

ユビキタス無線工学

(参考資料・・・2SC3356 高周波アンプの設計)

AMPLET



授業資料は
<http://www.amplet.co.jp/tdu>
または,
<http://amplet.com/tdu>
からダウンロードできます.

株式会社アンプレット 代表取締役 社長
東京電機大学 工学部 電子工学科 講師
横須賀テレコムリサーチパーク (YRP) 情報通信技術研修 講師
大韓民国 通産業部 中小企業振興公団 無線通信専門家
電子航法研究所 次世代衝突防止レーダ 研究メンバー

工学博士

根日屋 英之

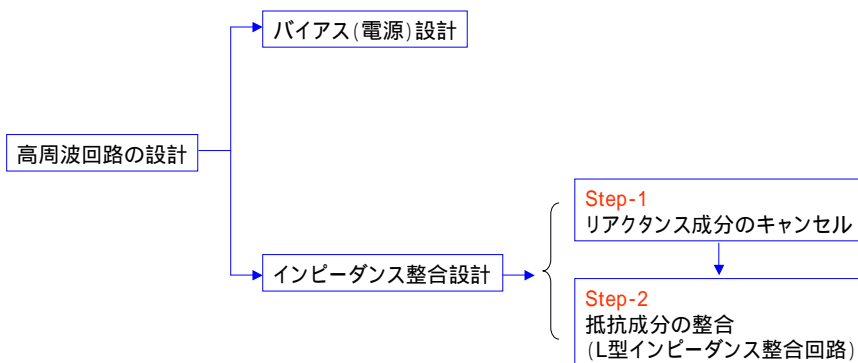
Dr. Hideyuki Nebiya

2010年6月17日

1

高周波回路設計の流れ

AMPLET



2010年6月17日

2

バイアス(電源)設計 2SC3356の基礎設計

2010年6月17日

3

2SC3356のデータシート

特徴
低雑音, 高利得
NF=1.1dB, Ga=11dB @f=1GHz, $V_{CE}=10V$, $I_C=7mA$
高電力利得 MAG 12dB TYP. @f=1GHz

拡大

直流電流増幅率 $h_{FE} = 120$ (標準)

データシート

シリコン・トランジスタ
Silicon Transistor

2SC3356

NPNエピタキシャル形シリコントランジスタ
高周波伝送増幅用
ミニ電極形式

特 徴

- 低雑音, 高利得
- f_{Tmax} = 1.1 GHz, f_{max} = 11 GHz, $h_{FE} = 120$ (標準), $V_{CE} = 10V$, $I_C = 7mA$
- 高電力利得 MAG 12dB TYP. @f=1GHz

電圧降下 (単位: mV)

電圧降下 (単位: mV)

電圧降下 (単位: mV)

最大定格値 (Ta = 25°C)		単位	標準値	許容範囲	試験条件
集電極電流	I_C	mA	7	10	$V_{CE} = 10V, I_B = 0$
集電極-エミッタ電圧	V_{CE}	V	10	15	$I_C = 0, I_B = 0$
エミッタ-ベース電圧	V_{BE}	V	0.7	0.8	$I_C = 0, I_E = 0$
エミッタ電流	I_E	mA	7	10	$V_{CE} = 10V, I_B = 0$
集電極-エミッタ間電圧	$V_{CE(sat)}$	V	0.5	0.6	$I_C = I_E, I_B = 0$
エミッタ-ベース間電圧	$V_{BE(sat)}$	V	0.7	0.8	$I_C = I_E, I_B = 0$
集電極電圧	$V_{CE(max)}$	V	10	15	$I_C = 0, I_B = 0$
エミッタ電圧	$V_{BE(max)}$	V	0.7	0.8	$I_C = 0, I_B = 0$
集電極電流	$I_{C(max)}$	mA	7	10	$V_{CE} = 10V, V_{BE} = 0.7V$
エミッタ電流	$I_{E(max)}$	mA	7	10	$V_{CE} = 10V, V_{BE} = 0.7V$
集電極-エミッタ間電圧	$V_{CE(sat)}$	V	0.5	0.6	$I_C = I_E, I_B = 0$
エミッタ-ベース間電圧	$V_{BE(sat)}$	V	0.7	0.8	$I_C = I_E, I_B = 0$

