

超低歪広帯域アンプの設計法および、特定 ch をシャープに選択する高選択フィルタの設計法ならびに、両者を適用した地上デジタル TV 放送の受信性能向上方法

May15, 2007
Mr. Endo

1. 序文

OFDM [Orthogonal Frequency Division Multiplexing] を用いたマルチキャリア [Mode3 で 5617 本/ch(帯域 6MHz)] 方式デジタル変調方式を採用した HDTV 規格の地上デジタル TV 放送が昨年末に全国展開されて、その普及が本格的に進んでいる。従来のアナログ放送で生じたゴーストやノイズによる映像の乱れを除去し、鮮明な Hi-vision 映像を伝送するデジタル TV 放送の受信に於ける受信限界値は、TV 受信機に入力する受信信号の品質、即ち C/N、BER[Bit Error Rate]で決まる。

本レポートでは、受信信号の品質を向上する超低歪広帯域アンプと特定 ch 選択 BPF/BEF の設計手法について詳説すると同時に、これらのアンプとフィルタが受信品質向上に如何なる効果を発揮するか、理論解析手法にて定量的に解説する。

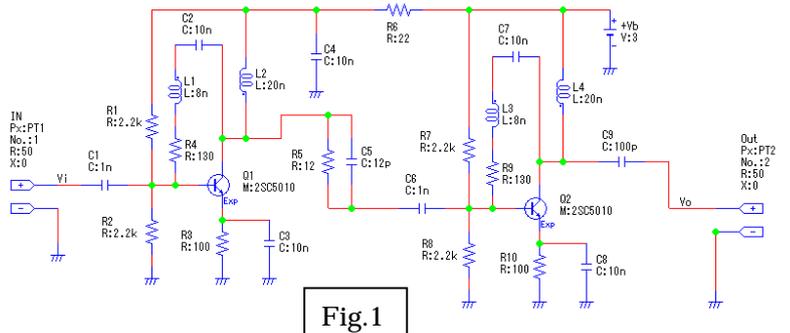
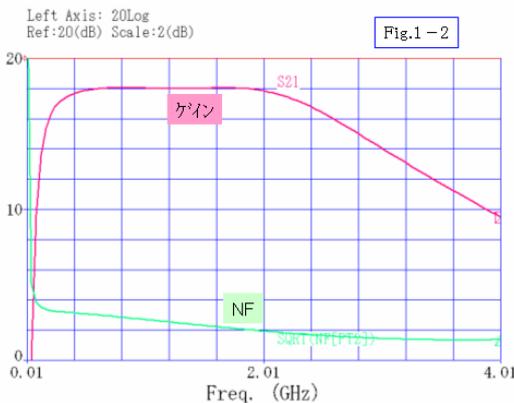


Fig.1

Si-Bipolar Trを用いた広帯域アンプの高周波特性



OFDM を採用したデジタル TV 放送は、現行の NTSC 方式アナログ放送に比して、鮮明映像を得る受信感度が比較的に高い、マルチパスやフェーディング等の電波伝搬の影響を受け難い、放送される映像が高精細度である等、様々な利点を備えている。しかしながら、そのデジタル変調がマルチキャリア方式であるために、放送受信に際してのゴーストアンプ等の非線形歪の影響を、本質的に受け易く、その受信品質が低下することを避け難い。

本レポートでは、放送受信側の非線形歪の影響を如何に低減するかを視点に立って、SNAP の解析能力を徹底的に活用して、超低歪広帯域アンプおよび高選択フィルタの最適な設計を実現し、デジタル放送の受信に対する受信信号の品質向上方法を簡潔明瞭に説明する。

2. 超低歪広帯域アンプの設計方法

- (1) 従来技術広帯域アンプ、最新技術超低歪広帯域アンプの設計と特性解析

[A]Si-Bipolar Transistorを使用した従来技術広帯域アンプの設計

2SC5010を使用した広帯域アンプの設

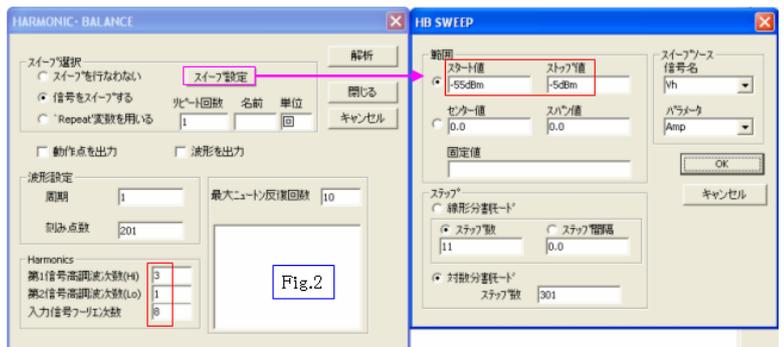


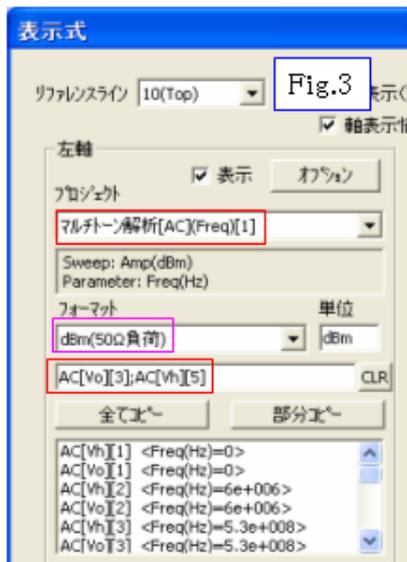
Fig.2

計事例を Fig.1 に示す。この広帯域アンプは、[Fig.1 - 2] に示すように、利得約 18dB、3dB 帯域 0.2GHz - 2.8GHz、NF 3dB の優れた高周波特性を有している。

