

Ritec 저주파 EMAT 매칭 네트워크 TEM / REM(P) 사용하기

대부분의 게이트 증폭기 또는 전송 회로는 50Ω 부하를 위해 설계되었습니다. 대부분의 EMAT, 특히 표면파 장치는 반응성 임피던스가 매우 낮습니다. 따라서 송신기와 일치시켜야 합니다.

L-매칭 기술은이 지침서에 첨부된 Ritec 애플리케이션 노트에 설명되어 있습니다. L-매칭은 송신기와 EMAT 사이에서 하나의 시리즈와 하나의 셉트 리액터를 포함합니다. 매칭 솔루션은 셉트 요소가 송신기에 가장 가까이 또는 EMAT 근처에 위치해야 하며 인덕터 또는 커패시터로 구성될 수 있습니다. 이것은 네 가지 가능한 구성을 제공하며 이 유형의 범용 조정 가능한 매칭 네트워크를 만드는 것은 매우 복잡하고 어려울 것입니다.

저주파 표면파 EMAT는 인덕턴스와 저항이 매우 작습니다. 일반적으로 커패시터를 송신기의 출력과 셉트 및 EMAT과 직렬로 인덕턴스에 배치하여 일치시킬 수 있습니다. EMAT의 임피던스를 측정할 수 있는 경우 애플리케이션 노트에 제시된 방정식을 사용하여 구성 요소의 값을 계산할 수 있습니다. 값을 알 수 없는 경우 실험적으로 값을 선택할 수 있습니다.

1. 일치하는 네트워크를 게이트 앰프 출력 및 EMAT에 연결하십시오. 일치하는 네트워크 모니터를 오실로스코프에 연결하십시오(50Ω).
2. 게이트 앰프를 원하는 주파수, 여러 사이클의 RF, 낮은 반복 속도 및 낮은 전력 설정으로 설정하십시오. **초기 조정되지 않은 부하는 매우 반응적이며 높은 전력에서 손상이 발생할 수 있으므로 저전력 설정이 중요합니다.**
3. 인덕터를 컷니다. 둘 이상의 인덕터를 전환하면 직렬로 되어 있기 때문에 인덕턴스가 증가합니다.
4. 모니터에서 RF 버스트를 관찰하고 버스트가 최대화 될 때까지 커패시터를 켜십시오.
5. 버스트가 마지막 시간보다 크거나 작은지 확인하려면 인덕턴스를 변경하고 프로세스를 반복하십시오.
6. 최적의 인덕턴스 및 커패시턴스를 선택하려면 약간의 노력이 필요합니다.

커패시터는 EMAT 인덕턴스와 매칭 네트워크에서 선택한 인덕턴스의 합을 공명하는 데 필요한 값에 가까운 값을 가져야 합니다.

수신

수신 EMAT가 송신 EMAT와 동일한 설계인 경우 매칭 값이 비슷합니다. 수신기 임피던스가 송신기와 정확히 같지 않을 수 있으므로 약간의 변경이 필요할 수 있습니다. 고 임피던스 프리 앰프를 사용하는 경우 특히 그렇습니다. 절차는 단순히 최고의 수신 신호를 제공하는 인덕턴스 및 커패시턴스 값을 찾는 것입니다.

참고: REM 및 REMP 수신 EMAT 매칭 네트워크는 동일하지만 REMP에는 20dB 프리 앰프도 포함되어 있습니다.

<<< L-Matching에 대한 자세한 내용은 다음 장을 참조하십시오.>>>

RITEC 게이트 증폭기의 출력을 임의의 부하로 L- 매칭

게리 패터슨, RITEC Inc., 60 Alhambra Rd. Suite 5, Warwick, RI 02886

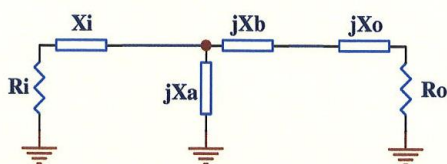
전화 (401)738-3660 이메일: info@RitecInc.com 웹사이트: www.RitecInc.com

