

F級電力増幅器用高調波制御フィルタの特性*

柄澤 孝一** 松島 久夫***

Characteristic of the Harmonic-controlled Filter for Class F Power Amplifier

Koichi KARASAWA** and Hisao MATSUSHIMA***

A class F power amplifier has been studied for a high drain efficiency. Its operation can be regarded as a kind of overdriven class B operation. To realize the class F operation, a harmonic-controlled filter is needed. The harmonic conditions of the filter are even harmonic short-circuited and odd harmonic open-circuited. In this paper, we describe the operation of the class F power amplifier, and show characteristic of the harmonic-controlled filter.

キーワード： F級電力増幅器，マイクロストリップライン，整合，アドミタンスチャート

1. まえがき

近年，携帯電話等の移動通信機器に内蔵されている電力増幅器は，小型で低消費電力であることが求められている．低消費電力を実現するためには，高効率の電力増幅器が必要になる．

F級電力増幅器は，1958年にV. J. Tyler が最初に発表し¹⁾，F. H. Raab が個人的に名づけたものである²⁾．F級電力増幅器は，B級電力増幅器の出力端に高調波制御フィルタを接続したものである．ドレーン効率が理論的には，100%の高効率電力増幅器として注目され，実用化が期待されている³⁾．

本論文では，まず，F級電力増幅器を述べ，高調波制御フィルタの必要性を明らかにする．次に，基本波成分を50Ω，2次高調波成分を短絡するフィルタをアドミタンスチャートを用いて設計・製作し，基本波，2次及び3次高調波成分に対するS11の計算値と実験値を比較した結果について述べる．

2. F級電力増幅器の動作原理

図1は，F級電力増幅器の構成図である．B級動作している電力増幅器のFETのドレーンと負荷抵抗に高調波フィルタを挿入した構成になっている．増幅器がF級動作している場合，理想的な電圧・電流波形は図2のようになる⁴⁾．

理想的なドレーン電圧・電流をフーリエ級数展開すると次式のようになる．

$$v_d = 2V_{DS} \left(\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos \omega t + \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega t \right)$$

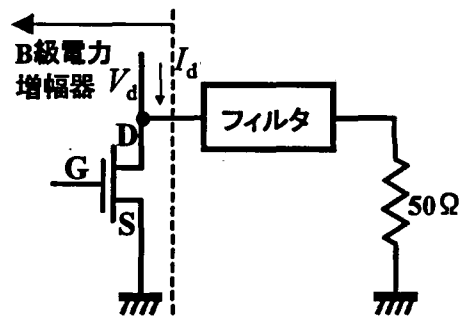


図1 F級電力増幅器の構成

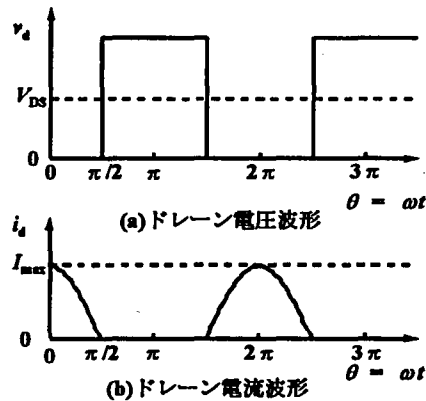


図2 理想的なF級動作時のドレーン電圧・電流波形

$$\left. - \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega t + \dots \right) \quad (1)$$

$$I_d = \frac{I_{max}}{\pi} \left(1 + \frac{\pi}{2} \cos \omega t + \frac{2}{3} \cos 2\omega t + \dots \right) \quad (2)$$

ここで， V_{DS} はドレーン・バイアス電圧， I_{max} はドレーン電流のピーク値を示す．ドレーン電流はB級と同じである．式(1)より， v_d には偶数次高調波成分は含まれて

*平成10年度長野高専教育研究特別経費の助成を受けて行われた．

** 電気工学科講師

*** 電気工学科教授

原稿受付 1999年10月29日

いないことがわかる。F級動作は、ドレーン電圧と電流が同時に存在する瞬間がなく、電力消費が零となる。よって直流入力はすべてRF出力に変換される。従って、高調波電力の発生を抑えることができれば基本波周波数で100%のドレーン効率が期待できる。B級動作の場合、理想的なドレーン効率が78.5%であることから、F級動作することにより、1.27倍効率がよくなることになる。