この広帯域アンプの歪特性は、Harmonic-Balance 解析で導かれる。相互変調歪 IM3 解析条件を Fig.2 に、表示条件を Fig.3 に示す。

設定内容の詳細は割愛するが、解析のポイントは「スイープ設定に於ける信号レベル」を、解析が収束する範囲に収めること、及び Harmonics の条件を適切に絞ることである。同解析を適用して求めた、 $f = 500\text{MHz}$ に対する高調波歪特性を Fig.5 に示す。電力利得が 1dB 抑圧される 1dB Gain Compression Point は $P_{10} = -5\text{dBm}$ である。

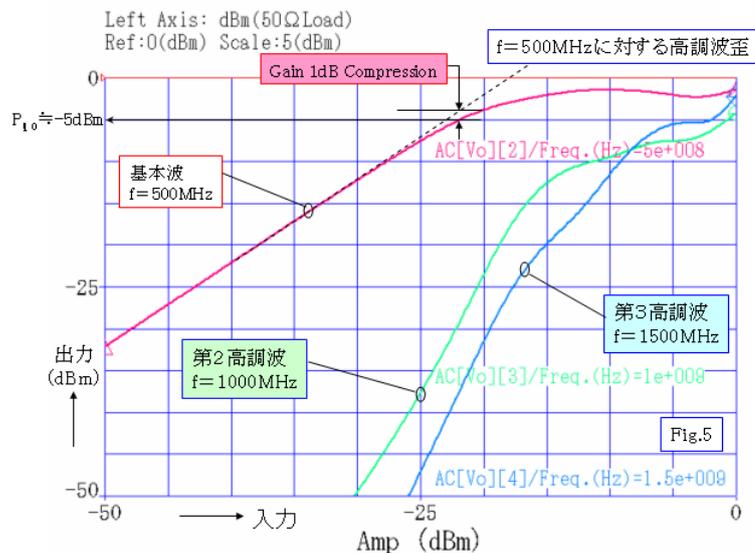
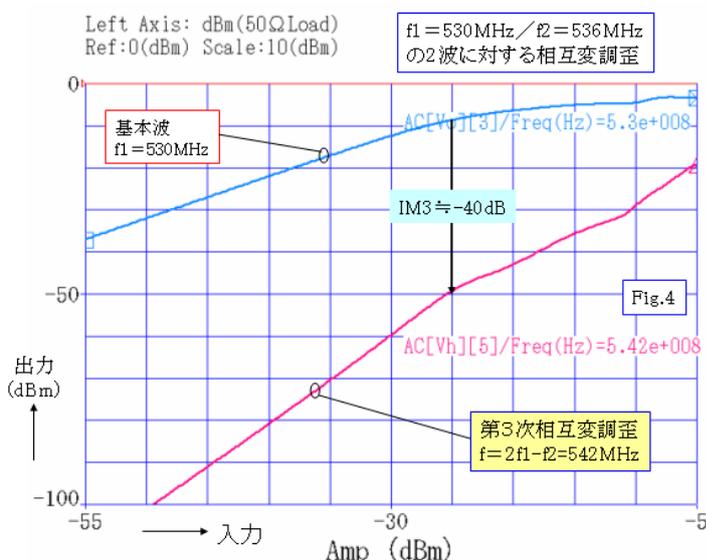
また、周波数 $f_1 = 530\text{MHz} / f_2 = 536\text{MHz}$ の隣接 2 波に対



する相互変調歪特性を Fig.4 に示す。出力 $P_0 = -25\text{dBm}$ における相互変調歪 IM3 -40dBm となっている。

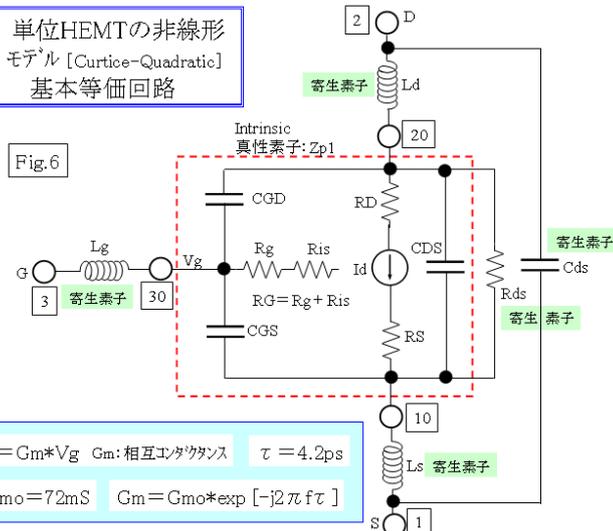
後述に、この従来技術広帯域アンプの歪特性と、新技術広帯域アンプの歪特性を、定量的に比較検討する。

さらに終章にて、両者広帯域アンプの歪特性の相違が、デジタル TV 放送受信に際して及ぼす影響を調べる。



[B]HEMT を使用した新技術広帯域アンプ [等価モデル]の開発設計とその特性解析

1. 単位HEMTの非線形モデル [Curtice-Quadratic] 基本等価回路



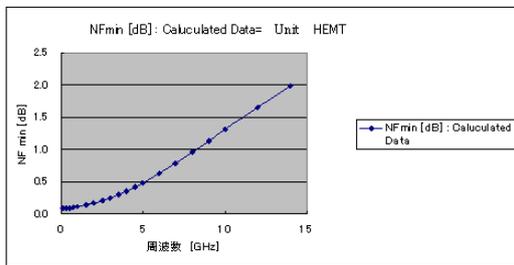
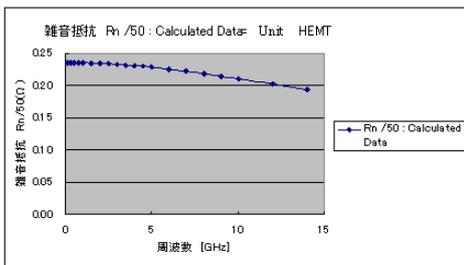
$$I_d = G_m \cdot V_g \quad G_m: \text{相互コンダクタンス} \quad \tau = 4.2\text{ps}$$