電圧降下 (Ta = 25°C)		電 圧	電 流	電 圧	電 流	電 圧	電 流	電 圧	電 流
集電極-エミッタ間電圧	$V_{CE(sat)}$	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2
エミッタ-ベース間電圧	$V_{BE(sat)}$	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4
集電極電圧	$V_{CE(max)}$	10	15	20	25	30	35	40	45
エミッタ電圧	$V_{BE(max)}$	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4
集電極電流	$I_{C(max)}$	7	10	15	20	25	30	35	40
エミッタ電流	$I_{E(max)}$	7	10	15	20	25	30	35	40
集電極-エミッタ間電圧	$V_{CE(sat)}$	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2
エミッタ-ベース間電圧	$V_{BE(sat)}$	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4

注: 1. $V_{BE(sat)}$ は $V_{CE} = 10V, I_C = 7mA, I_B = 0.7mA$ のときのものである。
2. 電圧降下 (集電極-エミッタ間電圧) は $V_{CE} = 10V, I_C = 7mA, I_B = 0$ のときのものである。
3. f_{Tmax} は $V_{CE} = 10V, I_C = 7mA, I_B = 0$ のときのものである。

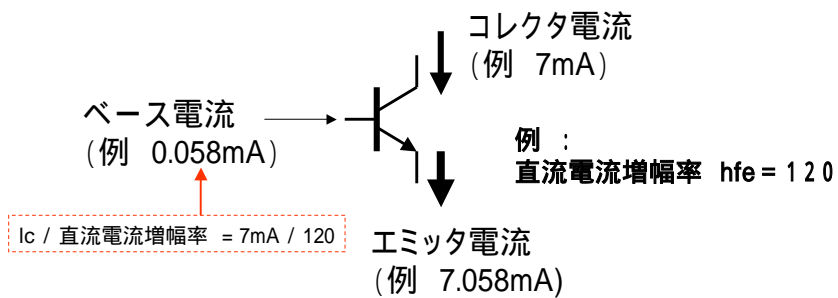
2010年6月17日

4

トランジスタの基本特性 (2SC3356に限らず, どんなトランジスタでも)

AMPLET

コレクタに流れる電流はベースに流し込む電流の直流電流増幅率 (h_{fe}) 倍になる. エミッタ電流はベース電流とコレクタ電流の合計となる. **重要!**



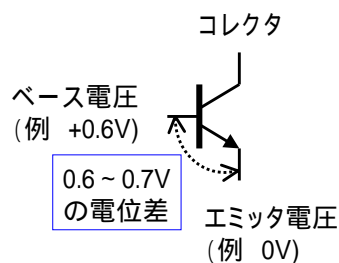
2010年6月17日

5

トランジスタの基本特性 (2SC3356に限らず, どんなトランジスタでも)

AMPLET

トランジスタが動作しているとき, ベース電圧はエミッタ電圧より0.6 ~ 0.7V高くなる. **重要!**



2010年6月17日

6

部品の選択

AMPLET

⌘ 抵抗, コンデンサ, コイル等の部品は全ての値があるわけではなく, E6, E12, E24...等の系列がある.

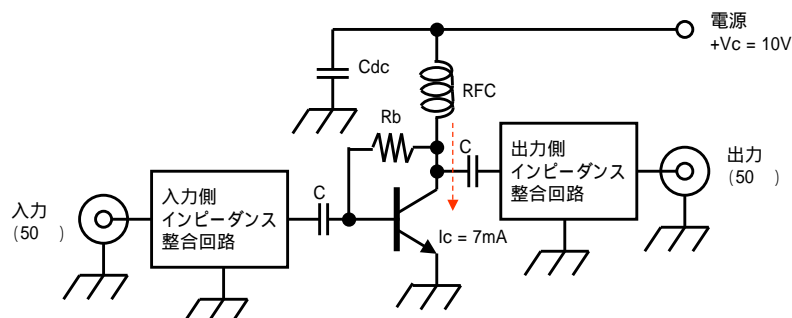
⌘ E24系列 : 1.0, 1.1, 1.2, 1.3, 1.5, 1.6, 1.8, 2.0, 2.2, 2.4, 2.7, 3.0, 3.3, 3.6, 3.9, 4.3, 4.7, 5.1, 5.6, 6.2, 6.8, 7.5, 8.2, 9.1 (1~10を24分割)