3. フィルタの設計方法

F級電力増幅器を実現するためには、式(1)より、ドレーンから負荷側を見たインピーダンスが基本波成分に対しては整合、偶数次高調波成分に対しては短絡、奇数次高調波成分に対しては開放でなくてはならない。そのため、ドレーンと負荷に接続するフィルタの入力インピーダンス(S_{11})が上記の条件を満足しなければならない。

フィルタを設計する場合、すべての高調波に対して短絡または開放を実現できればよいが、実際には非常に困難である。そこで、偶数次高調波で一番振幅が大きいと予想される2次高調波成分に対して短絡を実現することを試みる⁵⁾。フィルタを設計するにあたり、

- 負荷抵抗は50Ω
- 基本波に対して S_{11} は50Ω

とする。

図3は理想的なF級電力増幅器用フィルタの反射係数(S_{11})特性である。図中の S_{11f} 、 S_{11s} 及び S_{11t} はフィルタを50Ωの負荷抵抗で終端した場合の S_{11} の基本波成分、偶数次高調波成分及び奇数次高調波成分である。以下では、 S_{11s} を2次高調波成分、 S_{11t} を3次高調波成分のみを示すものとする。

図4は基本波及び2次高調波成分を考慮したフィルタである。L、A、B及びCはそれぞれ50Ω負荷のみ、50Ω負荷と $stub\alpha$ 、50Ω、 $stub\alpha$ と50Ωのマイクロストリップライン、 $stub\beta$ を含めたフィルタ全体を考えた反射係数の点を示す。また、添字f、s及びtはそれ

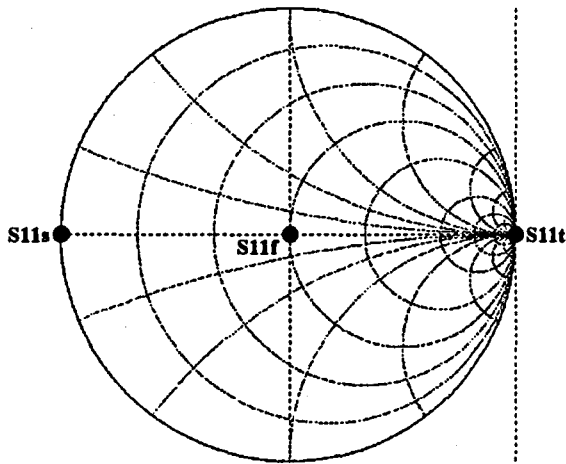


図3 理想的なF級電力増幅器用フィルタの反射特性

$$S_{11} = Z_c$$

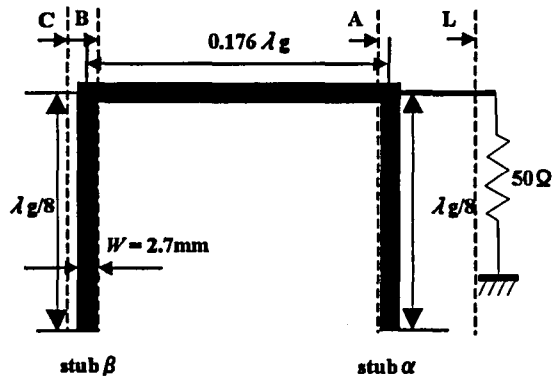


図4 製作したフィルタ

ぞれ、基本波、2次及び3次高調波成分を示す。

3-1 S_{11} の基本波成分(S_{11f})の算出

図5はアドミタンスチャートを用いたフィルタの基本波成分の設計図である。

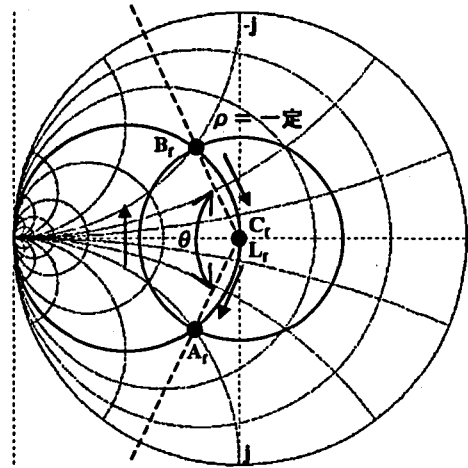


図5 アドミタンスチャートを用いたフィルタの基本波成分の設計

(i) 負荷インピーダンス $Z_L = 50\Omega$ を 50Ω で正規化すると、正規化インピーダンス (アドミタンス) は \hat{Z}_L (\hat{Y}_L) = 1 となる。よって、点 L_f は中心にくる。