$$G_{m0} = 72\text{mS} \quad G_m = G_{m0} \cdot \exp[-j2\pi f \tau]$$

広帯域アンプに適用する増幅素子 [単位 HEMT と呼称] の非線形モデル [Fig.6] を Curtice-Quadratic Model にて構築した。それを適用して SNAP の非線形 Library [Fig.7] を作成し、設計する広帯域アンプの

3. 単位HEMT NFパラメータ自動計算表の算出結果

Fig.8

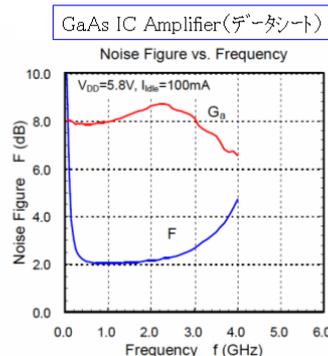
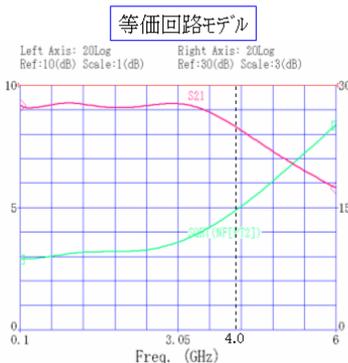


算出し、NFモデル [SNAP の NF Library] を導出する。

この非線形モデルとNFモデルを適用した広帯域アンプ [Fig.9] を設計・構築した。この広帯域アンプは、既製品のGaAs IC Amplifierの等価モデルであり、そのIC Amplifierの等価的なSパラメータや、NFパラメータ並びに非線形モデルを構築して、このGaAs IC Amplifierを適用したエッセンスや機器の高周波特性や、非線形歪特性を定量的に解析できるようにした。

5. 高周波特性[Gain/NF]の比較

Fig.10



2. 寄生素子を含めた単位HEMTの非線形Library

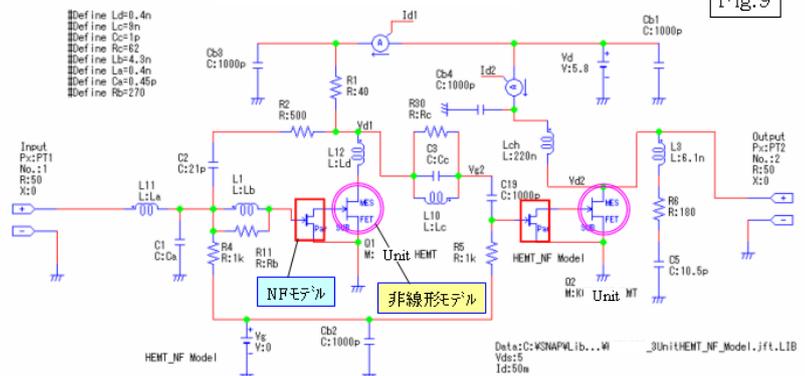
Fig.7

非線形解析を行えるように準備(適用するSymbol作成を含めて)した。

非線形モデル [Fig.6] を、Excel で作成したNFパラメータ自動計算表に適用して、単位HEMTのNFパラメータ (NFmin / opt[MAG] / opt[ANG] / Rn/50) 即ちNF特性 [Fig.8] を

4. 単位HEMTを適用した広帯域アンプ(等価モデル)

