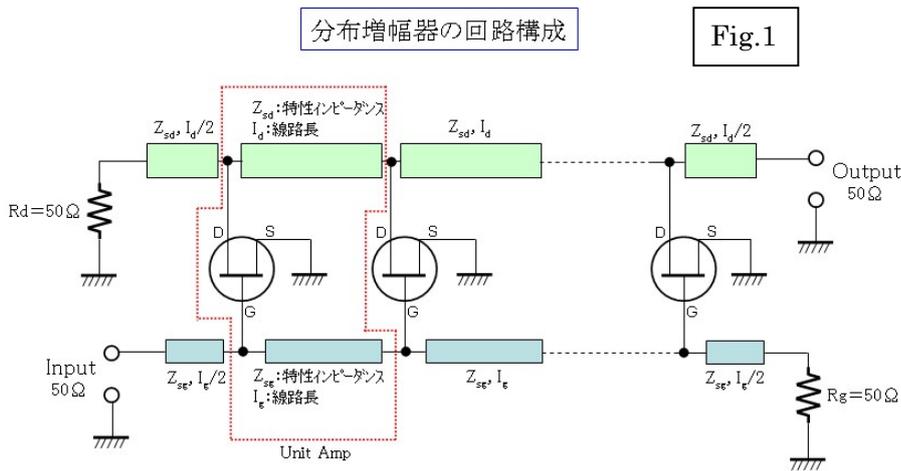


超広帯域アンプ^oを達成する分布形増幅器の設計法と性能最適化

1. 序 文

マイクロ波帯からミリ波帯に亘る分布形増幅器(目標帯域 30GHz)の設計方法について説明する。先ず分布増幅器を設計するための一連の基本式を表記し、所要の性能を達成するための関係式を導く。

適用する増幅素子 [Chip 型 HEMT] の基本パラメータ [Sパラメータ及びノイズパラメータ] は、分布増幅



器の動作帯域を十分にカバーすることが必要になるので、前報の「各種パラメータの変換・導出」結果を適用して、データシートに記載された周波数範囲を越えて、所要の帯域の基本パラメータを近似的に導出する。

次いで Excel の自動

計算シートを活用してアンプの入出力回路の最良条件を導き、その結果を反映した基本増幅回路を設計する。最終的には、分布増幅器の回路の最適化を図り、ゲイン、NF、Return Loss (VSWR) の諸特性を目標性能に近づけて最適設計を完了する。

良好な性能の分布増幅器を達成するポイントは、入出力回路の最良条件を導出する手順が輻輳・重複していることに注意して、それを旨く組み立てることにある。

2. 分布増幅器の設計手順とその概要

- (1) 適用する増幅素子 [HEMT] の等価回路(デバイスパラメータ)を表記し、その等価回路の入出力容量 [ゲート入力容量: C_{gs} / ドレイン出力容量: C_{ds}] をアンプの入出力回路 [高インピーダンス分布定数線路 Z_{sg} 、 Z_{sd} を用いた] に組み込んで [融合一体化]、ユニットアンプ (単位アンプ回路) の入出力回路が所定の特性インピーダンス Z_{TG} 、 Z_{TD} [入出力ポートのインピーダンスに整合する、通常は 50Ω] を有するようにならな分布定数線路を合成する。

- (2) 分布増幅器のユニットアンプの合成入力線路、合成出力線路を伝播する信号の到達時間を一致させる必要があり、両合成線路の線路長 l_g 、 l_d と当該

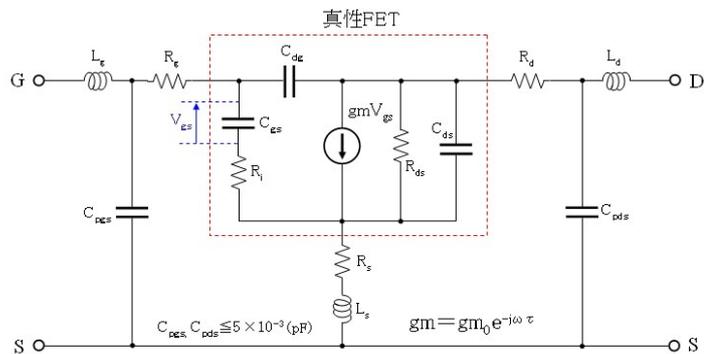


Fig.2

線路のカットオフ周波数 f_{cg} 、 f_{cd} の間に $I_g/f_{cg} = I_d/f_{cd}$ の関係を持たせて両線路の位相回転を一致させる。

- (3) 適用する増幅素子 [本設計では Chip 型 HEMT の NE321000 を使用] の基本パラメータ (S パラメータ/ノイズパラメータ) を前報の結果を活用して、データシートを越える所要の帯域 [高域側] (S パラメータは 30GHz~60GHz、ノイズパラメータは 26GHz~40GHz) について近似的に導出する。
- (4) 上記 (1)、(2) の関係式を適用した自動計算シート [Excel ファイル] を利用して、入力回路、出力回路の合成 [特性] インピーダンス Z_{GT} 、 Z_{DT} が 50Ω となる線路条件の組合せ $[I_g, Z_{sg}]$ 、 $[I_d, Z_{sd}]$ を導き、高インピーダンス Z_{sg} 、 Z_{sd} を横軸に、縦軸に I_g/f_{cg} 、 I_d/f_{cd} のグラフを描いて、これらの組合せの中から $I_g/f_{cg} = I_d/f_{cd}$ の基本要件を満たす線路条件の組合せ $[I_g, Z_{sg}]$ 、 $[I_d, Z_{sd}]$ を見出す。

