

SNAPの豊富・高度な機能を活用した、「地上デジタルTV放送受信性能を大幅向上」する低雑音\_低歪UHFアンプの迅速-製品開発

copyright©  
MEL Inc. 2019

1. 序文

(1)使用する増幅デバイス GaAs MMIC の AE308 [RFHIC 社製] について、受信したオリジナル・データからSパラメータを用意すると共に、他社類似デバイスのData Sheetに記載されたNoise Parameter 典型値を数値加工して、拡張Noise Parameterを構築し、両パラメータ [S Parameter+Noise Parameter] を融合した新設複合Sパラメータを創作した。

Normalized 50ohm																
F [MHz]	S11				S21				S12				S22			
	Mag	Ang	Mag	Ang	Mag	Ang	Mag	Ang	Mag	Ang	Mag	Ang	Mag	Ang		
30	0.9989	-4.4014	18.535	177.06	0.00371	77.559	0.66413	-3.2657								
45	0.9976	-6.6866	18.498	175.94	0.00343	82.039	0.66499	-4.834								
60	0.9971	-8.8412	18.533	174.77	0.00664	93.348	0.65855	-6.1276								
75	0.9972	-10.988	18.372	173.51	0.00584	76.262	0.66241	-7.8854								
90	0.9929	-13.14	18.397	172.16	0.00717	99.032	0.65906	-9.1708								
105	0.9926	-15.294	18.431	170.7	0.00875	84.293	0.65568	-10.713								
120	0.9901	-17.509	18.315	169.49	0.01033	90.372	0.65482	-12.171								
135	0.9889	-19.527	18.292	168.14	0.01239	82.294	0.65449	-13.715								
150	0.9872	-21.716	18.216	166.87	0.01318	78.693	0.65149	-15.09								
165	0.9885	-23.774	18.122	165.54	0.01315	78.197	0.64901	-16.545								
180	0.9804	-25.878	17.997	164.15	0.0156	80.552	0.64882	-18.192								
195	0.9788	-28.227	18.018	163.04	0.01676	78.441	0.64278	-19.552								
210	0.974	-30.175	17.826	161.96	0.01919	77.998	0.63973	-20.928								
225	0.9713	-32.119	17.791	160.84	0.02032	76.656	0.63356	-22.181								
240	0.9701	-34.433	17.777	159.59	0.01902	71.609	0.63059	-23.849								
255	0.9677	-36.505	17.777	158.29	0.0213	72.5	0.62787	-25.212								
270	0.9605	-38.642	17.614	156.66	0.02137	71.369	0.62371	-26.54								
285	0.9575	-40.523	17.496	155.54	0.02506	70.744	0.62166	-28.195								
300	0.9516	-42.73	17.398	154.24	0.02578	71.367	0.6125	-29.634								
315	0.9494	-44.585	17.219	153.33	0.02532	70.275	0.60656	-30.777								

Frequency	Normalized 50 ohm				Fig.2			
	S11		S21		S12		S22	
MHz	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
30	0.9989	-4.4014	18.535	177.06	0.00371	77.559	0.66413	-3.2657
45	0.9976	-6.6866	18.498	175.94	0.00343	82.039	0.66499	-4.834
60	0.9971	-8.8412	18.533	174.77	0.00664	93.348	0.65855	-6.1276
75	0.9972	-10.988	18.372	173.51	0.00584	76.262	0.66241	-7.8854
90	0.9929	-13.14	18.397	172.16	0.00717	99.032	0.65906	-9.1708
105	0.9926	-15.294	18.431	170.7	0.00875	84.293	0.65568	-10.713
120	0.9901	-17.509	18.315	169.49	0.01033	90.372	0.65482	-12.171
135	0.9889	-19.527	18.292	168.14	0.01239	82.294	0.65449	-13.715
150	0.9872	-21.716	18.216	166.87	0.01318	78.693	0.65149	-15.09
165	0.9885	-23.774	18.122	165.54	0.01315	78.197	0.64901	-16.545
180	0.9804	-25.878	17.997	164.15	0.0156	80.552	0.64882	-18.192
195	0.9788	-28.227	18.018	163.04	0.01676	78.441	0.64278	-19.552
210	0.974	-30.175	17.826	161.96	0.01919	77.998	0.63973	-20.928
225	0.9713	-32.119	17.791	160.84	0.02032	76.656	0.63356	-22.181
240	0.9701	-34.433	17.777	159.59	0.01902	71.609	0.63059	-23.849
255	0.9677	-36.505	17.777	158.29	0.0213	72.5	0.62787	-25.212
270	0.9605	-38.642	17.614	156.66	0.02137	71.369	0.62371	-26.54
285	0.9575	-40.523	17.496	155.54	0.02506	70.744	0.62166	-28.195
300	0.9516	-42.73	17.398	154.24	0.02578	71.367	0.6125	-29.634
315	0.9494	-44.585	17.219	153.33	0.02532	70.275	0.60656	-30.777

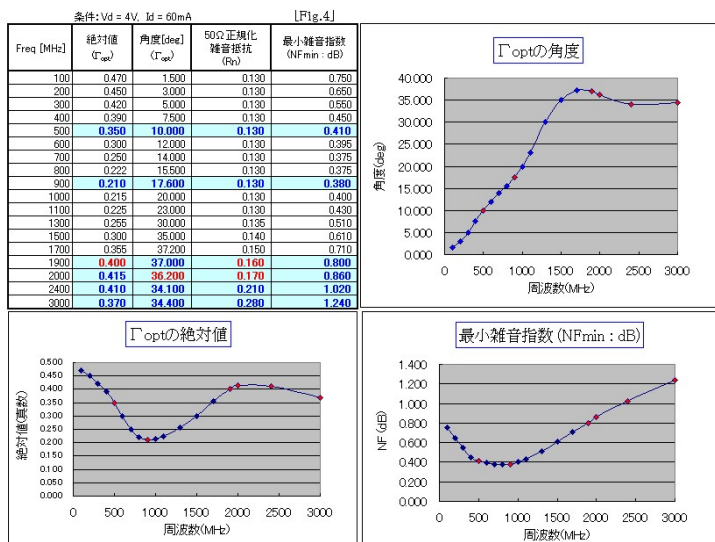
(2)上記の新設パラメータを使用した「UHFアンプの回路設計とSパラメータ解析および最適性能評価」を反映した、「基板試作評価と性能チューニング」を同時進行させ、ハード評価(基板試作評価)とソフト評価(SNAP Simulation 解析)をサイクル循環させた。このサイマル評価検証の導入によって、Gain/NF両性能を均衡向上した最適機能アンプを、短

期間に開発することが出来た。

(3)開発したUHFアンプの相互変調歪IM3特性を台上評価して、非線形歪を定量評価すると共に、アナログTV放送強電界の受信環境等でUHFアンプの受信性能をフィールド・テストにて実地検証した。

(4)上記評価に平行して、UHFアンプの高温加速寿命試験や雷サージ印加試験等の信頼性評価を進め、UHFアンプ製品の品質評価を検証した。

Freq [MHz]	絶対値 (Γ <sub>opt</sub> )	角度 [deg] (Γ <sub>opt</sub> )	50Ω 正規化雑音抵抗 (R <sub>n</sub> )	最小雑音指数 (NF <sub>min</sub> : dB)
200	0.45	3.00	0.130	0.70
400	0.40	7.00	0.130	0.50
500	0.35	10.00	0.130	0.41
700	0.25	14.00	0.130	0.39
900	0.21	17.60	0.130	0.38
1100	0.22	22.00	0.130	0.45
1500	0.30	35.00	0.135	0.65
1900	0.39	37.20	0.140	0.80
2000	0.42	29.60	0.180	0.86
2400	0.41	34.10	0.210	1.02
3000	0.37	34.40	0.280	1.24



(5)開発した地上デジタル放送受信シミュレーションを使用して、UHFアンプの受信性能を定量評価解析すると共に、上記のフィールド評価を反映・考慮して、同アンプの受信性能の長を鮮明にした。

2. 新設複合Sパラメータの作成

① メーカーから受信した Network

freq	S11	S21	S22	S12	S12	S22	S22
30MEG	0.9989	-4.4014	18.535	177.06	0.00371	77.559	0.66413
45MEG	0.9976	-6.6866	18.488	175.94	0.00343	82.039	0.66499
60MEG	0.9971	-8.8412	18.533	174.77	0.00344	93.348	0.65953
75MEG	0.9972	-10.988	18.372	173.51	0.00364	76.262	0.66241
90MEG	0.9929	-13.14	18.397	172.16	0.00717	99.032	0.65906
105MEG	0.9926	-15.294	18.431	170.7	0.00875	94.283	0.65569
120MEG	0.9901	-17.309	18.315	169.49	0.01033	80.372	0.65482
135MEG	0.9889	-19.527	18.292	168.14	0.01239	82.294	0.65449
150MEG	0.9872	-21.716	18.216	166.87	0.01319	78.683	0.65149
165MEG	0.985	-23.774	18.122	165.54	0.01315	78.197	0.64961
180MEG	0.9804	-25.878	17.997	164.15	0.0156	80.552	0.64892
195MEG	0.9789	-28.227	18.018	163.04	0.01678	78.441	0.64778
210MEG	0.974	-30.175	17.826	161.96	0.01919	77.888	0.63973
225MEG	0.9713	-32.119	17.791	160.84	0.02032	76.656	0.63356
240MEG	0.9701	-34.433	17.777	159.59	0.01902	71.609	0.63059
255MEG	0.9677	-36.505	17.777	158.29	0.0213	72.5	0.62787
270MEG	0.9655	-38.642	17.614	156.66	0.02137	71.369	0.62371
285MEG	0.9575	-40.523	17.496	155.54	0.02506	70.744	0.62166
300MEG	0.9575	-40.523	17.496	155.54	0.02506	70.744	0.62166