2010年6月17日

7

2SC3356 高周波アンプの回路図

AMPLET



データブック測定条件

NF=1.1dB, Ga=11dB @f=1GHz, V_{CE}=10V, I_c=7mA

より, 電源電圧 = +10V, コレクタ電流 (I_c) = 7mA

2010年6月17日

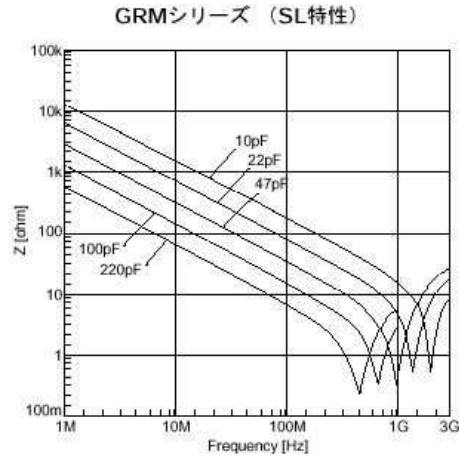
8

コンデンサ C_c と C_{dc} の容量値の決め方

AMPLET

コンデンサには自己共振周波数がある。

設計周波数の1GHzにて挿入損失の小さい47pF程度を選ぶ。



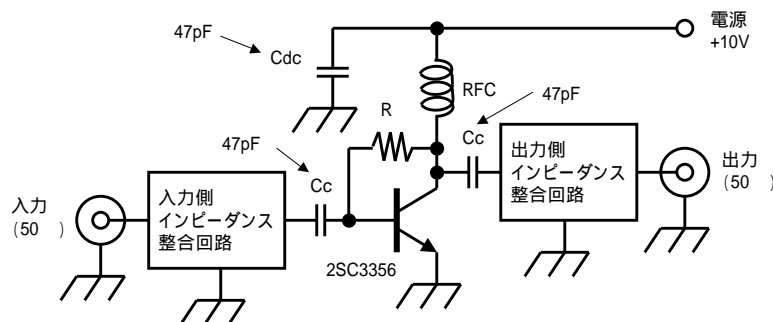
2010年6月17日

9

2SC3356 のバイアス(電源)設計

AMPLET

コンデンサ C_{dc} は電源ラインの1GHzにおけるインピーダンスを低くする目的, C_c はトランジスタのベースとコレクタの直流電圧が入・出力に出てこないように直流をカットすることが目的である。



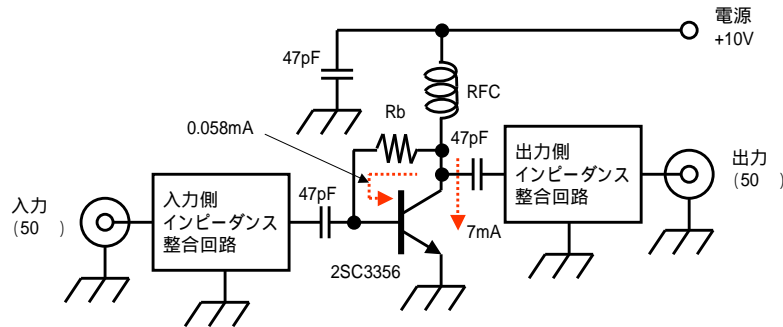
2010年6月17日

10

2SC3356 のバイアス(電源)設計

AMPLET

トランジスタ(2SC3356)のデータシートの推奨値から,TRに流すコレクタ電流を7mAとする.このとき,ベースにはコレクタ電流のhfe分の1,すなわち $7\text{mA}/120 = 0.058\text{mA}$ の電流が流れる.



