

1. 序文

欧米の 80MHz ~108MHz の FM 帯域で強電界における混変調歪の少ない FM 前置増幅器を開発するため、最適と思われる新しい増幅素子のデバイスデータを半導体メーカーの web site から見つけて所要のファイルを作成して関連の Library に登録し、回路シミュレーションの非線形解析と同時に雑音解析の動作を可能とする手法を説明する。これを適用してアンプの入出力の直線性を向上するトランス負帰還方式のベース接地／エミッタ接地両 FM アンプ とゲート接地 FM アンプ の性能比較 [相互変調歪／ゲイン／NF 等] を行い、FM アンプ の最適設計を見出す。

2. 概要

- (1) $I_{c\max}=60\text{mA}$ の小電力トランジスタ[添付ファイル参照]の Philips 社デュアル・エミッタ・トランジスタ BPF94 のデバイスパラメータ(非線形解析に使用するスパイスモデル／雑音パラメータ)を web site から抽出し、非線形解析の回路シミュレーションを適用できるように、シミュレーション解析環境を構築する。
- (2) 同様に $I_{d\max}=30\text{mA}$ の小電力 MOS FET [添付ファイル参照]の Philips 社デュアル・ゲート FET BF998 のデバイスパラメータ(非線形解析に使用するスパイスモデル)を web site から抽出し、シミュレーション解析環境を構築する。
- (3) 開発した Noise Model に Philips 社の BF998 のデータを適用して雑音解析に適した雑音パラメータを作成し、これを S parameter Library に NF Model として登録する。
- (4) トランス負帰還方式のベース接地／エミッタ接地の両 FM アンプ を設計し、小信号におけるゲイン／NF 性能の S パラメータ解析と強電界に対する Harmonic Balance 解析とを適用する。
- (5) 通常方式 (フィードバック無し) / トランス負帰還方式の両ゲート接地 FM アンプ を設計し、小信号におけるゲイン／NF 性能の S パラメータ解析と強電界に対する Harmonic Balance 解析とを適用する。
- (6) 最後に、(4)、(5)で求めた結果を一覧表に纏めて FM 強電界に適した最適なプリアンプ を分析・評価する。

3. 回路 Simulation 環境の構築

3.1 デュアルエミッタ・トランジスタ BFG94 のシボル作成とライブラリ登録

- ① デュアルエミッタ・トランジスタ BFG94 ($f_T \approx 6\text{GHz}$) のスパイスモデル(真性素子と寄生素子で構成：図 1 参照)を web site から抽出し、SNAP のフォーマットに改良して SNAPWV3¥Lib¥NonLinear に RF_PhilipsBFG94_DE(図 2 参照)を登録する。次に web site から抽出した雑音パラメータ

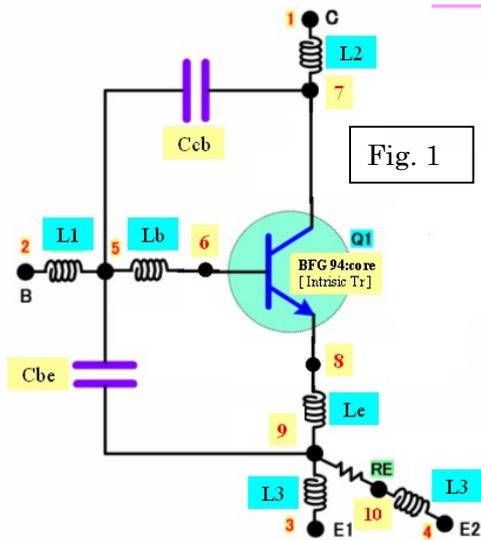


Fig. 1

```

*FREQUENCY RANGE : 0.01~3GHz
.SPICE
.SUBCKT BFG94_DE 1 2 3 4
  Lb 5 6 1.5n
  Le 8 9 .5n
  L1 2 5 .025n
  L2 1 7 1.19n
  L3 3 9 1.2n
  Ccb 5 7 16f
  Cbe 5 9 182f
  RE 9 10 1m
  L3 10 4 1.2n
  Q1 7 6 8 BFR91Acore 1
.MODEL BFR91Acore NPN
+ IS = 1.32873E-015
+ BF = 1.02000E+002
+ NF = 1.00025E+000
+ VAF = 5.19033E+001
+ IKF = 8.15511E+000
+ ISE = 1.39029E-014
+ NE = 1.51292E+000
+ BR = 1.76953E+001
+ NR = 9.94038E-001
+ VAR = 3.28032E+000
+ IKR = 1.00000E+001
+ ISC = 1.04297E-015
+ NC = 1.18993E+000
+ RB = 1.00000E+001
+ IRB = 1.00000E-006
+ RBM = 1.00000E+001
+ RE = 7.63636E-001
+ RC = 9.00000E+000
+ EG = 1.11000E+000
+ XTI = 3.00000E+000
+ CJE = 2.03216E-012
+ VJE = 6.00000E-001
+ MJE = 2.90076E-001
+ TF = 6.55790E-012
+ XTF = 3.89752E+001
+ VTF = 1.09308E+001
+ ITF = 5.21078E-001
+ CJC = 1.00353E-012
+ VJC = 3.40808E-001
+ MJC = 1.94223E-001
.ENDS
  
```

Fig. 2

を BFG94_NF_Model(図 3 参照)として SNAPWV3¥Lib¥Sparam に登録する。

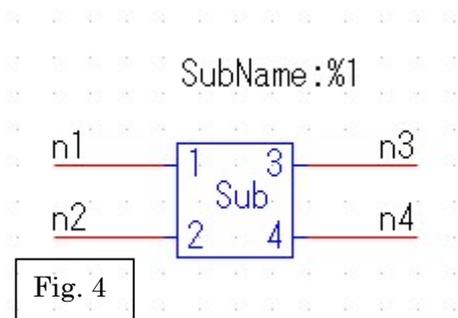


Fig. 4

IBF094_Noise_Model.BJN
#TAG(Philips,10[V],45m[A])
#CON(50.S)

Noise Model of Tr

	S11	S21	S12	S22
#PARA	0 0	1 0	1 0	0 0
10MEG	0 0	1 0	1 0	0 0
40MEG	0 0	1 0	1 0	0 0
60MEG	0 0	1 0	1 0	0 0
80MEG	0 0	1 0	1 0	0 0
100MEG	0 0	1 0	1 0	0 0
120MEG	0 0	1 0	1 0	0 0
150MEG	0 0	1 0	1 0	0 0
200MEG	0 0	1 0	1 0	0 0
300MEG	0 0	1 0	1 0	0 0
500MEG	0 0	1 0	1 0	0 0
700MEG	0 0	1 0	1 0	0 0
1.0G	0 0	1 0	1 0	0 0
#End	0 0	1 0	1 0	0 0

