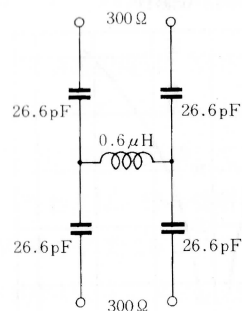


[第8-23図]



$$Z_p = j300 \Omega \cdots \cdots 0.6 \mu\text{H}$$

となり最終的の型は第8-23図に示すようになる。

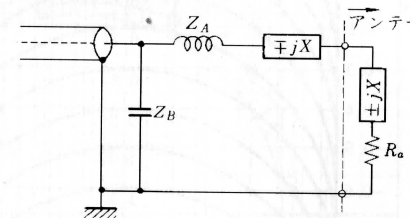
このようなフィルタ1段でコイルのQが相当大きい場合は、たとえば52MHzの基本波はTVの1～3チャンネルに対して13～14dB程度の減衰を与えることができる。

このフィルタのケースはシールドする必要があるが、コイル、コンデンサともに受信用であるから電流容量は必要としない。

第9章 資料

9・1 図表による整合回路の計算

アンテナにリアクタンスがある場合、[第9-1図] 低インピーダンスに対する整合回路
第9-1図に示すようにこれと反対のリアクタンスを挿入して打ち消すのであるが、場合によっては、整合回路の直列リアクタンス Z_a と合成して1個にすることができる。第9-3、9-6、9-9図に示した図



表はこれを計算するものである。いま整合すべきインピーダンスを

$$Z_a = R_a + jX_a$$

とすれば、横軸は R_a/Z_0 、縦軸は X_a/Z_0 となる*。

[1] $Z_0 > Z_a$ で容量性の場合

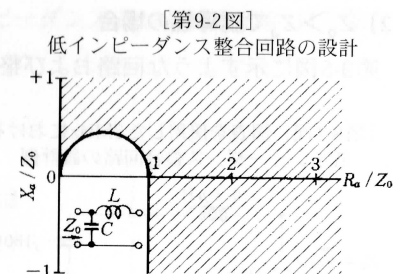
第9-2図に示すような回路および整合範囲となる。すなわち R_a/Z_0 は1以下であり、 X_a/Z_0 は0.5～-1である。第9-3図に計算図表を示す。

【使用例】7MHzにおいて $Z_0 = 300 \Omega$ と、アンテナのインピーダンス $Z_a = 30 - j180 \Omega$ とを整合する。

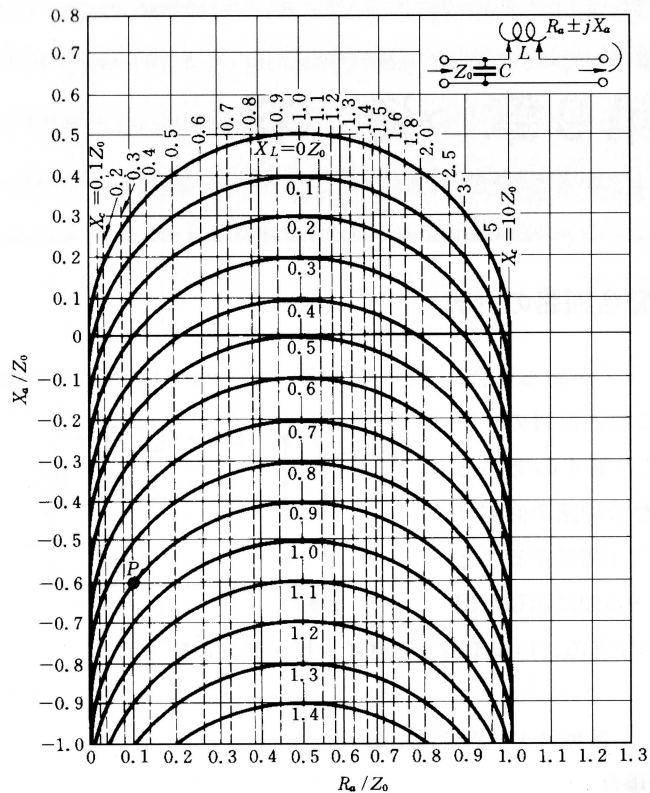
$$\frac{R_a}{Z_0} = \frac{30}{300} = 0.1, \quad \frac{X_a}{Z_0} = \frac{-180}{300} = -0.6$$

