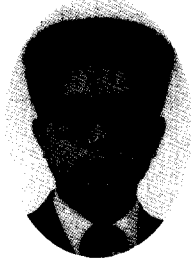


고주파 부품의 설계



윤종남

전자부품종합기술연구소
부품연구 3팀 선임연구원

1. 서론

고도 정보화 사회로 발달되어 감에 따라, 정보통신 분야의 의존도가 높아지고 있으며 [1]~[3], 전 세계적으로 아래 그림1. 무선 가입자 망의 발전방향과 같이 아날로그 시스템 발전과 함께 최근 가입자수의 증대, 다양한 서비스 등을 제공하기 위한 디지털 셀룰러 시스템(CDMA Cellular 전화기, PCS 시스템 등) 서비스실시, 차세

대 IMT-2000 (International Mobile Telecommunication)으로 발전 전개되고 있다.

세계적인 사회 현상으로써, 정보통신에의 의존성이 높고, 이동형태에 따른 정보의 주고받음을 필요로 하게 되었다. 그리고 개인 사용자의 용도가 증가됨 「언제라도, 어디에서든, 듣고 말하는 것이 가능한 전화」에 의하여, 휴대전화가 전 세계의 각광을 받고 있

구 분	'97	'98	'99	'2000	'2001	'2002	'2005	'2010
특 정	음성급, 아날로그 전송단계		통합 디지털 서비스단계			광대역 유선망 통합단계		
용 용 서비스	· 셀룰라 서비스 · CT-2 서비스 · 무선케이블 분배 서비스		· PCS · 양방향 무선데이터 서비스 · 디지털 무선분배 서비스			· IMT-2000		
무 선 가 입 자 망	서 비 스 망							
		LAN 무선 액세스						
CATV 망								

그림 1. 무선가입자 망의 발전방향

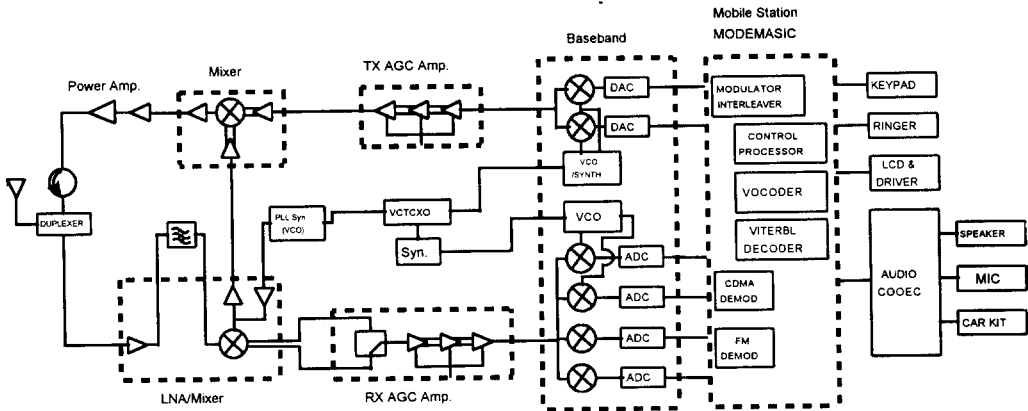


그림 2. Cellular 전화기

다. 이와같이 많이 상용되는 단말기의 구성은 그림2와 같이 대부분 이동통신부품으로 구성되어 있다. 이동통신기술의 급격한 발전 및 시장의 급성장으로 이와 관련된 이동통신 핵심 부품의 국내 사용화 및 세계시장의 국가 경쟁력이 시급하게 요구되고 있다. 그중에서도 이동체 통신 단말에 있어서는 급속한 발전을 보이고 있다. 이동통신기기의 핵심부품의 사용은 이동통신기기의 Low cost화, 소형화, 고기능화 및 다양화의 실현을 가능하게 한다 [4]~[6]. 그러므로, 이동통신용 부품개발 및 관련 고주파부품의 설계기술이 필요한 것으로 사료된다