(ii) $stub\alpha$ の正規化サセプタンス $\hat{b}_{\alpha f}$ は

$$\hat{b}_{\alpha f} = \tan \frac{2\pi}{\lambda_g} \frac{\lambda_g}{8} = 1 \tag{3}$$

となる⁶⁾。 $stub\alpha$ から負荷を見た正規化アドミタンス \hat{Y}_{A_f} は

$$\hat{Y}_{A_f} = 1 + j \tag{4}$$

となる。よって、 $\hat{g} = 1$ の円周上を点 L_f から点 A_f へ移動する。

(iii) $stub\beta$ の正規化サセプタンス $\hat{b}_{\beta f}$ が 1 である

ため、点 A_f は中心一点 A_f を半径とする定在波比 $\rho =$ 一定の円と $\hat{g} = 1$ の円の交点、すなわち点 B_f に移動する。点 B_f の正規化アドミタンス \hat{Y}_{B_f} は

$$\hat{Y}_{B_f} = 1 - j \quad (5)$$

となる。

任意の点の正規化アドミタンス \hat{Y} を $\hat{Y} = \hat{g} + j\hat{b}$ 、そのときの反射係数を $\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i$ とする。ここで Γ_r 、 Γ_i はそれぞれ反射係数の実数部及び虚数部である。このとき Γ_r 、 Γ_i 、 \hat{g} 及び \hat{b} の間に次式が成り立つ。

$$\Gamma_r = \frac{1 - \hat{g}^2 - \hat{b}^2}{(1 + \hat{g})^2 + \hat{b}^2} \quad (6)$$

$$\Gamma_i = \frac{-2\hat{b}}{(1 + \hat{g})^2 + \hat{b}^2} \quad (7)$$

式(6)、(7)より点 A_f での反射係数 Γ_{rA_f} 、 Γ_{iA_f} を計算すると、 $\Gamma_{rA_f} = -0.2$ 、 $\Gamma_{iA_f} = -0.4$ となる。同様に点 B_f での反射係数 Γ_{rB_f} 、 Γ_{iB_f} を計算すると $\Gamma_{rB_f} = -0.2$ 、 $\Gamma_{iB_f} = 0.4$ となる。

原点(点 L_f) を中心に点 $(\Gamma_{rA_f}, \Gamma_{iA_f})$ を角度 θ だけ時計回りに回転させた点を点 $(\Gamma_{rB_f}, \Gamma_{iB_f})$ とすると、次式が成り立つ。

$$\Gamma_{rB_f} = \cos\theta\Gamma_{rA_f} + \sin\theta\Gamma_{iA_f} \quad (8)$$

$$\Gamma_{iB_f} = -\sin\theta\Gamma_{rA_f} + \cos\theta\Gamma_{iA_f} \quad (9)$$

$\Gamma_{rA_f} = -0.2$ 、 $\Gamma_{iA_f} = -0.4$ 、 $\Gamma_{rB_f} = -0.2$ 、 $\Gamma_{iB_f} = 0.4$ を代入すると $\theta = 127^\circ$ となる。

よって、アドミタンスチャートでは、 360° で $\lambda_g/2$ であるから、AB間のマイクロストリップライン長は $0.176\lambda_g$ となる。ここで、 λ_g はマイクロストリップライン上の波長である。

(iv) stub β の正規化サセプタンス $\hat{b}_{\beta f}$ は

$$\hat{b}_{\beta f} = \tan \frac{2\pi \lambda_g}{\lambda_g 8} = 1 \quad (10)$$

となる。stub β により $\hat{b}_{\beta f} = 1$ が点 B_f に加算され、中心点 C_f に移動する。よって求める S_{11f} は 50Ω となる。

