

論 文

廣帶域 임피던스 整合用 變成器의 設計 및 製作에 관한 연구

正會員 趙 漢 衡* 正會員 崔 承 哲**

A Study on the Design and Performance of Broad-Band Impedance Matching Transformer.

Han Hyung JO*, Sung Chul CHOI** *Regular Members*

要 約 토로이달코아와 상호절연된 燃線을 사용하여 30MHz~90MHz 대역에 사용할 수 있는 새로운 형태의 임피던스 정합용 변성기를 설계하고 제작하였다. 측정결과 주파수대역에서 삽입손실 1.2[dB] 이하, 정재파비 2.0 이하이었으며 100 [%]의 대역폭으로 비교적 좋은 특성을 보여주고 있다. 제안한 변성기는 간편하고 제작이 용이하기 때문에 종래의 주파수 절환형태의 정합회로를 대체하여 사용이 가능하리라 생각된다.

ABSTRACT A new type toroidal core transformer for impedance matching for 30MHz~90MHz has been designed and fabricated. It is shown to be reasonably good characteristics that inserting loss was 1.2[dB], VSWR was 1:2.0 and 100[%] bandwidth was achieved. It is expected that resulting transformer can be used to replace existing frequency selector type matching network because it is much more compact and relatively easy to construct.

I. 서 론

송신기에서 안테나에 공급되는 전력은 최대한 하는 것이 좋으므로 안테나의 급전점 임피던스

는 송신기의 출력단자 임피던스와 同一해야 한다.^{(1),(2)} 單一周波數만을 사용하는 송신기에서는 임피던스정합에 큰 어려움이 없다고 하겠으나 같은 주파수대역에서 여러개의 주파수를 사용하는 경우는 각 주파수에 따른 임피던스정합회로를 주파수별로 구성하여 부하정합을 취하고 있다.

전송선로를 사용하여 전원과부하를 접속하는데에는 3 가지 문제가 있는데 그 첫째가 전송선로의 선택, 둘째 선로와 부하와의 정합 그리고

* 大憲工業專門大學 通信科
Daehun Technical Junior College

** 崇實大學校 電子工學科
Dept. of Electronics Engineering Soong Sil University
論文番號 : 88 - 51 (接受 1988. 9. 30)

나머지가 전원과 전송선로와의 정합이다.⁽³⁾ 일찌기 Bode⁽⁴⁾ 가 제안한 저항성전원에 복소부하를 접속하여 임피던스정합을 취하는 이론적인 한계는 1950년에 Fano⁽⁵⁾에 의하여 상세히 취급되었으며 근래에는 Youla⁽⁶⁾와 Chan과Kuh⁽⁷⁾에 의하여 계속 연구되어 왔다. 이어서 많은 논문들이 광대역임피던스정합의 새로운 이론을 제안하였으나 실제적으로 적용하기에는 부하가 단순한 것이라 하더라도 이론에 수반되는 계산상의 어려움 때문에 실현에 제한을 받아온 것이 사실이었다.^(8~15)

본 논문에서는 이러한 이론에 수반되는 계산상의 난이점을 줄이기 위하여 특정한 주파수 대역을 선정하여 이에 합당한 임피던스 정합용 변성기를 제작하여 이것을 송신기와 안테나 사이에 삽입함으로써 이 이론에 대한 타당성을 제시하고자 한다.

실험에서는 부하정합장치로 토로이달코아와 절연된 연선을 사용하였으며 이 변성기가 저손실 고효율의 전력전달이 가능한가의 여부와 이의 실용가능성을 진단해 보고자 한다.

II. 본 론

Fano⁽⁵⁾는 임의의 부하임피던스에 정합회로를 실현시키는데 필요하고 충분한 조건을 만족하는 전이득대역폭한계를 발표하였다. 일반적으로 광대역이라함은 넓은 주파수범위에 걸쳐 이득이 평탄하게 되는 대역을 일컫는데 Bode-Fano에 의해 제안된 광대역정합회로는 그림 1 과 같다.

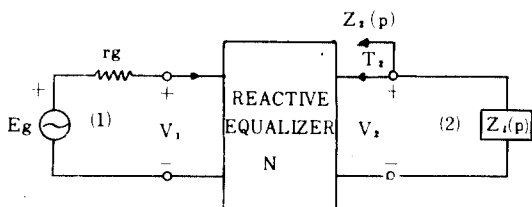


그림 1 광대역 정합회로 구성도
Schematic of the broad-band matching network

II-1. 이득대역폭제한

본 논문에서 제안한 정합회로의 예는 그림 2 와 같다.