2. 이동통신용 고주파부품기술의 Trend

고주파부품의 기술 Trend화는 고주파화, 소형화 및 박형화, 저소비 전력화, 고기능화 및 New 기능화가 있다. 소형화 및 박형화는 단말기의 소형화의 요구에 따라, 고주파부품의 소형화 및 박형화로 되어 있으며, 주요 기술로는 Strip Line의 소형화, 적층, 다층 기술 등이다. 저소비 전력화는 한정된

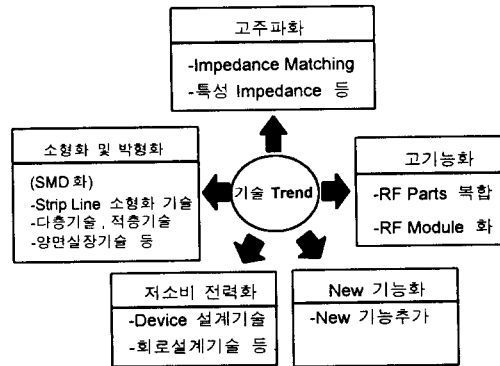


그림 3. 고주파부품의 기술 Trend화

Battery의 용량을 장시간 사용이 필수적이므로 요구된 기술이다. 고기능화 설계기술은 RF의 기술을 원천으로 하여, RF Module 등의 기술을 실현하고 있다. New 기능화는 Dual Band 단말기나, Triple Band 단말기 및 IMT-2000등의 기술 실현에 사용되는 새로운 기술 등이다. 고주파의 설계기술은 고주파부품 기술실현에 가장 필수적인 기술로 주로 2가지의 기술이 있을 수 있으며, 2가지 기술은 RF Impedance Matching 기술 및 특성 Impedance 기술이었다. 가장 중요한 RF Impedance

Matching 기술을 알아보기로 한다.

3. Matching 이론

3-1. 임피던스 정합

일반적으로 부하에 최대 전력이 공급되도록 회로의 임피던스를 적당히 조정하는 것을 “임피던스 정합”이라 한다.

1). 전원의 내부 임피던스는 고정되고 부하 임피던스가 가변인 경우

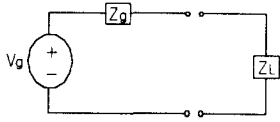


그림 4. Z_g 고정 및 Z_L 가변

$$\begin{aligned} Z_g &= R_g + jX_g, \\ Z_L &= R_L + jX_L \text{ 일 때} \dots\dots(1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{전력 } P_L &= I_L^2 R_L \\ &= \left(\frac{V_g}{|Z_g + Z_L|} \right)^2 R_L \\ &= \frac{V_g^2 R_L}{(R_g + R_L)^2 + (X_g + X_L)^2} \end{aligned}$$

이며,.....(2)

R_L 을 일정케 하고, X_L 을 조정하여 전력 P_L 을 최대로 할 때,

$$\begin{aligned} \frac{dP_L}{dX_L} &= \\ V_g^2 R_L \frac{-2(X_g + X_L)}{[(R_g + R_L)^2 + (X_g + X_L)^2]^2} &= 0 \text{ 이면,} \\ X_L &= -X_g \text{ 이다} \dots\dots(3) \end{aligned}$$

전력 P_L 이 최대이기 위한 R_L 의 값은 아래식으로 구해진다. 즉,

$$\begin{aligned} \text{전력 } P_L &= \frac{V_g^2 R_L}{(R_g + R_L)^2 + (X_g + X_L)^2} \\ &= \frac{V_g^2 R_L}{(R_g + R_L)^2} \text{ 이며} \dots\dots(4) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{dP_L}{dR_L} &= \\ \frac{V_g^2 (R_g + R_L)^2 - V_g^2 \cdot 2R_L (R_g + R_L)}{(R_g + R_L)^4} &= 0 \text{ 이면,} \end{aligned}$$

$$\therefore R_g = R_L \text{ 이다.}$$

즉, 최대 전력전송 조건

$$\begin{aligned} Z_L &= Z_g^* \\ |Z_L| &= |Z_g| \end{aligned} \text{이며} \dots\dots(5)$$