역사적으로 송신기 임피던스를 Quartz와 같은 고 임피던스 트랜스듀서에 일치시키는 것은 합리적인 신호 대 잡음비를 달성할 때 중요했습니다. 이 공정은 더 낮은 임피던스 세라믹 압전 소자를 사용할 때 훨씬 덜 중요해집니다. 대부분의 경우 커패시턴스를 공진시키고 임피던스를 높이기 위해 능동 소자와 병렬로 인덕터를 추가하는 것으로 충분했습니다. 그러나 일반적으로 EMAT와 EMAT를 구동하는 송신기 사이에는 임피던스 불일치가 크며, 이러한 장치의 비 효율성으로 인해 사운드 빔으로의 에너지 전달을 최대화하기 위해 모든 작업을 수행해야 합니다. 비선형 초음파는 리튬 니오 베이트 (Nithium Niobate)와 같은 단결정 압전을 사용하여 보다 정교한 정합 기법을 활용할 수 있습니다.

아마도 트랜스듀서에 가장 유용한 LC 매칭 네트워크는 "L-Matching Network"입니다. 트랜스듀서로의 전력 전송을 최대화하기 위해 앰프와 트랜스듀서 사이에 2개의 리액티브 요소(X_a 및 X_b)가 배치됩니다. 이를 위해서는 트랜스듀서의 임피던스와 게이트 증폭기의 출력 임피던스를 알아야 합니다. 실제 출력 임피던스는 다소 낮을 수 있지만, 정합 회로를 계산하기 위해 게이트 증폭기는 50Ω 저항으로 가정할 수 있습니다. 따라서 R_i 는 50이고 X_i 는 0입니다.

트랜스듀서 임피던스는 측정 또는 추정되어야 합니다. 임피던스 측정기를 사용하여 트랜스듀서를 측정할 때는 주의를 기울여야 합니다. 측정 값은 트랜스듀서의 음향 부하와 연결된 케이블의 영향을 받습니다. 트랜스듀서가 측정 중에 샘플에 연결되면 주파수에 매우 민감한 샘플 공진 효과가 있을 수 있으며 판독 값의 신뢰성을 손상시킬 수 있습니다. 이러한 공명 효과를 최소화하기 위해 올바른 음향 임피던스를 가진 고 감쇠 음향 부하 또는 먼 쪽에 댐핑이 있는 큰 샘플을 사용해야 할 수도 있습니다.

이 네트워크의 임피던스를 나타내는 일반적인 방법은 직렬 형식을 사용하는 것입니다.



따라서 소스의 출력 임피던스는 다음과 같습니다.

$$Z_i = R_i + jX_i \quad (1)$$

부하 임피던스 (트랜스듀서):

$$Z_o = R_o + jX_o \quad (2)$$

where $j = (-1)^{1/2}$

매칭 임피던스를 얻기 위한 적용 가능한 방정식은 다음과 같습니다:

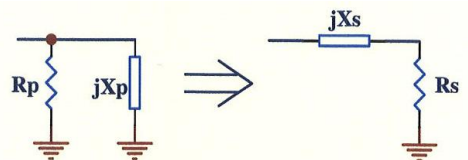
$$X_a = \frac{R_i^2 + X_i^2}{QR_i + X_i} \quad (3)$$

$$X_b = QR_o - X_o \quad (4)$$

여기서 Q는 다음에 의해 정의됩니다:

$$Q = \sqrt{\frac{R_i \left[1 + \left(\frac{X_i}{R_i} \right)^2 \right]}{R_o}} - 1 \quad (5)$$

트랜스듀서 임피던스가 병렬 형태로 주어지면 방정식 6과 7을 사용하여 직렬 형태로 변환할 수 있습니다. 직렬에서 병렬로의 변환도 네트워크를 검사할 때 유용하며 방정식 8과 9로 나타냅니다.



$$R_s = R_p \frac{1}{1 + \left(\frac{R_p}{X_p} \right)^2} \quad (6)$$

$$X_s = X_p \frac{\left(\frac{R_p}{X_p} \right)^2}{1 + \left(\frac{R_p}{X_p} \right)^2} \quad (7)$$

$$R_p = R_s \left[1 + \left(\frac{X_s}{R_s} \right)^2 \right] \quad (8)$$

$$X_p = X_s \frac{1 + \left(\frac{X_s}{R_s} \right)^2}{\left(\frac{X_s}{R_s} \right)^2} \quad (9)$$

이 형식은 L 매칭 회로의 섀트 요소가 송신기와 병렬인 것으로 가정합니다. Z_i 의 값을 Z_0 의 값으로 또는 그 반대로 교환하면, 섀트 요소가 트랜스듀서와 평행한 다른 답이 얻어집니다. 또한 Q의 양수 및 음수 값에 대한 별도의 해결책을 확보하여 총 4개의 가능한 매칭 네트워크를 제공합니다.