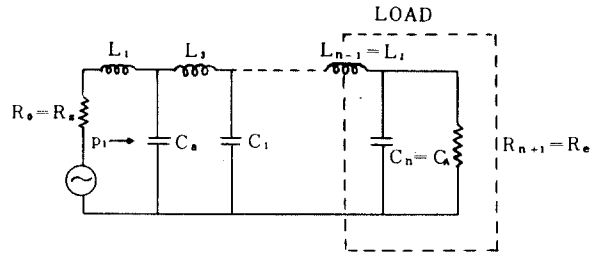


그림 2 부하와 정합회로
matching network and load

그림 2의 부하소자에 대한 적분의 한계는 다음과 같다.⁽⁵⁾

$$\int_0^{\infty} w^2 \ln \frac{1}{|\rho_1|} dw = \frac{\pi}{L\ell} \left(\frac{L\ell}{C_1} - \frac{1}{3} \right) + \frac{\pi}{3} \sum_i P_{r_i}^2 \quad (1)$$

ρ_1 은 정합회로의 입력반사계수이고 w 는 정규화된 각주파수이며 P 는 제 1 상한의 ρ_1 의 영점이다.

식(1)은 주파수에 따른 $w^2 \ln \frac{1}{|\rho_1|}$ 의 값이 부하 바로 앞에 있는 두 소자에 의하여 결정된다는 것을 나타내며 이것은 바로 이득대역폭의 한계로서

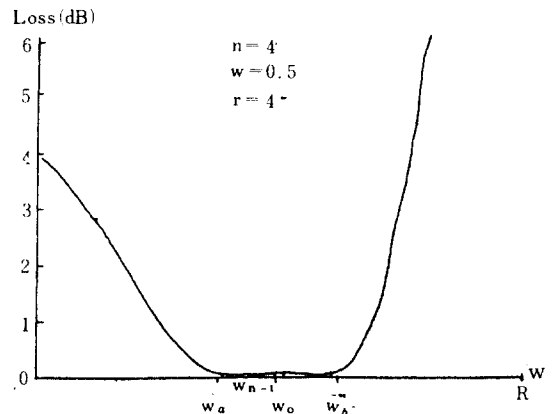


그림 3 전달함수 특성곡선
Transfer function response

주파수에 의한 $\ell_n \frac{1}{\rho_1}$ 의 영역을 최대화하기 위해서는 $\sum_i P_{ri}$ 를 영으로 하지 않으면 안된다.⁽⁵⁾

II-2. 전달함수

그림 3은 회로해석용 곡선으로서 이 곡선의 전달함수는 아래와 같이 주어진다.

$$\frac{P_{avail}}{P_{out}} = \frac{1}{|t'|^2} = \left[\frac{1 + \epsilon \cosh^2(n' \cosh^{-1} w')}{W + \epsilon \cos^2(n' \cos^{-1} w')}, \right. \\ \left. \begin{array}{l} 1 \leq w' \leq \infty \\ 0 \leq w' \leq 1 \end{array} \right] \quad (2)$$

w' 는 정규화된 가변차단 주파수이며 n' 는 회로망의 리액티브소자수, ϵ 은 리플진폭의 변수이다. 그림 3의 전달함수는 가변 주파수 w' 를 식 3과 같이 변화시킴으로서 만들 수 있다.

$$w' = \frac{w^2 - w_o^2}{A} \quad (3)$$

여기서

$$A = \frac{w_b^2 - w_a^2}{2} \quad (4)$$

$$w_o = \sqrt{\frac{w_a^2 + w_b^2}{2}} \quad (5)$$

이다. w_o 는 그림 3의 $w'=0$ 주파수이며 대역의 중심주파수를 w_m 이라고 하면, w_m 은 다음과 같다.

$$w_m = \frac{w_a + w_b}{2} \quad (6)$$

단: $w_m = 1$ 로 한다.

여기서 비교대역폭 w 는 다음과 같다.

$$w = \frac{w_b - w_a}{w_m} = w_b - w_a \quad (7)$$

$$w_a = 1 - \frac{w}{2} \quad (8)$$

$$w_b = 1 + \frac{w}{2} \quad (9)$$

식(3)을 식(2)에 대입하면 전달함수는 다음과 같이 된다.

