第９章 整合回路

9.1 整合回路と共軛整合

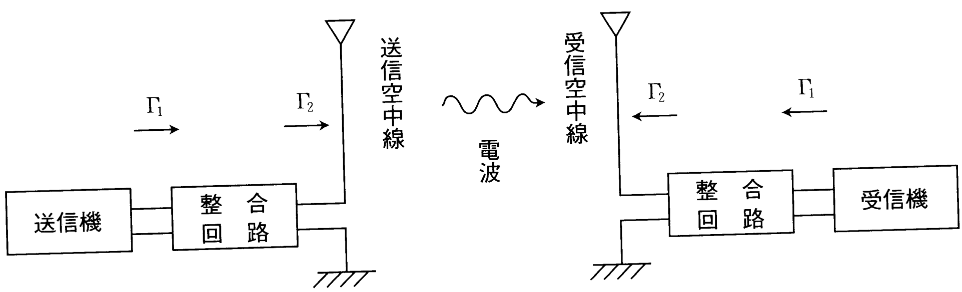


図 9.1　送受信機と整合回路

図 9.1 に示したように送信機の出力からできるだけ多くの電力を送信空中線におくり込み、また受信した電波をできるだけ多く受信機に送り込むことが望ましい。そのために送信機と送信空中線及び受信空中線と受信機の間に無損失な回路を挿入する。この回路のことを夫々整合回路と呼ぶ。

では整合回路はどんな性質をもたねばならないか。いま図 9.1 で送信機の出力インピーダンス (出力端子から送信機内部を見たインピーダンス) を $\dot{Z}_s$ とし、また送信アンテナのインピーダンスを $\dot{Z}_L$ とする。

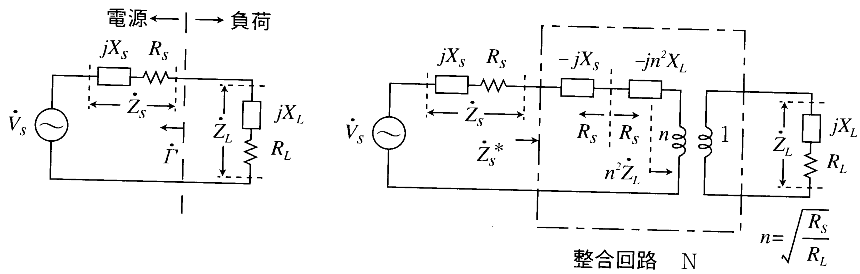
このとき送信機の出力端子では反射波があってはならない。もし反射波があると、せっかく送信機から電力が発生しても反射波は再び送信機にもどってきて送信のもつ出力インピーダンスの抵抗分に吸収されて熱となるため、結局送信空中線から空間に放出する電力が反射電力の分だけ減少することになる。

従って図 9.1 の整合回路の役目は送信機出力の反射係数 Γ_1 を零にすることである。いま $\dot{Z}_s = R_s + jX_s$ とし、$\dot{Z}_L = R_L + jX_L$ で示すと図 9.2(a) のような等価回路で示せる。

図 9.2(a) のように内部インピーダンス $\dot{Z}$ をもち起電力 $\dot{V}_s$ をもつ電源に負荷インピーダンス $\dot{Z}_L$ を接続したとき、負荷抵抗 R_L に供給される電力 P_L を求めると、

$$P_L = \frac{1}{2}\left|\frac{\dot{V}_s}{\dot{Z}_s + \dot{Z}_L}\right|^2 R_L = \frac{V_s^2}{2}\,\frac{R_L}{(X_s+X_L)^2+(R_s+R_L)^2} \tag{1}$$

となる。



(a)　電源に負荷を接続した図　　　(b)　(a)の回路に整合回路Nを付加した図

図 9.2　$\dot{Z}_s$ の内部インピーダンスの電源に負荷インピーダンス $\dot{Z}_L$ を接続したときと、$\dot{Z}_L$ と電源の間に整合回路 N を挿入した図

