

# 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

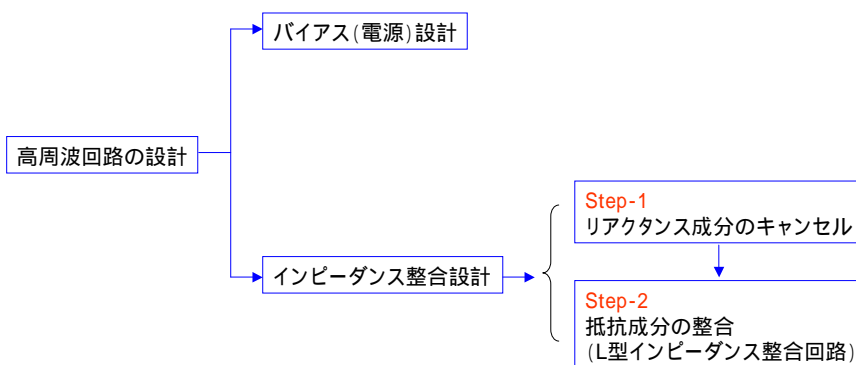
工学博士 **根日屋 英之**  
Dr. Hideyuki Nebiya

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

## 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)

NEC データシート シリコン トランジスタ Silicon Transistor  
**2SC3356**  
 NPNエピタキシャルシリコントランジスタ  
 高周波増幅用電圧増幅用  
 ミニ電-ルP

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

外形図(単位: mm)

絶対最大値 (Ta = 25°C)			
項目	記号	定 値	単 位
エミッタ・ベース電圧	$V_{EB}$	±5	V
コレクタ・ベース電圧	$V_{CB}$	±5	V
コレクタ電圧	$V_C$	±10	V
エミッタ電圧	$V_E$	±10	V
コレクタ電流	$I_C$	100	mA
エミッタ電流	$I_E$	100	mA
コレクタ・エミッタ間電圧	$V_{CE}$	±10	V
電力散逸	$P_D$	100	mW
動作温度	$T_a$	-55 ~ +100	°C

電圧利得 (Ta = 25°C)			
項目	記号	定 値	単 位
エミッタ・ベース電圧	$V_{EB}$	±5	V
コレクタ・ベース電圧	$V_{CB}$	±5	V
コレクタ電圧	$V_C$	±10	V
エミッタ電圧	$V_E$	±10	V
コレクタ電流	$I_C$	100	mA
エミッタ電流	$I_E$	100	mA
コレクタ・エミッタ間電圧	$V_{CE}$	±10	V
電力散逸	$P_D$	100	mW
動作温度	$T_a$	-55 ~ +100	°C

注1: 100mA動作: PDC 100mA, Duty Cycle 50%  
 注2: 負電圧モード (負電圧増幅回路) で動作したとき、コレクタ電流は負電流に制限される。  
 注3: 動作温度範囲

hFE特性区分			
項目	記号	定 値	単 位
直流電流増幅率	$h_{FE}$	120	
交流電流増幅率	$h_{FE}$	120	
直流電流増幅率	$h_{FE}$	120	
交流電流増幅率	$h_{FE}$	120	

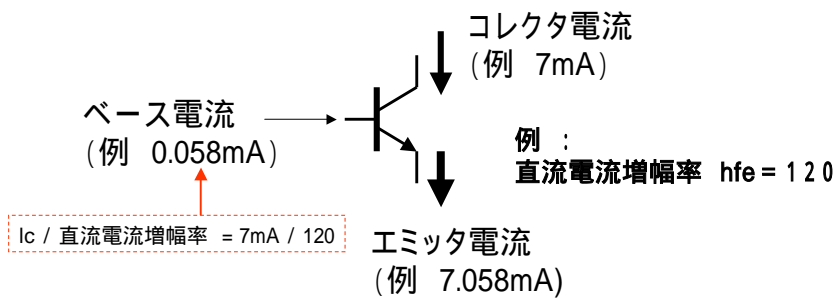
①: 標準規格 / 製造公差

2010年6月17日

## 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!**



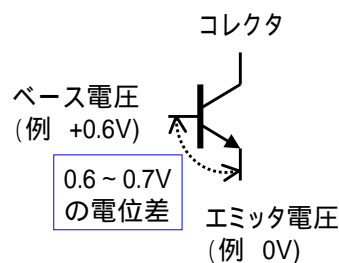
2010年6月17日

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.