3-2 S11の2次高調波成分(S11₂)の算出

図6はアドミタンスチャートを用いたフィルタの2次高調波成分の設計図である。

(i) 基本波成分と同様に考えると、点 L_s は中心にある。

(ii) stub α の正規化サセプタンス $\hat{b}_{\alpha s}$ は

$$\hat{b}_{\alpha s} = \tan \frac{2\pi 2\lambda_g}{\lambda_g 8} = \infty \quad (11)$$

となり、 $\hat{g} = 1$ の円周上から点 A_s へ移動する。

(iii) $0.176\lambda_g$ の長さは2次高調波に対して角度では 254° に相当する。 $\hat{g} = 0$ の円周上を点 A_s から点 B_s へ移動する。

(iv) stub β によって $\hat{b}_{\beta s} = \infty$ より点 B_s から点 C_s へ移動する。よって求める S_{11s} は 0Ω となる。

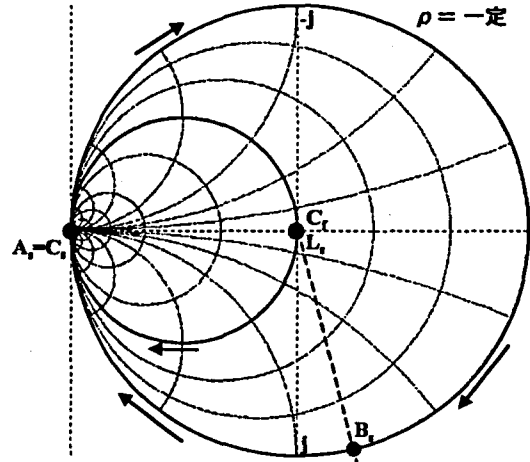


図6 アドミタンスチャートを用いたフィルタの2次高調波成分の設計

3-3 S11の3次高調波成分(S11₃)の算出

図7はアドミタンスチャートを用いたフィルタの3次高調波成分の設計図である。

(i) 基本波成分と同様に考えると、点 L_t は中心にある。

(ii) stub α の正規化サセプタンス $\hat{b}_{\alpha t}$ は

$$\hat{b}_{\alpha t} = \tan \frac{2\pi 3\lambda_g}{\lambda_g 8} = -1 \quad (12)$$

となる。よって、点 A_t の正規化アドミタンス \hat{Y}_{A_t} は

$$\hat{Y}_{A_t} = 1 - j \quad (13)$$

式(6)及び(7)より、 $\Gamma_{rA_t} = -0.2$ 、 $\Gamma_{iA_t} = 0.4$ となる。よって、 $\hat{g} = 1$ の円周上を点 L_t から点 A_t へ移動する。

(iii) AB間では3次高調波に対して 381° に相当する。点 A_t は $\rho =$ 一定の円周上を時計回りに移動し、結果的に 21° 回転した点 B_t に移動する。

(iv) stub β の正規化サセプタンス $\hat{b}_{\beta t}$ は

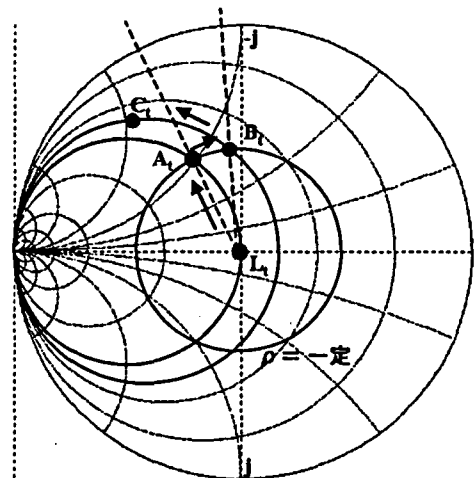


図7 アドミタンスチャートを用いたフィルタの3次高調波成分の設計

$$\hat{b}_{\beta t} = \tan \frac{2\pi 3\lambda_g}{8} = -1 \quad (14)$$

となる。点 B_t の正規化アドミタンス \hat{Y}_{B_t} に j だけ加えた点 C_t に移動する。式(8), (9)を用いると

$$\Gamma_{rB_t} = \cos 21^\circ \Gamma_{rA_t} + \sin 21^\circ \Gamma_{iA_t} = -0.04 \quad (15)$$

$$\Gamma_{iB_t} = -\sin 21^\circ \Gamma_{rA_t} + \cos 21^\circ \Gamma_{iA_t} = 0.445 \quad (16)$$