Fig.5

Analyzer の測定値[Fig.1]から使用周波数帯域データを抽出し、Excel 表で自動計算して、Magnitude(真数)/Angle(角度)の通常 S パラメータ[Fig.2]に変換する。

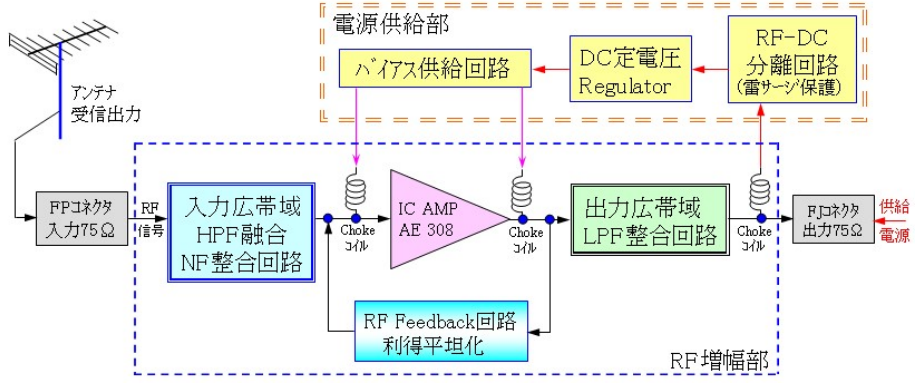
②同メーカーでは使用する IC アンプ AE308 の Noise Parameter を準備できなかったため、類似性能を有する適切な代替デバイス MGA-631P8 を見出し、そのデータシートからノイズ典型値 [Fig.3] を抽出した。ノイズ典型値はその特性をグラフ表示してみると、急峻な凹凸や不連続性が見られたので、ノイズ典型値を詳細間隔で補間した拡張 Noise Parameter [Fig.4] を作成するに当

たって、そのグラフが円滑曲線になるように、パラメータ値を部分的に修正・補正した。

③上記の通常 S Parameter と、この拡張 Noise Parameter を融合した、新設複合 S パラメータを [Fig.5] 創作し、UHF アンプ製品開発を迅速に推進できる、Simulation 解析環境を構築した。

低雑音\_低歪UHF帯ブースタ・アンプの回路構成

Fig.6



3. Design 機能を適用した UHF アンプの基本回路設計

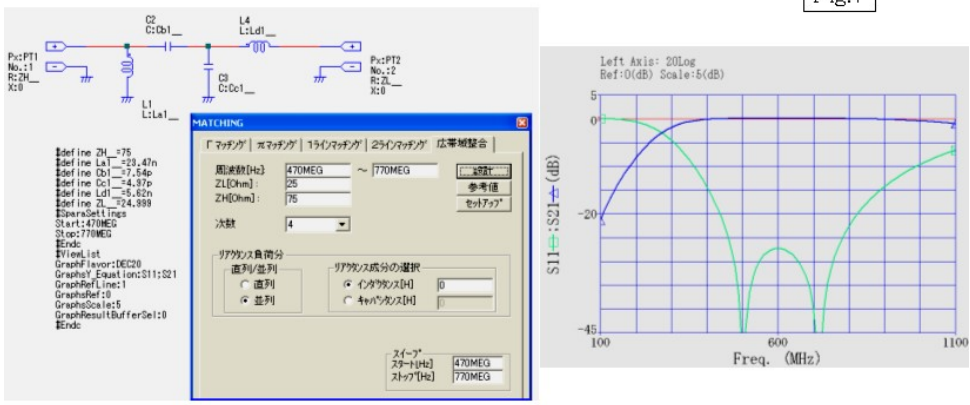
3.1 UHF アンプの全体回路構成

(1) UHF アンプは大別して RF 信号を帯域制限して増幅する RF 増幅部と、同アンプを作動させる電源供給部から構成される。[Fig.6]

(2) RF 増幅部は、入力信号源 75Ωを増幅デバイス AE308 の  $\Gamma_{opt}$  [NF を最小限にする信号源インピーダンス]に整合させる入力広帯域 HPF 融合 NF 整合回路、増幅デバイスの出力インピーダンス 75Ω前後を、負荷インピーダンス 75Ωに、使用周波数帯域を制限

入力広帯域NF整合回路の導出と周波数特性

Fig.7



## HPF融合広帯域NF整合回路と周波数特性

して整合させる出力広帯域 LPF 整合回路、および増幅デバイスの出力を入力に負帰還して利得を平坦にする RF フィードバック回路から構成される。

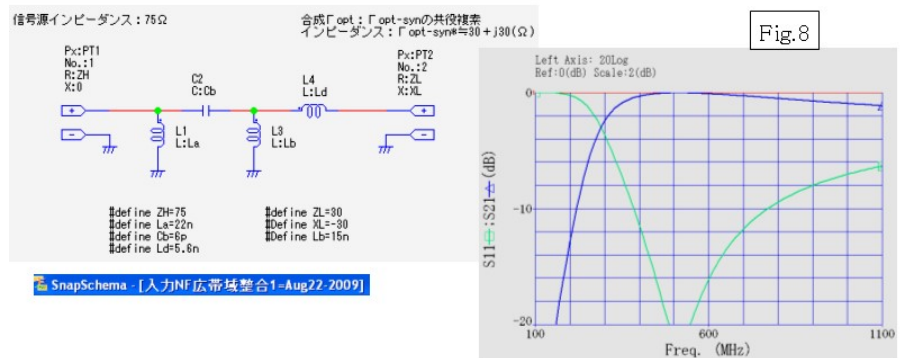


Fig.8

### 3.2 入力広帯域 HPF 融合 NF 整合回路の設計

①信号源インピーダンス  $75\Omega$  を、AE308 の UHF 帯中心周波数  $600\text{MHz}$  前後に於ける  $\Gamma_{opt} \doteq 50\Omega * 0.30[\text{MAG}] \angle 12(\text{deg}) \doteq 30 + j15(\Omega)$  -----[01]に広帯域整合させる。まず、デザイン機能の「広帯域整合」を使用して、信号源  $75\Omega$  を AE308 の  $\Gamma_{opt}$  付近の  $25\Omega$  に対して、UHF 帯域  $470\text{MHz} - 770\text{MHz}$  に渡って広帯域整合させる。

その広帯域整合回路の周波数特性を Fig.7 に示す。

②次いで、この広帯域整合回路の容量  $C3$  を  $L3$  に入れ換えて、HPF 作用 [Tuning の結果で最適値 :  $L3=15\text{nH}$ ] を持たせ、HPF 融合広帯域 NF 整合回路を形成する。

### 出力LPF回路の導出と周波数特性

③この広帯域整合回路を、線路長  $L \doteq 15 - 20\text{mm}$  の MSL[Micro Strip-Line] を中心に形成すると、MSL を介して  $\Gamma_{opt}$  をみた合成  $\Gamma_{opt} : \Gamma_{opt-syn}$  は、 $\Gamma_{opt-syn} \doteq \Gamma_{opt} * e^{j(\pi 2L/\lambda g)}$  -----[02]で与えられる。 $f=600\text{MHz}$  に於ける線路波長  $\lambda g \doteq 300\text{mm}[1\text{GHz}] * 0.66$  [波長短縮率]  $\div 0.6[\text{GHz}] \doteq 330\text{mm}$  を適用すると、 $2L/\lambda g \doteq 1/10$  ----- [03]を得る。

[02]に[01]、[03]を適用すると、最終的に合成  $\Gamma_{opt} : \Gamma_{opt-syn} \doteq \Gamma_{opt} * e^{j(\pi/10)} \doteq 30 + j30(\Omega)$  -----[03]を得る。

④信号源  $75\Omega$  を [最小 NF を与える信号源インピーダンス] 合成  $\Gamma_{opt} : \Gamma_{opt-syn}$  に整合させることは、信号源  $75\Omega$  を前記の HPF 融合広帯域 NF 整合回路を介して、合成  $\Gamma_{opt} : \Gamma_{opt-syn}$  の共役複素インピーダンス :  $\Gamma_{opt-syn}^* \doteq 30 - j30(\Omega)$  -----[04]、に整合 [合致] させることになる。

⑤信号源  $75\Omega$  を共役複素インピーダンス :  $\Gamma_{opt-syn}^* \doteq 30 - j30(\Omega)$  に整合させる、HPF 融合広帯域 NF 整合回路と、その周波数特性を Fig.8 に示す。UHF 帯の  $470\text{MHz} - 770\text{MHz}$