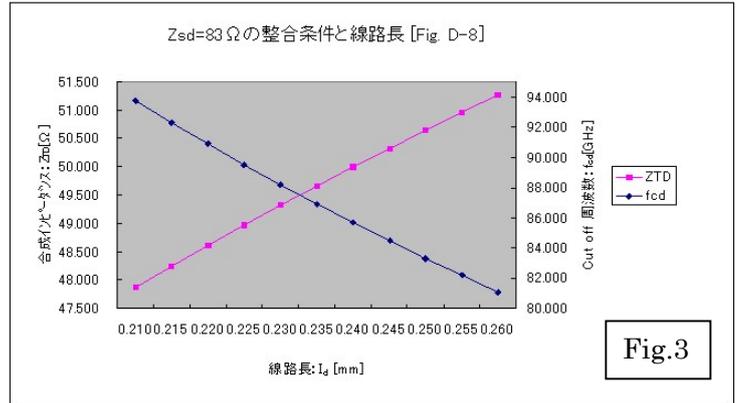


Fig.3

- (5) 上記基本要件を満たす選定された高インピーダンス線路 Z_{sg} 、 Z_{sd} に対して更に、合成インピーダンス $Z_{GT}=50\Omega$ 、 $Z_{TD}=50\Omega$ を達成する線路長 I_g 、 I_d を導く。
- (6) 上記 (5) の高インピーダンス線路の最適条件を適用した分布増幅器の基本回路を SNAP の回路エディタ上で作成してネットリストし、S パラメータ解析を 2GHz~40GHz の範囲で行うと、分布増幅器の性能を確認できる。
- (7) 最終ステージとして、基本回路の回路構成要件 [高インピーダンス線路の特性インピーダンス Z_{sg} 、 Z_{sd} 、線路長 I_g 、 I_d や終端抵抗 R_g 、 R_d] をパラメータ (変数) として、SNAP の最適化機能を活用して、分布増幅器の性能 [平均ゲイン、帯域内のゲイン偏差等] 最良化を達成する。

3. アンプ設計の具体的内容

3.1 分布増幅器を設計する基本関係式の纏め

- (1) 分布増幅器のエント・アンプ (図 4) は HEMT のゲート側に接続される高インピーダンスの分布定数線路 (特性インピーダンス: Z_{sg} 、線路長: I_g) と、ドレイン側に接続される高インピーダンスの分布定数線路 (特性インピーダンス: Z_{sd} 、線路長: I_d) で構成される。

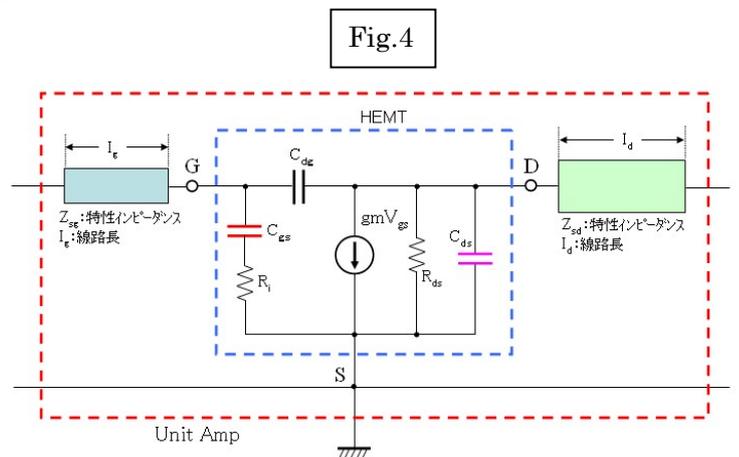
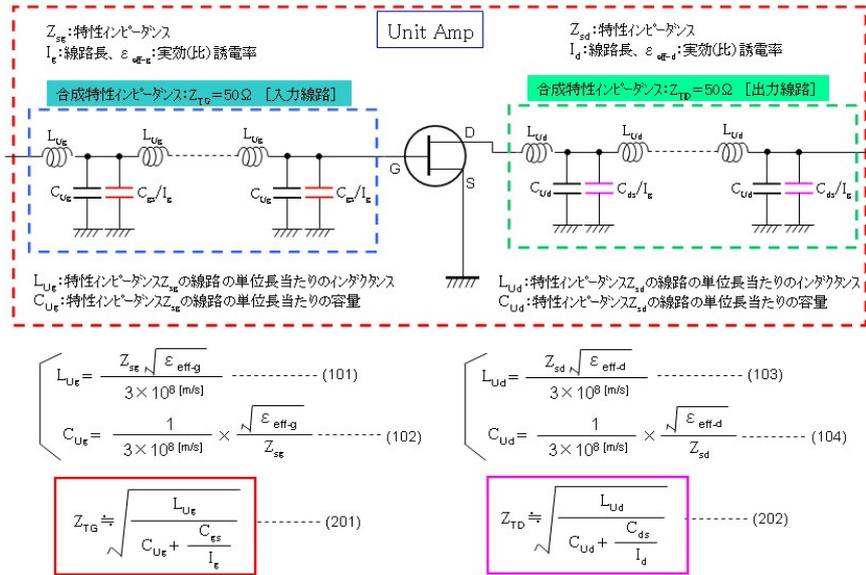


Fig.4

Fig.5



(2) 入力回路においては、高インピーダンス線路 Z_{sg} に HEMT のゲート入力容量 C_{gs} を一体化して (図 5) 新たな合成 (特性) インピーダンス Z_{TG} を形成する。出力回路においては高インピーダンス線路 Z_{sd} に HEMT のドレイン出力容量 C_{ds} を一体化して新たな合成インピーダンス線路 Z_{TD} を形成する。

このとき両合成インピーダンス Z_{TG} 、 Z_{TD} が共に 50Ω になるように高インピーダンス線路の条件 (特性インピーダンス Z_{sg} 、 Z_{sd} と線路長 l_g 、 l_d) を選定 [(201)、(202) の関係式を利用] する。

(3) 上記の入出力回路の高インピーダンス線路条件の組合せの内から、 $l_g/f_{cg} = l_d/f_{cd}$ [(301)式] を両立させる高インピーダンス線路の最適条件を見出す。(図 6)

分布増幅器の設計手順

Fig.6

- (1) $Z_{TG} = 50 \Omega$ を達成する (Z_{sg}, l_g) の組合せを (201) の式を適用して見出す
- (2) $Z_{TD} = 50 \Omega$ を達成する (Z_{sd}, l_d) の組合せを (202) の式を適用して見出す
- (3) 上記の組合せの内から次式 (301) を満足する組合せを選び出す