이것은 혼란스러워 보일 수 있지만 많은 실제 상황에서 가능성의 수를 쉽게 줄일 수 있습니다. Q는 "L" 네트워크의 위치 중 하나에 대해 상상할 수 있으므로 이 경우 두 가지 해결책은 비물리적입니다. 구성 요소 중 하나를 쉽게 얻거나 구성할 수 없기 때문에 일부 해결책을 실제로 구현할 수 없는 것이 일반적입니다. 원치 않는 특성이 있기 때문에 하나 이상의 해결책이 거부될 수도 있습니다. 예를 들어, 하나의 솔루션은 고역 통과 필터 특성을 제공할 수 있으며 저역 통과 필터 특성이 선호됩니다.

승압 비

게이트 증폭기의 출력에서 트랜스듀서로의 전압 승압 또는 강압을 아는 것은 항상 흥미롭습니다. 일치하는 네트워크가 올바르게 설계된 경우 게이트 앰프의 전원 출력은

$$Power = \frac{E_{out}^2}{50} \quad (10)$$

트랜스듀서에 적용되는 전력은

$$Power = \frac{E_{transducer}^2 R_o}{|Z_o|^2} \quad (11)$$

여기서 E_{out} 및 $E_{transducer}$ 는 게이트 앰프 출력 및 트랜스듀서 접점의 rms 전압 레벨을 나타냅니다.

방정식 10과 11이 같을 때 트랜스듀서와 송신기 전압의 비(스텝 업 비)에 대한 해결책은 다음과 같습니다.

$$\frac{E_{transducer}}{E_{out}} = \frac{|Z_o|}{\sqrt{50R_o}} \quad (12)$$

여기서 $|Z_o|$ 은 복잡한 트랜스듀서 임피던스의 절대 크기입니다.

예 1

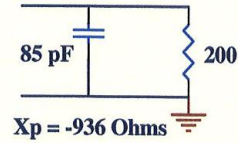
리튬 니오베이트 압전 트랜스듀서

2MHZ, 2.54cm 직경 36° Y-컷 압축 모드 두께 $d = 0.1575$ cm

Area = $A = 5.07 \text{ cm}^2$, dielectric constant = $\epsilon = 30$

$$C = 0.08842 \frac{A}{d} \epsilon \text{ pF} \\ = 85 \text{ pF}$$

공진시 트랜스듀서의 등가 회로를 가정합니다.



트랜스듀서가 장착된 것으로 가정합니다. 200Ω은 샘플의 음향 임피던스와 본드의 특성에 따라 달라집니다. 따라서 200Ω은 교육받은 추측일 뿐입니다. 역부하도 임피던스를 변경합니다.

첫 번째 단계는 방정식 6과 7을 사용하여 트랜스듀서 임피던스의 병렬 형태를 직렬 형태로 변경하는 것입니다.

$$R_o = R_s = 200 \frac{1}{1 + \left(\frac{200}{-936} \right)^2} = 191 \Omega \\ X_o = X_s = -936 \frac{\left(\frac{200}{-936} \right)^2}{1 + \left(\frac{200}{-936} \right)^2} = -40.9 \Omega$$

결과는 방정식 3, 4 및 5를 사용하여 Q , X_a 및 X_b 를 계산하는데 사용될 수 있습니다.

$$X_i = 0; \quad R_i = 0 \\ Q = \pm \sqrt{\frac{50 \left[1 + \left(\frac{0}{50} \right)^2 \right]}{191.26}} - 1 = \pm \sqrt{-0.738}$$

가상의 Q값은 비물리적 상황을 나타내므로 두 해결책 중 하나가 거부되고 두 번째 일치하는 네트워크를 계산하기 위해 소스와 부하의 위치가 반전되어야 합니다.