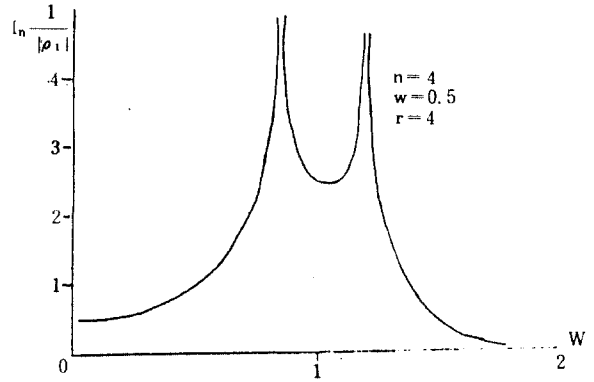


그림 4 이득대역폭과 주파수 ($\delta = 0$)

$$\ln \frac{1}{|\rho_1|^2} V_a W (\delta = 0)$$

$$\frac{P_{avail}}{P_{out}} = \frac{1}{|t|^2} = 1 + \delta + \epsilon \cosh^2 \left[\frac{n}{2} \cosh^{-1} \frac{(w^2 - w_o^2)}{A} \right] \quad (10a)$$

$$\frac{P_{avail}}{P_{out}} = \frac{1}{|t|^2} = 1 + \delta + \epsilon \cos^2 \left[\frac{n}{2} \cos^{-1} \frac{(w^2 - w_o^2)}{A} \right] \quad (10b)$$

식(10)에서 n' 개소자여파기를 $n=2n'$ 리액티브소자로 나타내면 그림(3)은 $n=4$ 의 특성곡선이 되며 제 2항 δ 는 실주파수에서 식(1)에서의 이득대역폭 한계가 $\ln \frac{1}{|\rho_1|^2}$ 이 무한대로 되지 않는다는 것을 나타내고 있다.

그림(4)는 그림 3의 $\delta=0$ 경우의 퍼라미터 주파수 응답곡선이다.

II-3. 극점과 영점

$|\rho_1|^2$ 의 극점은 다음과 같이 주어진다.⁽⁵⁾

$$p'_r = \left\{ \begin{array}{l} \sinh \left[\pm a \pm j \frac{\pi}{n} \left(m + \frac{1}{2} \right) \right] \\ \sinh \left[\pm a \pm j \frac{\pi}{n} \right] \end{array} \right\} \quad (11)$$

식(11)에서 m 은 실수아니면 영이고 a 와 b 는 식(12)에서의 a 와 b 이다.

$$\left. \begin{aligned} \sin^2 hn'a &= \frac{1+\delta}{\epsilon} \\ \sin^2 hn'b &= \frac{\delta}{\epsilon} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

전달함수에 나타내기 위한 ρ_1 의 극점과 영점은 식(13)을 사용하여 식(3)에 $w = \frac{p}{j}$, $w' = \frac{p'}{j}$ 을 대입하면 얻을 수 있다.

$$p' = -j \frac{(p^2 + w_0^2)}{A} \quad (13)$$

식(13)에서 ρ_1 의 극점은 제 2 상한에 있는 $\rho_1(p)$, $\rho_1(-p)$ 의 극점이 필요하므로 식(11)에서 "a"는 負값을 취하고 반면에 ρ_1 의 영점은 복소평면 어디든지 있을 수 있다. 앞의 식(1)에 나타낸 바와 같이 면적은 ρ_1 의 모든 영점이 제 1 상한에 있을 때 최대값이 된다.

한편 통과대역폭에서의 이득대역폭은 식(14)을 이용하여 식(1)을 Gaussian 방식을 적용하여 구할 수 있으며 ϵ, δ, r 에 관계되는 것은 식(10b)에 $w=0$ 을 대입하면 전력손실비는 식(15)와 같이 된다.

$$l_n \frac{1}{|\rho_1|} = l_n \sqrt{\frac{[1 + \delta + \epsilon \cos^2 [\frac{n}{2} \cos^{-1} \frac{(w^2 - w_0^2)}{A}]]}{[\delta + \epsilon \cos^2 [\frac{n}{2} \cos^{-1} \frac{w^2 - w_0^2}{A}]]}} \quad (14)$$

$$\frac{1}{|t_{bc}|} = \frac{(r+1)^2}{4r} = 1 + \delta + \epsilon \cosh^2 \left[\frac{n}{2} \cosh^{-1} \left(\frac{w_0^2}{A} \right) \right] \quad (15)$$

II-4. 회로구성

주파수대역 : 30MHz~90MHz

입력저항 : 50Ω

삽입손실 : 0.1dB

그림(5a) 부하를 50(Ω) 전원측에 정합시키면 중심주파수와 비교대역폭은 아래와 같다.

$$w_m = \frac{30+90}{2} = 60 \text{ (MHz)}$$

$$W = \frac{90-30}{60} = 1$$

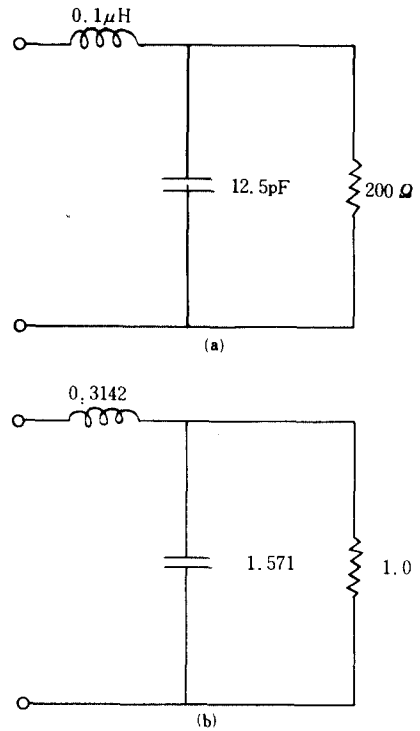


그림 5 부하 (a) 비정규화 (b) 정규화 load (a) Denormalized (b) Normalized

또한 식(8), (9)로 부터 상한과 하한 주파수는 다음과 같이 된다.