式(6)及び(7)から、 \hat{g} と \hat{b} について解くと次式が得られる。

$$\hat{g} = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{(1 + \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (17)$$

$$\hat{b} = \frac{-2\Gamma_i}{(1 + \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (18)$$

式(17)及び(18)より、 $\hat{g}_{B_t} = 0.71$, $\hat{b}_{B_t} = -0.79$ となる。

(v) stub β の正規化サセプタンス \hat{b}_β は $\hat{b}_\beta = -1$ より点 C_t の正規化アドミタンス \hat{Y}_{C_t} は

$$\hat{Y}_{C_t} = 0.71 - j1.79 \quad (19)$$

以上より点 C_t の S_{11t} は

$$S_{11t} = \frac{50}{\hat{Y}_{C_t}} = 9.57 + j24.14[\Omega] \quad (20)$$

となる。

4. 基本波成分と2次高調波成分を考慮したフィルタの特性

4-1 マイクロストリップライン幅 W の決定

ライン幅 W , 板厚 h , ライン厚 t 及び絶縁体層の比誘電率 ϵ_r のマイクロストリップライン (図8) の特性インピーダンス Z_0 は次式の E. O. Hammerstad の式で計算される⁷⁾。

(a) $W/h < 1$ のとき

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \quad (21)$$

ここで、 ϵ_{eff} は誘電体層の実効誘電率であり、次式で与えられる。

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \right) + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (22)$$

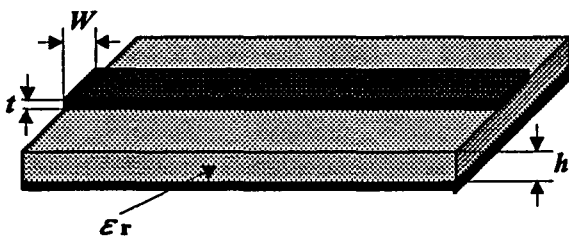


図8 マイクロストリップラインの構造

(b) $W/h > 1$ のとき

$$Z_0 = \frac{120\pi/\epsilon_{\text{eff}}}{W/h + 1.393 + (2/3)\ln(W/h + 1.444)} \quad (23)$$

ここで、

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \right) \quad (24)$$

である。

今回使用したサンハヤト製の1.6mm厚両面ガラスエポキシ基板 ($h = 1.6\text{mm}$) では、誘電体層の比誘電率 ϵ_r は1MHzで4.8であると知られている。 $\epsilon_r = 4.8$ として、式(21)及び(23)を計算すると図9となる。図中の○は、 $W = 1, 2, 2.7, 2.8, 4, 8$ 及び16mmのマイクロストリップラインを作り、測定周波数 $f_m = 150\text{MHz}$ の S_{11} を測定した結果である。図9より、特性インピーダンスが50Ωとなる W/h の計算値は1.803 すなわち $W = 2.9\text{mm}$ となる。しかしながら、実測値より特性インピーダンスが50Ωになる W/h は1.69で W は2.7mmとなる。

4-2 実効誘電率の測定

真空中の波長 λ_0 は真空中の速度 c_0 と周波数 f を用いると次式で与えられる。

$$\lambda = \frac{c_0}{f} \quad (25)$$

マイクロストリップラインにおける伝搬速度 v_g は

$$v_g = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (26)$$

となり、マイクロストリップライン上の波長 λ_g は次式で与えられる。

$$\lambda_g = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}} f}} \quad (27)$$