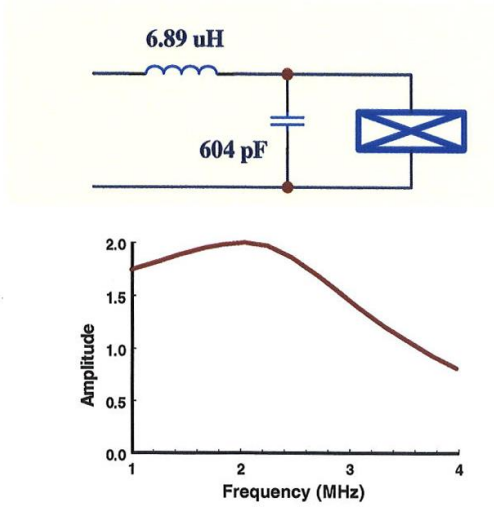
$$X_o = 0; \quad R_o = 50 \Omega; \quad X_i = -40.87 \Omega \quad R_i = 191.26 \Omega$$

$$Q = \pm \sqrt{\frac{191 \left[1 + \left(\frac{-40.9}{191} \right)^2 \right]}{50}} - 1 = \pm 1.73 \\ \text{Using } Q = +1.732 \\ X_a = \frac{-\left(191^2 + (-40.9)^2 \right)}{1.73 \times 191 - 40.9} = -132 \Omega$$

$$C_a = 604 \text{ pF}$$

$$X_b = 1.73 \times 50 - 0 = 86.6\Omega; \quad L_b = 6.89\mu H$$

해결책 2 (하이-패스)



매칭 네트워크 출력

해결책 1 (로우-패스)

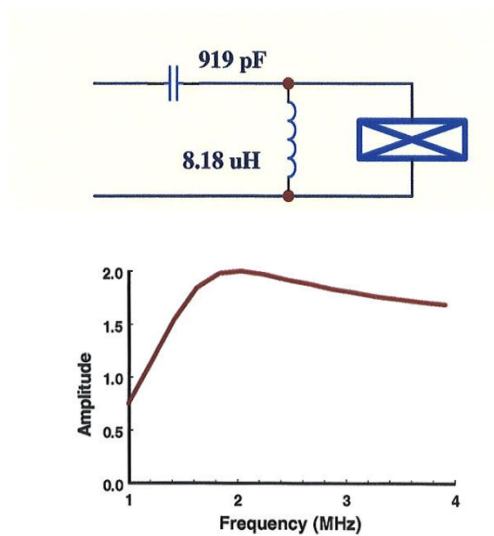
위의 일치하는 네트워크 출력과 그에 따른 네트워크 출력은 SPICE(회로 시뮬레이션 프로그램)를 사용하여 작성되었습니다. 네트워크를 구동하는 발전기의 전압이 50Ω으로 1볼트 인 것으로 가정하면 주파수의 함수로 네트워크의 출력을 제공합니다. 발전기의 출력 임피던스는 50Ω으로 설정됩니다.

$$\text{Using } Q = -1.732$$

$$X_a = \frac{-(191^2 + (-40.9)^2)}{-1.73 \times 191 - 40.9} = -103\Omega$$

$$L_a = 8.18\mu H$$

$$X_b = -1.73 \times 50 = -86.6\Omega; \quad C_b = 919 pF$$



매칭 네트워크 출력

비선형 음향 솔루션에서 작동하는 경우 해결책 #1은 저역 통과 필터가 되고 구동 소스에서 트랜스듀서를 자극할 수 있는 고조파가 감소되므로 바람직합니다. 해결책 #2는 고역 통과 필터이며 존재할 수 있는 고조파 왜곡을 감소시키지 않습니다.