$$w_a = 1 - \frac{1}{2} = 0.5$$

$$w_b = 1 + \frac{1}{2} = 1.5$$

식(4)로 부터

$$w_0 = \sqrt{\frac{0.5^2 + 1.5^2}{2}} = 1.414$$

이 된다.

$$A = \frac{1.5^2 - 0.5^2}{2} = 1$$

이다. 중심 주파수를 60(MHz)로 하여 정규화하면 그림(5b)가 된다.

한편 정규화한 인덕턴스와 캐패시턴스로 부터 식(1)은 다음과 같이 된다.

$$\int_0^{\infty} W^2 \ln \frac{1}{|\rho_1|} dw = \frac{\pi}{C_i^2} \left(\frac{C_i}{L_i} - \frac{1}{3} \right)$$

$$= \frac{\pi}{C_i^2} \left(\frac{C_i}{L_i} - \frac{1}{3} \right) = \frac{\pi}{(0.5\pi)^2} \left(\frac{0.5\pi}{0.1\pi} - \frac{1}{3} \right)$$

$$= 3.78 \quad (16)$$

통과대역의 삽입손실 L_{max} 을 $r=4, n=4, \delta=0.013, w_o=1.414, A=1, \epsilon=0.0085$ 로 하면 $L_{max}=10 \log(1+\delta+\epsilon)=0.1$ (dB) 이 된다.

위의 L_{max} 은 아주 낮은값으로 $n=4$ 로 하면 아주 양호한 특성이 된다는 것을 나타낸다. ρ_1 의 극점과 영점은 식(12)로부터 $a=1.543, b=0.519$ 이 되며 ρ_1 의 극점과 영점은 식(11)에서 아래와 같이 구해진다.

$$p_{o1} = \pm 1.56 \pm j1.73$$

$$p_{o1} = \pm 0.38 \pm j0.8$$

또한 전달함수를 나타내기 위한 극점과 영점은 식(13)에 $p = -w^2 + jAP$ 를 대입하면

$$p_{o1} = 1.443 \exp(\pm j4.51), 0.902 \exp(\pm 4.05)$$

$$p_{o1} = 1.21 \exp(\pm j4.64), 0.83 \exp(\pm 4.57)$$

이 된다.

제 2 상한에서의 ρ_1 은 식(17)와 같이되며 입력 임피던스 $Z(p)$ 는 식(18)에서 구할 수 있다.

$$\rho_1(p) = \frac{(p-1.21e^{j4.64})(p-1.21e^{-j4.64})(p-0.83e^{j4.57})(p-0.83e^{-j4.64})}{(p-1.443e^{j4.51})(p-1.443e^{-j4.51})(p-0.902e^{j4.05})(p-0.902e^{-j4.05})}$$

$$= \frac{(p^2+0.59p+1.48)(p^2+0.234p+0.688)}{(p^2+0.557p+2.1)(p^2+1.1p+0.815)}$$

$$= \frac{(p^4+0.398p^3+2.2p^2+0.455p+1.018)}{(p^4+1.657p^3+2.915p^2+2.764p+1.711)} \quad (17)$$

$$Z(p) = \frac{1-\rho_1}{1+\rho_1} = \frac{0.638p^3+0.655p^2+1.15p+0.34}{p^4+1.03p^3+2.86p^2+1.6p+1.35} \quad (18)$$