또한 최대전력

$$\begin{aligned} P_{Lmax} &= I_L^2 R_L = I_L^2 R_L \\ &= \frac{V_g^2}{4R_g} \text{ 이다} \dots\dots(6) \end{aligned}$$

$$Z_g = R_g + jX_g, Z_L = R_L \text{ 일 때} \dots\dots(7)$$

$|Z_g| = |Z_L|$ 의 조건으로부터

$$R_L = \sqrt{R_g^2 + X_g^2} = |Z_g| \dots\dots(8)$$

$$I_L = \frac{V_g}{R_g + R_L + jX_g} \dots\dots(9)$$

$$\begin{aligned} |I_L|^2 &= \frac{V_g^2}{(R_g + R_L)^2 + X_g^2} \\ &= \frac{V_g^2}{R_g^2 + |Z_g|^2 + 2R_g|Z_g| + X_g^2} \\ &= \frac{V_g^2}{2R_g|Z_g| + 2|Z_g|^2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \therefore P_{Lmax} &= |I_L|^2 R_L \\ &= |I_L|^2 |Z_g| \\ &= \frac{V_g^2}{2(R_g + |Z_g|)} \text{ 이다} \dots\dots(11) \end{aligned}$$

2). 전원의 내부 임피던스, 부하 임피던스가 고정되어 있는 경우

앞에서는 부하 임피던스가 가변일 때였으나, 실제로는 부하가 조정될 수 없고 고정되어 있는 경우가 많은데 이러한 경우에 전원과 부하 사이에 적당히 설계된 4단자망을 삽입함으로써 최대 전력을 부하에 전달할 수 있다. 이와 같은 목적의 4단자망을 임피던스 정합회로라고 한다.

정합회로 (리액턴스 L회로) 정합회로는 그 내부에서 무익한 손실이 일어나지 않도록 보통 리액턴스 소자만을 설계된다.

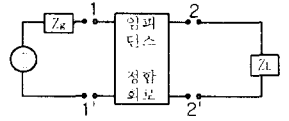


그림 5. Z_g 및 Z_L 의 고정

설명의 편의를 위하여 Z_g 와 Z_L 이 순저항이라 가정한다.

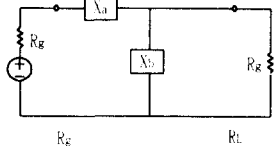


그림 6. 그림5의 등가회로

윗 그림과 같이 저항 R_g 와 R_L 사이에 리액턴스 L회로를 삽입하여 Z_{a1}, Z_{a2} 를 각각 R_g, R_L 과 같게 함으로써 임피던스 정합을 시킬 수 있다. 여기서

$$\begin{aligned} X_a &= -\sqrt{R_g(R_L - R_g)} \\ X_b &= R_L \sqrt{\frac{R_g}{R_L - R_g}} \end{aligned} \dots\dots(12)$$

혹은

$$\begin{aligned} X_a &= \sqrt{R_g(R_L - R_g)} \\ X_b &= -R_L \sqrt{\frac{R_g}{R_L - R_g}} \end{aligned} \dots\dots(13)$$

$R_L > R_g$ 인 경우는 그림7과 같으며

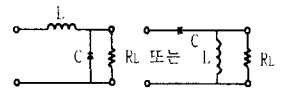


그림 7. 그림6의 실현경우

또한, $R_L < R_g$ 인 경우는 그림8과 같다.

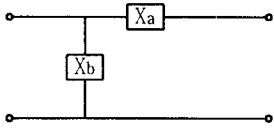


그림 8. $R_L < R_g$ 인 경우의 그림5의 등가회로

3-2. λ (파장)개념

고주파설계 이론에서 중요한 또한가치 개념은 파장(λ)개념으로, 빛의 속도(C)는

$$C = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0\mu_0\sqrt{\epsilon_r\mu_r}}}$$

.....(14)와 같으며, 파장(λ)는

$$\lambda = \frac{C}{f} = \frac{1}{f} \times \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0\mu_0\sqrt{\epsilon_r\mu_r}}} \\ = 3 \frac{1}{f} \times 10^{10} \text{cm} \times \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

(ϵ_0 : 진공상태의유전율)

.....(15)와 같다.