Fig.9

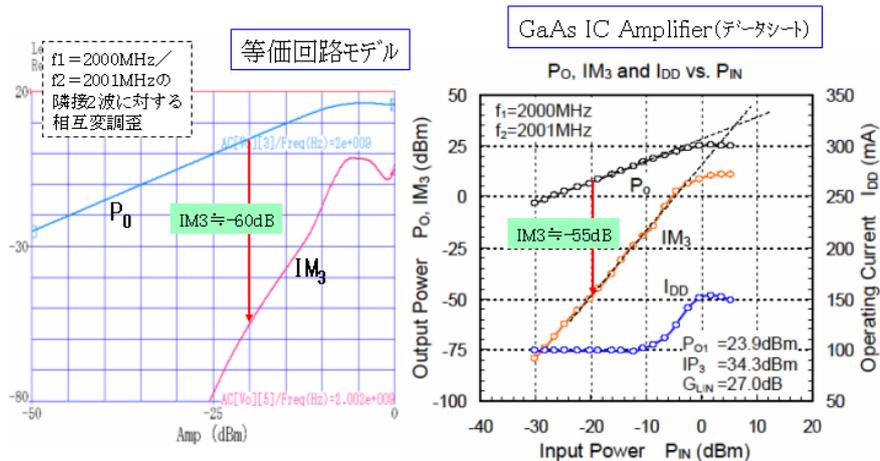


広帯域アンプ [等価モデル] の特性とGaAs IC Amplifierの特性を比較検討することで、等価モデルの精度 [妥当性] を検証・確認してみたい。

(A)高周波特性においては、ゲインは約3dB程度の差異を示すが、NFはUHF

6. 非線形特性[相互変調IM3]の比較

Fig.11



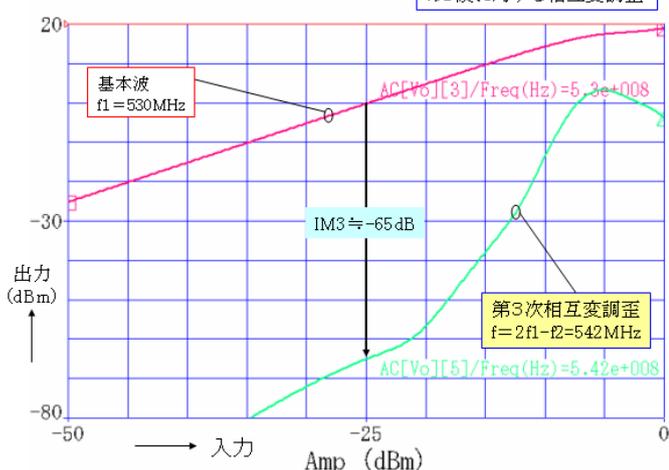
帯において 1dB 以内の誤差であり、この等価モデルは UHF 帯に対しては十分に適用できると考える。

(B)非線形特性において、等価モデルは GaAs IC Amplifier に比して、飽和出力レベルが凡そ 10dB 低い

が、相互変調歪 IM_3 は類似の特性を示しており、歪特性に対しても十分に通用できると考える。

7. 新技術広帯域アンプの相互変調歪IM3の特性

Left Axis: dBm (50Ω Load) Ref:20(dBm) Scale:10(dBm) Fig.12 $f_1 = 530MHz / f_2 = 536MHz$ の2波に対する相互変調歪



新技術アンプの非線形特性を従来技術アンプと同一条件で比較する。

(1) 先ず、従来技術広帯域アンプの相互変調歪 IM_3 [Fig.4] と、新技術広帯域アンプの相互変調歪 IM_3 [Fig.12] を比べてみると、入力 $-25dBm$ の条件にて、新技術広帯域アンプは IM_3 が約 $25dB$ 小さいことが分かる。

(2) 次いで $1dB$ Gain Compression Point は従来技術広帯域アンプの $P_{10} -5dBm$ [Fig.5] に対して、新技術広帯域アンプは $P_{10} 20dBm$ [Fig.13] で、約 $25dB$ 高い。

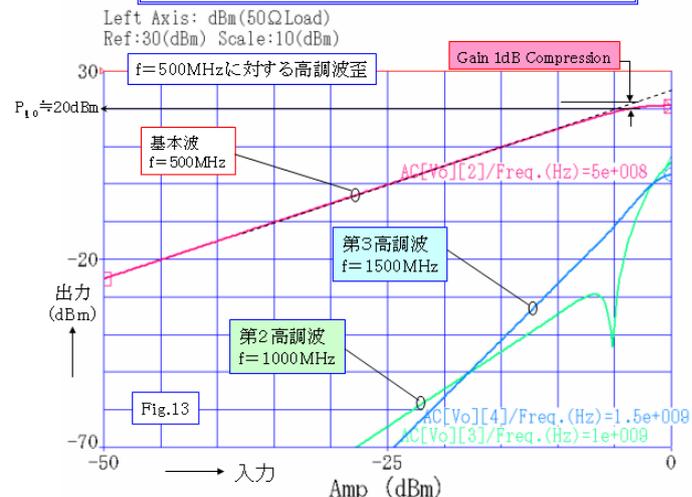
以上の如く、新技術広帯域アンプは従来技術広

(2) 新技術広帯域アンプと旧技術広帯域アンプの性能比較

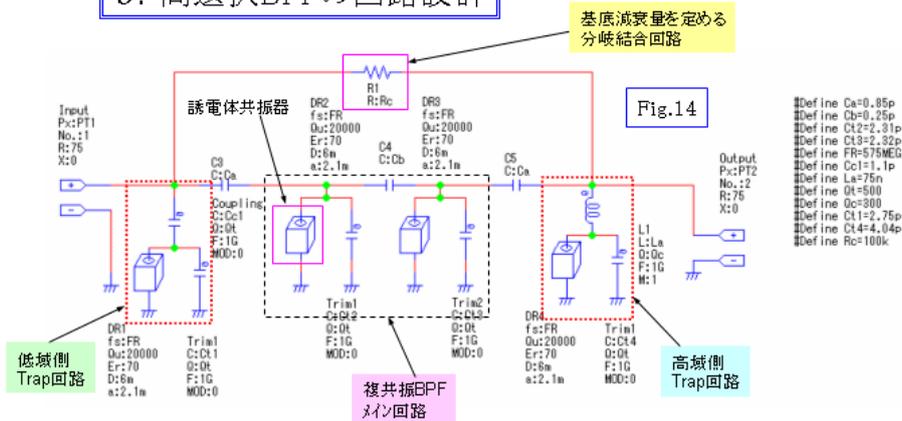
Si-Bipolar を使用した旧技術広帯域アンプと、GaAs IC Amplifier の等価モデルである HEMT を使用した新技術の広帯域アンプを、SNAP の同一解析条件で比較する。