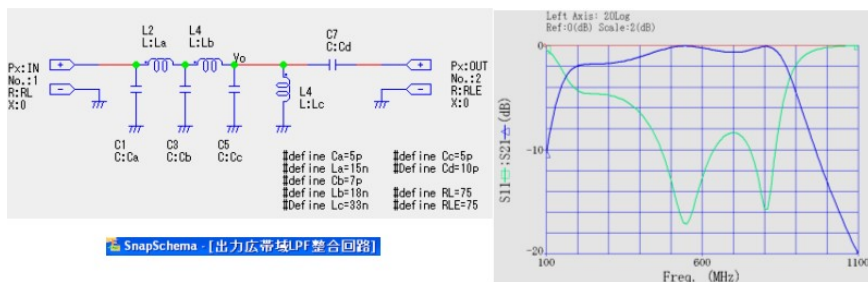


Fig.9

## 出力広帯域整合LPF回路と周波数特性

Fig.10

に亘って、通過損質  $S_{21}$  [絶対値]  $\leq 0.5\text{dB}$  と、優れた低損失の通過特性を与えると同時に、 $-3\text{dB}$  遮断周波数:  $f_L \approx 300\text{MHz}$  と良好な HPF 特性を実現している。



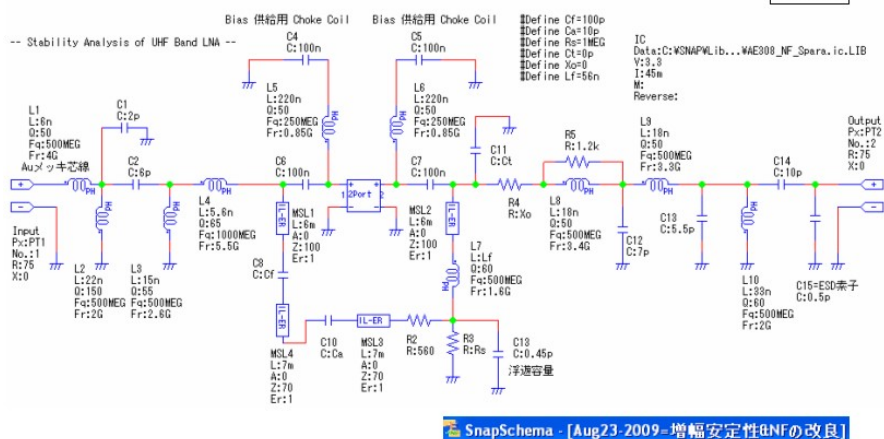
### 3.3 出力広帯域 LPF 整合回路の設計

①デザイン機能の「LPF 設計」を使用して、増幅デバイス AE308 の出力インピーダンス  $75\Omega$  前後と負荷インピーダンス  $75\Omega$  を、上限遮断周波数  $f_H=770\text{MHz}$  で通過させる LPF

回路を導出する。この LPF 回路と周波数特性を Fig.9 に示す。

### UHFアンプの増幅安定性およびNF低減の検討

Fig.11



②LPF 回路の各定数を最適化 [丸めを含めて] すると共に、出力側に L4 と C7 を接続して VHF 放送帯を遮断することによって、UHF 帯をシャープに切り出す、出力広帯域 LPF 整合回路を形成する。この整合

回路の平坦な UHF 周波数選択特性を Fig.10 に示す。

## 4. UHF アンプの安定性向上ならびに Gain/NF 性能向上

### (1) 増幅安定性の向上検討

[1] 量産モデルをベースとした UHF アンプ[Fig.11]を対象に、増幅の安定性を左右する要因および影響度合いを、詳細に解析・検討した。安定性を左右する回路定数は、フィードバック回路を中心に、IC アンプ AE308 の出力側に

### [1]自己発振顕著

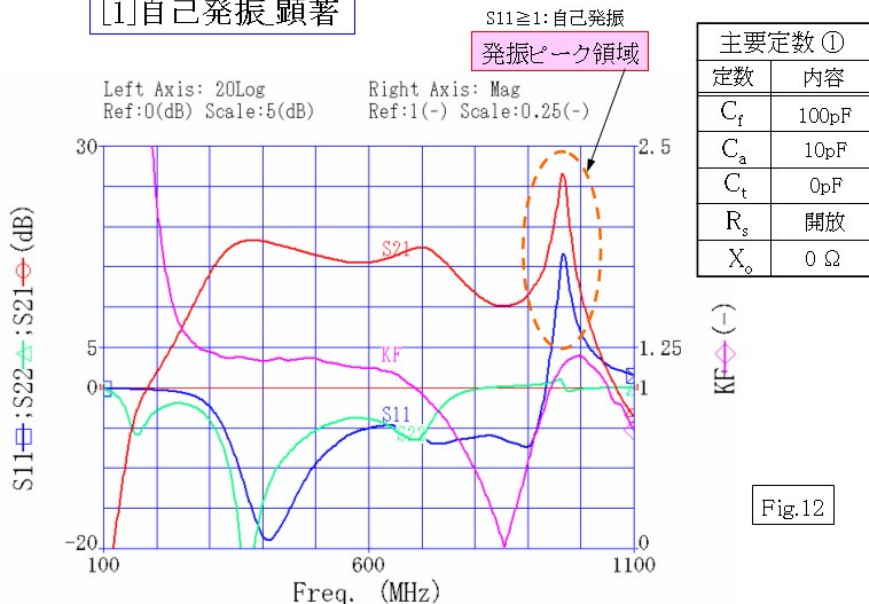


Fig.12

接続されるものが主体になっている。  
 [2]主要定数①の初期状態にあつては、900MHz 付近にて強い発振ピーク [Fig.12]が現れる。S パラメータ解析結果と同様に、基板試作評価 [Network Analyzer 測定] に於いても、同様な現象が観測される。

[3]IC アンプの出力に広域利得を抑圧する容量  $C_t=5pF$  を接続すると、同時にフィードバック回路を  $R_s=300\Omega$  で接地すると、Fig.13 [主要定数②] に示すように発振のピーク波形は無くなるが、 $f=800MHz$  以上では安定指数  $KF \leq 1$  で、且つ  $S_{11} \geq 0dB$  [ $|S_{11}| \geq 1$ ] になっているため、依然として不安定状態に陥っている。

[2]自己発振減少

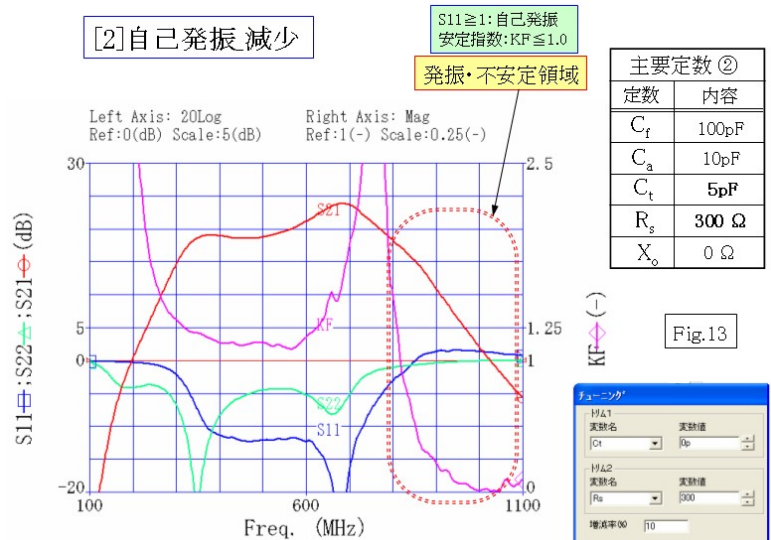


Fig.13

[3]自己発振 解消→安定増幅

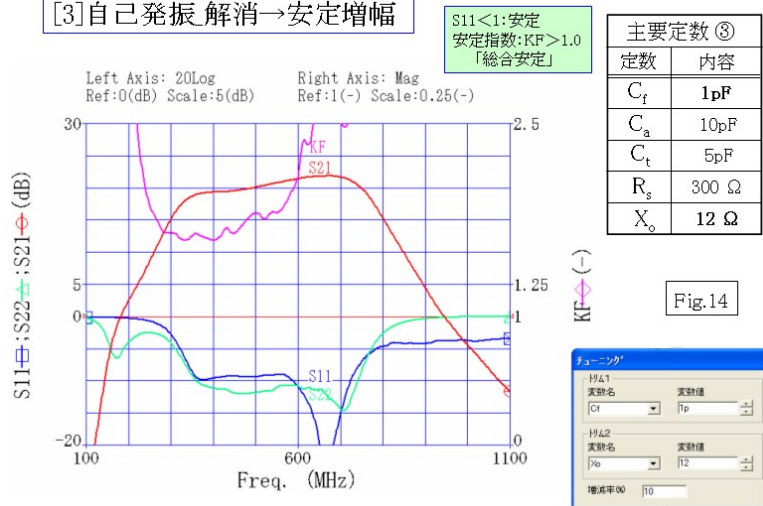


Fig.14

依然として不安定状態に陥っている。

[4]フィードバック回路の帰還容量を  $C_f=1pF$  と大幅に小さくすると共に、IC アンプの出力に直列に抵抗  $X_o=12\Omega$  を挿入すると、Fig.14 に示すように安定係数  $KF \geq 1$  となり、且つ  $S_{11} \leq 0dB$  になって、アンプの増幅作用は総合安定の状態に至る。