#NF	Fmin [dB]	Γ opt	Rn [n] / 50
10MEG	1.4	0.01	10
50MEG	1.5	0.01	20
80MEG	1.6	0.02	30
100MEG	1.7	0.03	40
150MEG	2.0	0.05	60
200MEG	1.8	0.06	80
300MEG	2.1	0.08	90
500MEG	2.4	0.10	100
700MEG	2.7	0.14	120
1.0G	3.0	0.19	150
#End			

Fig. 3

② 次に、回路データ上に表記するためのデュアルエミッタ・トランジスタのシンボル ExpbjtnDE(図 5 参照) を、シンボルデータを使用して作成し、回路データで作成したマクロ Dual Emitter(図 4 参照)の電氣的接続と該シンボルとを設定機能にて関連付ける。

Fig. 5

3.2 デュアルゲート FETBF998 のシボル作成とライブラリ登録

- ① デュアルゲート FET998 (800MHz で $NF_{min}=1.0dB$) のスパイモデルを web site から抽出し、SNAP のフォーマットに改良して SNAPWV3¥Lib¥NonLinear に RF_PhilipsBF998_n (図 6 参照) を登録する。

```
.SPICE
.SUBCKT BF998n 1 2 3 4
L10      1 10  L=0.12N
L20      2 20  L=0.12N
L30      3 30  L=0.12N
L40      4 40  L=0.12N
L11      10 11 L=1.20N
L21      20 21 L=1.20N
L31      30 31 L=1.20N
L41      40 41 L=1.20N
C13      10 30  C=0.085P
C14      10 40  C=0.085P
C21      10 20  C=0.017P
C23      20 30  C=0.085P
C24      20 40  C=0.005P
D11      42 11  ZENER
D12      42 41  ZENER
D21      32 11  ZENER
D22      32 31  ZENER
RS       10 12  R=100
MOS1     61 41 11 12 GATE1 L=1.1E-6 W=1150E-6
MOS2     21 31 61 12 GATE2 L=2.0E-6 W=1150E-6
.MODEL ZENER D BV=10 CJO=1.2E-12 RS=10
.MODEL GATE1
+ NMOS LEVEL=3 UO=600 VTO=-0.250 NFS=300E9 TOX=42E-9
+ NSUB=3E15 VMAX=140E3 RS=2.0 RD=2.0 XJ=200E-9 THETA=0.11
+ ETA=0.06 KAPPA=2 LD=0.1E-6
+ CGSO=0.3E-9 CGDO=0.3E-9 CBD=0.5E-12 CBS=0.5E-12
.MODEL GATE2
+ NMOS LEVEL=3 UO=600 VTO=-0.250 NFS=300E9 TOX=42E-9
+ NSUB=3E15 VMAX=100E3 RS=2.0 RD=2.0 XJ=200E-9 THETA=0.11
+ ETA=0.06 KAPPA=2 LD=0.1E-6
+ CGSO=0.3E-9 CGDO=0.3E-9 CBD=0.5E-12 CBS=0.5E-12
.ENDS
* BF998
```

Fig. 6

- ③ 次に、回路エディタ上に表記するためのデュアルエミッタトランジスタのシボル Nlnmos2n (図 8 参照) をシボルエディタを使用して作成し、回路エディタで作成したマクロ Dual Gate (図 7 参照) の電気接続図と該シボルを設定機能にて関連付ける。

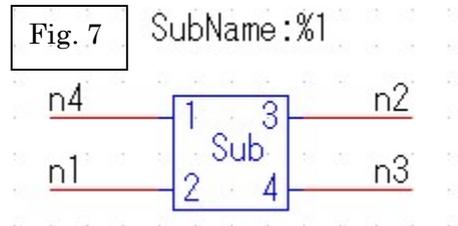


Fig. 8

3.2 Philips BF998 の Noise Model の作成と Library への登録

- ① Philips BF998 のデータシートの NF 特性($f=800\text{MHz}$ で $NF_{\min}=1.0\text{dB}$)および Spice Model のデバイスパラメータを小生が開発した Noise Model [M.W.Pospiechalski の FET 雑音モデル (ゲート雑音温度 T_g とドレイン雑音温度 T_d で雑音パラメータを規定) に寄生素子(Package 等)に因る)を付加した雑音パラメータを導出できるように改良し、Si FET (接合型 及び MOS 構造)についてはゲート雑音温度 T_g を素子の環境温度に等しいと仮定できる。(低雑音である HEMT/GaAs に対しては T_g を正確に算出し NF の計算精度を向上する)] に適用して、