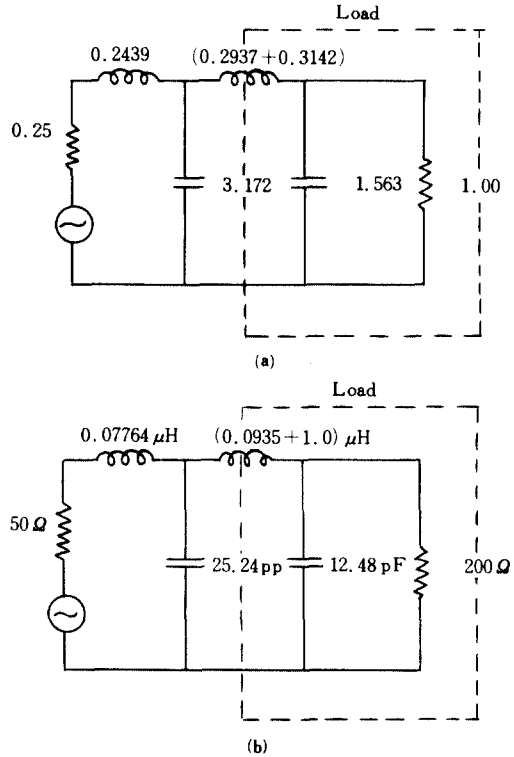


그림 6 정합회로 (a) 정규화 (b) 비정규화
matching network (a) normalized (b) denormalized

회로망내의 소자값은 $y(p)$ 를 점차 증가시키므로 그림(6)의 회로를 만들 수 있다.

그림(6b) 소자값을 대입하여 구한 전달함수에 의한 주파수특성곡선은 그림(7)와 같으며 이 곡선은 처음에 주어진 그림(3)과 잘 일치함을 나타내고 있다.

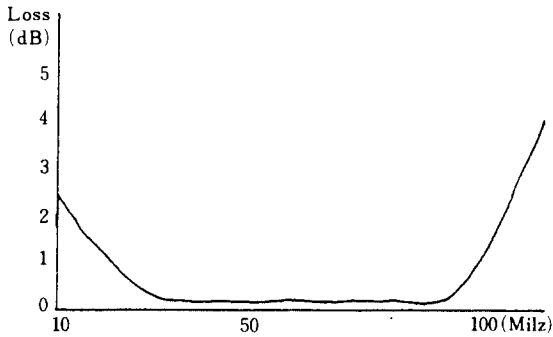
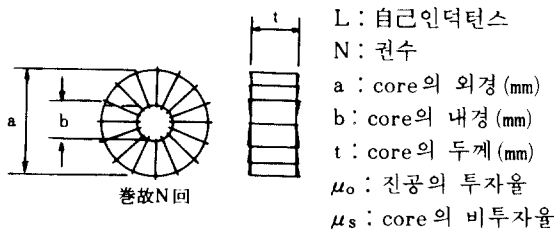


그림 7 주파수 특성곡선
Frequency response curve

III. 實驗 및 考察

그림 (6b) 소자값을 얻기 위해 본 실험에 사용한 토로이달코어는 Ni-Zn계 페라이트로서 저항률이 높고 투자율이 수백 이하로 낮으며 1(MHz) 이상에서 손실이 작은 것으로 자기인덕턴스는 코일에 흐르는 전류로부터 발생하는 磁束이 코어내부에만 존재하는 것으로 취급하여⁽²⁰⁾ 식 (19)로 계산하였다.

$$L = \frac{N^2}{2\pi} \mu_0 \mu_s t \ln \left(\frac{b}{a} \right) \text{ [H]} \quad (19)$$

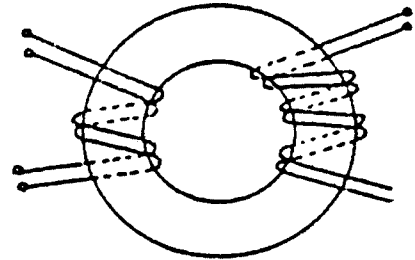


그러나 실제 실험에는 편의상 인덕션 係數식 (20)을 사용하여 표[1]로부터 계산하였다.

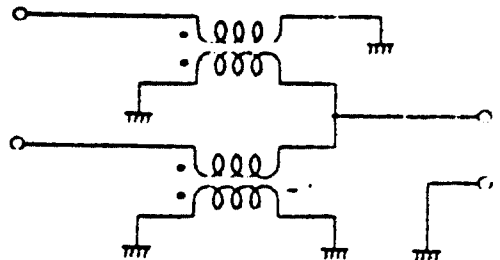
$$AL = \frac{L}{N^2} \quad (20)$$

표 1 토로이달 코어의 인덕턴스 단위: $\mu\text{H}/N^2$
Inductance of toroidal core. Unit: $\mu\text{H}/N^2$

材 質	H_{41}	H_{4A}	K_s	K_{4A}
且 磁	800 120%	2000 120%	290 130% 20%	70 120% 30%
16-12-3	320 120%	800 $\pm 20\%$	115 130% 20%	21.5 120% -30%
T 7-14-3.5	370 $\pm 20\%$	950 $\pm 20\%$	135 130% $+20\%$	32.5 120% -30%
T 8-16-4	420 $+20\%$	1100 $+20\%$	155 130% 20%	31.5 1200% 30%
T 9-18-4.5	470 $+20\%$	1200 $\pm 20\%$	170 $+30\%$ -20%	42.5 120% -30%



(a)



(b)