となり、第9-3図中にP点を得る。P点においては

$$X_L = 0.9Z_0 = 0.9 \times 300 = j270 [\Omega]$$



* R_a/Z_0 または X_a/Z_0 を Z_0 で基準化または規格化するという。これは無次元の量である。



〔第9-3図〕
低インピーダンス
整合回路設計図表

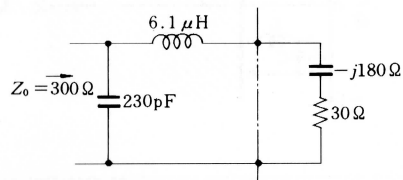
$$X_c = 0.33Z_0 \doteq 0.33 \times 300 \doteq j100 \text{ } [\Omega]$$

7MHzにおいて $L = 6.1 \mu\text{H}$, $C = 230\text{pF}$ すなわち第9-4図に示すようになる。

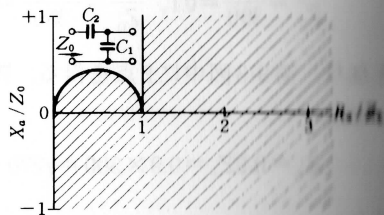
〔2〕 $Z_0 > Z_a$ で誘導性の場合

第9-5図に示すような回路および整合範囲

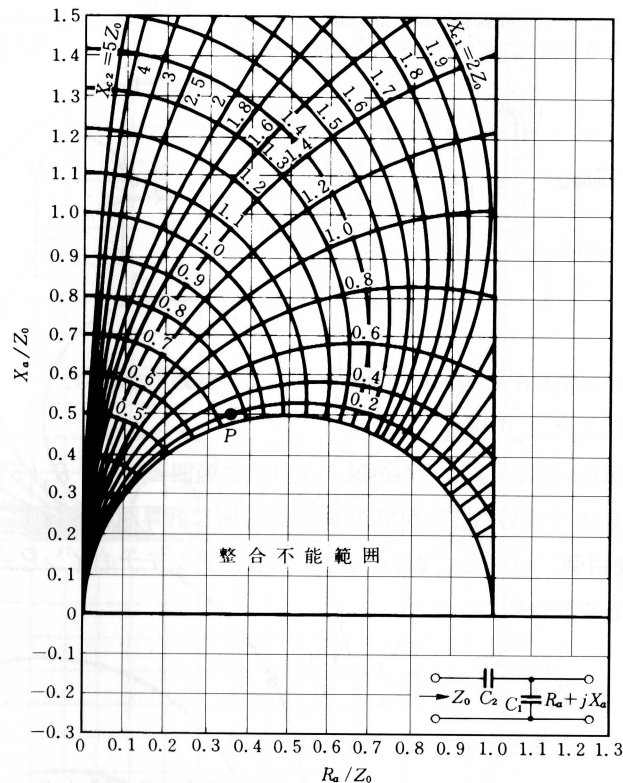
〔第9-4図〕 図表を使用した7MHzにおける
低インピーダンス整合回路の設計例



〔第9-5図〕 誘導性低インピーダンス
整合回路設計図表



〔第9-6図〕
誘導性低インピーダンス
整合回路設計図表



となる。 R_a/Z_0 は1以下であり X_a/Z_0 は0～1.5となっている。

第9-6図に計算図表を示す。使用法は(1)とまったく同じであって、たとえば7MHzにおいて $Z_0 = 600 \Omega$ にアンテナのインピーダンス $Z_a = 200 + j300 \Omega$ を整合するとすれば、

$$\frac{R_a}{Z_0} = \frac{200}{600} \doteq 0.33, \quad \frac{X_a}{Z_0} = \frac{300}{600} = 0.5$$

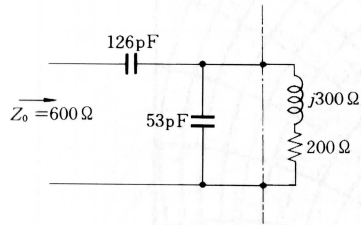
すなわち第9-6図にP点を得る。P点においては

$$X_{c1} = 0.72Z_0 = 0.72 \times 600 = -j432 \text{ } [\Omega]$$

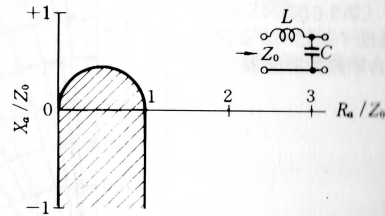
$$X_{c2} = 0.3Z_0 = 0.3 \times 600 = -j180 \text{ } [\Omega]$$