長さ l_g の入力線路 Z_{TG} の位相回転と、長さ l_d の出力線路 Z_{TD} の位相回転を等しくする必要があり、次式が成立する

$$\frac{l_g}{f_{cg}} = \frac{l_d}{f_{cd}} \quad (301)$$

但し、入力線路の Cut Off 周波数 f_{cg} 、出力線路での Cut Off 周波数 f_{cd} は次式で与えられる

$$f_{cg} = \frac{1}{\pi} \frac{1}{\sqrt{L_{Ue} (C_{Ue} + C_{gs})}} \quad (302)$$

$$f_{cd} = \frac{1}{\pi} \frac{1}{\sqrt{L_{Ud} (C_{Ud} + C_{ds})}} \quad (303)$$

ここで入力線路長 l_g と出力線路長 l_d に対する夫々の総インダクタンス L_{Ue} 、 L_{Ud} と総容量 C_{Ue} 、 C_{Ud} は次式で表せる

$$L_{Ue} = l_g L_{Ue} \quad (311)$$

$$L_{Ud} = l_d L_{Ud} \quad (321)$$

$$C_{Ue} = l_g C_{Ue} \quad (312)$$

$$C_{Ud} = l_d C_{Ud} \quad (322)$$

3.2 適用する増幅素子の基本パラメータの周波数範囲の拡張

前報 Report10 の「各種パラメータの変換と導出」の結果を活用して、Sパラメータを周波数 30GHz - 60GHz の範囲で近似的に導き、さらにノイズパラメータ [最小雑音指数 NF / 最小雑音指数を与える電源インピーダンス Γ_{opt} / 等価雑音抵抗 R_n] を周波数 26GHz - 40GHz の範囲で近似的に導出し、

Fig.7

32.000	0.7411	-132.1	2.009	81.08	0.1287	0.275	0.4752	-101.6
34.000	0.7367	-136.1	1.907	77.69	0.1277	0.14	0.4776	-104.8
36.000	0.7334	-139.8	1.814	74.44	0.1249	4.193	0.481	-107.8
38.000	0.731	-143.3	1.727	71.32	0.1226	2.426	0.4853	-110.8
40.000	0.7293	-146.7	1.648	68.31	0.1199	0.8364	0.4902	-113.6
42.000	0.7284	-149.9	1.574	65.41	0.1169	-0.5773	0.4958	-116.3
44.000	0.7281	-152.9	1.505	62.6	0.1138	-1.812	0.5019	-118.9
46.000	0.7283	-155.8	1.441	59.88	0.1104	-2.863	0.5085	-121.5
48.000	0.7291	-158.5	1.382	57.25	0.1069	-3.722	0.5156	-123.9
50.000	0.7302	-161.2	1.326	54.69	0.1033	-4.376	0.523	-126.3
52.000	0.7317	-163.7	1.274	52.21	0.09954	-4.81	0.5307	-128.7
54.000	0.7335	-166.2	1.224	49.8	0.09575	-5.007	0.5387	-131
56.000	0.7356	-168.6	1.178	47.46	0.09194	-4.945	0.5469	-133.3
58.000	0.738	-170.9	1.134	45.18	0.08814	-4.6	0.5553	-135.5
60.000	0.7405	-173.1	1.093	42.97	0.08441	-3.945	0.5638	-137.7

Freq	Nfmin	Mag	Gang	Rn
2.000	0.21000	0.94000	3.70000	0.31000
4.000	0.22000	0.87000	3.20000	0.31000
6.000	0.24000	0.82000	3.30000	0.32000
8.000	0.26000	0.77000	3.80000	0.32000
10.000	0.28000	0.73000	4.40000	0.32000
12.000	0.31000	0.69000	5.10000	0.31000
14.000	0.38000	0.67000	5.80000	0.31000
16.000	0.45000	0.64000	6.50000	0.30000
18.000	0.52000	0.63000	7.20000	0.29000
20.000	0.59000	0.62000	7.90000	0.28000
22.000	0.66000	0.61000	8.60000	0.27000
24.000	0.72000	0.60000	9.30000	0.25000
26.000	0.79000	0.59000	10.00000	0.23000
28.000	0.85	0.63	10.50	0.22
30.000	0.91	0.62	95.11	0.21
32.000	0.97	0.62	100.54	0.20
34.000	1.03	0.62	105.79	0.19
36.000	1.10	0.62	110.85	0.18
38.000	1.16	0.62	115.72	0.18
40.000	1.22	0.62	120.37	0.16
42.000	1.28	0.62	124.89	0.15
44.000	1.34	0.62	129.23	0.15
46.000	1.41	0.62	133.40	0.14
48.000	1.47	0.63	137.40	0.13
50.000	1.53	0.63	141.25	0.12

カーブフィットを適用して求めたデバイスパラメータから導出した高域の新Sパラメータ

Original の Noise パラメータ

カーブフィットを適用して求めたデバイスパラメータを適用し、開発した NF 計算方法より導出した高域の新 Noise パラメータ

オリジナルのライフ・データにこれらの新たなデータを付加した、新しいライフ・データ [ImpWideNE321000.jft] を作成 (図 7) して、SNAP¥Library¥SParm¥NEC に保存する。

3.3 分布増幅器エト・アップの入出力回路の自動計算シートの活用

[A] 入力回路の適合条件 [高インピーダンス線路の特性インピーダンス Z_{sg} と線路長 l_g の組合] 導出

(1) 入力回路を設計する自動計算シート(図

8)に、HEMT のデバイス・パラメータの該当する定数 [相互コンダクタンス gm_0 、ゲート入力容量 C_{gs} 他] を入力する。使用する基板のパラメータ [本設計では、GaAs 絶縁基板を使用することを仮定して、比誘電率 $\epsilon_r = 12.9$ に選び、基板の厚さ h と線路幅 w を変数として、特性インピーダンス Z_{sg} と実効誘電率 ϵ_{eff} を、Hammerstad