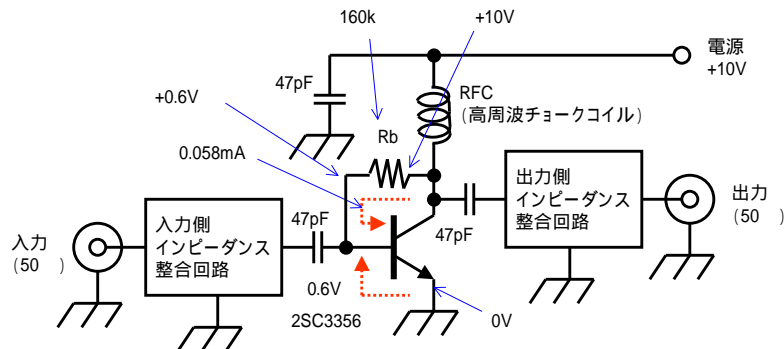
2010年6月17日

11

2SC3356 のバイアス(電源)設計

AMPLET

トランジスタのエミッタ電位は 0V, ベース電位は +0.6V であるから, バイアス抵抗Rの両端には $10 - 0.6 = 9.4\text{V}$ の電位差がある.ここに 0.058mA の電流が流れるので, $R_b = 9.4\text{V} \div 0.058\text{mA} = 160\text{k}$ となる.



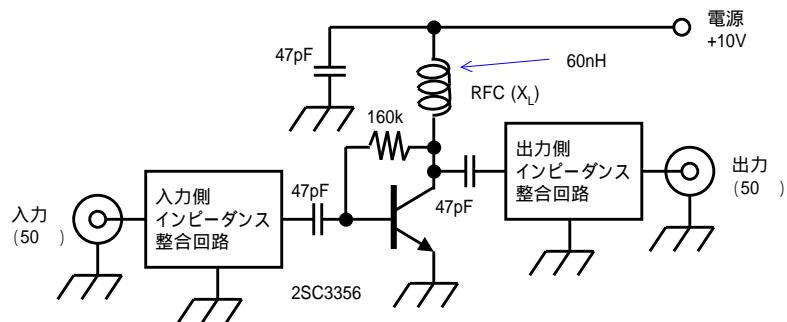
2010年6月17日

12

2SC3356 のバイアス (電源) 設計

AMPLET

トランジスタのコレクタにはRFC(高周波チョークコイル)を介して、直流電源を供給する。コイルは直流抵抗は0であるが、交流ではインピーダンスを持っているので、電源ラインとトランジスタのコレクタはRFCで、直流的には短絡し、交流的に分離される。RFCのリアクタンスは、トランジスタのコレクタ抵抗(後述するが、2SC3356は1GHzにおいて75Ω)に影響しないように、75Ωの5~10倍程度とすればよいので、 $X_L = 2 \pi f L$ $L = (75 \times 5) / (2 \pi \times 1 \times 10^9)$ より、 $L = 60\text{nH}$ 程度を挿入する。



2010年6月17日

13

AMPLET

2SC3356のインピーダンス整合設計

2010年6月17日

14

2SC3356 の入・出カインピーダンス をデータシートから読み取る

2010年6月17日

15

2SC3356 の Sパラメータ (2SC3356 のデータブックより)

NEC 2SC3356 データシートから

f (MHz)	S ₁₁	∠S ₁₁	S ₂₁	∠S ₂₁	S ₁₂	∠S ₁₂	S ₂₂	∠S ₂₂
200	0.339	-107.0	16.516	108.7	0.035	66.1	0.459	-36.6
400	0.258	-147.3	8.928	92.1	0.060	71.0	0.343	-32.9
600	0.243	-167.7	6.022	83.0	0.085	71.9	0.305	-29.9
800	0.242	177.0	4.633	76.2	0.109	72.2	0.284	-29.4
1000	0.260	164.5	3.744	69.9	0.136	70.4	0.266	-31.7
1200	0.269	157.6	3.193	65.7	0.160	69.9	0.246	-35.0
1400	0.294	148.7	2.750	58.8	0.187	66.7	0.233	-40.4
1600	0.314	143.1	2.479	55.5	0.212	65.2	0.208	-43.6
1800	0.343	136.5	2.185	50.1	0.238	62.4	0.190	-50.5
2000	0.367	131.4	2.016	47.8	0.254	61.6	0.173	-48.3