式(22), (24)を用いると、実効誘電率を計算することができる。しかしながら、測定周波数によって比誘電率

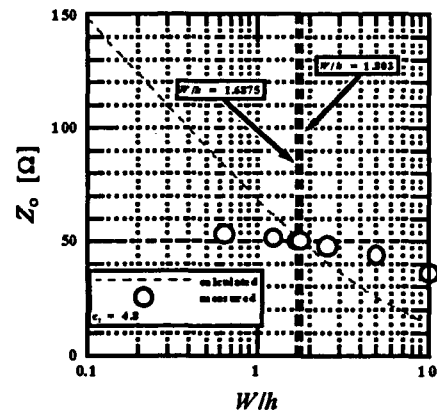


図9 特性インピーダンス Z_0 の W/h 依存性

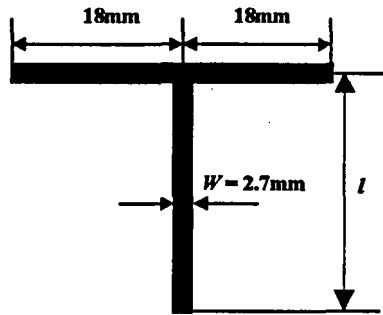


図10 実効誘電率測定回路

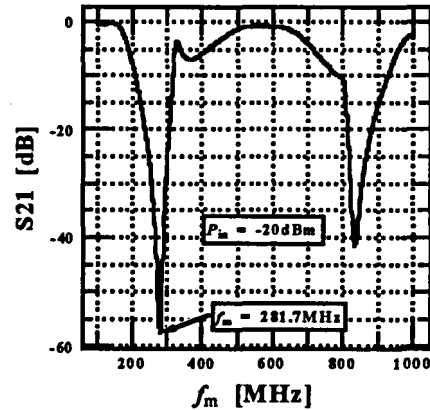


図13 フィルタbの通過特性

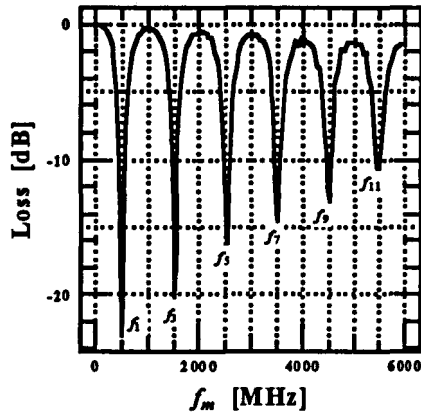


図11 ノッチフィルタの通過特性 (l = 83.5mm)

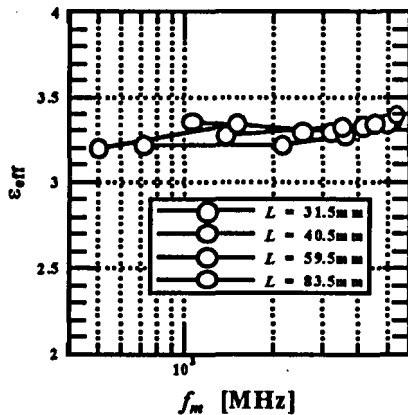


図12 実効誘電率の周波数特性

が異なるため、比誘電率の周波数特性を把握していなければならない。本論文では、実験より実効誘電率を求める方法を述べる。図10は実効誘電率を測定する回路である。中央にある先端開放スタブの長さ l に対してスタブのインピーダンス Z_0 は次式で与えられる。

$$Z_0 = -jZ_0 \cot \beta l \quad (28)$$

ここで、 Z_0 は特性インピーダンス、 β は位相定数であり、次式で与えられる。

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (29)$$

スタブの長さ l がある周波数 f_n のライン上の波長 λ_g の $1/4$ の奇数倍に等しい時、 $Z_0 = 0\Omega$ となる。この時、 ϵ_{eff} は次式で与えられる。

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{(2n-1)C_0^2}{16f_n^2 l^2} \quad (30)$$

ここで、 n は自然数である。

図11は $l = 83.5\text{mm}$ の先端開放スタブを持つT形回路の場合の通過特性である。図より6つの谷がある。谷の周波数を左から f_1, f_3, f_5, f_7, f_9 及び f_{11} としている。