7MHzにおいては $C_1 = 53\text{pF}$, $C_2 = 126\text{pF}$ すなわち第9-7図に示すようになる。実戦

〔第9-7図〕 図表を使用した7MHzにおける誘導性低インピーダンス整合回路の設計例



〔第9-8図〕 高インピーダンス整合回路設計図表



的には第9-6図が使用できるケースはきわめて少ない。

〔3〕 $Z_0 < Z_a$ の場合

第9-8図に示すような回路および整合範囲となる。 R_a/Z_0 は1～15, X_a/Z_0 は±10まで求めることができる。第9-9図に計算図表を示す。

〔使用例〕 14MHzにおいて $Z_0 = 50\Omega$, アンテナのインピーダンス $Z_a = 200 + j300\Omega$ とを整合する。

$$\frac{R_a}{Z_0} = \frac{200}{50} = 4, \quad \frac{X_a}{Z_0} = \frac{300}{50} = 6$$

すなわち第9-9図(a)にP点を得

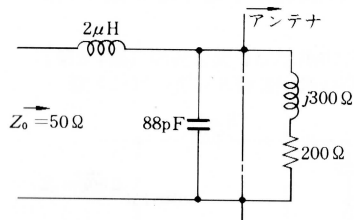
$$X_c = 2.6Z_0 = 2.6 \times 50 = -j130 [\Omega], \quad C = 88 [\text{pF}]$$

同様に第9-9図(b)にP点を得

$$X_L = 3.5Z_0 = 3.5 \times 50 = j175 [\Omega], \quad L \approx 2 [\mu\text{H}]$$

のように求めることができ、第9-10図に示すようになる。

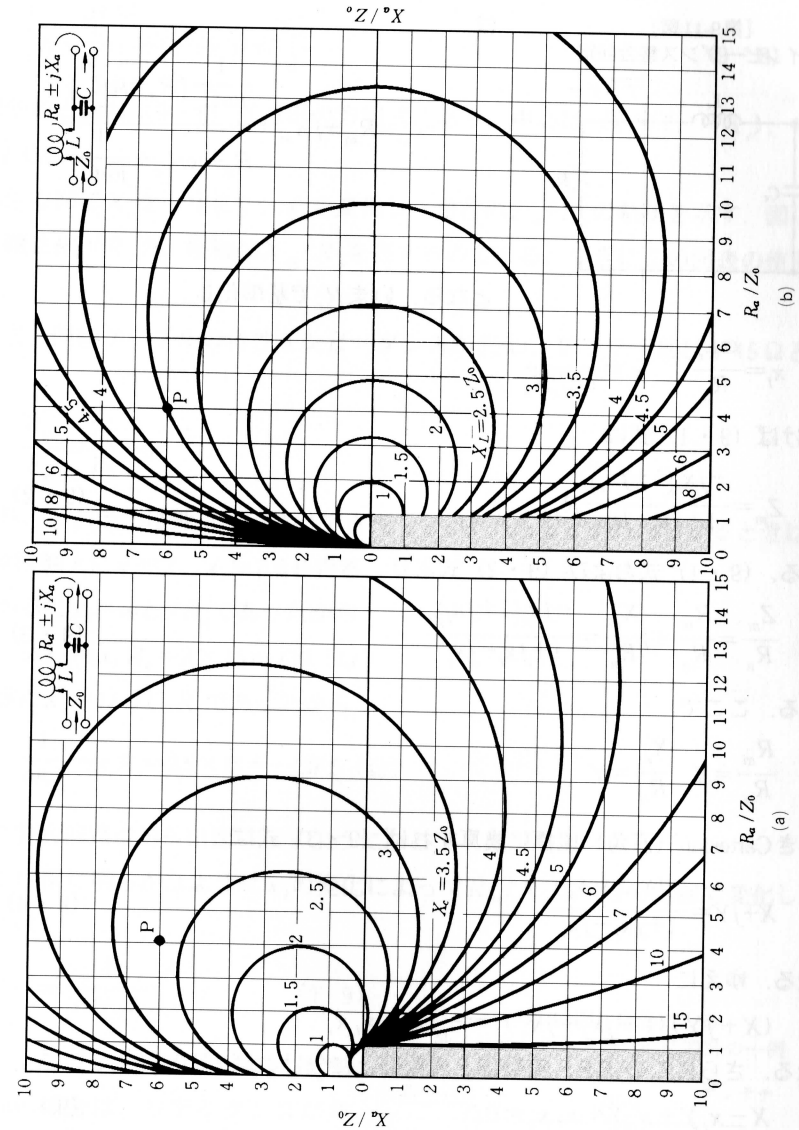
なおアンテナが純抵抗で $Z_0 \gg R_a$ の場合は、次の9・2を参照されたい。