ゲインや NF 等の高周波特性は、従来技術アンプの [Fig.1 - 2] と新技術アンプの [Fig.10] を対比して、概ね同様な性能を備えていると言える。

8. 新技術広帯域アンプの高調波歪の特性



9. 高選択BPFの回路設計

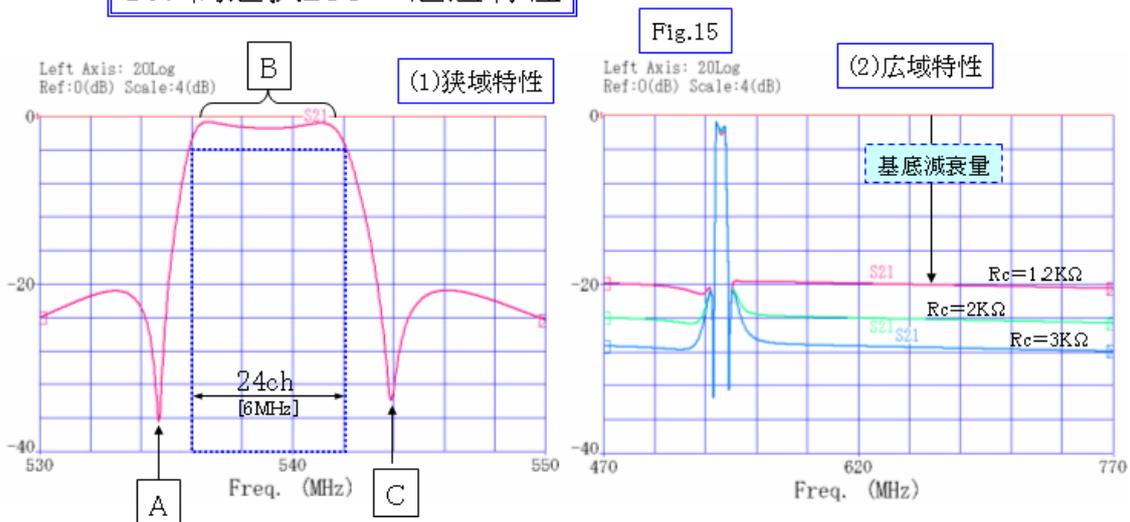


帯域アンパに比して非線形歪が極めて少ないことが明白になった。この点がデジタルTV放送受信に際して、その受信品質向上に大きな効果を与える。

3. 所定chをシャープに選択する高選択フィルタの設計方法

デジタルTV放送の受信障害の解決手法として、所定chの受信信号(電力)をシャープに切り出し或いは、減衰させ、且つ隣接chの受信に及ぼす影響を最小限に抑えたBPF[Band Pass Filter]、BEF[Band Elimination Filter]の設計方法について要点を簡潔に説明する。

10. 高選択BPFの通過特性



本フィルタ設計に適用する誘電体共振器の機能や特性、ならびにSNAP解析に使用するMacroやSymbolについては、前報のApplication Reportに詳述されているので、割愛する。

[1] BPFの設計とその選択特性

基底減衰量を適切に設定できる単ch通過BPFの回路構成をFig.14に示す。BPFは基底減衰量を設定する分岐結合回路Rc、および通過帯域をシャープに形成する複共振BPFメイン回路、低域側Trap回路および高域側Trap回路で構成される。

このBPFの狭域通過特性、並びに広域通過特性をFig.15に示す。デジタルTV放送の24chを急峻に切り出す高選択BPFは、複共振BPFメイン回路で形成される通過帯域Bと、低域側Trap回路、高域側Trap回路で形成される左右のゲイプA、Cを有する。各部の急峻な形

11. 高選択BEFの回路設計

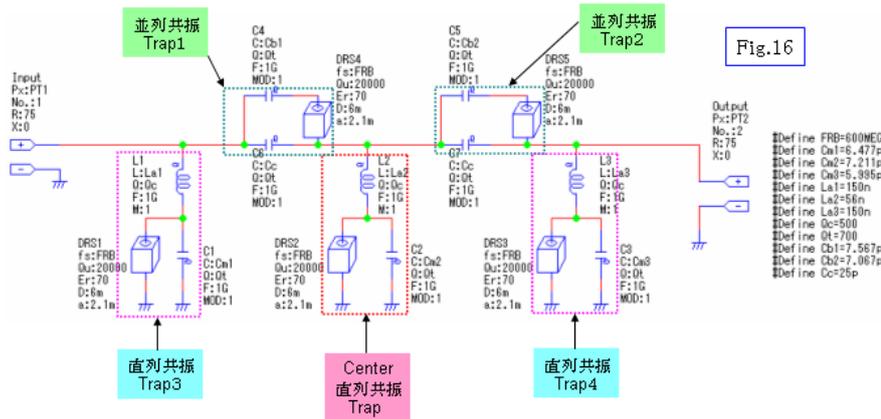


Fig.16

状は、各部を形成する BPF メイン回路や Trap 回路に於ける、クワ回路の Q や結合回路定数を最適化することによって達成される。

[2] BEF の設計とその選択特性

所定 ch の受信信号を所定量減衰させる単 ch 阻止 BEF の回路構成を Fig.16 に示す。BEF は、直列共振或いは並列共振作用を果たす 5 つの Trap で構成される。

デジタル TV 放送 24ch をシャープに所定量 [この事例では約 25dB] 減衰させる BEF の通過特性は 5 つの Dip [谷] A、B、C、D、E で構成され、Dip-A は Center 直列共振 Trap で、その左右の Dip-B、Dip-C は夫々に並列共振 Trap1、Trap2 で、両端の Dip-D、Dip-E は夫々に直列共振 Trap3、Trap4 で形成される。各々の Dip の深さは、それを形成する Trap 回路のクワ回路の Q や、結合回路定数を均衡に最適化することによって達成される。