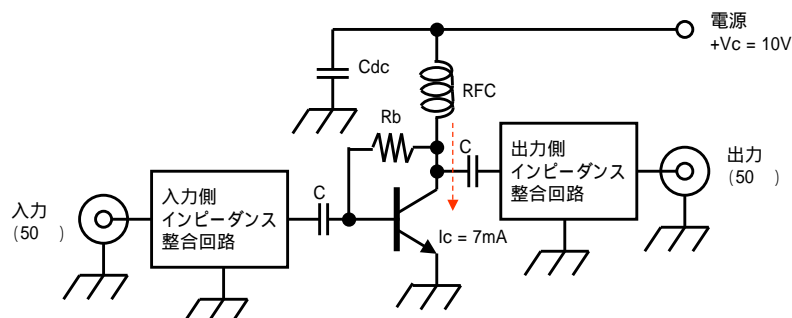
⌘ E24系列 : 1.0, 1.1, 1.2, 1.3, 1.5, 1.6, 1.8, 2.0, 2.2, 2.4, 2.7, 3.0, 3.3, 3.6, 3.9, 4.3, 4.7, 5.1, 5.6, 6.2, 6.8, 7.5, 8.2, 9.1 (1~10を24分割)

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<sub>CE</sub>=10V, I<sub>c</sub>=7mA

より, 電源電圧 = +10V, コレクタ電流 (I<sub>c</sub>) = 7mA

2010年6月17日

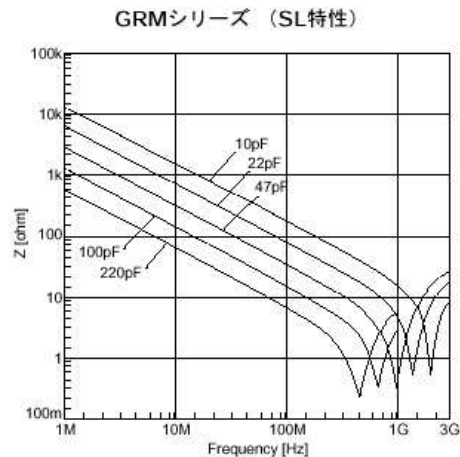
8

## 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。



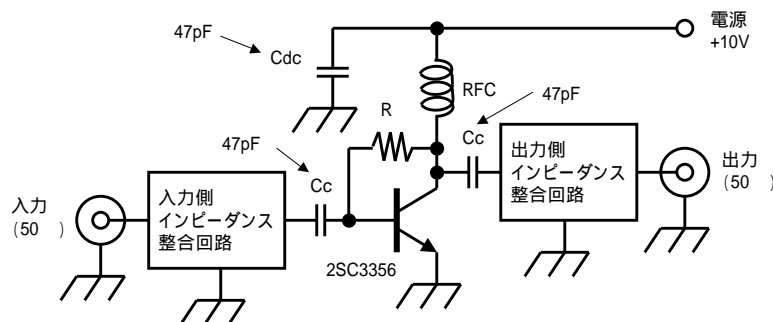
2010年6月17日

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。



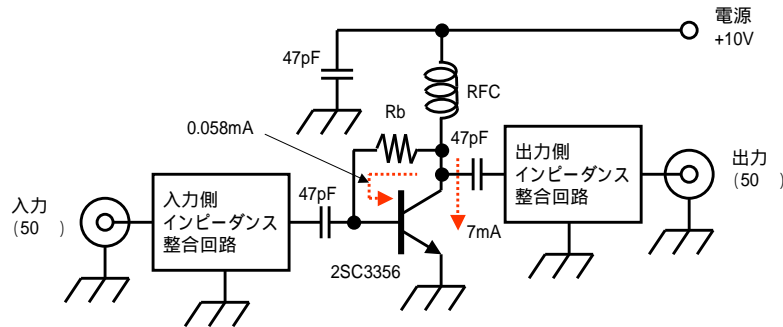
2010年6月17日

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.