入力インピーダンス
出力インピーダンス

$$S_{11} = 0.26 \angle 164.5$$

$$S_{22} = 0.266 \angle -31.7$$

2010年6月17日

16

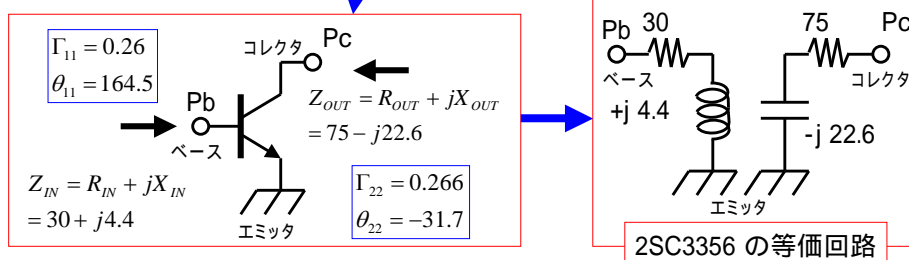
Sパラメータ(反射係数 位相角)から トランジスタの入・出カインピーダンスを計算する

AMPLET

Sパラメータを「S=反射係数
位相角 ($S = \Gamma \angle \theta$)」で与えら
れたとき、そのインピーダンスは
右の式から計算できる。

$$R = 50 \cdot \frac{1 - (\Gamma \cos \theta)^2 - (\Gamma \sin \theta)^2}{(1 - \Gamma \cos \theta)^2 + (\Gamma \sin \theta)^2}$$

$$X = 50 \cdot \frac{2\Gamma \sin \theta}{(1 - \Gamma \cos \theta)^2 + (\Gamma \sin \theta)^2}$$



2010年6月17日

17

AMPLET

Step-1

2SC3356 のインピーダンス整合
リアクタンス成分のキャンセル

2010年6月17日

18

リアクタンス成分のキャンセル方法 インダクティブ(+jX)な回路の場合

AMPLET

直列共振となる
キャパシタンス
(-jX)を付加する

インダクティブ(+jX)な回路

インダクティブ(+jX)な回路

抵抗成分Rのみの回路となる

$$Z = (-jX) + jX + R = R$$

リアクタンス成分をキャンセルできる条件は

$$\frac{1}{2\pi f C} = 2\pi f L \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \Rightarrow \text{共振}$$

+ jX = +j2\pi f L

- jX = -j \frac{1}{2\pi f C}

ここで f は周波数

2010年6月17日 19

リアクタンス成分のキャンセル方法 キャパシティブ(-jX)な回路の場合

AMPLET

直列共振となる
インダクタンス
(+jX)を付加する

キャパシティブ(-jX)な回路

キャパシティブ(-jX)な回路

抵抗成分Rのみの回路となる

$$Z = +jX + (-jX) + R = R$$

リアクタンス成分をキャンセルできる条件は

$$2\pi f L = \frac{1}{2\pi f C} \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \Rightarrow \text{共振}$$

- jX = -j \frac{1}{2\pi f C}

+ jX = +j2\pi f L

ここで f は周波数

2010年6月17日 20

インピーダンス ($Z = R + jX$)

R : エネルギー伝送のパラメータ, X : 損失(リアクタンス)

AMPLET

$\Gamma_{11} = 0.26$
 $\theta_{11} = 164.5$

$Z_{IN} = R_{IN} + jX_{IN}$
 $= 30 + j4.4$

$Z_{OUT} = R_{OUT} + jX_{OUT}$
 $= 75 - j22.6$

$\Gamma_{22} = 0.266$
 $\theta_{22} = -31.7$

抵抗成分 抵抗成分

Pb 30 75 Pc

+j 4.4 -j 22.6

リアクタンス成分 リアクタンス成分

$L = \frac{X_L}{2\pi f} [H]$	$X_L = 2\pi f L [\Omega]$
$C = \frac{1}{2\pi f X_C} [F]$	$X_C = \frac{1}{2\pi f C} [\Omega]$

抵抗成分 : エネルギーの伝送に關する.
リアクタンス成分 : 損失を發生する.

交流回路の設計は, リアクタンス成分 $X = 0$ にすること.