그림 8 (a)코어 및 코일 (b)결선
(a)core and coil (b)connection

코일과 병렬공진현상을 일으키는 분포 용량은 권선의 구조에 따라서 값의 차이가 많으나 대략 高周波用 Coil의 경우 인덕턴스값이 50(μH) 이하에서는 약 0.6 (pF), 50 μH ~5mH에서는 약 1 (pF)로 하였다.⁽²⁰⁾ 코일은 포피효과를 줄이기 위하여 10/0.1 (mm)를 사용하여 그림 (8a)와 같이 만들었으며 그림 (8b)는 결선을 나타내고 있다. 사용한 코어는 TDK5910 K6A로서 그림 (9)는 이

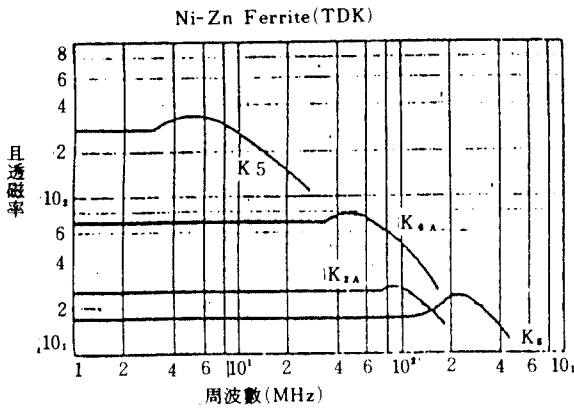


그림 9 투자율과 주파수 특성
Frequency vs μ s

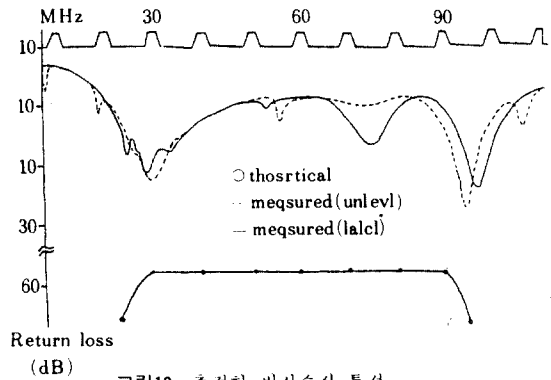


그림 10 측정된 반사손실 특성
measured return loss response

표 2 반사손실과 정저파비 returnloss vs VSWR

RETURN LOSS VS V. S. W. R CHART.