〔第9-10図〕

図表を使用した14MHzにおける高インピーダンス整合回路設計の一例

〔第9-9図〕 高インピーダンス整合回路設計図表

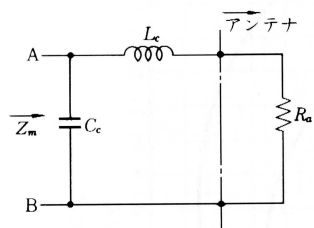


9・2 図表による整合回路の計算 ($Z_0 \ll R_a$ の場合)

第9-11図においてアンテナ抵抗を R_a , 整合回路の直列インダクタンスを L_c , 整合回路の並列コンデンサを C_c とすれば, A—Bより右側をみたインピーダンス Z_m

[第9-11図]

低インピーダンス整合回路



$$Z_m = R_m + jX_m = \frac{1}{j\omega C_c (R_a + j\omega L_c)} \quad (9 \cdot 1)$$

となる。いま R_a で基準化し

$$x_l = \frac{\omega L_c}{R_a}, \quad x_c = \frac{1}{\omega C_c R_a}$$

とおけば (9・1) 式は

$$Z_m = \frac{-jx_c(1+jx_l)}{1+jx_l-jx_c} R_a \quad (9 \cdot 2)$$

となる。(9・1) 式および (9・2) 式より

$$\frac{Z_m}{R_a} = \frac{R_m}{R_a} + j\frac{X_m}{R_a} = \frac{-jx_c(1+jx_l)}{1+jx_l-jx_c} \quad (9 \cdot 3)$$

となる。ここで

$$\frac{R_m}{R_a} = X, \quad \frac{X_m}{R_a} = Y$$

とおき Cartesian (直角) 座標に換算すれば (9・3) 式は

$$X + jY = \frac{-jx_c + x_l x_c}{1 + jx_l - jx_c} \quad (9 \cdot 4)$$

となる。ゆえに

$$(X + jY)(1 + jx_l - jx_c) = -jx_l + x_l x_c$$

となる。さらにこの式を、実数部と虚数部とに分ければ

$$X - x_l Y + x_c Y + x_l x_c = 0 \quad (9 \cdot 5)$$

$$x_l X - x_c X + Y + x_c = 0 \quad (9 \cdot 6)$$

両式より x_l を消去すれば

$$X^2 - x_c^2 X + Y^2 + 2x_c Y + x_c^2 = 0 \quad (9 \cdot 7)$$

両辺に $x_c^2/2$ を加えて変形すれば

$$\left(X - \frac{x_c^2}{2}\right)^2 + (Y + x_c)^2 = \frac{x_c^2}{2} \quad (9 \cdot 8)$$

周知のとおり (9・8) 式は円の方程式であり、中心は $(x_c^2/2, -x_c)$ 、半径は $x_c^2/2$ である。

第9-12図に X_c を一定にし、 x_l を変化した場合の Z_m/R_a の軌跡を示す。図において横軸は R_m/R_a を、縦軸は X_m/R_a を表すものである。つぎにこの図表の使用例を示す。