① 공기($\epsilon_r \approx 1$), $f=1\text{GHz}$ 에서 공기파장(λ_1)은

$$\lambda_1 = \frac{3 \times 10^{10}}{1\text{GHz}} \times \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} = 30\text{cm}$$

며,

② Teflon ($\epsilon_r = 2.4$)의 파장($\lambda_{2.4}$)은

$$\lambda_{2.4} = \frac{3 \times 10^{10}}{1\text{GHz}} \times \frac{1}{\sqrt{2.4}} \text{이며,} \\ = 19.36\text{cm}$$

③ Epoxy ($\epsilon_r = 4.8$)의 파장($\lambda_{4.8}$)은

$$\lambda_{4.8} = \frac{3 \times 10^{10}}{1\text{GHz}} \times \frac{1}{\sqrt{4.8}} \text{이며,} \\ = 13.69\text{cm}$$

④ Alumina ($\epsilon_r = 9.8$)의 파장($\lambda_{9.8}$)은

$$\lambda_{9.8} = \frac{3 \times 10^{10}}{1\text{GHz}} \times \frac{1}{\sqrt{9.8}} \text{이다.} \\ = 9.58\text{cm}$$

위의 식들은 Impedance Matching시 RF회로 실현에 중요한

식들로 사용이 많이 되는 것으로, 소형화할런시 ϵ_r 값이 높으면 소형이 가능하나, 손실이 많으므로 적정한 Trade-Off가 필요하다.

3-3. Transmission Line

(Electrical Length)의 개념 고주파설계에서 중요한 개념으로 저주파회로에서 특성이 고주파에서는 반대의 개념이 나타나는 것이 있다. 즉, Open 및 Short 개념이다. 이때 파장은 $\frac{\lambda}{4}$ 일 때이다. 구체적으로 내용을 파악하여 보면 임피던스 (Z_{i_n})은

$$Z_{i_n} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan \beta l}{Z_o + jZ_L \tan \beta l}$$

.....(16)과 같다.

먼저 Short \rightarrow Open 변환으로, 그림9와 같이 부하가 Short이고, Transmission Line이 $\frac{\lambda}{4}$ 일 경우, 임피던스 (Z_{i_n})은 Open (∞)으로 나타난다.

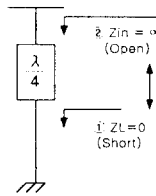


그림 9. Short \rightarrow Open의 변환

즉,

$$Z_{i_n} = jZ_o \tan \beta l \\ = jZ_o \tan \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4} \text{이다.} \\ = jZ_o \tan \frac{\pi}{2} = \infty$$

.....(17)과 같다.

두번째로 Open \rightarrow Short 변환으로 그림10과같이 부하가 Open (∞)이고, Transmission Line

이 $\frac{\lambda}{4}$ 인 경우, Z_{i_n} 은 Short 개념이 된다.

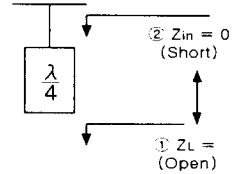


그림 10. Open \rightarrow Short 변환

즉,

$$Z_{i_n} = \frac{Z_o}{j \tan \beta l} \\ = \frac{Z_o}{j \tan \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4}} = 0$$

.....(18)과 같다.

위의 기술을 이용하여, 콘덴서 및 $\frac{\lambda}{4}$ 선으로 Inductor를 실현할 수 있으며, Inductor 및 $\frac{\lambda}{4}$ 선으로 Capacitor를 실현할 수 있다.

4. Matching 방법

Matching 방법으로는 Q값의 조정 여부로 표1과 같이 분리될 수 있다.