(2) NF 性能の向上検討

[1]初期回路条件では、 $NF \geq 1.3dB$  の雑音性能 [Fig.15] を示している。

[2]フィードバック回路に直列接続されている2つの帰還容量を、 $C_f=100pF \rightarrow 1pF$ 、 $C_a=10pF \rightarrow 0.5pF$  と極端に縮小し、入力側のNF広帯域整合回路に及ぼす、フィードバック回路のインピーダンス結合の影響を、無視できるほどに減少させる。その結果、信号源インピーダンス  $75\Omega$  とICアンプの  $\Gamma_{opt}$  整合が、理想的な状態になり ICアンプが保有する最良のNF性能を引き出すことができると思われる。この回路条件で

[4] NF\_オリジナル

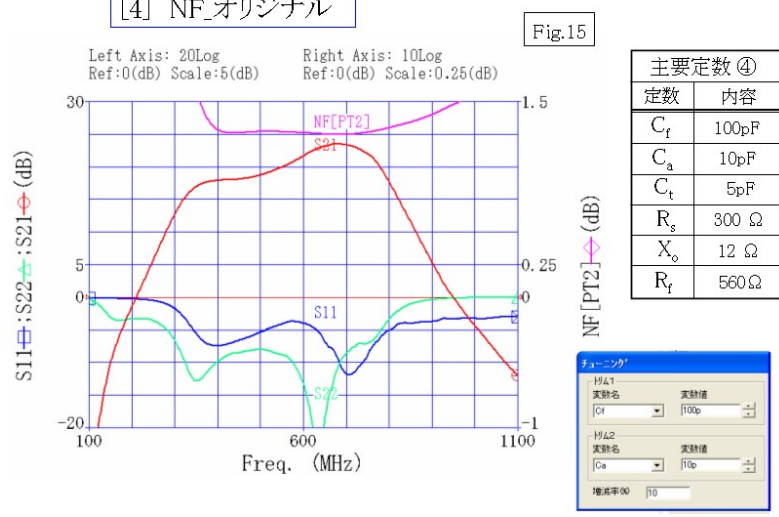


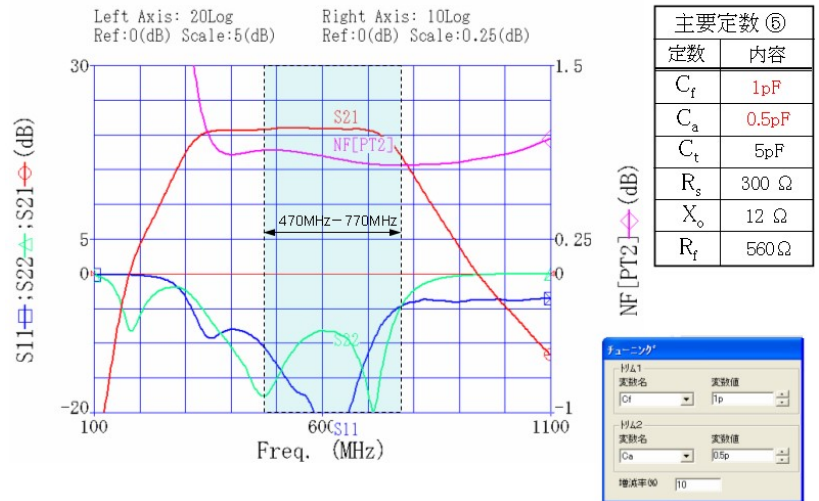
Fig.15

は、 $NF \leq 0.9\text{dB}$  の良好な性能 [Fig.16]が得られている。

[3]フィードバック回路の帰還容量  $C_f$ ,  $C_a$  の縮小 [前者 : Fig.16] の代わりに、同回路の直列抵抗  $R_f=300\ \Omega \rightarrow 2\text{k}\ \Omega$  に増大 [後者 : Fig.17] してフィード・バック Impedance を増大させることにより、上記インピーダンス結合の影響

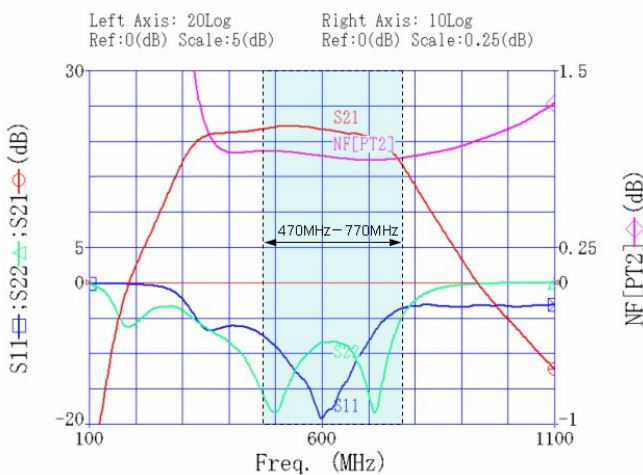
[5] NF\_低減 [UHF帯域で約0.4dB改良]

Fig.16



[6] NF\_低減 [ $R_f=2\text{k}\ \Omega$ で約0.3dB改良]

Fig.17



主要定数 ⑥	
定数	内容
$C_f$	100pF
$C_a$	10pF
$C_t$	5pF
$R_g$	300 $\Omega$
$X_o$	12 $\Omega$
$R_f$	2k $\Omega$

を解消できるが、NF 改良の効果は前者に比べて小さいと同時に、利得の平坦性も良くない。実際に、基板試作による実測評価に於いて、この傾向が確認されている。

[4]詳細な理由は明確ではないが、フィードバック回路を形成する分布定数線路と帰還容量  $C_f$ ,  $C_a$  が織り成す微妙な回路条件が、NF 低減および利得平坦性向上 (負帰還の周波数補償) に巧みに、働いているものと思われる。

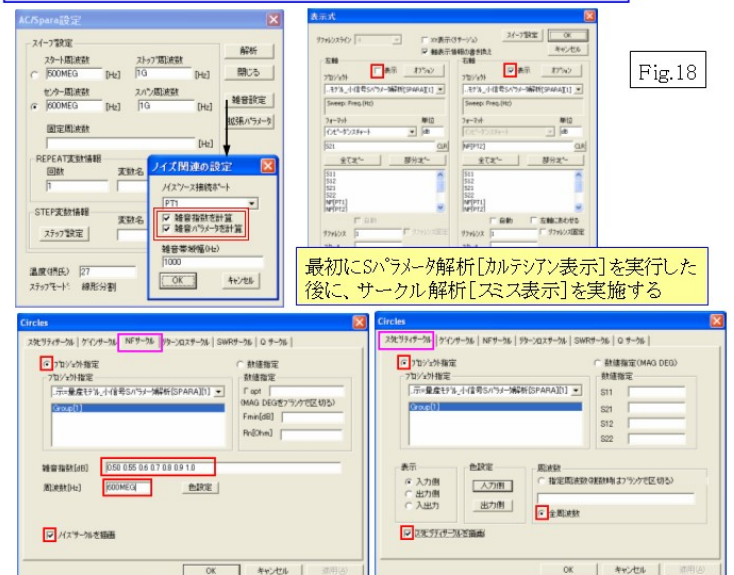
#### 4. IC アンプ単体性能と UHF アンプ性能の比較評価

##### 4.1 IC アンプ AE308 の単体性能

[1]各種サークル解析を適用して、IC アンプ単体の NF 性能 [NF サークル] ならびに安定性 [スタビリティサークル] を解析した。両サークルを解析する際の所要条件(代表値)を整理して、Fig18 に纏めた。  
[2]入力側のスタビリティサークルをみると、信号源インピーダンス :  $Z_g=R_g+jX_g$  としたときに、 $X_g > 0$  の誘導性で増幅が不安定[Fig.19]になることが分かる。

NFサークルとスタビリティサークルの表示に対する所要条件

Fig.18



4.2 UHF アンプの性能

[1]量産モデル UHF アンプの、入出力側スタビリティサークルを表示してみると、信号源インピーダンスおよび負荷インピーダンスの全領域に亘って、増幅が安定 [Fig.20: 不安定領域が両インピーダンスを示す Smith Chart 上に重なっていない] していること