Fig. 9

型番 [Name]	V_{DS} [V]: バイアス	I_{DS} [mA]: バイアス [at $V_{GS}=4V$]	t_0 [C. deg]: 雰囲気温度	T_0 [K. deg]: 雰囲気絶対温度
BF998 [Philips]	8	10	27	300
f_0 [GHz]: NF 測定周波数	f_L [GHz]: Lower Freq Limit	f_H [GHz]: Higher Freq Limit	Γ_{opt} [MAG] at f_0	θ_0 [ANG] at f_0
0.8				
P_0 : Γ_{opt} parameter by (708)	Q_0 : Γ_{opt} parameter by (709)	U_0 : Γ_{opt} parameter by (710)	R_{op} [ohm]: Γ_{opt} by (711)	(Ref.1: C_{gs} [pF] by (718)
S_{11L} : S_{11L} [MAG]	θ_{1L} : S_{11L} [ANG]	D_L : S_{11} parameter by (638)	E_L : S_{11} parameter by (639)	F_L : S_{11} parameter by (640)
S_{11H} : S_{11H} [MAG]	θ_{1H} : S_{11H} [ANG]	D_H : S_{11} parameter by (638)	E_H : S_{11} parameter by (639)	F_H : S_{11} parameter by (640)
$R_T(\omega)$: $R = g_m(\theta_0^2 + g_o)$ at 100MHz	C_{gs} [pF]: Gate1の入力容量	L_T [nH]: (654)計算の入力インダクタンス	S_{22L} : S_{22L} [MAG]	θ_{2L} : S_{22L} [ANG]
15	2.1	0		
L_L : S_{22} parameter by (642)	M_L : S_{22} parameter by (643)	N_L : S_{22} parameter by (644)	g_d [S] = g_{ds} : ドレインコンダクタンス	C_{ds} [pF]: Output Cap by (658)
			0.0001	
π	g_{m0} [S]: y_g [大きさ] = g_m	$\omega_c = 2\pi f_c$ [c. 遮断周波数] (511)計算	w : (537)計算値: f_0	v : (538)計算値
3.14159	0.025	11904761905	0.422229696	0.0015
F_0 [dB]: 最小 NF	F_0 [真数]: 最小 NF	A: (533)計算値	B: (534)計算値	$K_g = 1.0$: ゲート雑音温度係数
1	1.258925412			1
[参考: 2 K _d] (535)計算値	K_d (540)計算値 残留 $\Delta F = 0.4dB$	T_g : ゲート雑音温度 [$T_g = T_0 K_g$]	T_d : ドレイン雑音温度 [$T_d = T_0 K_d$]	$R_{sq}(\omega)$: (645)計算の入力抵抗
	20.37428634	300	6112.285903	
g_{m0} [S]: 相互コンダクタンス	R_T [ohm]: 総合抵抗	L_T [nH]: 入力インダクタンス	g_d [S]: 出力コンダクタンス	π
0.025	15	0	0.0001	3.14159
$\omega_c = 2\pi f_c$ [c. 遮断周波数]	K_g : ゲート雑音温度係数	K_d : ドレイン温度係数	C_{gs} [pF]: 入力容量	$R_n / 50$: Normalized R_n
11904761905	1	20.37428634	2.1	0.985197716
f [GHz]: 計算周波数	ω [Rad]: 計算角周波数	X_{op} [ohm]: (520)計算値	w : (537)計算値	v : (538)計算値
0.05	314159000	1515.762643	0.026389356	0.0015
R_{op} [Ω]: (522)計算値	Z_{op}^2 [ohm ²]: 計算	G_n [S]: (510)計算値	R_n [Ω]: (523)計算値	R_n [S]: (527)計算値
3251.473781	12869618.14	1.41886E-06	18.26020506	18.25988582
F_0 : (529-2)計算値 残留 $\Delta F_0 = 0.4dB$	F_0 [dB]: 最小値	$r_{op} = R_{op}/50$	$X_{op} = X_{op}/50$ [常に: $X_{op} > 0$]	D: (403)計算値
1.109269347	0.450370123	65.02947562	30.31525286	5278.906207
A: (404)計算値	B: (405)計算値 [常に: > 0]	$\Gamma_{opt} I$: Γ_{opt} [大きさ]: (406)計算値	Γ_{opt} [角度]: (407)計算値	Γ_{opt} [角度] (A=0: 角度+180)
5146.847255	60.63050572	0.9750613	0.674920815	0.674920815
周波数 (GHz)	F_0 [dB]: NF 最小値	$\Gamma_{opt} I$: Γ_{opt} [MAG]	Γ_{opt} [ANG] (角度)	$R_n / 50$: 正規化 R_n
0.05	0.45	0.98	0.67	0.37
0.07	0.46	0.97	0.95	0.37
0.09	0.48	0.96	1.22	0.37
0.11	0.49	0.95	1.49	0.37
0.13	0.51	0.94	1.76	0.37
0.15	0.52	0.93	2.03	0.37
0.3	0.63	0.86	4.07	0.37
0.5	0.78	0.78	6.84	0.37
0.8	実測値を適用: 1.00	0.67	11.17	0.37
1	1.15	0.60	14.22	0.37

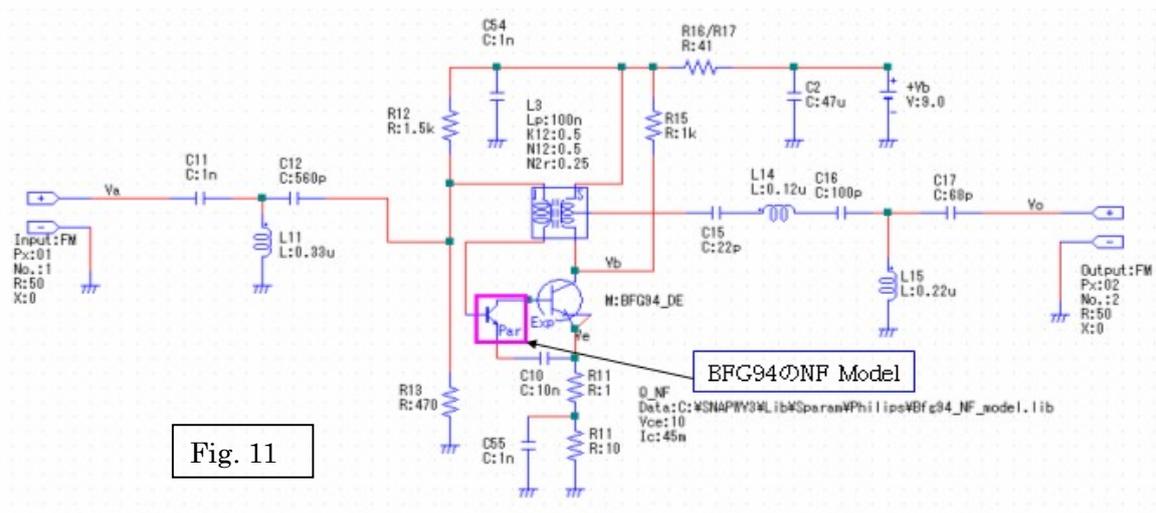
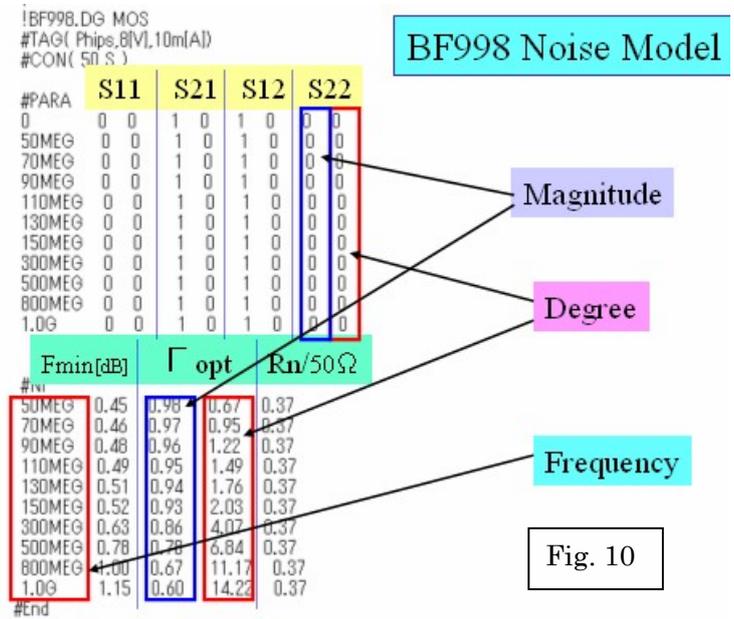
50MHz ~ 1GHz に亘る広帯域で雑音パラメータ [最小雑音: NF_{\min}/NF_{\min} を与える電源インピーダンス: Γ_{opt} / 等価雑音抵抗: R_n] を自動計算(図9参照)する。[Excel を使用したこの Noise Model の自動計算シートを添付]

- ② この Noise Model を適用して BF998_NF_Model(図 10 参照)を作成し、SNAPWV3 ¥Lib¥Sparam に登録する。この NF_Model を使用すると近似的に NF を解析することができる。