승압비는 방정식 12에서 계산됩니다.

$$\frac{E_{\text{transducer}}}{E_{\text{out}}} = \frac{|191 - j40.9|}{\sqrt{50 \times 191}} = 2.00$$

포화 효과를 피하려면 인덕터가 페라이트가 아닌 에어 코어 유형이어야 하며 아마도 손으로 감아야 합니다. 롤러 조절식 인덕터도 유용하지만 다소 구하기가 어렵습니다. 커패시터는 운모 또는 고전압 가변 공기 장치와 같은 고전압, 고 Q 유형이어야 합니다. 이 예에서 전압 상승은 2에 불과했습니다. 석영 트랜스듀서로 작업할 때는 매우 큰 전압 증가가 예상될 수 있지만 리튬 니오베이트에서는 약 2 또는 3 정도를 예상할 수 있습니다.

이 시점에서 “왜 변압기를 사용하지 않고 회로를 조정할 필요가 없습니까?” 라는 의문이 생깁니다. 일반적으로 이것은 정확합니다. 그러나 경험에 따르면 변압기는 이러한 높은 수준에서 왜곡을 유발할 수 있으며 로우 패스 필터의 값은 손실됩니다. 따라서, 비선형 응용의 경우, LC 네트워크가 바람직할 수 있습니다.

또한 이 예에서는 회로에 영향을 미칠 수 있는 동축 케이블 임피던스가 무시되었다는 점도 지적해야 합니다. 이는 매칭 요소가 트랜스듀서에 매우 가깝게 배치되는 합리적인 절차입니다. 그렇지 않으면 케이블을 포함한 트랜스듀서의 임피던스는 전송선 이론을 사용하여 측정하거나 계산해야 합니다.

예 2

상용 PZT 트랜스듀서

이 일치 운동을 위해 선택된 트랜스듀서는 1인치 직경 1Mhz 단위입니다. 이 유형의 트랜스듀서에 일반적으로 포함된 후면 부하 및 병렬 정합 인덕터는 의도적으로 제외되었습니다. 백 로딩의 목적은 대역폭을 최대한 넓게 만드는 것이며, 그다지 중요하지 않습니다.

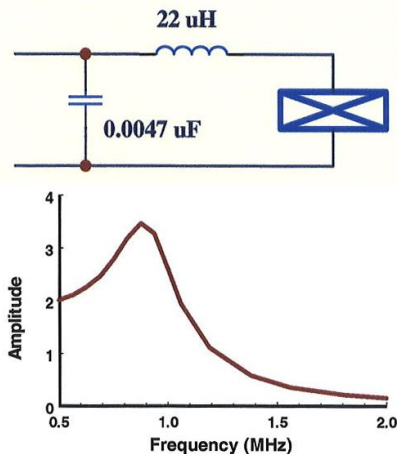
일반적으로 상용 장치에 설치되는 정합 인덕터는 RITEC 게이트 앰프의 고출력 RF 버스트를 견딜 수 없습니다. 그것은 완전히 고장나거나 타거나 신호를 포화시키고 왜곡시킵니다.

실제 최고 작동 주파수는 일반적으로 능동 소자의 공진 주파수보다 작습니다. 우리는 이 트랜스듀서를 0.9MHz에서 작동하고 있습니다. 트랜스듀서가 장착된 임피던스 브리지 측정 결과는 다음과 같습니다:

$$F = 0.9\text{MHz}; \quad R_o = 18.14\Omega; \quad X_o = -103\Omega \\ R_i = 50\Omega; \quad X_i = 0$$

그런 다음 이 값은 방정식 3, 4 및 5를 사용하여 Q, Xa 및 Xb를 계산하는 데 사용됩니다.

$$R_i = 50\Omega; \quad X_i = 0 \\ Q = \pm \sqrt{\left(\frac{50}{18.14} - 1\right)} = \pm 1.325 \\ \text{Using } Q = +1.325 \\ X_a = \frac{-50^2}{1.325 \times 50} = -37.73\Omega; \quad C_a = 0.0047\mu F \\ X_b = 1.325 \times 18.14 + 103 = 127\Omega \\ L_b = 0.22\mu H$$