Return Loss (dB)	S.V.R	Return Loss (dB)	SWR	Return Loss (dB)	SWR	Return Loss (dB)	SWR	Return Loss (dB)	SWR	Return Loss (dB)	SWR
0.0	∞	4.4	4.033	8.8	2.140	13.2	1.560	17.6	1.304	30.0	1.065
0.1	174.4	4.5	3.947	8.9	2.120	13.3	1.552	17.7	1.300	30.5	1.061
0.2	86.72	4.6	3.864	9.0	2.100	13.4	1.544	17.8	1.296	31.0	1.058
0.3	56.00	4.7	3.788	9.1	2.081	13.5	1.536	17.9	1.292	31.5	1.055
0.4	43.44	4.8	3.710	9.2	2.061	13.6	1.528	18.0	1.288	32.0	1.051
0.5	34.78	4.9	3.639	9.3	2.043	13.7	1.520	18.1	1.284	32.5	1.048
0.6	28.98	5.0	3.569	9.4	2.025	13.8	1.513	18.2	1.280	33.0	1.046
0.7	24.84	5.1	3.503	9.5	2.008	13.9	1.506	18.3	1.277	33.5	1.043
0.8	21.73	5.2	3.440	9.6	1.990	14.0	1.498	18.4	1.273	34.0	1.041
0.9	19.32	5.3	3.379	9.7	1.973	14.1	1.491	18.5	1.27	34.5	1.038
1.0	17.40	5.4	3.320	9.8	1.957	14.2	1.484	18.6	1.266	35.0	1.036
1.1	15.81	5.5	3.263	9.9	1.941	14.3	1.478	18.7	1.263	35.5	1.034
1.2	14.50	5.6	3.209	10.0	1.925	14.4	1.471	18.8	1.259	36.0	1.032
1.3	13.30	5.7	3.150	10.1	1.910	14.5	1.464	18.9	1.256	36.5	1.030
1.4	12.43	5.8	3.106	10.2	1.894	14.6	1.458	19.0	1.253	37.0	1.029
1.5	11.61	5.9	3.057	10.3	1.880	14.7	1.454	19.1	1.249	37.5	1.027
1.6	10.89	6.0	3.010	10.4	1.865	14.8	1.445	19.2	1.240	38.0	1.026
1.7	10.25	6.1	2.964	10.5	1.851	14.9	1.439	19.3	1.243	38.5	1.024
1.8	9.684	6.2	2.920	10.6	1.837	15.0	1.432	19.4	1.240	39.0	1.023
1.9	9.178	6.3	2.877	10.7	1.824	15.1	1.428	19.5	1.237	39.5	1.0214
2.0	8.723	6.4	2.836	10.8	1.810	15.2	1.421	19.6	1.234	40.0	1.020
2.1	8.311	6.5	2.798	10.9	1.798	15.3	1.415	19.7	1.231	41.0	1.018
2.2	7.936	6.6	2.757	11.0	1.785	15.4	1.409	19.8	1.228	42.0	1.016
2.3	7.598	6.7	2.720	11.1	1.772	15.5	1.404	19.9	1.225	43.0	1.014
2.4	7.285	6.8	2.684	11.2	1.760	15.6	1.398	20.0	1.222	44.0	1.013
2.5	6.997	6.9	2.649	11.3	1.748	15.7	1.393	20.5	1.208	45.0	1.011
2.6	6.731	7.0	2.615	11.4	1.737	15.8	1.387	21.0	1.196	46.0	1.010
2.7	6.485	7.1	2.582	11.5	1.725	15.9	1.382	21.5	1.184	47.0	1.009
2.8	6.257	7.2	2.549	11.6	1.714	16.0	1.377	22.0	1.172	48.0	1.008
2.9	6.045	7.3	2.518	11.7	1.703	16.1	1.372	22.5	1.162	49.0	1.007
3.0	5.847	7.4	2.488	11.8	1.697	16.2	1.366	23.0	1.152	50.0	1.006
3.1	5.652	7.5	2.458	11.9	1.681	16.3	1.362	23.5	1.143	51.0	1.0056
3.2	5.489	7.6	2.430	12.0	1.671	16.4	1.357	24.0	1.135	52.0	1.0050
3.3	5.327	7.7	2.402	12.1	1.661	16.5	1.352	24.5	1.127	53.0	1.0041
3.4	5.175	7.8	2.375	12.2	1.651	16.6	1.347	25.0	1.119	54.0	1.0040
3.5	5.030	7.9	2.348	12.3	1.641	16.7	1.342	25.5	1.112	55.0	1.0036
3.6	4.894	8.0	2.323	12.4	1.631	16.8	1.338	26.0	1.105	56.0	1.0032
3.7	4.765	8.1	2.298	12.5	1.622	16.9	1.333	26.5	1.099	57.0	1.0028
3.8	4.645	8.2	2.273	12.6	1.612	17.0	1.329	27.0	1.094	58.0	1.0026
3.9	4.529	8.3	2.250	12.7	1.603	17.1	1.324	27.5	1.088	59.0	1.0022
4.0	4.420	8.4	2.227	12.8	1.594	17.2	1.320	28.0	1.083	60.0	1.0020
4.1	4.315	8.5	2.204	12.9	1.586	17.3	1.316	28.5	1.078		
4.2	4.216	8.6	2.182	13.0	1.577	17.4	1.312	29.0	1.074		
4.3	4.122	8.7	2.161	13.1	1.568	17.5	1.308	30.5	1.069		

코아의 주파수와 투자율특성곡선이다. 제작한 변성기를 출력임피던스 50(Ω)인 송신기에 접속하고 무부하시와 부하시(안테나 접속)의 손실특성을 측정하고 결과 그림(10)와 같이 나타났다.

그림(10)에서 대역폭은 100% 이상의 광대역 특성을 얻었으나 중심주파수 부근에서 이론값과 비교할 때 손실이 아주 크게 나타났다. 손실이 큰 주된 원인은 그림(9)에 나타난바와 같이 사용한 코아가 실험대역에서 투자율이 급격히 감소하기 때문으로 생각되며 사용주파수 대역에서 투자율이 일정한 재료의 Core를 사용하는 것이 바람직하다고 생각된다.

이외에 코일의 직류저항에 의한 인덕턴스 손실과 표피효과가 일어나는 주파수 $f_c = \left(\frac{35}{d^2}\right)$ (KHz) 이상에서 사용할 경우 식(21)으로 표시되는⁽²⁾ 실효저항의 증가도 원인이 된다고 생각된다. 손실을 감소시키기 위해서는 코아와 권수를 바꾸어 볼 수도 있으며 분포용량을 고려한 권선방법을 변화시켜 보는 것도 필요하다고 생각된다.

$$R_{ac} = \left(\frac{0.12}{d}\right) \sqrt{f} \quad (\text{m}\Omega/\text{m}) \quad (21)$$

IV. 結 論

중래의 안테나용 정합회로는 주파수에 따라 많은 탭을 연결하여 주파수 절환에 따른 많은 스위치를 절체해야 하므로 사용상에 많은 번거로움이 있었을 뿐 아니라 절체로 인한 접점물의 고장이 자주 발생하였다.