4. トランス負帰還方式のトランジスタ FM アンプ の設計と性能評価

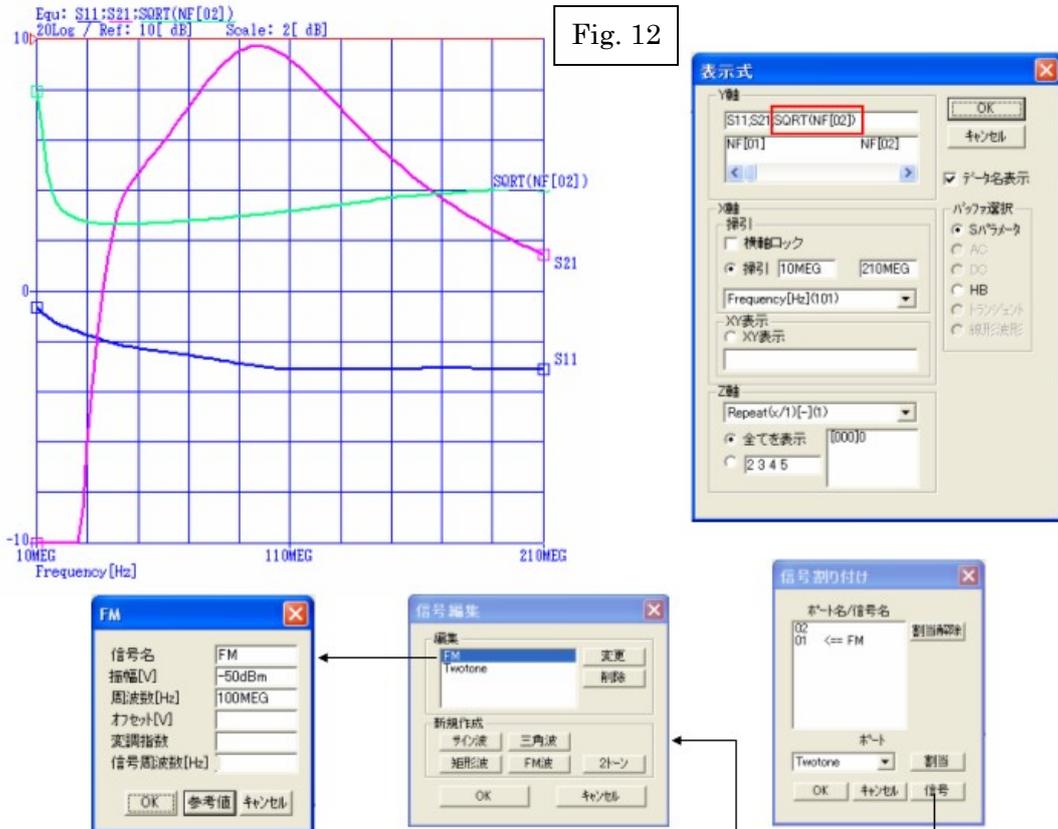
4.1 エミッタ接地アンプ の設計と解析

- ① Philips BFG94 のトランジスタをエミッタ接地で採用し、トランスを使用してコレクタ出力の一部を負帰還させ、強電界でのアンテナ受信電力 (以後、単に高レベルという) の入力に対する電力利得 (以後、単にゲインという) の直線性を向上した FM アンプ の回路設計を図 11 に示す。



- ②低入力レベル (-50dBm) におけるゲイン/NF を Sパラメータ解析した結果を図 12 に示す。信号名を FM と定めポート1に割り付けて周波数 10MHz~210MHz の周波数範囲で S11 (入力反射係数)/S21 (順方向電力利得)/NF (雑音) の特性を求めた。表示式では SQRT(NF[02]) と記述して S11/S21 は 20log で NF は 10log で表示している。ゲインは 88MHz~108MHz

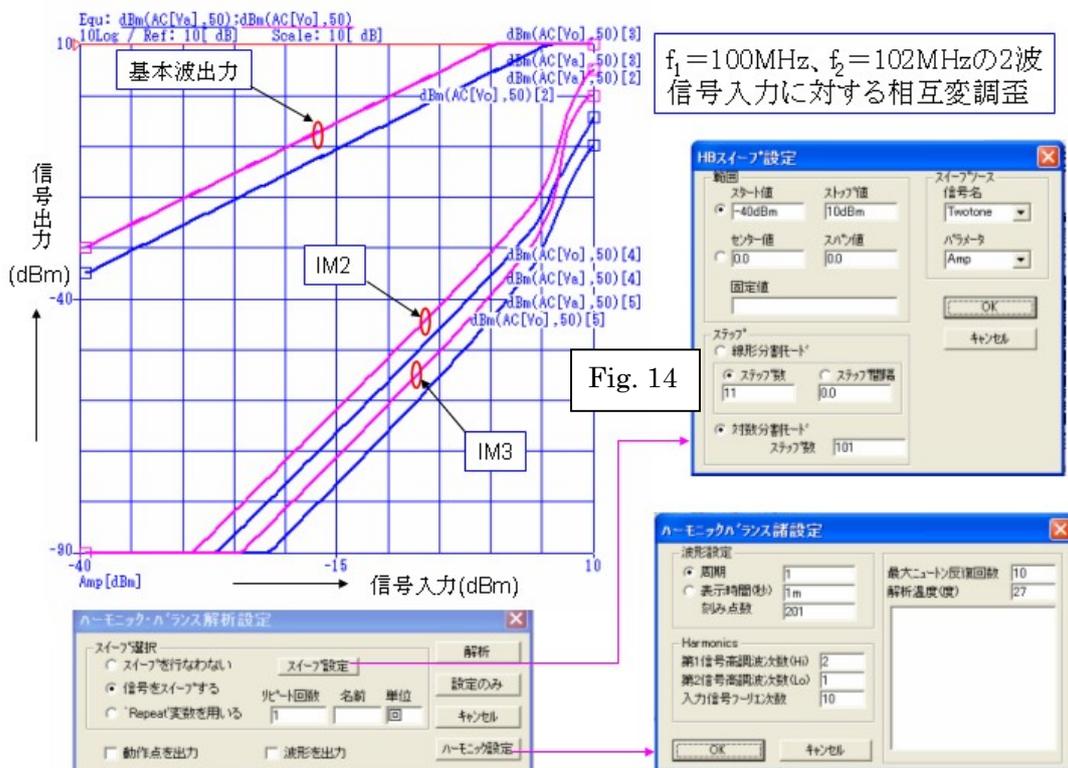
の帯域で 9dB 以上得られているが、入力の整合は $S11 \geq -3\text{dB}$ と整合が取れていない。