の近似式を適用して高精度に算出] を選定して高インピーダンス線路の特性インピーダンス

Z_{sg} を導く。このとき線路長 l_g をパラメータとして変化させ、合成インピーダンス Z_{TG} が 50Ω になる前後の Z_{TG} と線路の cutoff 周波数 f_{cg} を算出しその結果を、横軸に線路長 l_g 、両縦軸に合成インピーダンス Z_{TG} と cutoff 周波数 f_{cg} に選んでグラフ (図 9) を作成する。このグラフから $Z_{TG} = 50 \Omega$ の条件における線路長 l_g と cutoff 周波数 f_{cg} を読取る。

デバイスパラメータを適用して線路長 l_g と線路合成インピーダンス Z_{TG} を自動計算する [入力回路]

Fig.8

分布増幅器の入力回路の定数計算表						
No	Device Parameter	ϵ_{eff} [εS]	l_g [mm]	C_{gs} [pF]	光速: c [km/s]	π
		59.000	0.091	0.108	0.000	3.142
	高インピーダンス線路 線路長 $l_g \ll \lambda_g$ [A ₀ 線路波長]	基板の比誘電率: ϵ_r	基板の厚さ h [mm]	線路幅: w [mm]	特性インピーダンス: Z_0 [Ω]	線路の実効誘電率: ϵ_{eff}
		12.900	1.000	0.001	200.378	7.242
1	線路長: l_g [mm]	合成インピーダンス: Z_{TG} [Ω]	線路長 l_g でのインピーダンス: Z_{sg} [Ω]	線路長 l_g での容量: C_{gs} [pF]	Out Off Frequency: f_{cg} [GHz]	単位長当りのインピーダンス: Z_0 [Ω]
	0.120	43.618	0.216	0.005	64.369	1797.439
1	線路長: l_g [mm]	合成インピーダンス: Z_{TG} [Ω]	線路長 l_g でのインピーダンス: Z_{sg} [Ω]	線路長 l_g での容量: C_{gs} [pF]	Out Off Frequency: f_{cg} [GHz]	単位長当りのインピーダンス: Z_0 [Ω]
	0.130	45.210	0.234	0.006	61.722	1797.439
1	線路長: l_g [mm]	合成インピーダンス: Z_{TG} [Ω]	線路長 l_g でのインピーダンス: Z_{sg} [Ω]	線路長 l_g での容量: C_{gs} [pF]	Out Off Frequency: f_{cg} [GHz]	単位長当りのインピーダンス: Z_0 [Ω]
	0.140	46.928	0.252	0.006	59.361	1797.439
1	線路長: l_g [mm]	合成インピーダンス: Z_{TG} [Ω]	線路長 l_g でのインピーダンス: Z_{sg} [Ω]	線路長 l_g での容量: C_{gs} [pF]	Out Off Frequency: f_{cg} [GHz]	単位長当りのインピーダンス: Z_0 [Ω]
	0.150	48.460	0.270	0.007	57.236	1797.439
1	線路長: l_g [mm]	合成インピーダンス: Z_{TG} [Ω]	線路長 l_g でのインピーダンス: Z_{sg} [Ω]	線路長 l_g での容量: C_{gs} [pF]	Out Off Frequency: f_{cg} [GHz]	単位長当りのインピーダンス: Z_0 [Ω]
	0.160	49.973	0.288	0.007	55.311	1797.439
1	線路長: l_g [mm]	合成インピーダンス: Z_{TG} [Ω]	線路長 l_g でのインピーダンス: Z_{sg} [Ω]	線路長 l_g での容量: C_{gs} [pF]	Out Off Frequency: f_{cg} [GHz]	単位長当りのインピーダンス: Z_0 [Ω]
	0.170	51.411	0.306	0.008	53.585	1797.439

特性インピーダンス: $Z_{sg} = 200 \Omega$ の線路に HEMT のゲートを接続したときの、線路長 l_g と線路合成インピーダンス Z_{TG} 並びに線路の cutoff 周波数 f_{cg}

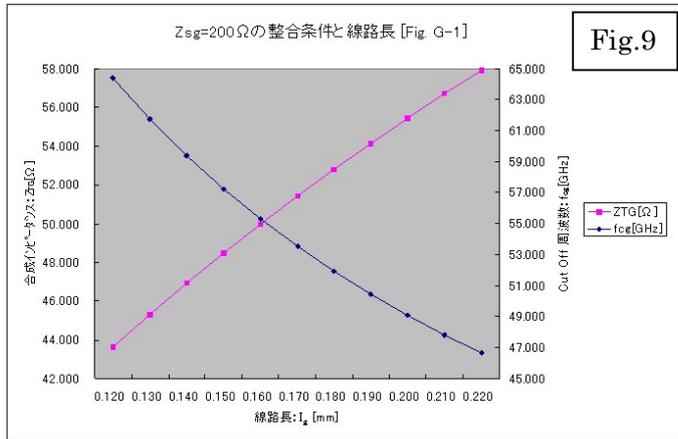


Fig.9

(2) 特性インピーダンス Z_{sg} を変化させた同様の計算シートを多数用意して、 $Z_{TG} = 50 \Omega$ を得る高インピーダンス線路の組合せ [特性インピーダンス Z_{sg} と線路長 l_g] を導出する。

[B] 出力回路の適合条件 [高インピーダンス線路の特性インピーダンス Z_{sd} と線路長 l_d の組合] 導出

Fig.10

デバイスパラメータを適用して線路長 l_d と線路合成インピーダンス Z_{TD} を自動計算する [出力回路]