2010年6月17日

21

2SC3356 の入・出力インピーダンスのリアクタンス成分をキャンセルする方法

AMPLET

Pb 30 75 Pc

+j 4.4 -22.6

2SC3356 の等価回路

Pi Pb Pc Po

-j 4.4 +j 4.4 -22.6 +22.6

トランジスタの外部に付加 トランジスタの外部に付加

2SC3356 の入・出力のリアクタンス成分をキャンセル

-j 4.4 Pc Po

36pF @ 1GHz

+22.6

3.6nH @ 1GHz

$\therefore C = \frac{1}{2\pi f X_C}$ $\therefore L = \frac{X_L}{2\pi f}$

2SC3356 の入・出力のリアクタンス成分をキャンセル

Pi Po

30 75

2010年6月17日

22

Step-2

2SC3356 のインピーダンス整合 抵抗成分の整合回路

2010年6月17日

23

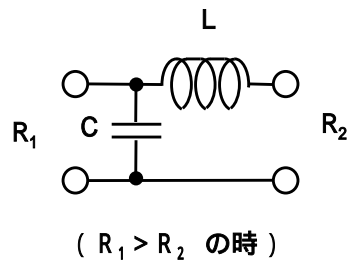
L型インピーダンス整合回路

2010年6月17日

24

L型インピーダンス整合回路

AMPLET



$$Q = \frac{\text{中心周波数}}{\text{帯域}}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_c} \times Q = \frac{1}{2\pi f R_1} \times Q(F)$$

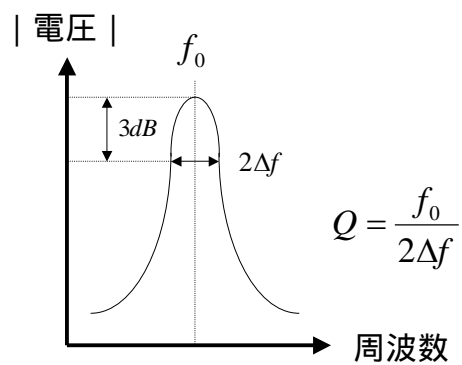
$$L = \frac{X_L}{2\pi f} \times Q = \frac{R_2}{2\pi f} \times Q(H)$$

2010年6月17日

25

共振回路のQとは

AMPLET



2010年6月17日

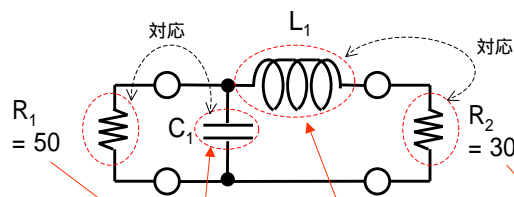
26

L型インピーダンス整合回路 の実際的设计

2010年6月17日

27

L型インピーダンス整合回路 中心周波数 1GHz / 帯域 200MHz (900 ~ 1100MHz)



$$C_1 = \frac{1}{2\pi f R_1} \times Q = \frac{1}{2\pi \times 1000 \times 10^6 \times 50} \times 5$$

$$= 3.18 \times 5 = 15.9 \approx 16 \text{ (pF)}$$

$$L_1 = \frac{R_2}{2\pi f} \times Q = \frac{30}{2\pi \times 1000 \times 10^6} \times 5$$

$$= 4.78 \times 5 = 23.9 \approx 24 \text{ (nH)}$$

E24系列

$$Q = \frac{\text{中心周波数}}{\text{帯域}} = \frac{1 \text{ (GHz)}}{200 \text{ (MHz)}} = \frac{1000 \text{ (MHz)}}{200 \text{ (MHz)}} = 5$$

E24系列

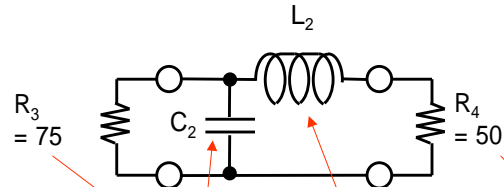
2010年6月17日

28

L型インピーダンス整合回路

中心周波数 1GHz / 帯域 200MHz (900 ~ 1100MHz)

AMPLET



$$C_2 = \frac{1}{2\pi f R_3} \times Q = \frac{1}{2\pi \times 1000 \times 10^6 \times 75} \times 5$$

$$= 2.12 \times 5 \approx 10 \text{ (pF)}$$

E24系列

$$L_2 = \frac{R_4}{2\pi f} \times Q = \frac{50}{2\pi \times 1000 \times 10^6} \times 5$$

$$= 7.96 \times 5 \approx 40 \text{ (nH)} = 39 \text{ (nH)}$$

$$Q = \frac{\text{中心周波数}}{\text{帯域}} = \frac{1 \text{ (GHz)}}{200 \text{ (MHz)}} = \frac{1000 \text{ (MHz)}}{200 \text{ (MHz)}} = 5$$