표 1. Q에 의한 분류

	Q불변회로	Q가변회로
Matching 회로	L 회로망, 복합부하, 공진기회로	3소자회로 (Π, T 회로), 광대역회로

표1과 같이 RF Matching 방법은 분류되며,

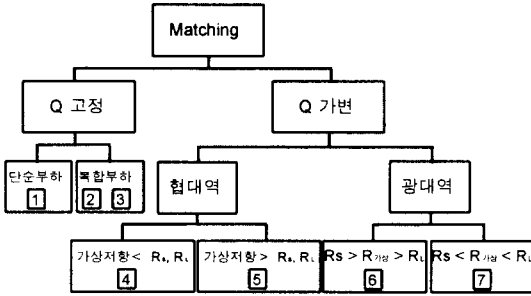


그림 11. Matching 분류 및 선택

그림11과 같이 Matching 분류 및 선택 방법으로는 먼저 Q(Quality Factor:선택도)에 따라 Q 고정 및 Q 가변으로 분류되며, 다음은 Q 고정은 단순부하, 복합부하로 분류되며, 단순부하는 일반적인 수

동회로에 사용되며, 표2의 L회로망이 있다. 복합부하는 부하가 능동회로로 표2의 복합부하 및 표3의 공진수명이 있다. Q의 선택도가 결정되는 것으로 협대역(표3의 파이회로망, 표4의 티이회로망), 광대역(표4의 광대역저항, 표5)으로 분류되며, 회로의 구성에 의하여 가상저항이 선택되므로 설계자의 선택으로 그림 Matching 방법을 선택하면 된다. Matching 방법 및 순서도는 표2~5에 따라하면 순조롭게 Matching이 될 것이다.

표 2. Matching 방법

NO	방법		① L회로망	② 복합부하
	항목			
1	회로구성			<p style="text-align: center;"> $A+B = \frac{X_s}{\omega}$ $C+D = \frac{1}{\omega X_p}$ </p>
2	계산식		<p>① $Q_s = Q_p = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1}$ (직렬단락의Q) (분로단락의Q)</p> <p>② $X_s = Q_s \cdot R_s = L\omega$ (직렬리액턴스)</p> <p>③ $X_p = \frac{R_p}{Q_p}, C = \frac{1}{\omega X_p}$ (분로리액턴스)</p>	<p>① $Q_s = Q_p = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1}$</p> <p>② $X_s = Q_s \cdot R_s$</p> <p>③ $X_p = \frac{R_p}{Q_p}$</p> <p>④ $B = \frac{X_s}{\omega} - A$</p> <p>⑤ $C = \frac{1}{\omega X_p} - D$</p>
3	특성	장점	- 가장 널리 사용	- 부하 및 소스가 복소수 형태
		단점	- 저항만 갖는 소스와 부하 (실제 사용회로 드뭄) - Q조정이 불가능함	

표 3. Matching 방법

NO	방법		3소자정합
	항목	③ 공진 수법	④ 파이(Pi)회로망
1	회로구성		
2	계산식	<p>① $X_{p1} = \frac{1}{\omega^2 X_{p2}}$</p> <p>② $Q_s = Q_p = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1}$</p> <p>③ $X_s = Q_s \cdot R_s, C = \frac{1}{\omega X_s}$</p> <p>④ $X_p = \frac{R_p}{Q_p}, L = \frac{X_p}{\omega}$</p> <p>⑤ $X_T = \frac{X_{p1} \cdot L}{X_{p1} + L}$</p>	<p>① Q값 설정. (ex. Q=15)</p> <p>② R_s나 R_L보다 작은 가상저항 설정 $R = \frac{R_H}{Q^2 + 1}$</p> <p>③ $X_{p2} = \frac{R_p}{Q_p} = \frac{R_L}{Q}$</p> <p>④ $X_{s2} = QR_{가상}$</p> <p>⑤ $Q_1 = \sqrt{\frac{R_s}{R_{가상}} - 1}$</p> <p>⑥ $X_{p1} = \frac{R_p}{Q_1}$</p> <p>⑦ $X_{s1} = Q_1 \cdot R_{가상}$</p> <p>⑧ X_{p1}과 X_{s1}, X_{p2}와 X_{s2}는 반대특성</p>
3	특성	장점	<ul style="list-style-type: none"> - 현실적으로 사용할 만함 - Q의 조절이 가능함 (협대역 설계가능함)
		단점	<ul style="list-style-type: none"> - 아주 정확하지 않음