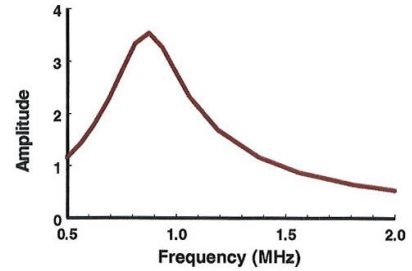


매칭 네트워크 출력

해결책 1

Using Q = -1.325

$$X_a = \frac{-50^2}{-1.325 \times 50} = 37.73\Omega; \quad L_a = 6.67\mu H \\ X_b = -1.325 \times 18.14 + 103 = 78.96\Omega \\ L_b = 14\mu H$$



매칭 네트워크 출력

해결책 2

송신기와 트랜스듀서의 위치를 반대로 한 후, 두 개의 더 일치하는 네트워크에 대한 파라미터가 계산됩니다.

$$R_i = 18.14\Omega; \quad X_i = -103\Omega; \quad R_o = 50\Omega; \quad X_o = 0$$

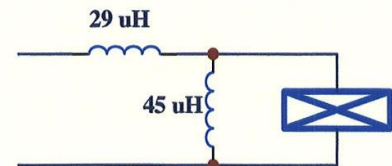
$$Q = \pm \sqrt{\frac{18.14 \left[1 + \left(\frac{-103}{18.14} \right)^2 \right]}{50} - 1} = \pm 3.32$$

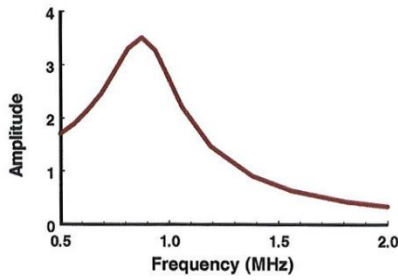
Using Q = +3.32

$$X_a = \frac{-\left(18.14^2 + 103^2\right)}{3.32 \times 18.14 - 103} = 256\Omega$$

$$L_a = 45\mu H$$

$$X_b = 3.32 \times 50 - 0 = 166\Omega; \quad L_b = 29\mu H$$

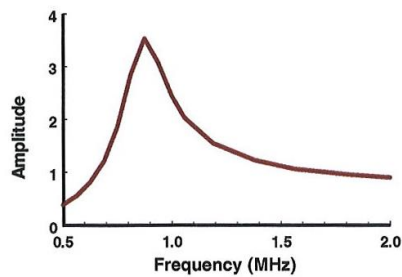
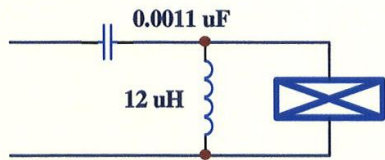




매칭 네트워크 출력

해결책 3

$$\begin{aligned} \text{Using } Q &= -3.32 \\ X_a &= \frac{-\left(18.14^2 + 103^2\right)}{-3.32 \times 18.14 - 103} = 66.7\Omega \\ L_a &= 11.8\mu H \\ X_b &= -3.32 \times 50 - 0 = -166\Omega; \quad C_b = 0.0011\mu F \end{aligned}$$



매칭 네트워크 출력

해결책 4

승압 비는 방정식 12에서 계산됩니다.

$$\frac{E_{transducer}}{E_{out}} = \frac{|18.14 - j103|}{\sqrt{50 \times 18.14}} = 3.47$$

3.47의 승압 계수는 이 트랜스듀서와 일치시키는 데 상당한 이점이 있음을 나타냅니다. 고출력 18uH 코일을 장치와 병렬로 배치하면 몇 가지 이점을 얻을 수 있습니다. 이것은 임피던스를 ~ 600Ω의 순수한 저항으로 변환하고 전송선 변압기를 사용할 수 있게 합니다.

예 3

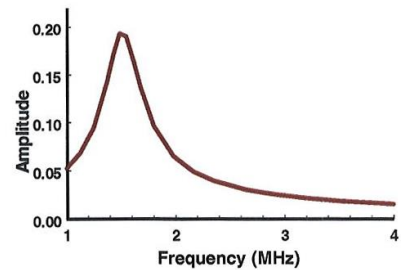
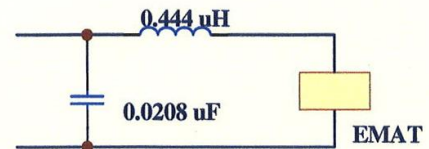
Meander 선 표면파 EMAT

EMAT의 임피던스는 벡터 임피던스 미터로 1.5MHz에서 측정되었습니다.

$$R_o = 0.512\Omega; \quad X_o = 0.844\Omega$$

임피던스가 매우 낮기 때문에 EMAT twinax 케이블을 포함하고 임피던스 미터 동축 케이블을 보상하기 위해 특별한 주의를 기울였습니다. 일치하는 네트워크 구성 요소는 방정식 3, 4 및 5를 사용하여 계산됩니다.