分布増幅器の出力回路の定数表						
No	Device Parameter	ϵ_m [ε]	l_d [mm]	C_{in} [pF]	光速度 [3m/s]	π
		59.000	0.023	0.047	0.000	3.142
	高インピーダンス線路 線路長: l_d [mm] [A_d : 線路差長]	基板の比誘電率: ϵ_r	基板の厚さ: h [mm]	線路幅: w [mm]	特性インピーダンス: Z_0 [Ω] (30dB 損失 無し, w/h の場合)	線路の実効誘電率: ϵ_{eff} [Ω]
		12.900	1.000	0.167	83.077	7.812
1	線路長: l_d [mm]	高インピーダンス特性インピーダンス: Z_{in} [Ω] (30dB 損失)	線路長 l_d のパラメータ: l_d [mm] (30dB 損失)	線路長 l_d での容量: C_{in} [pF] (30dB 損失)	Out Off Frequency: ω [GHz] (30dB 損失)	単位長当たりの容量: C_{in} [pF/m] (30dB 損失)
	0.210	47.864	0.163	0.024	93.732	774.015
1	線路長: l_d [mm]	高インピーダンス特性インピーダンス: Z_{in} [Ω] (30dB 損失)	線路長 l_d のパラメータ: l_d [mm] (30dB 損失)	線路長 l_d での容量: C_{in} [pF] (30dB 損失)	Out Off Frequency: ω [GHz] (30dB 損失)	単位長当たりの容量: C_{in} [pF/m] (30dB 損失)
	0.215	49.240	0.166	0.024	92.272	774.015
1	線路長: l_d [mm]	高インピーダンス特性インピーダンス: Z_{in} [Ω] (30dB 損失)	線路長 l_d のパラメータ: l_d [mm] (30dB 損失)	線路長 l_d での容量: C_{in} [pF] (30dB 損失)	Out Off Frequency: ω [GHz] (30dB 損失)	単位長当たりの容量: C_{in} [pF/m] (30dB 損失)
	0.220	49.607	0.170	0.025	90.862	774.015
1	線路長: l_d [mm]	高インピーダンス特性インピーダンス: Z_{in} [Ω] (30dB 損失)	線路長 l_d のパラメータ: l_d [mm] (30dB 損失)	線路長 l_d での容量: C_{in} [pF] (30dB 損失)	Out Off Frequency: ω [GHz] (30dB 損失)	単位長当たりの容量: C_{in} [pF/m] (30dB 損失)
	0.225	49.967	0.174	0.025	89.459	774.015
1	線路長: l_d [mm]	高インピーダンス特性インピーダンス: Z_{in} [Ω] (30dB 損失)	線路長 l_d のパラメータ: l_d [mm] (30dB 損失)	線路長 l_d での容量: C_{in} [pF] (30dB 損失)	Out Off Frequency: ω [GHz] (30dB 損失)	単位長当たりの容量: C_{in} [pF/m] (30dB 損失)
	0.230	49.319	0.178	0.026	88.181	774.015
1	線路長: l_d [mm]	高インピーダンス特性インピーダンス: Z_{in} [Ω] (30dB 損失)	線路長 l_d のパラメータ: l_d [mm] (30dB 損失)	線路長 l_d での容量: C_{in} [pF] (30dB 損失)	Out Off Frequency: ω [GHz] (30dB 損失)	単位長当たりの容量: C_{in} [pF/m] (30dB 損失)
	0.235	49.661	0.182	0.026	86.906	774.015

(3) 同様に、HEMTのデバイスパラメータの該当する定数 [相互コンダクタンス gm_0 、ドレイン出力容量 C_{ds} 他] を入力する。また、使用する基板のパラメータを入力して高インピーダンス線路の特性インピーダンス Z_{sd} を導く。このとき線路長 l_d をパラメータとして変化させ、合成インピーダンス Z_{TD} が 50Ω になる前後の Z_{TD} と線路の cutoff 周波数 f_{cd} を算出 (図 10) しその結果を、横軸に線路長 l_d 、両縦軸に合成インピーダンス Z_{TD} と cutoff 周波数 f_{cd} に選んでグラフを作成する。このグラフから $Z_{TD} = 50\Omega$ の条件における線路長 l_d と cutoff 周波数 f_{cd} を読取る。

(4) 特性インピーダンス Z_{sd} を変化させた同様の計算シートを多数用意して、 $Z_{TD} = 50\Omega$ を得る高インピーダンス線路の組合せ [特性インピーダンス Z_{sd} と線路長 l_d] を導出する。

[C] 入力線路の位相回転と出力線路の位相回転を等しく [(301)式] する最終適合条件の導出

(1) 入力線路の組合せ [合成インピーダンス $Z_{TG} = 50\Omega$ を与える特性インピーダンス Z_{sg} と線路長 l_g] および出力線路の組合せ [合成インピーダンス $Z_{TD} = 50\Omega$ を与える特性インピーダンス Z_{sd} と線路長 l_d] を、横軸に高インピーダンス Z_{sg} 、 Z_{sd} を選んでグラフ (図 11) に表し、位相回転を等しくする最終条件を線路の cutoff 周波数 f_{cg} 、 f_{cd} が最大 (分布増幅器の帯域を広げる) になる [即ち、特性インピーダンス Z_{sg} 、 Z_{sd} が出来るだけ大きくなる] 組合せを見つける。

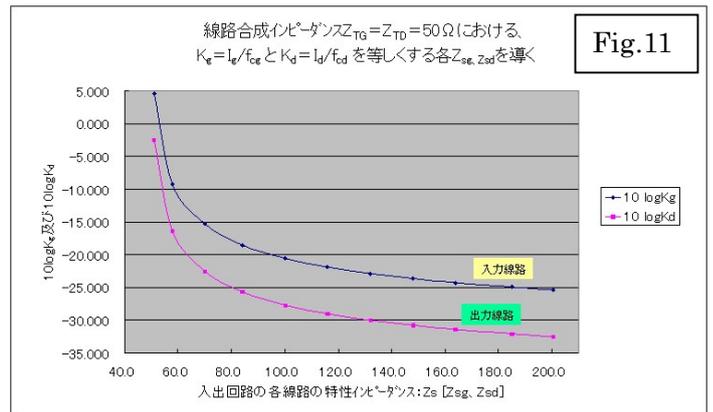


Fig.11

特性インピーダンス: $Z_{sd} = 83\Omega$ の線路に HEMT のドレインを接続したときの、線路長 l_d と線路合成インピーダンス Z_{TD} 並びに線路の Cutoff 周波数 f_{cd}