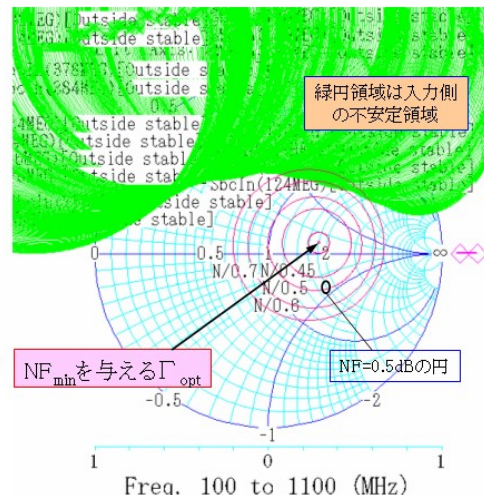
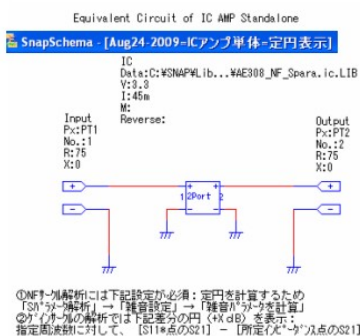
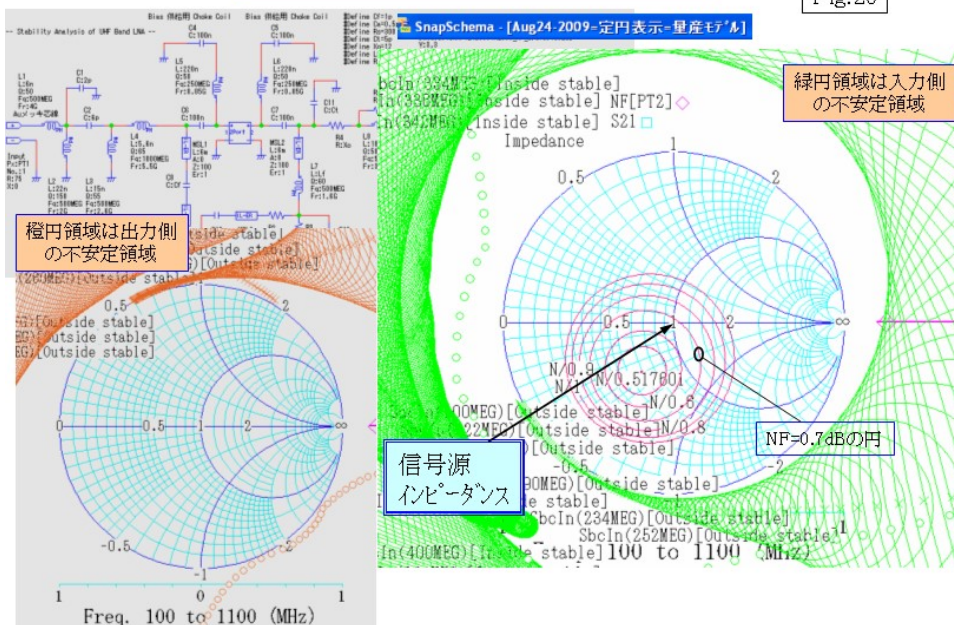


Fig.20

UHFアンプの性能をサークル解析



を確認できる。

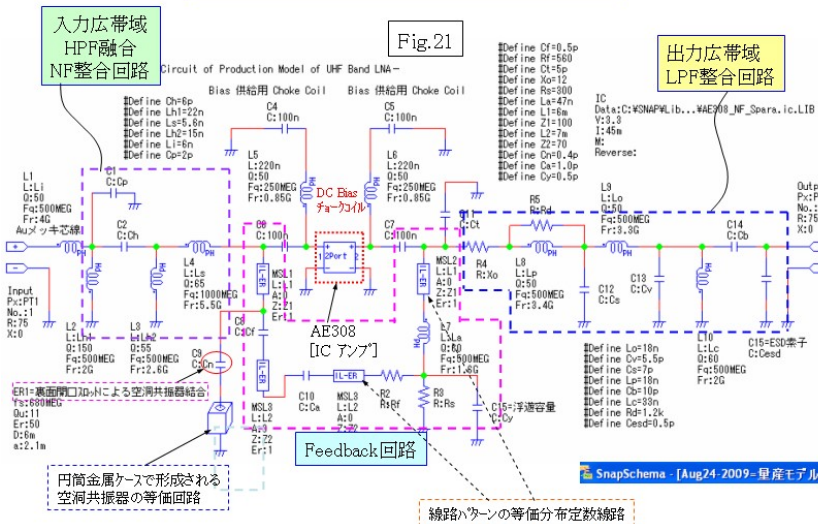
[2] NF サークルについて、UHF アンプと IC アンプ単体を比較してみると、信号源インピーダンス 75 Ω 点に於いて、NF は約 0.2dB 悪化しているが、Fig.16 に示すように UHF 帯域全体に渡って、良好な NF 性能を実現している。

5. UHF アンプ\_量産モデルの性能台上評価 [Simulation 解析と実測性能の比較検証]

5.1 UHF アンプの等価回路構成と Simulation 性能解析

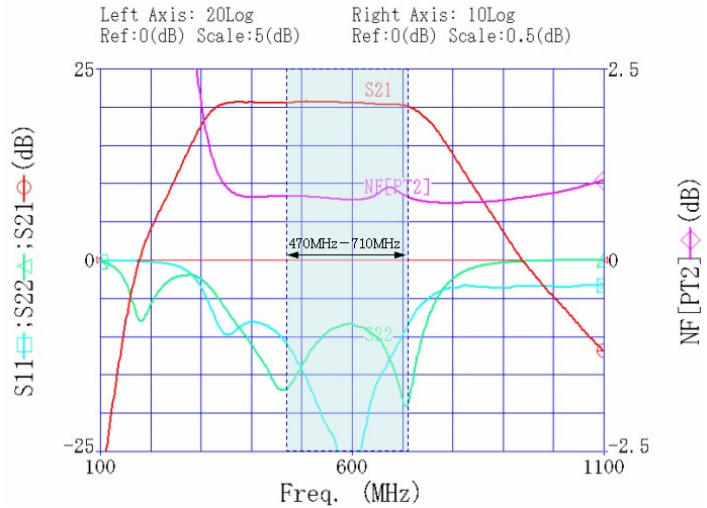
- ①UHF アンプ量産モデルの等価回路を Fig.21 に示す。
- ②UHF アンプを S パラメータ解析 [Fig.22] した結果、デジタル放送帯域 [470MHz-710MHz] に於いて、NF ≤ 1.0dB、利得 20dB ± 1dB の良

UHFアンプ量産モデルの等価回路



### UHFアンプ量産モデルの性能解析

Fig.22

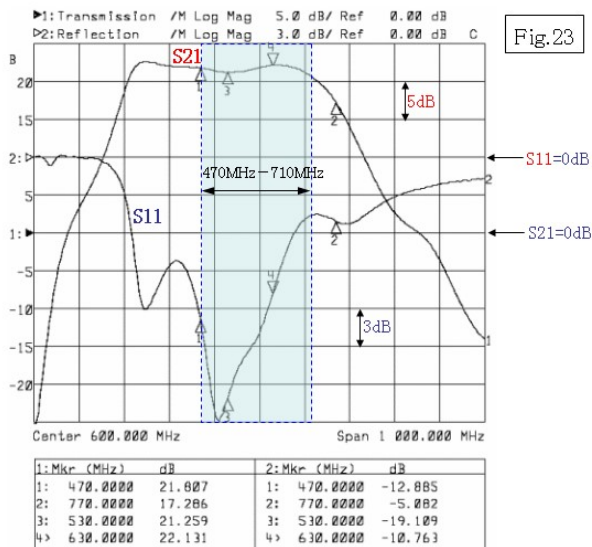


好な性能を得た。

### 5.2 UHF 量産モデルの台上評価

①量産試作品を Network Analyzer で測定した、実測波形を Fig.23 に示す。S21 について Simulation 波形と実測波形を比較してみると、実測値は 22dB ± 1dB と Simulation より約 1dB 高いが、全体波形は類似している。

### 量産モデルの Network Analyzer 波形



②S11 については、そのピーク点周波数は実測値が約 500MHz で、Simulation では約 600MHz になり、およそ 100MHz の差があるが、両者の波形は概ね相似している。

③上記のように、実機を使用した実測評価と、等価回路を用いた Simulation 解析は総じて良好な近似を示すことが確認された。

④量産試作品について NF メータを使用して、その NF およびゲインを実測評価した結果を、Fig.24 に示す。

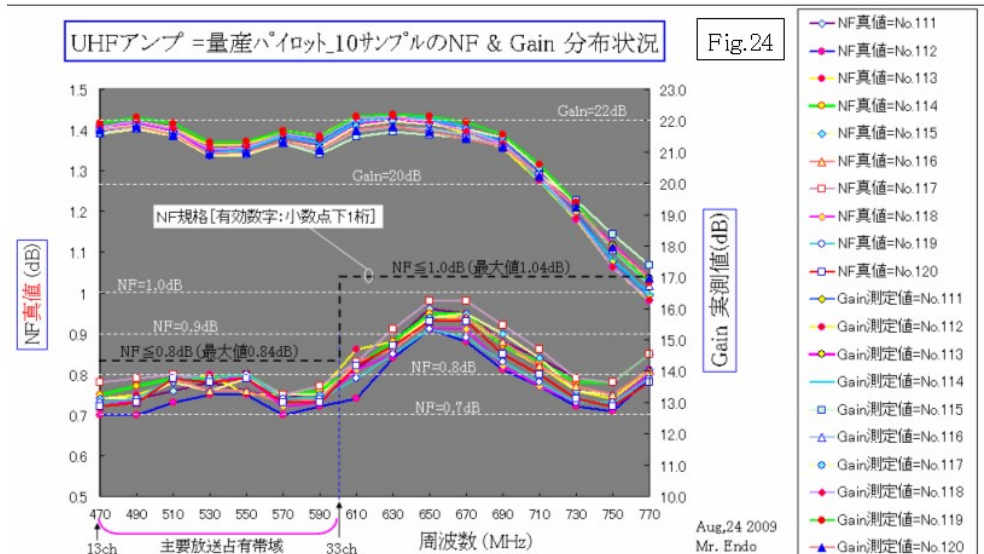
Simulation 解析で得た NF 性能 [Fig.22] と実

測評価した NF 性能 [Fig.24] は、両方とも 0.7dB-1.0dB の範囲に分布しており、650MHz から 700MHz の付近で、ピークになる波形も相似している。