12. 高選択BEFの通過特性

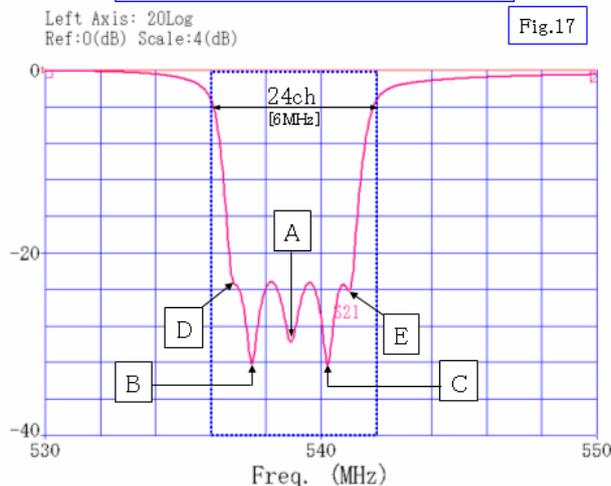


Fig.17

4 . 地上デジタル TV 放送受信の受信品質 [C/N、BER] 解析と受信品質向上方法

[1] デジタル TV 放送の受信回線設計

電技審で規定されている、標準受信レベルに対する受信回線設計を果たす、受信品質自動計算書 [Fig.18 = Excel 使用] を用意した。

Excel の所定欄に、全受信電力 P_{IT} (ブースター・アンテナに輸入されるデジタル波、アナログ波の全 ch 受信レベルの総電力)、ブースターの利得、NF お

13. 受信品質自動計算書

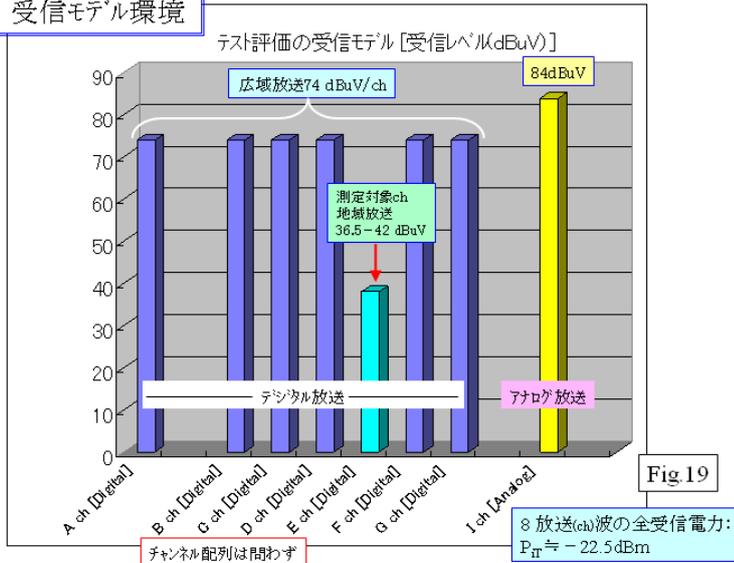
Fig.18

$$\begin{aligned} \text{キャリア別 BER [真数]} &: \text{BER-N}(m) = (7/24) * \text{Erfc}(Ym) \\ \text{キャリア別 BER [dB]} &: \text{BER-L}(m) = 10 \log_{10}(\text{BER-N}(m)) \\ \text{ch別BER [真数]} &: \text{BER-ch} = (1/0.935K) * \sum_{m=0}^{23} (0.035K - 0.965K * \text{BER-N}(m)) \\ \text{ch別BER [dB]} &: \text{BER-ch-L} = 10 \log_{10}(\text{BER-ch}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{受信モデルの総C/N}_T \text{ [真数]} &: 1/(C/N_T) = 1/(C/N_R) + 1/(C/N_{B1}) + 1/(C/N_{B2}) + 1/(C/N_{B3}) \\ (C/N_R) &= \text{受信電力のC/N} \quad \text{Booster非線形歪の等価C/N} = (C/N_{B1}) \text{ [dB]} \approx [\text{アスタM3}] * (-1) \\ \text{Multi-Pathの等価C/N} &= (C/N_{B2}) \text{ [dB]} \approx \text{マルチパスSD/U} + 20 \quad (C/N_{B3}) \text{ [真数]} = C_R/N_R \quad C_R \text{ [dB]} = C_T + L_A \\ N_T \text{ [真数]} &= kTB_v N_{F_T} \quad \text{隣接ch混信による等価C/N: } C/N_{B3} \text{ [dB]} \\ \text{総雑音指数 } N_{F_T} \text{ [真数]} &= N_{F_B} + (L_C - 1)/G_B + [(N_{F_R} - 1) * L_C]/G_B \end{aligned}$$

ch当たりのキャリア本数: K [圧縮値]	Boosterの利得: G_B [dB]	Boosterの雑音指数: N_{F_B} [dB]	外来受信雑音電力のノイズレベル: $N_{F_{ext}}$ [dBm] (電技審の標準値は-103)	通過の受信出力信号レベル: C_R [dBm]	通過のキャリア別受信出力信号レベル: C_A [dBm] + C_{ch} [dBm] (-108 ~ -20) / (K=200)
200	25	2.5	-103	44	-88
	隣接の受信出力信号レベル: C_B [dBm]	隣接のキャリア別受信出力信号レベル: C_{ch} [dBm] + C_{ch} [dBm] (-108 ~ -20) / (K=200)	BPF-ATTOの周波数特性 [dB] 等価特性: AF	フィルタ無し	マルチパスによって生じた帯域外干渉: MPR [dB] (電技審: MPR=30dB)
	74	-58			0.1
全受信電力: P_{IT} [dBm] + P_{ch} [dBm] (圧縮) + P_{ch} [dBm] (-108)	ブースター定格出力: V_{max} [dBm] + P_{comp} [dB] (Gain 1dB Compression Point): P_{out} [dBm]	ブースターと受信機間のケーブル損失: L_C [dB]	受信機のNF: N_{F_R} [dB]	マルチパスの干渉: M_{PR} [dB] (電技審: MPR=30dB)	ブースターの非線形歪 (相互変調歪) [dB] (電技審: MPR=30dB)
-22.5	129	12	7	44.8	-55.0