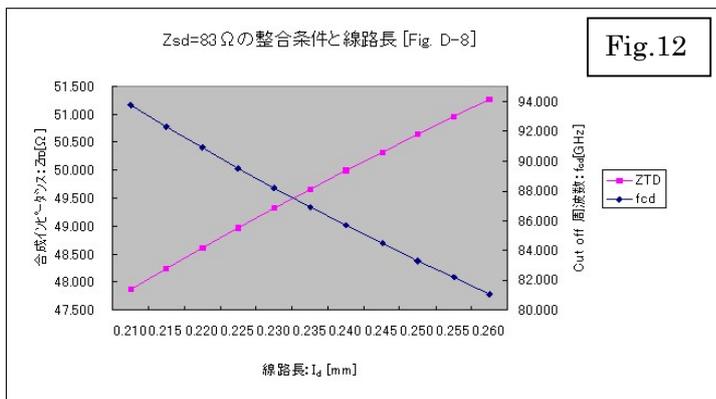


Fig.12

(2) 本設計では、 $Z_{sg} = 200\Omega$ に選び、 $K_g = l_g / f_{cg}$ 、と $K_d = l_d / f_{cd}$ が等しくなる $Z_{sd} = 83\Omega$ に選定する。次いで、 $Z_{sd} = 83\Omega$ における線路長 l_d をパラメータとして変化させ、合成インピーダンス Z_{TD} が 50Ω になる前後の Z_{TD} と線路の cutoff 周波数 f_{cd} を算出しその結果を、

Fig.13

分布増幅器の最適性能を得る為の $I_g/f_{cg}=I_d/f_{cd}$ を満たす、入出力回路の最適パラメータ(Z_{sg}, Z_{sd}, I_g, I_d)の計算表								
線路の特性インピーダンス: Z_0 (Ω) (近似値)	負帰特性インピーダンス: $Z_{sg}=50\Omega$ を与える入力回路			負帰特性インピーダンス: $Z_{sd}=50\Omega$ を与える出力回路			$K_{g/f_{cg}}$ を与える入力回路: Z_{sg}/f_{cg} と出力回路: Z_{sd}/f_{cd}	
	線路長: I_g [mm]	Out Off 周波数: f_{cg} [GHz]	$K_{g/f_{cg}}$ [mm/GHz]	線路長: I_d [mm]	Out Off 周波数: f_{cd} [GHz]	$K_{d/f_{cd}}$ [mm/GHz]	$10\log K_g$	$10\log K_d$
51.0	9.6500	3.300	2.92464	4.2500	7.600	0.05921	4.660	-2.524
59.0								-16.379
70.0								-22.495
84.0								-25.561
100.0								-27.675
116.0	0.3120	46.100	0.00649	0.1375	109.400	0.00926	-21.880	-29.007
132.0	0.2930	50.500	0.00621	0.1154	115.000	0.00900	-22.633	-29.985
146.0	0.2270	52.300	0.00434	0.1000	119.000	0.00884	-23.625	-30.785
164.0	0.2020	53.400	0.00378	0.0885	121.700	0.00873	-24.222	-31.383
185.0	0.1760	54.600	0.00222	0.0772	124.400	0.00862	-24.917	-32.072
200.38	0.1600	55.300	0.00219	0.0700	126.000	0.00856	-25.386	-32.534
83.080				0.240	95.671	0.00280		-25.526

Table. 3								
入力線路の実効誘電率: ϵ_{eff}			出力線路の実効誘電率: ϵ_{eff}					
7.842	7.812		入力回路の特性インピーダンス: $Z_{sg}=200.38\Omega$			出力回路の特性インピーダンス: $Z_{sd}=83.08\Omega$		
周波数: f [GHz]	自由空間長: λ_d [mm]	線路長: I_g [mm]	線路長: λ_d [mm]	線路の電気長: θ_e [deg]	線路長: I_d [mm]	線路の電気長: θ_d [deg]	線路の電気長: θ_d [deg]	π
10000	30000	0.160	11.148	5.167	0.240	1.0733	8.060	3.14159
20000	15000	0.160	5.574	10.334	0.240	5.367	16.099	3.14159
30000	10000	0.160	3.716	15.501	0.240	3.578	24.149	3.14159
40000	7500	0.160	2.787	20.668	0.240	2.683	32.198	3.14159

$I_g/f_{cg}=I_d/f_{cd}$ を実現する入力回路の特性インピーダンス Z_{sg} と線路長 I_g 、Cutoff周波数 f_{cg} 並びに、出力回路の特性インピーダンス Z_{sd} と線路長 I_d 、Cutoff周波数 f_{cd} を導出する

横軸に線路長 I_d 、両縦軸に合成インピーダンス Z_{TD} とカットオフ周波数 f_{cd} に選んでグラフ (図 12) を作成する。このグラフから $Z_{TD}=50\Omega$ の条件における線路長 I_d とカットオフ周波数 f_{cd} を読取る。

- (3) $Z_{TG}=50\Omega$ を与える入力線路の最終適合条件 ($Z_{sg}=200\Omega$ の線路長 $I_g=0.16[\text{mm}]$) と、 $Z_{TD}=50\Omega$ を与える出力線路

の最終適合条件 ($Z_{sd}=83\Omega$ の線路長 $I_d=0.24[\text{mm}]$) とを適用しエット・アンプを構成する。

- (4) 回路データでエット・アンプを作成する際に、新規素子/理論部品群/電気長線路(位相角)を適用して分布定数線路 [高入力インピーダンス線路] を適用するので、上記の入出力線路の電気長を Excel (図 13) で前もって計算しておく。

3.4 分布増幅器の基本回路設計

[A] 回路設計のポイント

- (1) 入力ポートから出力ポートに向けて前述のエット・アンプを 4 段に縦列接続 (図 14) する。一見してエット・アンプが並列に接続されているように見えるが、分布形増幅器は入力信号を進行波増幅するものであるから、入力側回路は入力端から終端負荷 R_g に向けて順番に接続され、出力側は初端負荷 R_d から終端の出力端に向けて順番に接続される。