前述のように、ゲインの実測値と Simulation 解析値は約 1dB の差があるが、両者のプロファイルは良好に一致していることを、再確認できた。

### UHFアンプ = 量産パイロット\_10サンプルのNF & Gain 分布状況

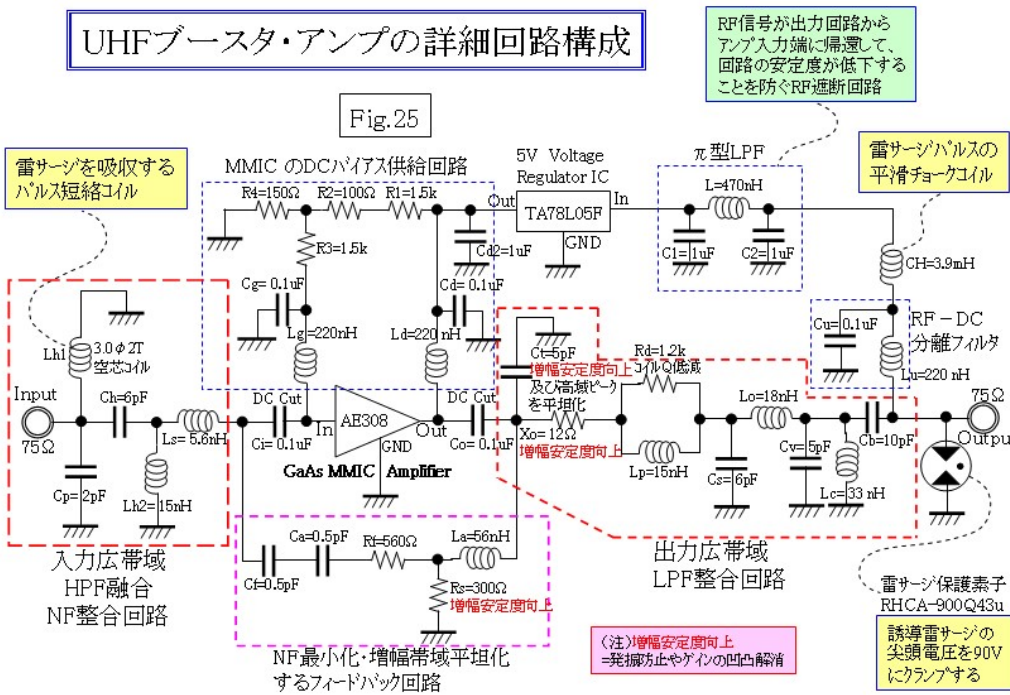
Fig.24





## 6. UHF ブースタ・アンプの基板実装構成ならびに詳細回路構成

### 6.1 UHF アンプの詳細回路



[1]UHF アンプは、入力整合回路、出力整合回路および、利得を平坦化するフィードバック回路で構成されるRF増幅部、RF信号ラインに重畳した供給DC電源を分離するLPFおよび、DC電源を安定化してICアンプのバイアスを供給するレギュレータから構成

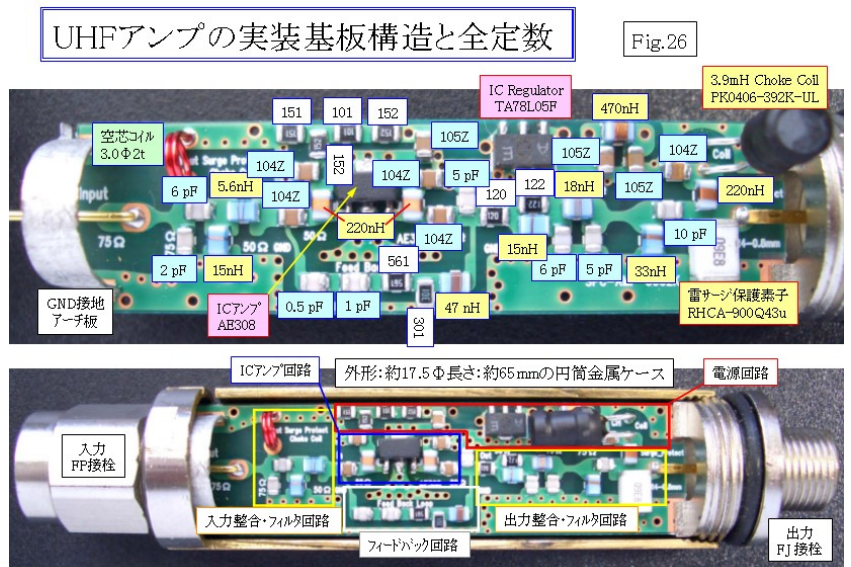
される電源供給部に、大別 [Fig.25]される。

[2]またアンテナ受信出力を増幅する UHF アンプは、近隣への落雷で生ずる誘導雷サージが入出力された場合に、その高電圧サージによるアンプの破損を保護することが必要である。このために、入力端には高圧サージを吸収する短絡コイルが、出力端には高圧サージを低電圧にクランプする雷サージ保護素子や、そのクランプ・パルス平滑するチョークコイルが設置されている。

### 6.2 UHF アンプの基板実装構成

[1]UHF アンプは、直径約

17.5mm、長さ約 65mm の円筒形の金属ケースに收容されており、その両端には FP/FJ の同軸コネクタが一体構造に接続されている。チップ部品を主体にした実装基板は、一端を金属ケースで加締めると同時に、他端にはアーチ状の接地金具が設け



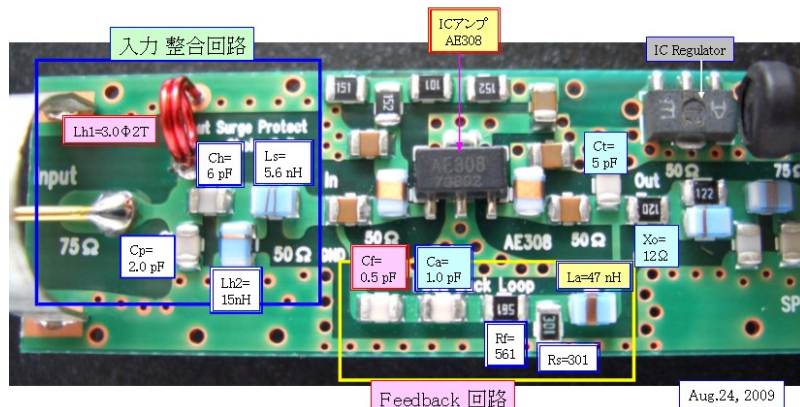
## 量産モデルの主要部回路定数

Fig.27

られており、基板の両端で金属ケースに GND 接地される構造[Fig.26]になっている。

[2]4 項の増幅安定性や NF 性能向上の観点から、性能の最適化に重要な役割を果たす、主要回路定数の配置を Fig.27 に示す。

[3]増幅の安定性向上には、定数  $R_s$ 、 $C_t$  および  $X_o$  が効果を示し、NF の低減には、フィードバック回路の  $C_f$ 、 $C_a$  や入力整合回路の  $L_{h1}$  や  $C_h$  が有効に作用することが、試作評価の Cut & Try ならびに S パラメータ解析[チューニング] で明らかになっている。



## 相互変調歪みIM3の測定評価

[2波入力信号レベル93dBuV]

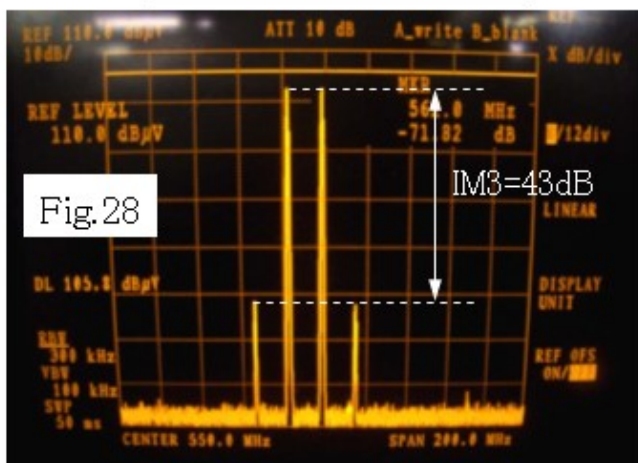


Fig.28

## 7. UHF ブースタ・アンプの品質向上の評価検証

### 7.1 UHF アンプの非線形歪特性

①信号レベル 93dBuV の 2 波  $f_1=543\text{MHz}$ 、 $f_2=549\text{MHz}$  を UHF アンプの入力に加えて、第 3 次相互変調歪 IM3 を Spectrum Analyzer で測定評価[Fig.28]した。

②この IM3 のデータからインターセプトポイント IP3 を算出し、UHF アンプの最大定格出力 [1dB 飽和出力]  $P_{-1dB} \approx 20\text{dBm}$  を導出する。