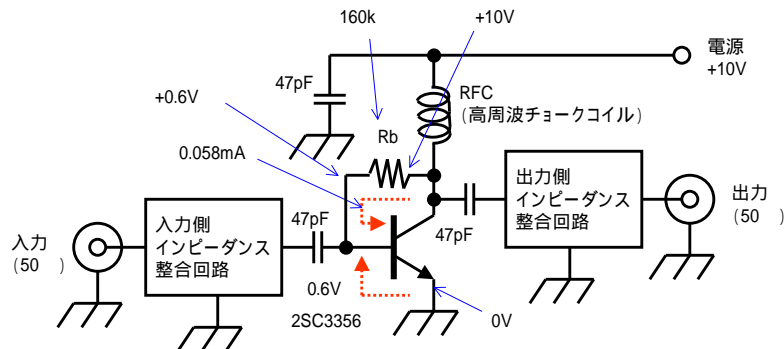
2010年6月17日

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  $0.058\text{mA}$  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.



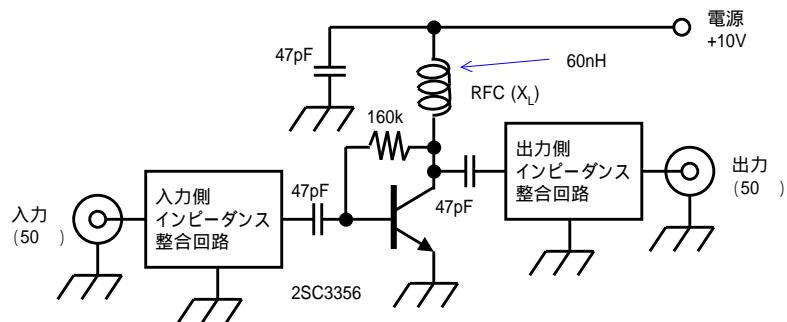
2010年6月17日

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 <sub>11</sub>	∠S <sub>11</sub>	S <sub>21</sub>	∠S <sub>21</sub>	S <sub>12</sub>	∠S <sub>12</sub>	S <sub>22</sub>	∠S <sub>22</sub>
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



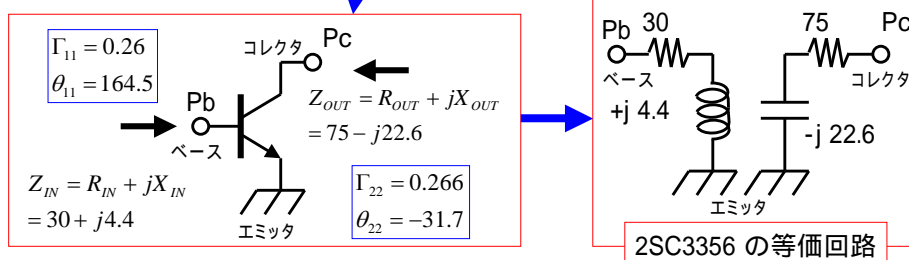
## Sパラメータ(反射係数 位相角)から トランジスタの入・出カインピーダンスを計算する