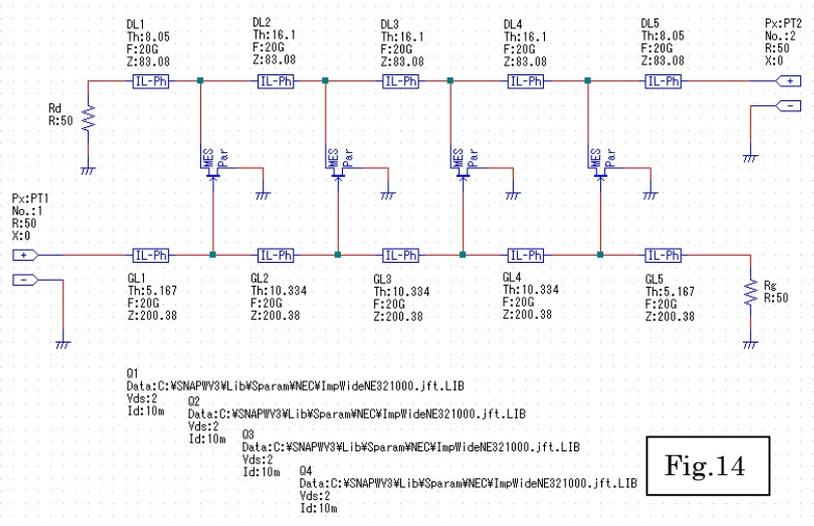


Fig.14

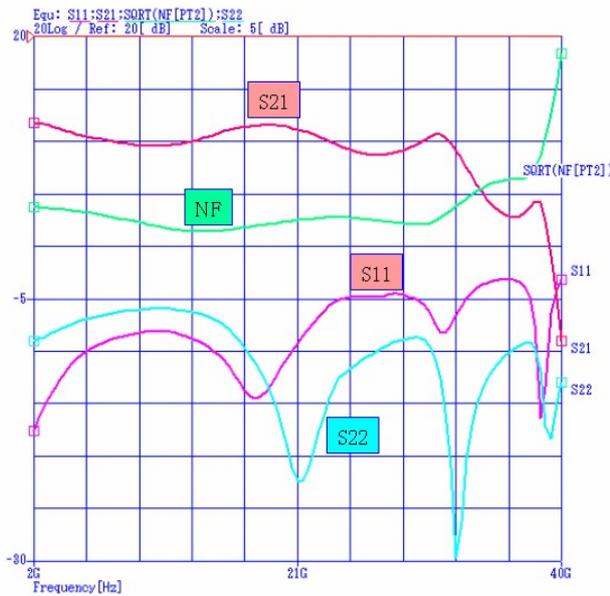
- (2) 前記の入力線路における信号の位相回転と出力線路における信号の位相回転が等しいと言うことは、各エット・アンプの出力端において、前段から分布定数線路で伝送されてきた信号と、該エット・アンプで増幅された信号出力が常に同相で加算される必要がある理由に拠る。なお初段エット・アンプと終段エット・アンプの外側に接続される線路の長さは夫々の線路長の半分の長さ $I_g/2$ 、 $I_d/2$ にする。

(3) 増幅素子のライブラリは素子値入力の参照ボタンから、先に保存しておいた前述の [SNAP¥Library¥SPParam ¥NEC¥Imp/SuperWideNE321000.jft] を引き当てる。こうすると分布増幅器の性能解析に必要な周波数帯域を十二分に覆う基本パラメータ [Sパラメータ/ノイズ・パラメータ] を本分布増幅器の性能解析に供することができる。

[B] 性能解析について

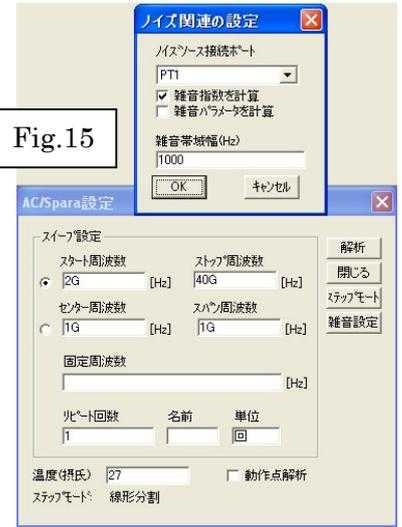
(1) ネットリスト出力をして、SNAP で Sパラメータ解析 [雑音設定 (雑音指数を計算)] を周波数 2GHz~40(50)GHz の帯域に亘って行い(図

Fig.17 4段分布増幅器の基本回路の性能



15)、その結果を表示式から選んで増幅器の利得 S21、入出力のリターンロス S11、S22 並びに雑音指数 NF として表示 (図 16) する。

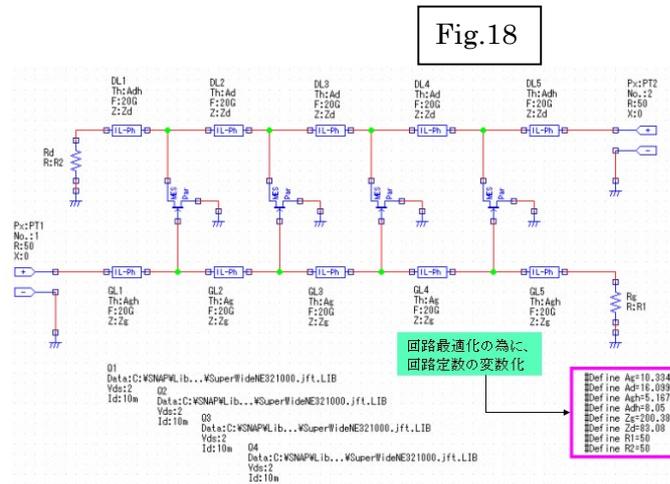
(2) 分布増幅器の基本回路は、平均利得は約 10dB、3dB 帯域は 2GHz~約 31GHz で、帯域内の利得偏差が約±2dB の性能 (図 17) が得られ、超広帯域のアンプを比較的容易に設計することが出来る。



3.5 分布増幅器の性能最適化

[A] 分布増幅器の回路最適化設計

上記の基本回路の構成において、入力線路の特性インピーダンス Z_g 、電気長 A_g [線路長 I_g に相当]、電気長 A_{gh} [線路長 $I_g/2$ に相当]、および出力線路の特性インピーダンス Z_d 、電気長 A_d [線路長 I_d に相当]、電気長 A_{dh} [線路長 $I_d/2$ に相当]、さらに終端抵抗 R_g 、初端抵