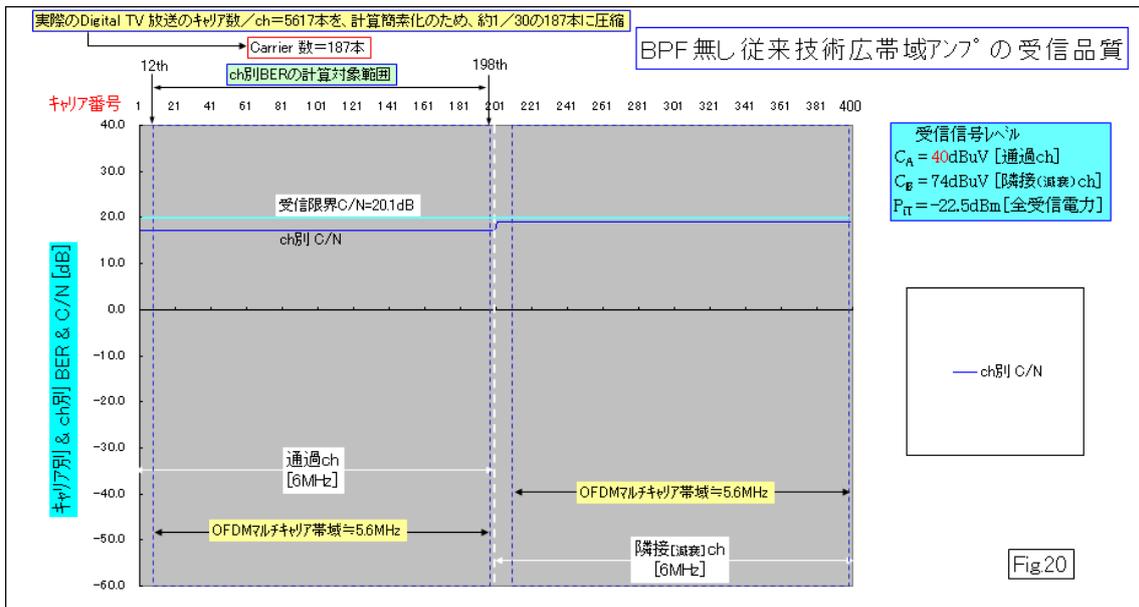
14. 受信モデル環境



よび 1dB Gain Compression Point の出力電力 P_1 [飽和出力に近似] さらに受信対象とする弱電界受信レベルとその隣接デジタル ch の受信レベル (中高電界の受信レベルを想定) 等の、所要パラメータを入力すると対象受信レベルに対応した C/N および BER が導出される。

前記の従来技術広帯域アンテナと新技術広帯域アンテナをプリアンプ

[アンテナ直下のプリアンプとして働く] に適用 (実際の適用条件としては、広帯域アンテナの入力端に、無損失の UHF TV 帯 [通過帯域 470MHz - 770MHz] 通過広帯域 BPF を装着し、尚且つ入出力インピーダンスを [トランス等を使用して] 50 系から 75 系に変換するなどの準備を整える) して、これらの広帯域アンテナの性能 [歪特性 / ゲイン / NF] に対応する受信品質を導出する。