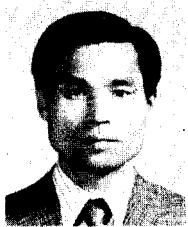
제안한 광대역임피던스정합용 변성기는 원형 페라이트코아와 상호결연된 권선상호간의 정전용량과 인덕턴스를 상호결합하여 광대역 특성을 실현하였으며 주파수 절환에 따른 임피던스변환을 하기 위한 스위치 절체가 필요치 않으므로 고장률이 극소하고 소자값의 경년변화를 고려하지 않는다면 반영구적이라는 특징을 가지고 있다. 전대역에서 정재파비가 2.0 정도로서 특성이 양호한편이 아니며 손실 또한 이론값과 큰 차이가

있는 것으로 나타났다. 효율을 고려한 고정국간 통신시스템에는 사용이 어렵다고 생각되나 안테나의 효율을 고려하지 않는다면 근거리 이동물체용 통신에는 실용이 가능하리라고 생각되며 앞으로 손실을 줄이는 것이 큰 과제라고 사료된다.

參 考 文 獻

1. Warren L. Stiltzman. "Antenna Theory and Design". John Wiley & Sons. Chap.5, 1981.
2. Robert Grover Brown. "Lines, Waves and Antennas, John Wiley & Sons. pp.83-85, 1973.
3. Telecommunication Transmission Engineering. Bell System Center Technical Education, pp.73-80, 1980.
4. H.W. Bode. "Network analysis and feedback Amplifier Design". Van Norstand, 1945.
5. R.M. Fano. "Theoretical limitation on the broadband mathing of. arbitrary impedance". J. Franklin Inst., Vol.249, pp.57-83.
6. D.C. Youla. "A New theory of broadband matching". IEEE Trans. circuit theory. Vol.CT-11, pp.30-50. Mar. 1964.
7. Y.T. Chan & E.S. Kuh. "A general matching theory and its application to tunnel diode Amplifiers". IEEE Frans. circuit theory. Vol.CT-13, pp.6-18, 1966.
8. H.J. Carlin. "Synthesis techniques for gainbandwidth optimization in pasive Transducers". proc. I.R.E. Voo.48, Oct. 1960.
9. R. Levy. "Explicit formulas for chebyshev impedance-matching networks, filters and interstages". proc. IEEE, Vol.53, pp.939-963, Aug. 1964.
10. D.C. Fielber Broadband matching between load and source system". IRE Trans. on circuit theory. Vol.CT-8, pp.138-153, June, 1961.
11. R.S. Tacker. Gain-bandwidth limitation of microwave transistors Amplifiers". IEEE Trans. Microwave theory Tech., Vol.MTT-21, pp.322-327, May, 1973.
12. O. Pitaalis Jr and R.A. Gilson." Broadband microwave class-c transistor amplifier". IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol.MTT-21, pp.660-668, Nov. 1973.

13. G.L. Matthai "Tables of chebyshev impedance-transforming networks of low pass filter form." proc. IEEE Vol.52, pp.939-963, Aug. 1964.
14. G.L. Matthai. "Short-shop chebyshev impedance transformers." IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol.MTT-14, pp.372-383, Aug. 1966.
15. P.J. Richards. "Resistor-transmission-line circuit." proc. I.R.E., Vol.36, pp.217-220, Feb. 1948.
16. H.A. Wheeler, "The wideband matching area for small antenna." IEEE T-AP. pp.364-367.
17. H.A. Wheeler. "Small antennas." IEEE Trans. Antennas propagat. Vol.AP-23, pp.462-469, July 1975.
18. Herbert J. Carlin and Pierre Amstutz. "On optimum broadband matching". IEEE Transak-tion on circuit and system". Vol.CAS-28, No.5, pp.401-405, May 1951.
19. TDK Corp. "DATA Book" No. DLJ857-010c, July, 1985.
20. 트랜스"스타技術 pp 388-393. Dec 1984



趙漢衡(Han Hyung JO) 正會員
1939年6月10日生
1963年3月：國立航空大學 通信管制科
卒業
1982年2月：東國大學校 大學院 電子工
學科(碩士)
1984年9月：崇實大學校大學院 電子工
學科博士 課程
1989年2月：博士學位 取得 豫定

1980年3月：天原工業專門大學 通信科 專任講師
1981年3月～現在：仁川大憲工業專門大學 通信科 助教授



崔淳哲(Soon Churl CHOI) 正會員
1945年3月1日生
1967年：漢陽工大 電氣科 卒業
1981年：漢陽大 大學院 卒業
現在：漢陽大 大學院 博士課程,
韓國機械研究所