イメージレカバリー・ダウンコンバーターの周波数特性（その2）”，昭和56年度電子通信学会・全国大会，764.
(11) 内海要三，今井一夫，“立体平面回路を用いた22GHz帯低雑音ダウンコンバーター”，昭和58年度電子通信学会・全国大会，886.

NHK技術研究およびNHK Laboratories Note

(1) Y. Konishi, T. Kaneki, N. Hoshino, Y. Utsumi and H. Matsumura, “Miniature waveguide filters in receivers used for microwave relay links”, NHK Laboratories Note, no. 193, Jan. 1976.
(2) Y. Konishi, N. Hoshino, Y. Utsumi and H. Matsumura, “12GHz-band FM receiver for satellite broadcasting”, NHK Laboratories Note, no. 230, Dec. 1978.
(3) 内海要三，“立体平面回路を用いたイメージレカバリー・ダウンコンバーターの解析”，NHK技術研究，vol, 35, no. 1, pp.20-36, 昭和58年12月.