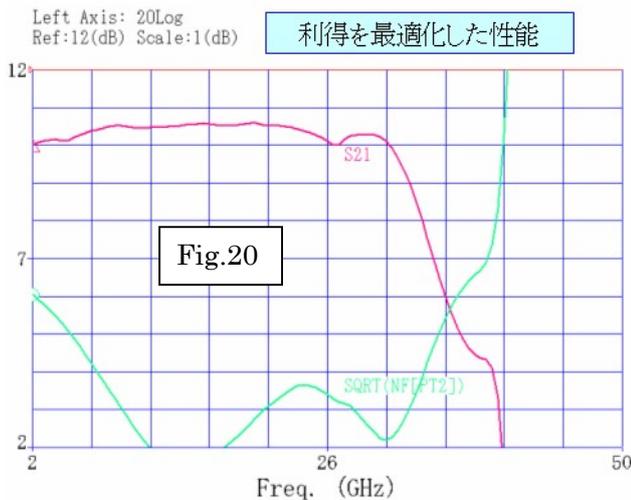
利得最適化の条件

Fig.19

抗 R_a を変数 (図 18) として回路チューニングの構成を整える。

[B] 利得最適化

最適化の条件を (図 19) のように設定し、最適化を行った結果、平均利得(約)10dB、



3dB 帯域 2GHz-34GHz、帯域内の利得偏差約 0.5dB、約 $NF \leq 5dB$ の周波数特性が平坦で且つマイクロ波～ミリ波帯に及ぶ超広帯域アンプ^o の設計を達成 (図 20) することが出来た。

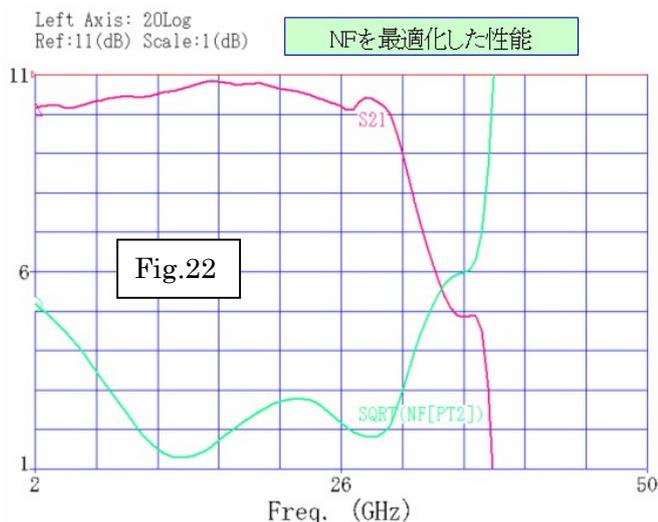
[C] NF 及び利得平坦の両立の最適化

最適化条件を (図 21) のように設定し最適化を行った。その結果、3dB 帯域 2GHz-32GHz、帯域内平均利得 10.3dB、利得偏差 $\leq 1dB$ 、帯域内の雑音指数(約) $NF \leq 3dB$ で且つ入出力のリターンロス(約) $S11 \leq -10dB$ 、 $S22 \leq -6dB$ の、優れた性能の超広帯域 LNA

[Low Noise Amplifier]の設計を達成 (図 22/23) することができた。

NF最適化の条件

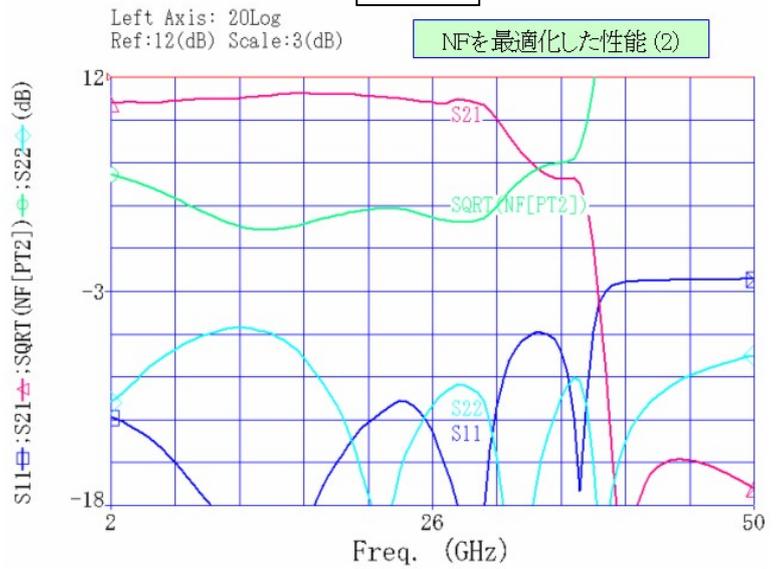
Fig.21



4. 考 察

- (1) 周波数帯域 30GHz を超える超広帯域アンプ^o を達成する分布形増幅器の設計手法を確立することができた。
- (2) 前報の「各種パラメータの変換・導出」を適用することにより、分布増幅器に適

Fig.23



用する増幅素子[HEMT 他]の基本パラメータ [Sパラメータ/ノイズパラメータ] が増幅器の帯域を満たさないときにも、所要の帯域の設計・解析に適した新たな近似基本パラメータを準備することができ、またその基本パラメータは分布増幅器の設計・解析に適切に機能することが判った。

- (3) 本設計の定量的な解析・評価の結果として、分布形増幅器を適用することによって、3dB 周波数帯域 30GHz を超え、利得 10dB 以上で偏差 1dB、 $NF \leq 3 \sim 4$ dB の最良の広帯域低雑音アンプ^o を設計できる。
- (4) 実際に 5 段の分布増幅器を SNAP で設計・解析してみた結果、性能解析も安定に機能するし、4 段増幅器の回路定数を一度に 8 パラメータ以上変数として性能の最適化を実施した場合にも安定且つ短時間（最長数分）に良好な性能最適化を達成してくれることを確認し、SNAP の柔軟・迅速・広範囲な適用領域・万能性を改めて強調したい。

—以上—