### 7.2 高温加速寿命試験

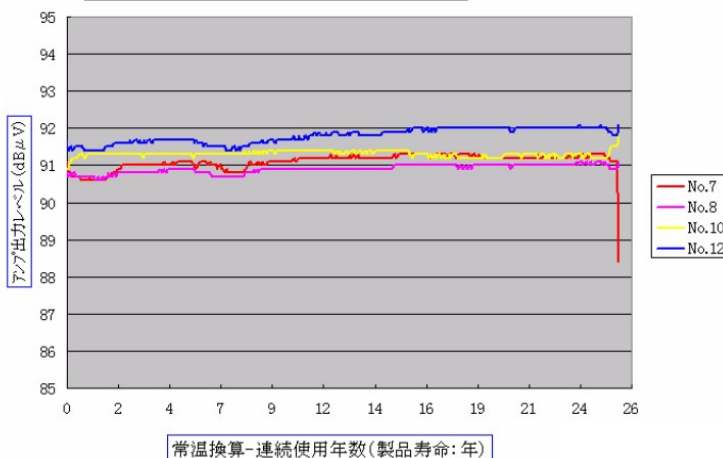
①UHF アンプの試験サンプルを、恒温槽を使用して  $90^\circ\text{C}$  の高温環境に 96 時間 [4 日間] 設置することによって、加速寿命試験を実施した。その結果、UHF アンプの寿命は、 $35^\circ\text{C}$  の常温環境に於いて 25 年以上[Fig.29]であることを確認検証した。

②高温加速寿命試験に於ける、試験サンプルの寿命は、IC アンプ AE308 の活性

## 高温加速寿命試験の結果

AMP-UK後継機高温加速寿命試験  
試験環境 [常温:  $35^\circ\text{C}$  加速温度:  $90^\circ\text{C}$  加速係数: 2346.6]

Fig.29



常温換算-連続使用年数(製品寿命:年)

### 高温加速寿命試験の理論的考察

Fig.30

エネルギー  $E_a$  を適用することによって、アレニウスの式を用いて Fig.30 の理論的考察から、Excel 自動計算シートを使用して、簡単に算出することができる。

半導体の化学反応モデルとして、アレニウスの式を用いる。反応速度定数  $K$  を温度 (絶対温度 = 273.15 + t°C) の関数とする下記の式で定義される。

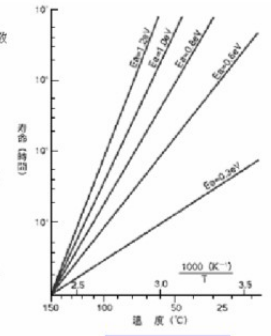
$$K = A \cdot \exp(-E_a/RT) \dots \dots (1)$$

A: 一定の定数 (頻度因子)  
 $E_a$ : 活性化エネルギー  
 $R$ : ボルツマン定数:  $8.6159 \times 10^{-5}$  (eV/K)  
 $T$ : 絶対温度

ここで、高温下で動作させた場合と常温での反応速度の差を (1) 式を使用して展開すると、次式が得られる。

$$K = \frac{L_1}{L_2} = \frac{\exp(-E_a/RT_1)}{\exp(-E_a/RT_2)} = \exp\left[-\frac{E_a}{R} \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}\right)\right] \dots \dots (2)$$

$T_1$ : 基準温度 (常温)     $T_2$ : 試験温度 (加速温度)



### Excel 自動計算シート活用

IC Amp [AE308] の活性化エネルギー:  $E_a = 1.36$  (eV)    加速温度 = 90°C    常温 = 35°C

$K = \exp(1.16 \times 10^{-4} \times E_a \times (1/(273 + \text{常温}) - 1/(273 + \text{加速温度})))$

加速係数  $K = 2346.603$  (倍)    絶対温度  $T = 273^\circ\text{C}$

1年当たりの時間 [0.65D × 24H/D] = 8760 H

### 7.3 雷サージ印加試験

[1] 試験サンプルの UHF アンプの入出力、およびアンプ出力に接続された同軸ケーブルの外導体に、パルス尖頭値 15KV、立ち上がり時間 1.2us、パルス半値幅 100us の高電圧パルスを印加して、UHF アンプに故障が発生するか否か、雷誘導サージに対する耐性を実施検証した。

$$\log_e [K] = (E_a/k) \left\{ \left[ \frac{1}{\text{絶対温度} + \text{常温}} \right] - \left[ \frac{1}{\text{絶対温度} + \text{加速温度}} \right] \right\}$$

ボルツマン定数:  $k = 8.6159 \times 10^{-5}$  (eV)

### UHFアンプ\_量産モデルの雷サージ試験

Fig.31

No	雷サージの印加条件	試作No.1	試作No.8
1	アンプ出力の内導体に印加	15KVでアンプ正常	15KVでアンプ正常
2	アンプ入力の内導体に印加	15KVでアンプ正常	15KVでアンプ正常
3	アンプ出力の外導体に印加	15KVでアンプ正常	15KVでアンプ正常
試験の判定		合格	合格

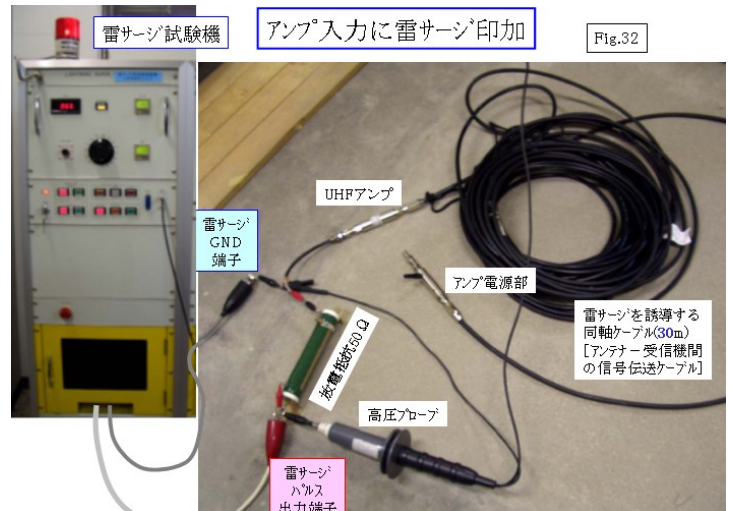


Fig.32

[2] 前述の雷サージ対策回路の効果によって、UHF アンプの入出力および外導体に対する 15KV の雷サージ印加で、故障 [破損] を発生せずに合格 [Fig.31] した。

### UHFブースタ・アンプの機器定格

Fig.33

[3] UHF アンプの入力に、雷サージを印加する試験環境を Fig.32 に示す。雷サージの出力を放電抵抗 50Ω [アンテナ整合器の等価インピーダンスを想定] を介して、同アンプの入力端に印加する。このとき、高圧プローブを使用して印加電圧波形を同時に観測する。

項目	仕様
部品名称	UHF増幅部
品番	地上デジタル放送受信UHFアンプ
入出力インピーダンス	75Ω FP端子(入力) FJ端子(出力)
周波数範囲	470MHz ~ 710MHz
V.S.W.R.	3.0程度 [470MHz-600MHz: 2.0以下]
標準利得	21dB ± 1dB [アナログ停波後の周波数割当変更を考慮した高域傾斜]
適正入力範囲 [受信品質: C/N=21dB]	30dBuV [微弱ch受信] ~ 80dBuV [*1全波]
最大出力 [IM <sub>3</sub> =-60dBc]	100dBuV [*1:アナログ9波/デジタル10波]
NF (雑音指数)	1.0 dB 以下    NF METER 8970B Noise Source 346B
重量電源	DC9~15V 約60mA
使用温度範囲	-20~60°C

## 微弱デジタルchの受信品質C/Nの導出計算式

Fig.34

### 8. UHF ブースタ・アンプの 受信性能の机上評価

#### 8.1 UHF ブースタ・アンプの 機器定格

本 UHF アンプの量産モデルに対する  
暫定規格を Fig.33 に示す。地上デジ  
タル放送の占有周波数帯 [470MHz  
-710MHz] に対して、利得 21dB±  
1dB、NF1.0dB 以下、VSWR 約 3.0  
の性能を有し、適正入力範囲は 30dBuV から 80dBuV の広範囲に及んでいる。

総合受信品質C/NT[真数] :

$$1/(C/NT) = 1/(C/NR) + 1/(C/NIM) + 1/(C/NMP) + 1/(C/NNIF)$$

①(C/NR) = アンテナ受信出力の C/N

(C/NR) [真数] = CR/NR

[1] CR [dB] = Ch(受信レベル) + LA(挿入フィルタ減衰 + 接続ケーブル損失)

[2] 全受信雑音電力: NR[真数]

= NT(総合雑音指数電力) + NM(外来雑音電力 = 都市雑音)

[3] NT [真数] = k · T · Bw · NFT

総合雑音指数 NFT [真数] = NFB + (LC-1)/GB + [(NFR-1) \* LC]/GB

NFB: アンプのNF[真数] LC: アンプ-受信機間のケーブル損失[真数]

GB: アンプの利得 [真数] NFR: 受信機のNF[真数]

[4] NM [真数] = k · T · Bw · Tm Tm: 周波数別の都市雑音温度 [K°]

② Multi-Pathの等価C/N = (C/NMP) [dB] = マルチパスD/U + 20

③ 隣接干渉による等価 C/N: C/NNIF [dB] = 隣接ch漏洩C/N = SK (dB) - [隣接ch間D/U (dB)]

SK: 受信機チューナのチャンネル選択特性 (SAW Filterの減衰特性) によって定まる定数 = 45~60 [dB]