- ② Harmonic Balance 解析を利用して入出力電力の非線形解析を行い、隣接入力信号 2 波 (同一レベルの $f_1=100\text{MHz}/f_2=102\text{MHz}$) の相互変調歪における第二次高調波 IM_2 ($f_{\text{IM}_2}=2f_1-f_2=104\text{MHz}$ / 同様に $f_{\text{IM}_2}=2f_2-f_1=98\text{MHz}$) と第三次高調波 IM_3 ($f_{\text{IM}_3}=3f_1-2f_2=106\text{MHz}$ / 同様に $f_{\text{IM}_3}=3f_2-2f_1=96\text{MHz}$) のレベルを求める。
- ③ 表示式については、Y 軸において回路図上に表記された入力信号 V_a と出力信号 V_o を選び、解析した信号を電力表示するために $\text{dBm}(\text{AC}[V_a],50)$ と $\text{dBm}(\text{AC}[V_o])$ と記述する。X 軸に対しては $\text{Amp}[\text{dBm}](101)$ を選択し、Z 軸についてはフル解析の次数として 2 (f_1)、3 (f_2)、4 (f_{IM_2})、5 (f_{IM_3}) を選ぶ。(図 13 参照)



- ④ 信号を正しく電力表示するためにグラフ→スケール表示→線形表示→10log を選択する。さらにポート1に割り付ける信号は Twotone(任意名称)と名付け、振幅を-20dBm(仮置き)、2波の振幅比率 $V2/V1=1$ 、周波数 1 : $f_1=100\text{MHz}$ 、周波数 2 : $f_2=102\text{MHz}$ に選ぶ。[2波の周波数差は 1MHz~3MHz が好ましい] (図 1 3 参照)
- ⑤ ハーモニック・バランスの解析については、信号を「スweepする」を選び、HB sweep 設定は sweep 信号名を Twotone に、パラメータを Amp に選び、範囲をスタート値-40dBm からストップ値+10dBm の 50dB に設定する。ストップ値は実際にハーモニック・バランス[Harmonic Balance : 以後、HB と略称する]が収束する最大値に設定すると良い。更に、ステップは対数分割モード(信号入力 dBm の場合には)を選びステップ数は 51 又は 101(奇数)が好ましい。(図 1 4 参照)
- ⑥ 電力 HB の諸設定については、Harmonics において、第一信号高調波次数を 2 に、第二信号高調波次数を 1 に選んで IM2 [$f_{IM2}=98\text{MHz}$]、IM3 [$f_{IM3}=96\text{MHz}$] のスペクトルを各 1 つに絞り解析結果の表示をシンプルにして見やすくする。入力信号フリエル次数を高々 10 に設定して解析精度の向上並びに解析収束の安定度の両立を図る。(図 1 4 参照)

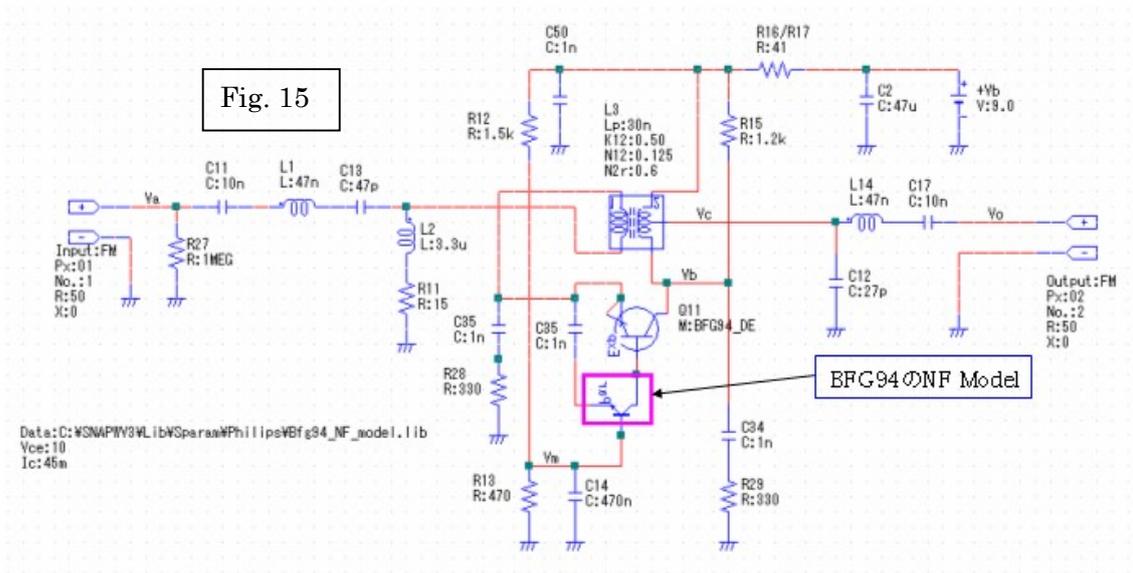


- ⑦ HB の解析結果を図 14 に示す。
入力信号 Va の入力レベルに対する第二次高調波歪 IM2 と第三次高調波歪 IM3 の変化が判り、入力が +5dBm を越えると IM2/IM3 が急激に増大して相互変調歪が悪化する。

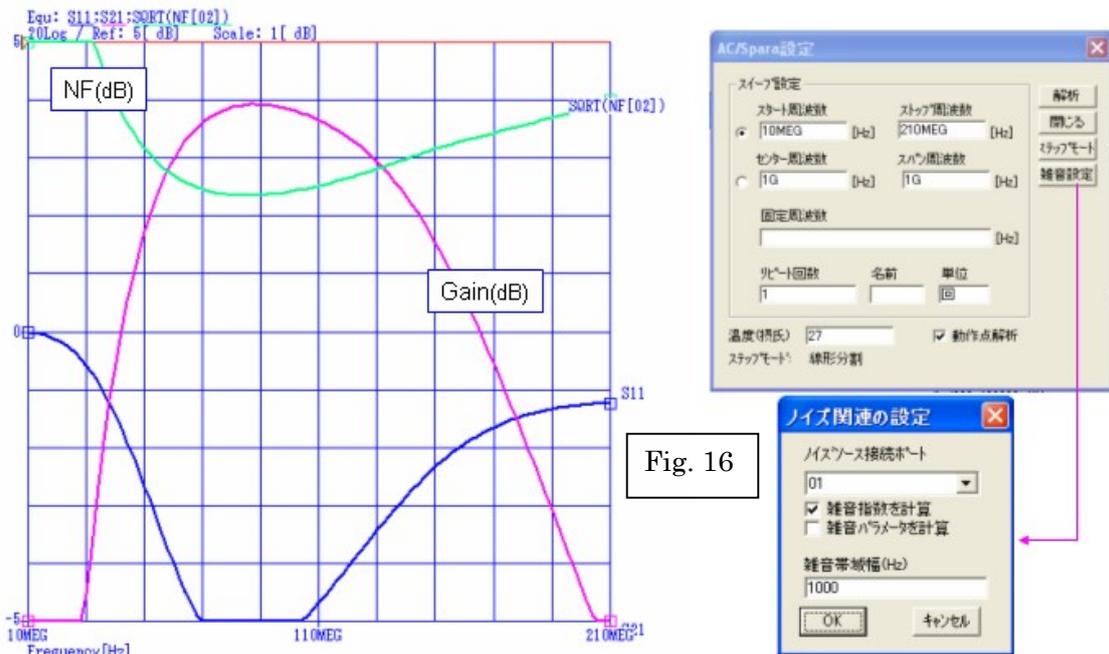
各回路の詳細比較分析は後章にて詳述する。

4.2 ベース接地アンプの設計と解析

- ① 図 15 に示すように、入出力の直線性に優れるベース接地回路を採用すると共に、トランスを使用してコクタ出力の大半を負帰還させて更に直線性を向上する。入出力のフィルタ回路によって適切な周波数選択性をもたせると同時に信号源および負荷との整合性を高める。