표 4. Matching 방법

NO	방법		3소자정합	⑥ 광대역 정합
	항목		⑤ 티이(T)회로망	
1	회로구성			
2	계산식		<ul style="list-style-type: none"> ① Q값 설정. (ex. Q = 10) ② R_S나 R_L보다 높은 가상저항 설정 $R_{가상} = R_{small}(Q^2 + 1)$ ③ $X_{s1} = QR_S$ ④ $X_{p1} = R_{가상} / Q$ ⑤ $Q_2 = \sqrt{\frac{R}{R_2} - 1}$ ⑥ $X_{p2} = R / Q_2$ ⑦ $X_{s2} = Q_2 / R_L$ 	<ul style="list-style-type: none"> ① Q값 설정(ex. 낮은Q) ② $R_S > R_{가상} > R_L$ $R_{가상} = \sqrt{R_S \cdot R_L}$ ③ $Q = \sqrt{\frac{R}{R_L} - 1}$
3	특성	장점	- 광대역의 정합회로	
		단점		

표 5. Matching 방법

NO	방법		⑦ 광대역 정합(직렬)	⑧ 더 넓은 광대역
	항목			
1	회로구성			
2	계산식		<ul style="list-style-type: none"> ① Q값 설정(ex. 낮은Q) ② $R_L > R_{가상} > R_S$ $R_{가상} = \sqrt{R_S R_L}$ ③ $Q = \sqrt{\frac{R_L}{R} - 1}$ 	$\frac{R_1}{R_{smaller}} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_2} = \dots = \frac{R}{R_n}$
3	특성	장점	- 광대역의 정합회로	
		단점	- 더 넓은 광대역	

5. 결론

짧은 지면에 고주파부품설계에 대하여 전체적으로 서술한다는 것은 어려운 일로 판단되며, 그렇지만 본론의 내용은 RF의 이해 및 설계에 도움이 될 것으로 예상되며, 고주파부품설계에 필수적인 이론을 아는 것도 중요하지만 그보다 중요한 것으로 RF CAD Software를 사용하는 것이 고주파부품설계에 첩경인 것으로 사료된다 [7]~[10]. 최근 정보통신 전달 매체인 이동통신기는 소형화가 필수적이다. 그리고, 이동통신기의 전자부품의 소형화, 저손실화, MCM화의 대응이 불가피하게 되었다. 고주파 이동체 통신기기의 소형화는 급속도로 발전되었으며,

특히 휴대형 전자 기기의 소형·박형·경량·MCM화에 대한 기술혁신이 급속도로 진행되고 있으며, 지금도 소형화 등 이동체 통신을 개발하는 회로 개발의 과제는 다양하다.

참고문헌

- [1] 西澤顯/常野宏, “移動體通信 端末電子部品の技術動向”, 電子技術, '95, 2月號2. p23~28.
- [2] 黒中傳, “新・移動體通信に 最適な高周波用部品と利用技術”, 電子技術, '94, 5月號. p21~26
- [3] 松永亨二, “移動體通信用誘電體 フィルタ”, 電子技術, '94, 9月號. p97.
- [4] 윤종남, 최장욱, “고주파부

품의 SMD기술개발동향”, KETI 전자기술 '95, 11월호. p79~89.

[5] 이규복, 박한군, “이동통신 단말기용 초고주파핵심부품개발”, KETI 전자기술, '95, 11월호. p51~65

[6] 박인식, “L-Pand MMIC 전력증폭기개발” KETI 전자기술, '95, 11월호, p44~50.

[7] 今野健一, “實用 高周波 回路設計 測定技術”, '88, p223.

[8] Peter Vizmuller, “RF DESIGN Guide”, '95, Artech House, P196~205.

[9] 宮木辛彦, “高周波 回路의 設計와 實驗”, 電子回路, p187~194.

[10] “Eagleware Super Star, TLINE”, '94.

< 천 재일 위원 >