いま、同軸ケーブルの特性インピーダンスが 75Ω 、アンテナ抵抗が 15Ω とすれば

$$\frac{R_m}{R_a} = \frac{75}{15} = 5$$

であり、アンテナは抵抗のみでリアクタンスは0であるとする。しかるときは第9-12図のx軸上に $x_l = 2$ 、 $x_c = 2.5$ を得る。

しかるに $x_l = \omega L_c / R_a$ であったから

$$\omega L_c = x_l R_a = 2 \times 15 = j30 [\Omega]$$

同様に $x_c = 1 / \omega C_c R_a$ であったから

$$\frac{1}{\omega C_c} = x_c R_a = 2.5 \times 15 = -j37.5 [\Omega]$$

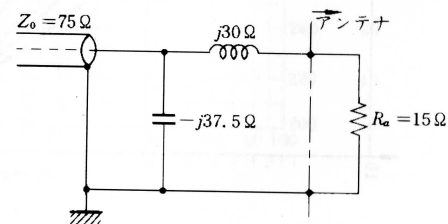
となり整合回路は第9-13図に示すようになる。

第9-12図に明らかなように x_l の変化によって R_m/R_a は相当の範囲で変化し、その最大は

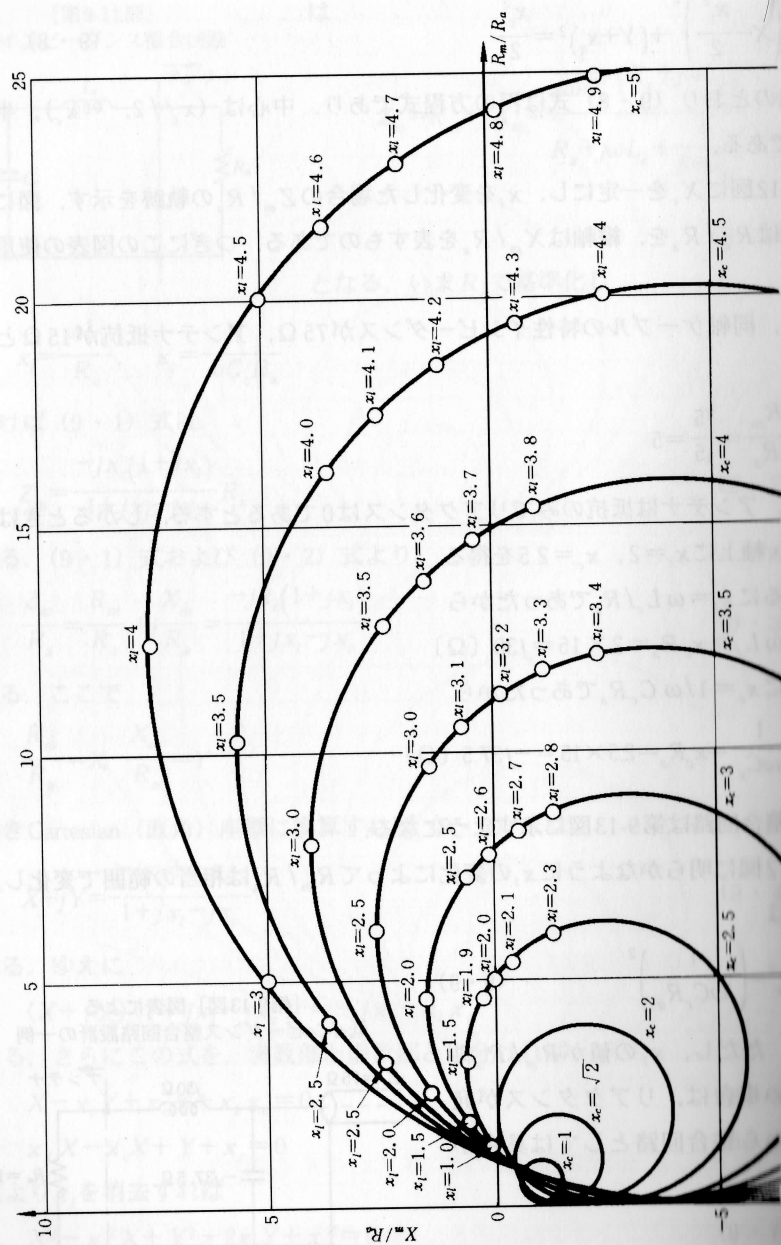
$$x_c^2 = \left(\frac{1}{\omega C_c R_a}\right)^2 \quad (9 \cdot 9)$$

となる。ただし、 x_l の値が R_m/R_a 軸上にない場合は、リアクタンスが発生するから整合回路としては具合が悪い。

[第9-13図] 図表による低インピーダンス整合回路設計の一例



[第9-12図] 低インピーダンス整合回路設計図表



9・3 同軸ケーブルの特性インピーダンス表