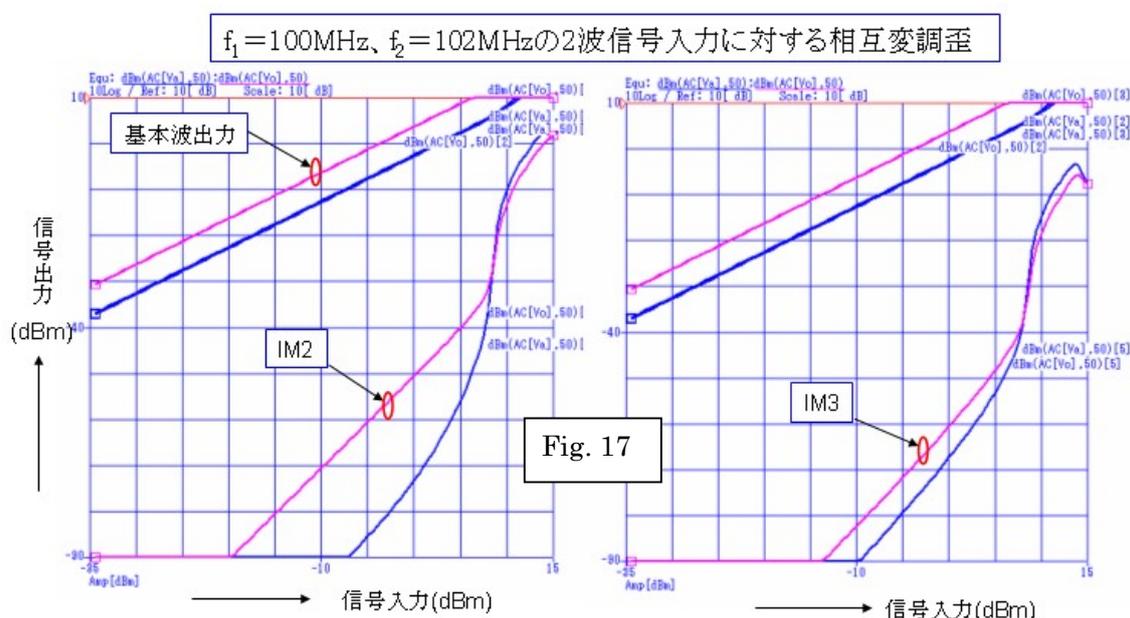


- ② 入力信号の低レベル(-50dBm)における S パラメータ解析(解析条件は前述の図 12 と同様)を行い、ゲイン/NF の性能を求める。解析結果は図 16 に示す通り、88MHz~108MHz の



FM 受信帯域に亘ってゲイン $\geq 3.5\text{dB}$ 、NF $\leq 2.5\text{dB}$ の良好な性能を得ると共に、入力の整合も良好であることが分る。

- ③ なお S パラメータ解析では、雑音設定において、接続ポートをポート1 とし、「雑音指数を計算」を選び、NF(NF_Model を使用した近似解析)を求める。
- ④ 次に隣接 2 波 ($f_1=100\text{MHz}/f_2=108\text{MHz}$) を使用した相互変調歪を前述と同様な条件で HB 解析する。HB スweep 範囲のストップ値は HB 解析が収束する最大値の $+15\text{dBm}$ に選ぶ。解析結果は図 1 7 に示すように、入力信号レベルが $+10\text{dBm}$ 前後から IM2 と IM3 が急速に増大し、相互変調歪が悪化する。[IM2 と IM3 が重なるのを避けて 2 図に分けた]



5. ゲート接地 FET-FM アンプ の設計と性能評価

5.1 負帰還無しアンプ の設計と解析

- ① ドレイン電流が比較的に大きい ($I_{D\max}=30\text{mA}$) デュアルゲート MOS FET Philips BF998 を使用し、入出力の直線性に優れたゲート接地を採用した FM アンプ の設計回路を図 1 8 に示す。ゲート接地回路は入力インピーダンスが低いので簡単な回路を使用して信号源と整合を取ることが出来る。
- ② S パラメータ解析の結果を図 1 9 に示す。88MHz \sim 108MHz の受信帯域をシャープに形成する高選択性ならびに、ゲイン $\geq 5.5\text{dB}$ 、NF $\leq 2.5\text{dB}$ の良好なアンプ性能を得ることが出来た。

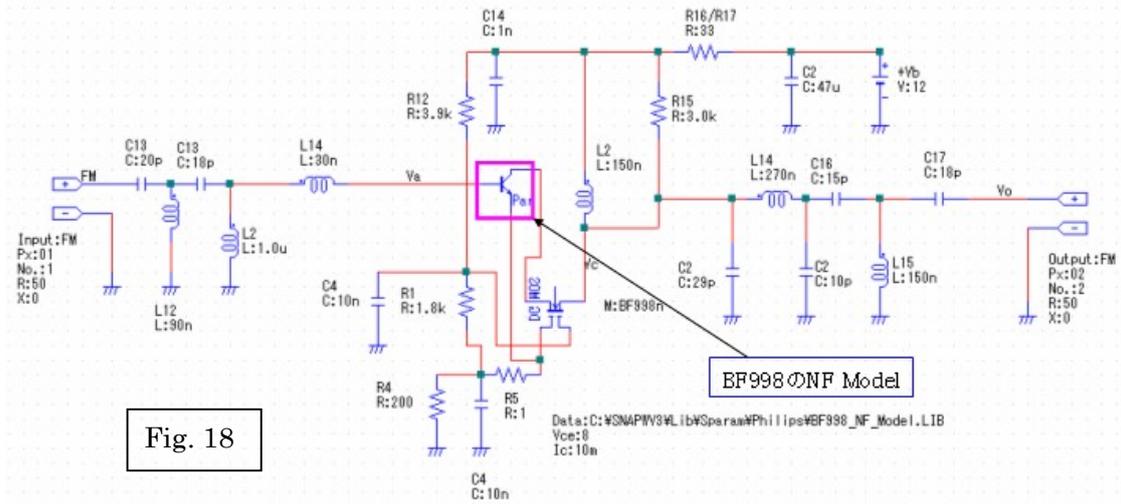


Fig. 18

③ 隣接2波 ($f_1=100\text{MHz}/f_2=108\text{MHz}$) を使用した相互変調歪を前述と同様な条件で HB 解析した。HB スイプ範囲のストップ値は HB 解析が収束する最大値の 0dBm に選ぶ。