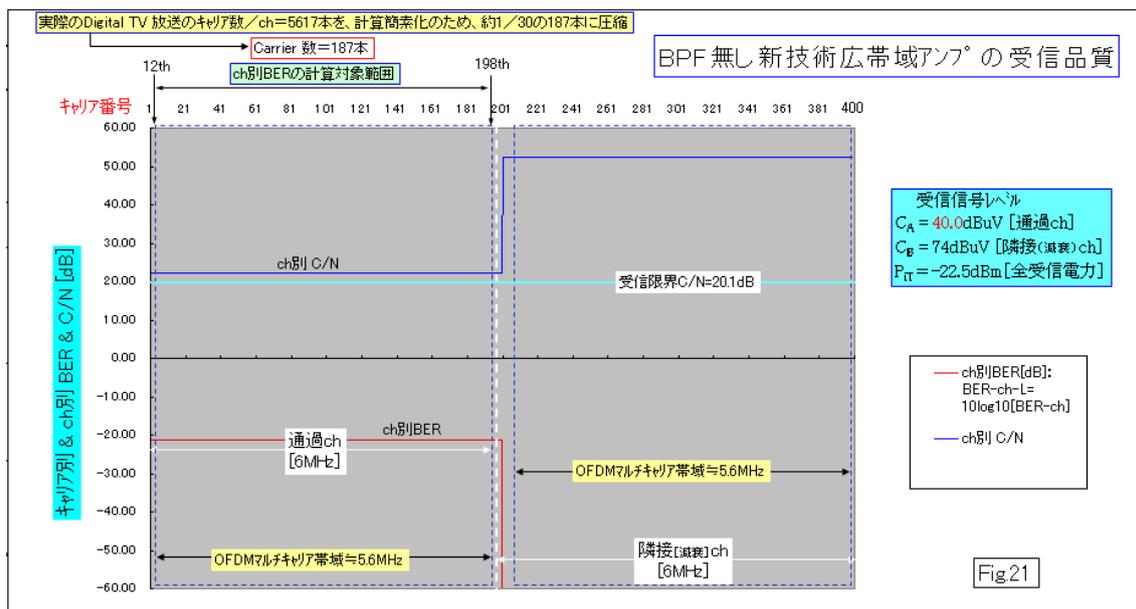


さらに、受信品質が不足する従来技術広帯域アンテナに、前記の基底減衰 BPF を挿入することで、その受信品質がどのように改善 [向上] されるか調べる。

[2] 各受信条件に対する受信品質の導出とその向上対策

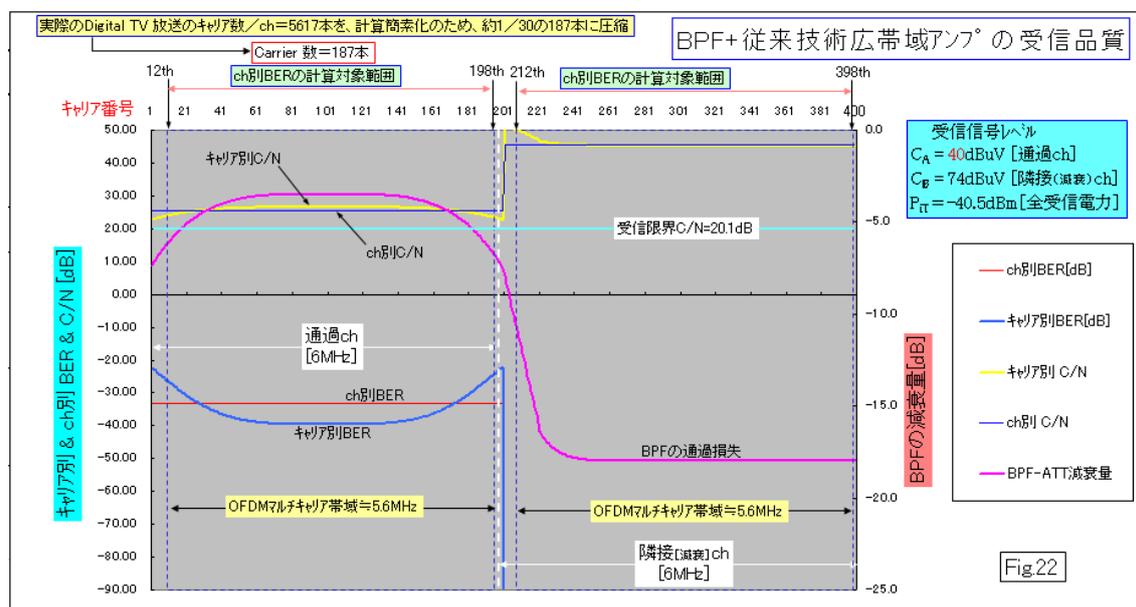
受信回線設計に適用する受信レベル環境 [Fig.19] を想定する。84dBuV のアナログ放送波 (高

電界) および 74dBuV の広域デジタル放送波 (中電界) に囲まれた、受信レベル 40dBuV (弱電界) 付近の微弱受信レベル地域放送を、受信する際の受信品質を求める。



この受信環境において、歪量が新技術広帯域アンテナに比して約 25dB 大きい、従来技術広帯域アンテナ [Si-Bipolar Tr 使用] の受信品質は Fig.20 に示すように、通過 ch [地域放送 ch] に対して、受信限界 20dB (Hi-vision の高精度映像を鮮明に受信できる限界値は、Mode 3、内符号化率 3/4 の現行のデジタル TV 放送条件にて、C/N = 20.1dB とされている) を 3dB 下回る、C/N 17dB となっている。

歪量が極めて小さい新技術広帯域アンテナ [HEMT 使用] は、この受信環境に対して通過 ch [地域放送 ch] の受信品質 [Fig.21] が C/N 22dB と求まり、受信限界値を約 2dB 上回



る安定良好な受信が期待できる。

従来技術広帯域アンテナの受信品質を改善するために、前記の基底減衰 BPF と同様な通過特性を有する BPF [基底減衰量 = 18dB に規定] を、広帯域アンテナの入力端に装着した場合には、

BPF + 従来技術広帯域アンテナ = 総合受信品質は、

受信モデル環境における室内受信テスト (フィルタ挿入効果)

Fig.23

Fig.22 に示すように、受信限界値を約 6dB 上回る C/N 26dB が得られる。従来技術広帯域アンテナの単独使用に比して、規定減衰 BPF を付加した場合には、その受信品質が 9dB 程向上し、十分に安定・良好な受信ができるように改善される。

No.	測定条件	受信信号の品質 [dB]			注記
		測定ch	MER(実測値)	C/N[換算値]	
①	従来技術 広帯域アンテナ	地域デジタル 放送ch	12.56	14.9 ↓ 8.7dB向上 ↓ 23.6	Fig.20 に相当 デジタルTVの受信限界 C/N=20.1 dBを下回る
②	従来技術広帯域アンテナ + [地域デジタルch通過]BPF	地域デジタル 放送ch	21.37	23.6	Fig.22 に相当
③	従来技術広帯域アンテナ + [アナログch阻止] BEF	地域デジタル 放送ch	16.66	19.0	デジタルTVの受信限界 C/N=20.1 dBを下回る

MER: Modulation Error Rate

詳説は省略するが、実際

の電波を受信した実測評価 [室内テスト : Fig.23] において、従来技術広帯域アンテナの入力端に基底減衰 BPF を挿入することによって、受信品質 C/N が 8.7dB 向上することを確認・検証済みです。

5 . 本レポートの纏めと考察

(1)VHF 帯 - UHF 帯にわたる広帯域アンテナの設計と、その高周波特性 [線形特性] ならびに非線形特性 [非線形歪] の解析を、SNAP で簡易・高精度に実現できる。

(2)市販されている GaAs IC Amplifier の等価回路を、SNAP の多才な機能を融合・活用することにより、高精度な等価回路を構築できることを立証した。

(3)デジタル TV 放送の受信品質向上に適用できる、単 ch 受信信号をシャープに選択 [通過 / 減衰] する高選択フィルタを、SNAP の適用によって円滑・精確に設計 / ならびに解析できることを示した。

(4)今回紹介した広帯域アンテナや高選択フィルタを上手に適用することによって、地上デジタル TV 放送の受信性能・品質を、的確に向上・改善できることを解説した。

- 以上 -