隣接ch間D/U [dB] = 隣接ch信号レベル[C<sub>g</sub>] - 対象ch信号レベル[C<sub>A</sub>]

④ アンプ非線形歪の等価C/N = (C/NIM) [dB]

$$\text{相互変調歪} = -IM3 \text{ (dB)} = \left[ \frac{\text{アンプ定格出力 [全電力]} + 10 - \text{全受信電力} P_i - \text{アンプ利得}}{2} \right] \times 2$$

$$\text{歪C/N (dB)} = [\text{対象デジタルch受信レベル (dBm)}] - [\text{全受信電力 (dBm)} + IM3]$$

#### 8.2 UHF ブースタ・アンプの 受信シミュレーション

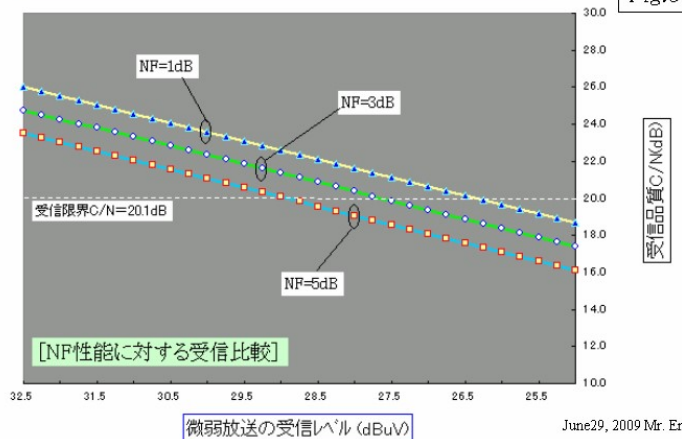
[1] 地上デジタル放送の受信対策に適  
用する、各種フィルタやブースタ・ア  
ンプの受信性能を、定量的に机上評価  
できるようにする目的で、Fig.34 に示  
す、「微弱デジタル ch の受信品質 C/N  
の導出計算式」をベースにした、受信  
Simulation [Excel 自動計算書] を研  
究開発した。

## NF低減効果による微弱放送の受信マージン向上

マルチパスC/N≒39dB

### 微弱ch受信レベルの変化に対する受信品質C/N

Fig.35



June29, 2009 Mr. Endo

## NFおよび適切ゲインが及ぼす微弱放送の受信品質C/N

### ブースター・ゲインに対する微弱デジタル放送の受信品質C/N

[NFを変化させたときの受信解析結果]

マルチパスC/N≒39dB

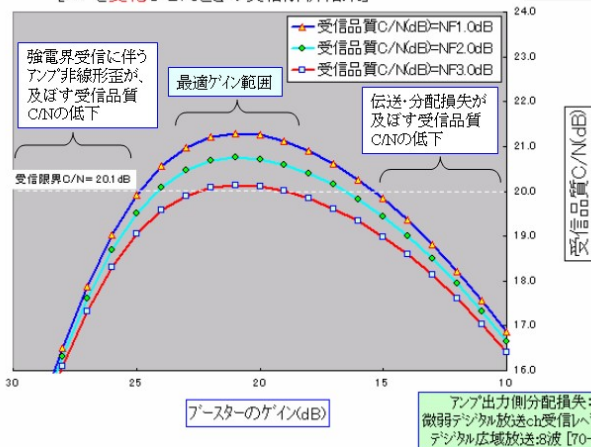


Fig.36

July1, 2009 Mr. Endo

[2] 受信環境を Fig.37 に設定し、Fig.33  
に記載した UHF アンプの定格を、こ  
の受信 Simulation に適用すると、次  
のような受信性能向上が顕著に現れ  
た。

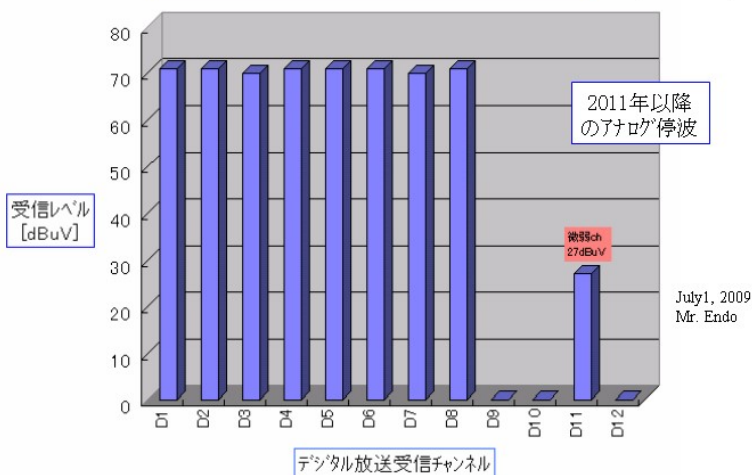
[3] 本 UHF アンプの NF 性能は 1dB で  
あるので、Fig.35 に示すように、市販  
品の約 3dB に比して、受信マージンを  
約 2dB 向上 [受信品質 C/N=2dB 増  
大] することが期待される。

解析評価に適用した受信環境モデル(東京都区内)

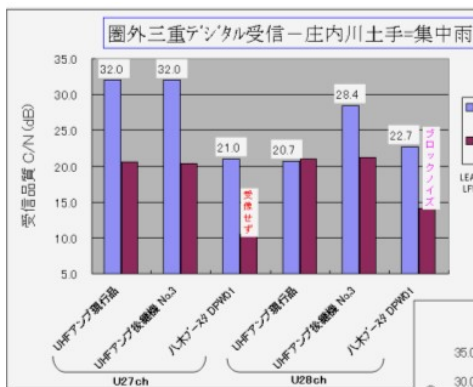
[4]ブースタ・アンプのゲインを変化させたときに、受信品質 C/N はゲイン 20dB 前後で最良になることが Fig.36 に示されている。受信品質 C/N を最大にする最良のゲインは本 UHF アンプの利得に一致しており、東京都区内のような中高電界の受信環境に於いて、微弱放送 ch を受信する際に、最良の受信性能が得られることが十分に推測・期待される。

強電界受信環境モデル[アンテナ受信出力]

Fig.37



9. UHF ブースタ・アンプの受信性能のフィールド評価検証



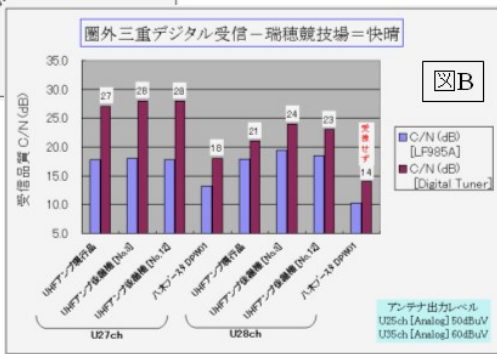
UHFブースタ・アンプのフィールド比較評価

① UHF アンプの現行品[利得 22dB ± 1dB、NF ≃ 3dB]、UHF アンプ量産モデル(後継機)および市販品[八木ブースタ: 12dB ~ 15dB、NF ≃ 1.5dB]に対する受信性能を、圏外デジタル放送波の微弱受信 27ch、28ch を対象に、フィールド評価[Fig.38]した。

Fig.38

②集中雨に於ける受信テスト[図A]では、U28chについてUHFアンプ後継機[本開発品]の受信品質 C/N が突出しているが、これは NF 性能差 2dB を上回っており、天候等のフェーディングに対して、本 UHF アンプは受信マージンが大きいことを、如実に表していると考えられる。

デジタル放送受信チャンネル	アンテナ受信レベル[アンテナ出力] (アンプ出力をアンプ入力端に換算)	
	庄内川土手	瑞穂競技場
27ch	約26dBuV	約28dBuV
28ch	約32dBuV	約25dBuV



開発品]の受信品質 C/N が突出しているが、これは NF 性能差 2dB を上回っており、天候等のフェーディングに対して、本 UHF アンプは受信マージンが大きいことを、如実に表していると考えられる。

③快晴天候での、アナログ放送 U25ch、U35ch の中高電界の受信環境において、本開発品は、現行品に対して受信品質が 1dB-3dB 向上しているが、Fig.35 の受信マージン増大に対応しているものと判断する。

9. UHF アンプの製品開発に対する SNAP シミュレーション解析効果の纏めと考察

(1)目標性能を設定し、Simulation 解析による性能向上の見通しを、試作評価に反映して効果を実機にて検証する。さらに、そこで得られた知見や仮説を Simulation 解析にフィードバック [循環] 的に評価・確認する。このように試作評価の実機検証と、Simulation 解析の知見・成果をサイクル的に循環させることによって、製品開発をスピーディに成功させることができる。

(2)部品実装した実機アンプの性能評価と、その等価回路表示したバーチャルアンプ(仮想現実)の Simulation 解析は、SNAP の豊富な機能と、技術屋の鋭い洞察力/勘を、匠に織り成すことによって、両者 [解析評価と実測評価] は緊密且つ高精度に一致することを、今回 UHF アンプの製品開発を通して、実証することができた。

(3)このような視点から SNAP の将来性・発展性を展望すると、ユーザの情熱と創意に拠って、SNAP 機能および柔軟性は無尽蔵であるように思えてならない。

—以上—