④ 解析結果は図 20 に示すように、HB 解析が収束する 0dBm 以下の入力レベルにおいて、IM2、IM3 のレベルが相対的に小さく、相互変調歪は比較的に良好であることが分る。

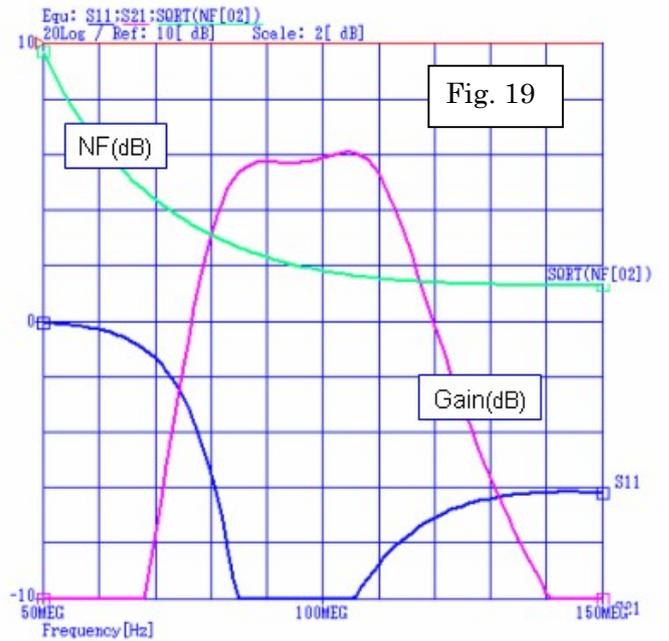


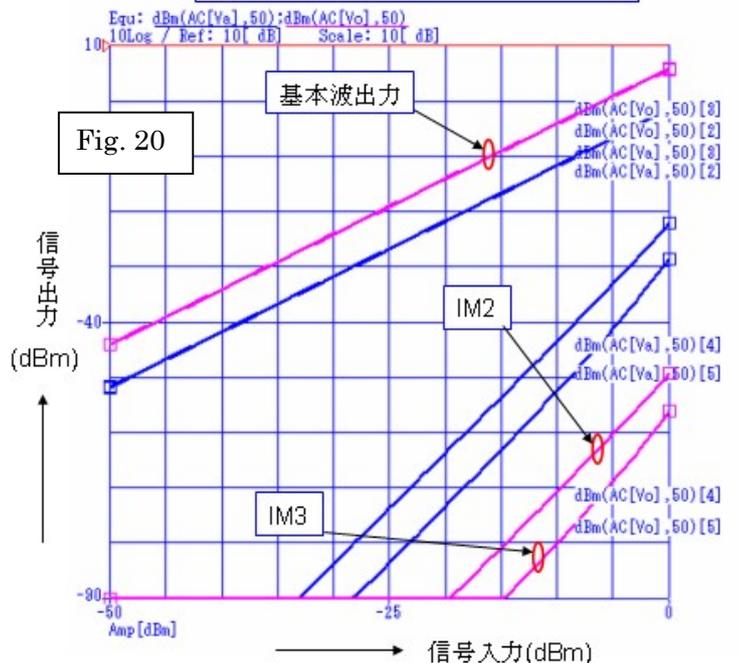
Fig. 19

5.2 トランス使用負帰還方式 FM アンプ

① FM アンプの設計回路を図 21 に示す。

ドレイン電流が比較的に大きいデュアルゲート MOS FET Philips BF998 を使用し、入出力の直線性に優れたゲート接地を採用し、且つトランスを使用してドレイン出力の大半ゲート入力に負帰還させてその入出力の直線性を更に向上させている。負帰還ゲート接地回路は、ドレインからゲート入力へ帰還が掛かるので、信号源とアンプの整合が良好である。