E24系列

2010年6月17日

29

AMPLET

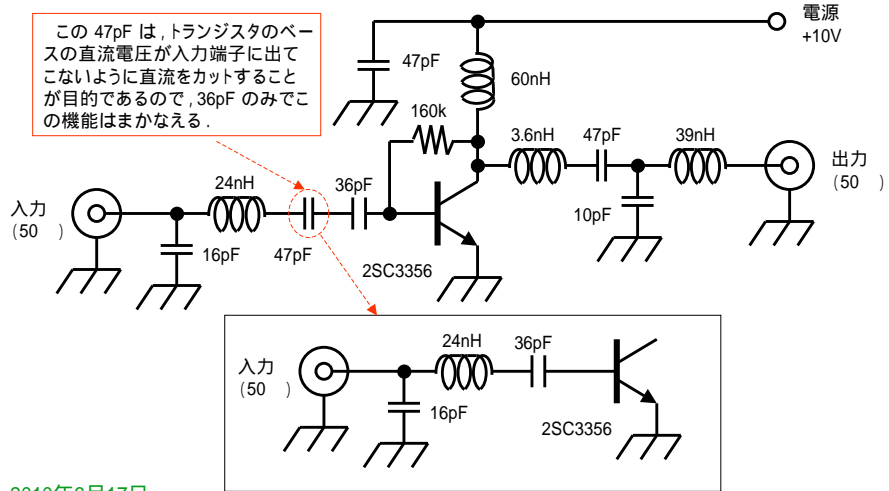
2SC3356 高周波アンプの回路

2010年6月17日

30

2SC3356 高周波アンプの回路

AMPLET

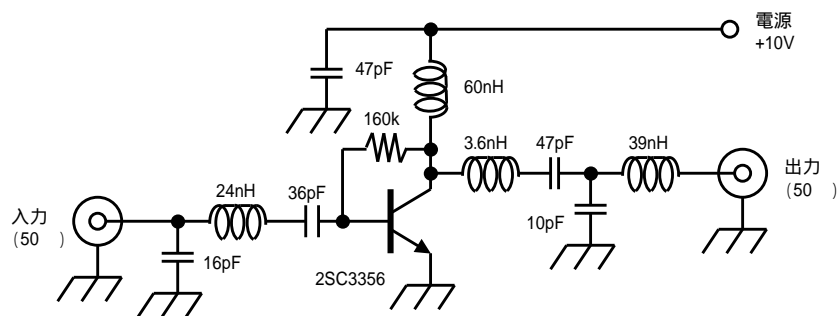


2010年6月17日

31

2SC3356 高周波アンプの最終回路

AMPLET



2010年6月17日

32

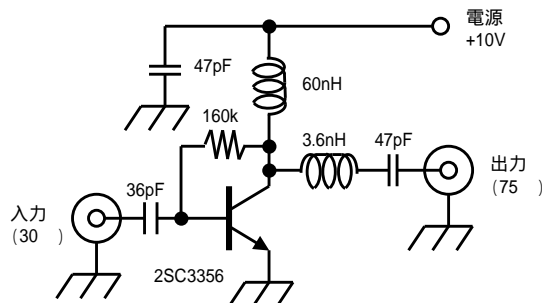
[参考]
公称入・出力インピーダンス
50 の回路とは(設計現場では)

2010年6月17日

33

公称入・出力インピーダンス50 の
高周波アンプとは, $V_{SWR} < 2$ の仕様でよい

民生機器では, 50 系回路は $V_{SWR} < 2$ まで仕様の範囲となるので, 50 の1/2倍 (= 25) から2倍 (= 100) まで, 公称入・出力インピーダンスを50 としてよい. 前述の回路設計の, 入力側インピーダンス整合回路(50 30)と, 出力側インピーダンス整合回路(75 50)は省略してしまってもよい.



公称入・出力インピーダンスを50 の
2SC3356 の高周波増幅器の回路

2010年6月17日

34