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

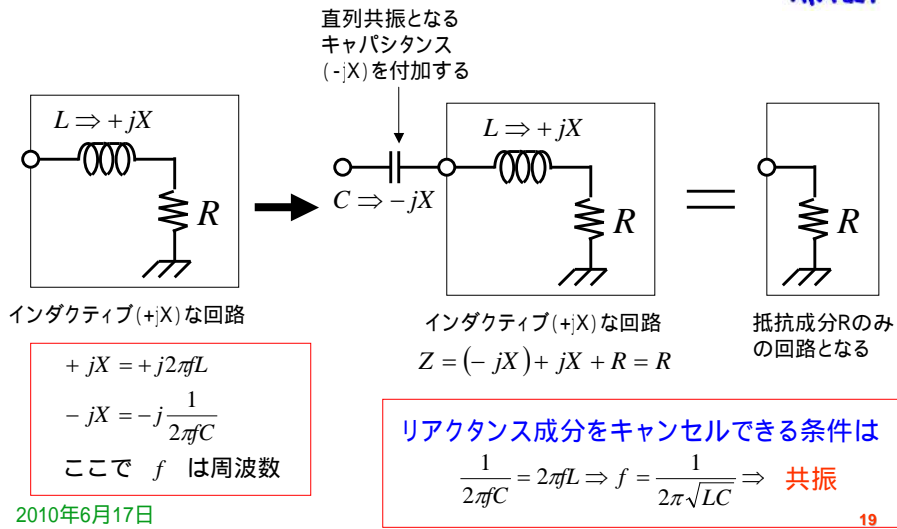
2SC3356 のインピーダンス整合  
リアクタンス成分のキャンセル

2010年6月17日

18

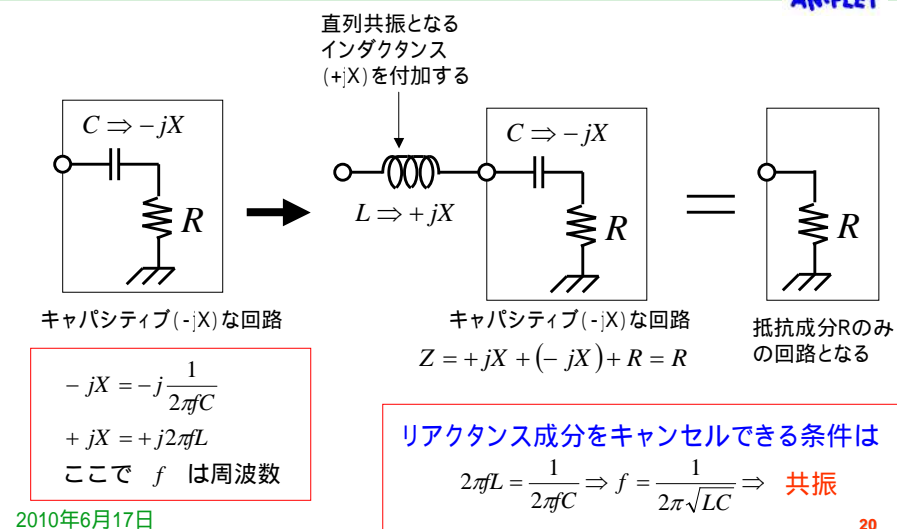
## リアクタンス成分のキャンセル方法 インダクティブ(+jX)な回路の場合

AMPLET



## 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

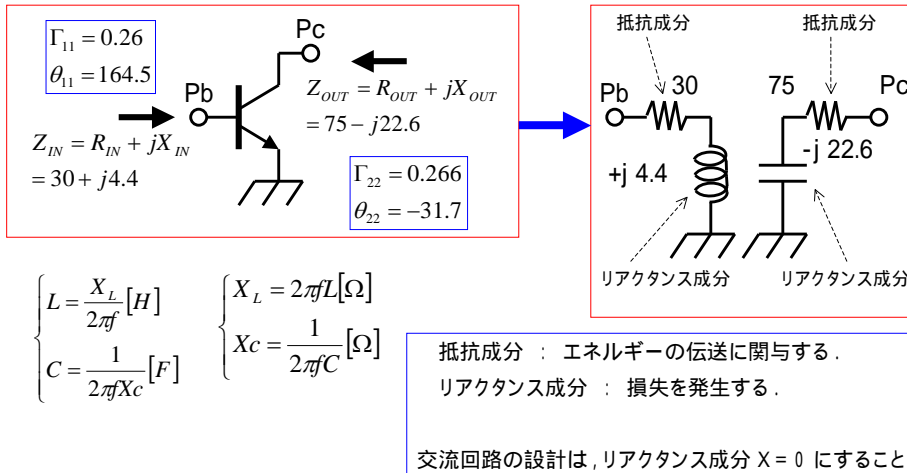
AMPLET



# 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

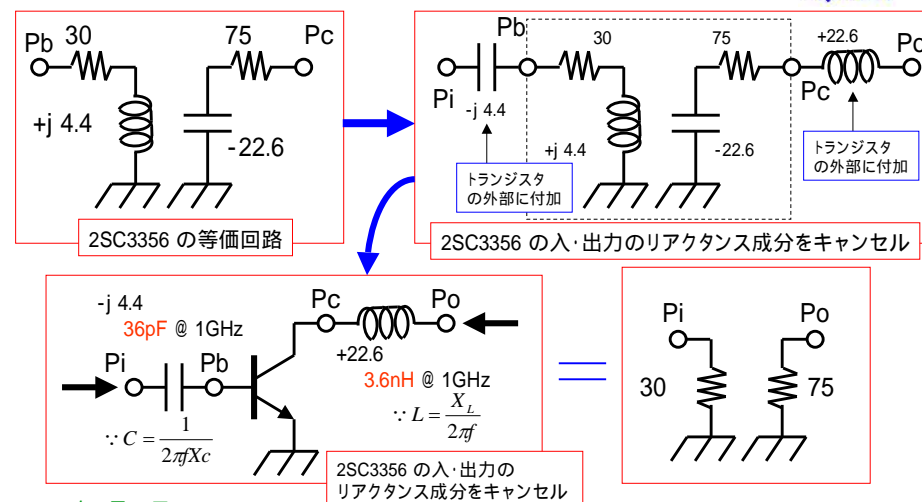


2010年6月17日

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



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

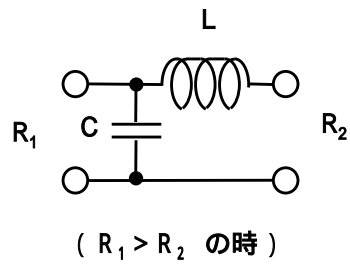
### L型インピーダンス整合回路

2010年6月17日

24

## L型インピーダンス整合回路

AMPLET



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

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

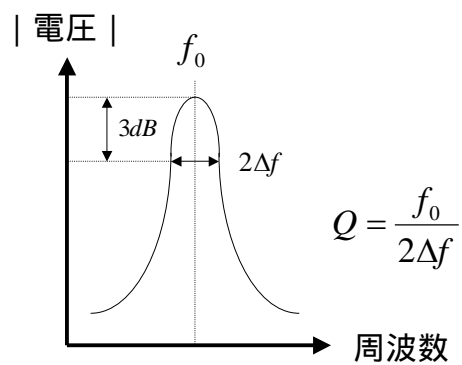
$$L = \frac{X_L}{2\pi f} \times Q = \frac{R_2}{2\pi f} \times Q(H)$$