図12は $l = 31.5, 40.5, 59.5$ 及び 83.5mm の時の通過特性と式(30)から算出した実効誘電率の周波数特性である。図より $500\text{MHz} \sim 6\text{GHz}$ の範囲では、実効誘電率は $3.2 \sim 3.4$ の範囲であることがわかる。基本波周波数を 135MHz 、その時の実効誘電率を図12から推測して $\epsilon_{\text{eff}} = 3.09$ として設計する。式(27)を用いると、 $\lambda_g = 1.26\text{m}$ となる。

図13はフィルタbの通過特性である。図より、2次高調波の周波数 f_2 は 281.7MHz となる。基本波周波数 f_1 及び3次高調波周波数 f_3 はそれぞれ 141.1MHz 及び 422.3MHz となる。図14はフィルタbのS11の基本波、2次高調波及び3次高調波成分の計算値と実験値をアドミタンスチャート上に示したものである。図中の●は計算値、▲は実験値を示す。表1は各周波数成分の計算値と実験値を比較したものである。図14及び表1より、計算値と実験値がかなり近いことが言える。各成分に誤差がある原因として以下のことが考えられる。

(a) フィルタbは2次高調波の実効誘電率で設計し

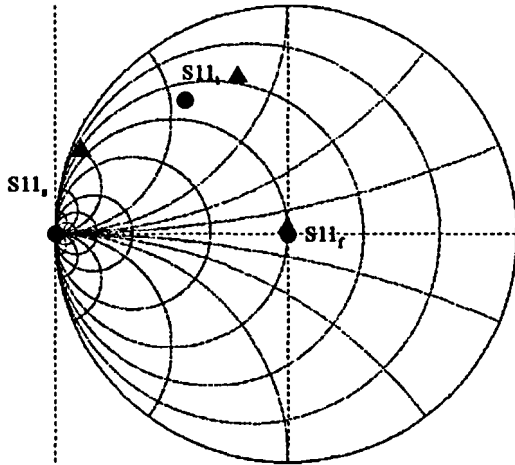


図14 フィルタbのS11の各周波数成分の計算値と実験値との比較

表1 フィルタbのS11の各周波数成分の比較

周波数 f [MHz]	S11(計算値) $[\Omega]$	S11(実験値) $[\Omega]$
141.1	50	49.92 - j3.27
281.7	0	1.26 + j9.71
422.3	9.57 + j24.14	11.99 + j35.5

ており、基本波成分と3次高調波成分に対する λ_g がずれてしまっている。

(b) ライン幅を 2.7mm にしたが、周波数によって特性インピーダンス Z_0 が異なる。

(c) stub α と stub β のアドミタンスを純虚数としている。

5. むすび

F級電力増幅器の動作原理を述べ、F級動作を実現するには、高調波成分を制御できるフィルタが必要であることを明らかにした。また、基本波と2次高調波成分のみを考慮したフィルタをアドミタンスチャートを用いて設計・製作し、基本波、2次及び3次高調波成分に対する S11 の計算値と実験値を比較した。その結果、基本波、2次及び3次高調波成分とも S11 の計算値と実験値が近い値をとることを明らかにした。

参考文献

- 1) V. J. Tyler: "A new high efficiency high power amplifier," Marconi Review, Vol. 21, No. 130, pp. 96-109, Third Quarter, 1958.
- 2) F. H. Raab: "FET power amplifier boosts transmitter efficiency," Electronics, pp. 122-126, 1976.
- 3) C. Duvanaud, S. Dietsche, G. Pataut, and J. Obregon: "High-efficient class F GaAs FET amplifiers operating with very low bias voltages for use in mobile telephones at 1.75GHz," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 3, No. 8, pp. 268-270, 1993.
- 4) M. Maeda, H. Masato, H. Takehara, M. Nakamura, S. Morimoto, H. Fujimoto, Y. Ota, and O. Ishikawa: "Source second-harmonic control for high efficiency power amplifiers," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, No. 12, pp. 2952-2958, 1995.
- 5) Y. Takayama: "Considerations for high efficiency operation of microwave transistor power amplifiers," IEICE Transactions on Electronics, Vol. E80-C, No. 6, pp. 726-733, 1997.
- 6) 倉石源三郎: "マイクロ波回路," 東京電機大学出版, 1985.
- 7) E. O. Hammerstad: "Equations for microstrip circuit design," Proceedings of the European Microwave Conference, pp. 268-272, 1975.