いま、X_L と R_L とを任意に変化させ P_L が最大になるような条件を求める。まず (1) 式で X_L のみを変化させた場合には、

$$X_L = -X_s \tag{2}$$

で P_L は最大値をとりその値を P'_L とすると

$$P'_L = \frac{V_s^2}{2}\frac{R_L}{(R_s+R_L)^2} = \frac{V_s^2}{2R_s}\frac{1}{\left(\sqrt{\dfrac{R_s}{R_L}}+\sqrt{\dfrac{R_L}{R_s}}\right)^2}$$

となる。したがって、P'_L は

$$R_L = R_s \tag{3}$$

で最大値をとりその値を P_0 とすると

$$P_0 = \frac{V_s^2}{8R_s} = \frac{V_{es}^2}{4R_s} \qquad V_{es} = \frac{V_s}{\sqrt{2}} \quad [\ V_{es}\ \text{は}\ V_s\ \text{の実効値}\ ] \tag{4}$$

となる。(2)(3) 式の条件を考えると

$$\dot{Z}_L = -\dot{Z}_s^* \qquad (\ ^*\ \text{は複素数の共軛値}) \tag{5}$$

の条件が得られる。

このように負荷インピーダンス $\dot{Z}_L$ が電源インピーダンス $\dot{Z}_s$ の共軛値をとる場合に (4) 式の最大電力が供給される。このとき、負荷は電源インピーダンスに共軛整合 (Conjugate matching) していると呼ばれる。

また、このときの供給電力 P_0 は最大供給電力または有能電力と呼ばれる。したがって、任意の負荷インピーダンス $\dot{Z}_L$ を $\dot{Z}_s$ に整合させるためには、負荷 $\dot{Z}_L$ と電源との間に何らかの無損

失な回路 N を挿入して、N の電源接続端子から負荷側を見たインピーダンスを $\dot{Z}_s^*$ にしなければならない。その 1 例を図 9.2(b) に示す。

すなわち、$\dot{Z}_L$ は $n:1$ $\left(n=\sqrt{\dfrac{R_s}{R_L}}\right)$ の理想変成器によって $n^2\dot{Z}_L$ に変換されるからそれに直列に $-j(X_s+n^2X_L)$ のリアクタンス (インピーダンスの虚部をリアクタンスと呼ぶ) を接続することにより、N の入力インピーダンスは

$$n^2\dot{Z}_L - jX_s - jn^2X_L = n^2R_L + jn^2X_L - jn^2X_L - jX_s = R_s - jX_s = \dot{Z}_s^*$$

となり、共軛整合ができる。

以下いくつかの簡単な例をのべる。

[例 1] $R_s = R_L$ 、$X_s = 0$ 、$X_L = \omega L$ の場合

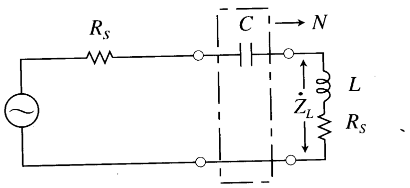


図 9.3 $\dot{Z}_L = R_s + j\omega L$ のときの整合回路

この場合には直列に

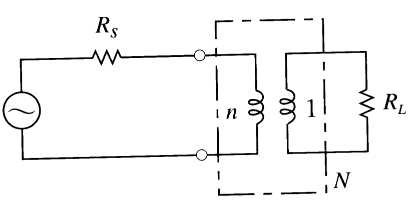
$$C = \frac{1}{\omega^2 L}$$

のコンデンサを挿入すればよい。これは図 9.2(b) に対応させると $n=1$ となるので

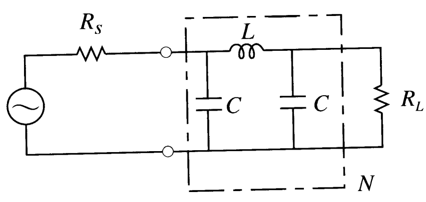
$$-jX_L = -j\omega L = -j\frac{1}{\omega C}$$