2010年6月17日

25

## 共振回路のQとは

AMPLET



2010年6月17日

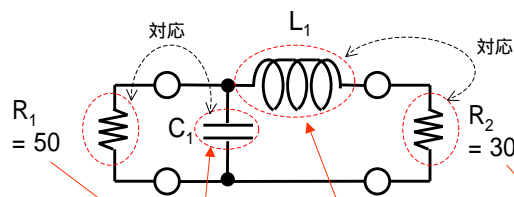
26

# 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

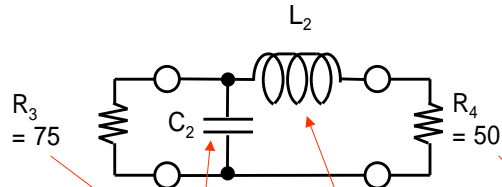
2010年6月17日

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

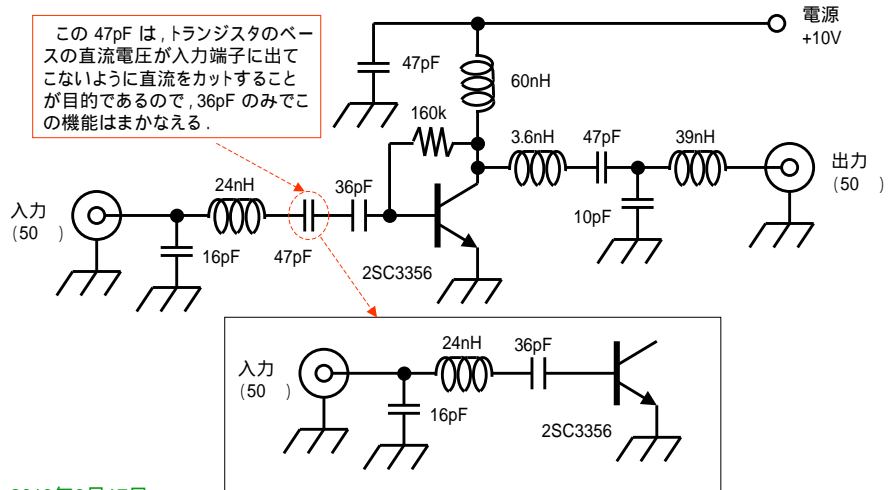
## 2SC3356 高周波アンプの回路

2010年6月17日

30

## 2SC3356 高周波アンプの回路

AMPLET

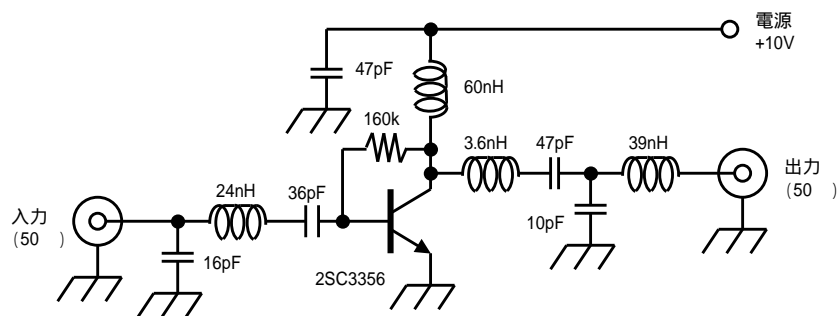


2010年6月17日

31

## 2SC3356 高周波アンプの最終回路

AMPLET



2010年6月17日

32



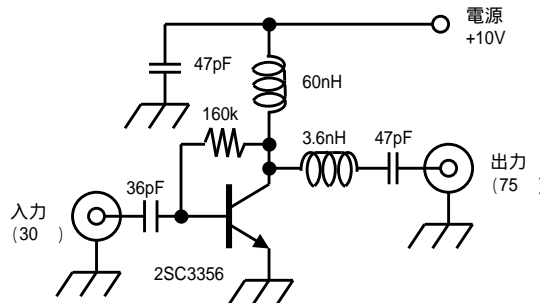
[参考]  
 公称入・出力インピーダンス  
 50 Ω の回路とは(設計現場では)

2010年6月17日

33

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

民生機器では, 50 Ω 系回路は  $VSWR < 2$  まで仕様の範囲となるので, 50 Ω の1/2倍 (= 25 Ω ) から2倍 (= 100 Ω ) まで, 公称入・出力インピーダンスを50 Ω 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 Ω → 30 Ω )と, 出力側インピーダンス整合回路(75 Ω → 50 Ω )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 Ω の  
 2SC3356 の高周波増幅器の回路

2010年6月17日

34