$f_1=100\text{MHz}$ 、 $f_2=102\text{MHz}$ の2波
信号入力に対する相互変調歪



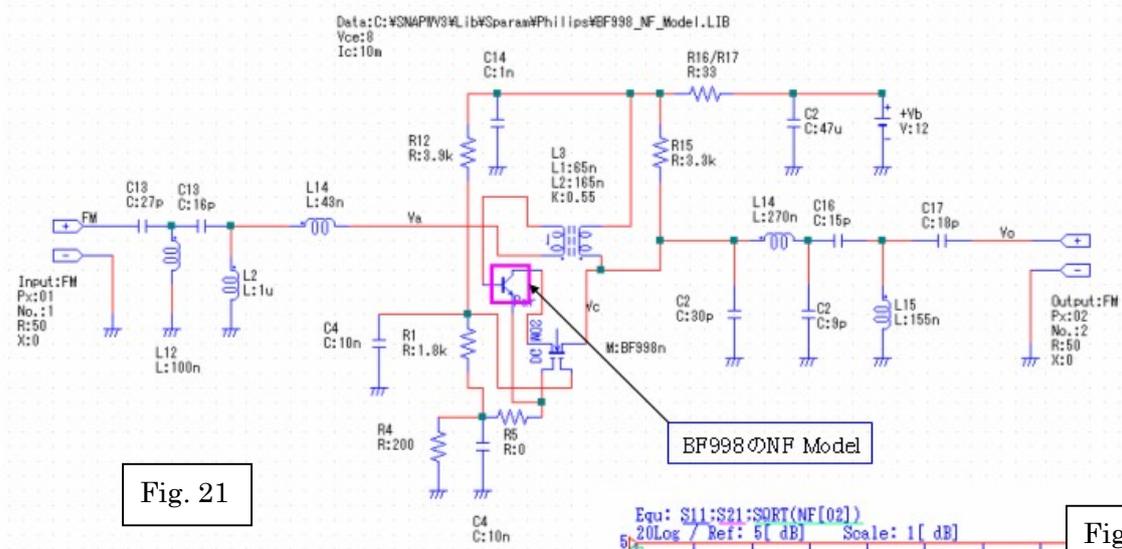


Fig. 21

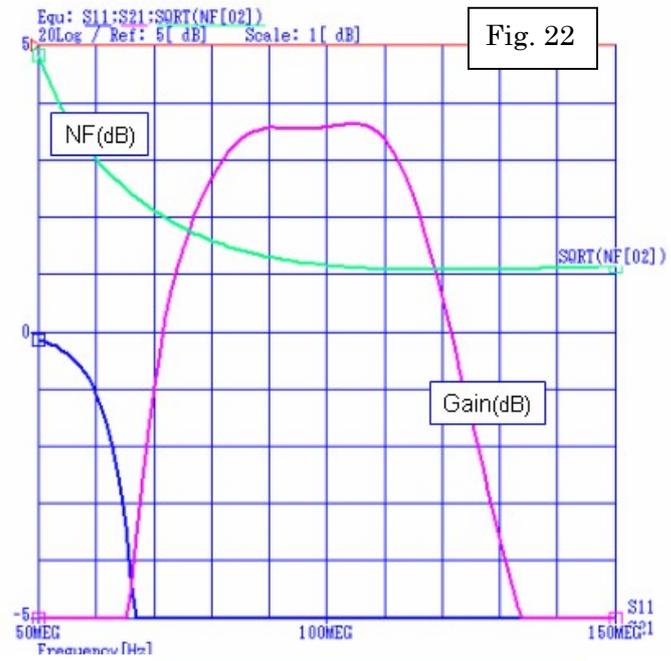


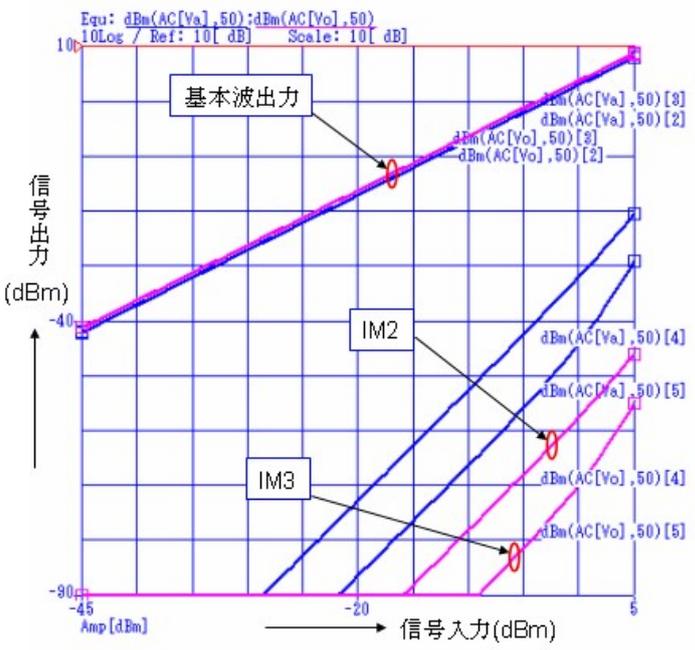
Fig. 22

③ Sパラメータ解析の結果を図22に示す。
88MHz~108MHzのFM受信帯域を高い周波数選択性で適切に切り出すと共に、ゲイン ≥ 3.5 dB、NF ≤ 1.5 dBの良好なアンプ性能を達成している。

③ 隣接2波 ($f_1=100$ MHz/ $f_2=108$ MHz) を使用した相互変調歪を前述と同様な条件でHB解析した。HBスweep範囲のストップ値はHB解析が収束する最大値の+5dBmに選ぶ。

Fig. 23 $f_1=100$ MHz、 $f_2=102$ MHzの2波信号入力に対する相互変調歪

④ 解析結果を図23に示す。
HB解析が収束する5dBm以下の入力レベルにおいて、IM2、IM3のレベルが極めて小さく、相互変調歪は全体的に良好であることが分る。
なお各アンプ間のGain/NF/相互変調歪に関する総合的な性能比較を後章にて詳述する。



6. 各方式 FM アンプ の性能について総合比較

各FMアンプの性能総合比較

Table 1

FMアンプの方式		負帰還トランジスタ方式		ゲート接地FET方式	
		エミッタ接地	ベース接地	帰還無し	負帰還
消費電力		50mA×9V	44mA×9V	17mA×12V	
小信号 入力	ゲイン(dB)	9.0	3.5	5.5	3.5
	NF(dB)	3.0	2.5	2.5	1.5
IM2	5dBm	-20	-40		-45
	-10 dBm	-52	-70	-71	-78
IM3	5dBm	-25	-48		-55
	-10 dBm	-61	-82	-80	-93
総合性能		△	○	○?	◎

上記の表 1 に示すように、トランス使用負帰還方式のゲート接地 FM アンプ の性能が総合的に優れていることが判る。特に、この方式は強電界の受信信号に対して相互変調歪が小さいと同時に低雑音であることが特長である。全般的に FET 方式はトランジスタ方式に比べて、消費電力が小さい割合には相互変調歪が小さく、強電界における混変調に強いことが明らかになった。

7. 考察

① NF_Model を設計回路に加えて S パラメータ解析並びにハーモニック・バランス(HB)解析を一緒に実施できることは大きな利点であり、強電界の受信信号(東京タワーの送信所付近は FM 放送と TV 放送間の混変調を生じる地域であり、場所によっては 0dBm から+10dBm の強電界で本解析に近い IM2/IM3 が観測される)に対して相互変調歪とアンプの小信号性能(NF/Gain)を同一回路で解析できることは SNAP 回路 Simulator の大きな特長である。

② NF-Model が HB 解析になんらの影響(支障)を及ぼさないことも確認することが出来た。小生が開発した Noise_Model(Excel 自動計算シート)は FM 帯/TV 帯からマイクロ波帯に渡って柔軟に適用できる便利なものと考えている。

③ FET とトランジスタの両方に HB 解析を適用した感触としては、入出力のインピーダンスが比較的低いトランジスタの方が高レベルまでその解析が収束し易いことが判明した。

- ④ 本解析結果は、欧州並びに日本での **Field/Test** において、良好な対応付けと優れた受信性能を確認しており、**SNAP** の実用性／実践能力を検証できたと理解している。
- ⑤ このような **FM** プリアンプの自動車受信への適用に際しては、適用されるアンテナ(ガラスアンテナやプレート状アンテナ他)のインピーダンスが **50Ω** 或いは **75Ω** から大幅にずれていることが多い。その際には受信アンテナと **FM** プリアンプのインピーダンス整合を精確に取らないと、**NF/IM2/IM3** などの性能が実際と異なる状況になることは注意すべき点である。
- ⑥ 開発するアンプについて、**HB** 解析と **S** パラメータ解析を上手に組み合わせて回路の特性・性能を定量的に把握することは、開発期間の大幅短縮と開発製品の性能・品質向上に大きく寄与すると同時に、製品の戦略(企画／製造／販売／品質など)に対しても好ましい効果・影響を発揮できると考えている。
- ⑦ 要は **SNAP** の機能・特徴を適切に理解・把握して、それを巧みに使いこなすようになるためには、低周波、高周波から小信号、大信号、更にはアンプからフィルタ、逡倍、周波数変換まで自分なりの工夫と試行を少々加えて、出来るだけ数多くの場面で柔軟に適応してみることが、電子回路設計・開発の上達への早道であると信じている。

－以上－