として上記の C が得られる。

[例 2] $R_s \neq R_L$ 、$X_s = 0$ 、$X_L = 0$ の場合



(a) 理想変成器を用いる方法



(b) C, L, C の Π 回路を用いる方法

図 9.4 $R_s \neq R_L$ 、$X_s - X_L = 0$ のときの整合回路

この場合には、図 9.4(a) のように $n:1$ $\left(n=\sqrt{\dfrac{R_s}{R_L}}\right)$ の理想変成器を用いるか、図 9.4(b) のように C、L、C の π 回路を用いることができる。この C、L の値は

$$L = \frac{\sqrt{R_sR_L}}{\omega} \quad , \quad C = \frac{1}{\omega\sqrt{R_sR_L}} \tag{6}$$

の値をとる [註 1]。

また図 9.4(a)、(b) のほかに特性インピーダンス W が

$$W = \sqrt{R_s R_L} \tag{7}$$

をもつ $\frac{1}{4}$ 波長の分布定数線路を用いても実現できる。

さらに、適当な長さの分布定数線路と、並列コンデンサとの組合わせや、また、適当な長さの分布定数線路をいくつも組み合わせて作ることもできる。

これらの分布定数線路の技術に関しては後で改めて述べることにする。

さて以上のように、無損失回路で整合をとった場合、(5) 式で示されたように電源インピーダンスと負荷側を見たインピーダンスは共軛整合をしているが、一般に図 9.5 のように整合回路がいくつもの無損失回路の縦続接続で構成されているとき、任意の接続点 i で電源の方向を見たインピーダンスを Z_{Si} とし負荷の方向を見たインピーダンスを Z_{Li} とすると

$$Z_{Si}^* = Z_{Li} \tag{8}$$

であることが証明できる。

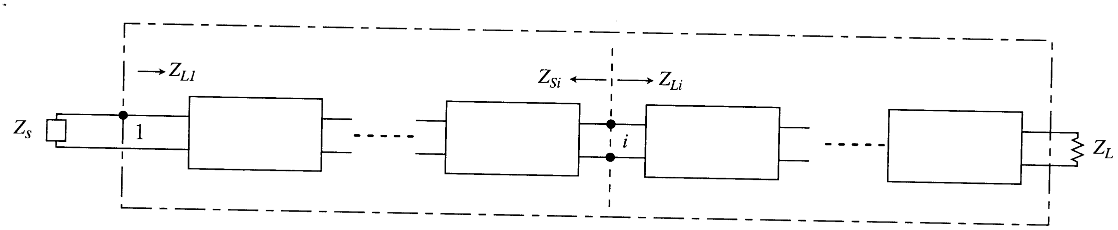


図 9.5　いくつもの無損失回路が縦続接続された整合回路

即ち図 9.5 のような整合回路を考え端子 1 及び i の反射係数を夫々 Γ_1 及び Γ_i とすると、

$$\Gamma_1 = \frac{Z_{L1} - Z_S^*}{Z_{L1} + Z_S} \tag{9}$$

$$\Gamma_i = \frac{Z_{Li} - Z_{Si}^*}{Z_{Li} + Z_{Si}} \tag{10}$$

[註 1]　図 9.4(b) の N の F マトリックスは

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 LC & j\omega L \\ j\omega C(2 - \omega^2 LC) & 1 - \omega^2 LC \end{bmatrix}$$

いま　$\omega^2 LC = 1$　$\cdots$ (1)　のとき　$F = \begin{bmatrix} 0 & j\omega L \\ j\omega C & 0 \end{bmatrix}$　となる。したがって　$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = F \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$

より　$\dfrac{V_1}{I_1} = \sqrt{\dfrac{L}{C}} \dfrac{1}{R_L} = R_s$　$\cdots$ (2)　となる。(1)、(2) より本文 (7) 式の関係が得られる。