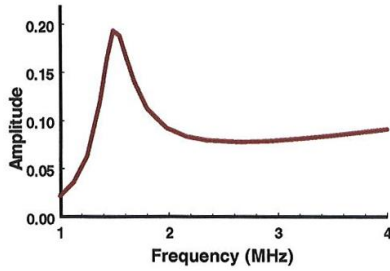
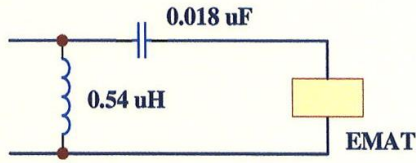
$$\begin{aligned} R_i &= 50\Omega; \quad X_i = 0 \\ Q &= \pm \sqrt{\frac{50}{0.512}} - 1 = \pm 9.83 \\ \text{Using } Q &= +9.83 \\ X_a &= \frac{-50^2}{9.83 \times 50} = -5.09\Omega; \quad C_a = 0.0208\mu F \\ X_b &= 9.83 \times 0.512 - 0.844 = 5.88\Omega \\ L_b &= 0.444\mu H \end{aligned}$$



매칭 네트워크 출력

해결책 1 (로우-패스)

$$\begin{aligned} \text{Using } Q &= -9.83 \\ X_a &= \frac{-50^2}{-9.83 \times 50} = 5.09\Omega; \quad L_a = 0.54\mu H \\ X_b &= -9.83 \times 0.512 - 0.844 = -5.88\Omega \\ C_b &= 0.018\mu F \end{aligned}$$



매칭 네트워크 출력

해결책 2 (하이-패스)

이제 Z_i 와 Z_o 의 위치를 바꾸고 두 가지 해결책을 더 찾아봅니다.

$$R_i = 0.512 \Omega; X_i = 0.844 \Omega; R_o = 50 \Omega; X_o = 0$$

가상의 Q 값이 제공되므로

$$Q = \pm \sqrt{\frac{0.512 \left[1 + \left(\frac{0.844}{0.512} \right)^2 \right]}{50}} - 1 = \pm \sqrt{-0.96}$$

1.5 MHz에서 이 트랜스듀서에 대한 해결책은 두 가지 뿐입니다.

승압 비는 이러한 낮은 임피던스가 관련되어 있기 때문에 예상되는 식 12로부터 계산된다.

$$\frac{E_{transducer}}{E_{out}} = \frac{|0.512 + j0.844|}{\sqrt{50 \times 0.512}} = 0.195$$

이러한 특정 경우에, 해결책 1은 고조파를 약화시키고 더 나은 스펙트럼을 생성하기 때문에 바람직하지 않을 수 있습니다.

예 4

팬케이크 코일 로렌츠 힘 EMAT

EMAT의 임피던스는 벡터 임피던스 미터로 1.5MHz에서 측정되었습니다.

$$R_o = 1.549; X_o = 9.295$$

다시 말하지만, 임피던스가 매우 낮았기 때문에 EMAT twinax 케이블을 포함하여 임피던스 미터 동축 케이블을 특별하게 관리했습니다. 일치하는 네트워크 구성 요소는 방정식 3, 4 및 5를 사용하여 계산됩니다.

$$R_i = 50 \Omega; X_i = 0$$

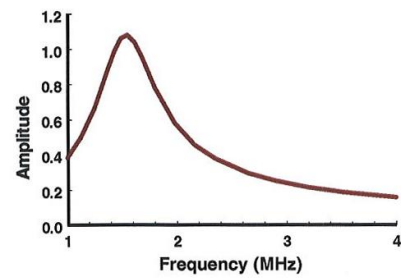
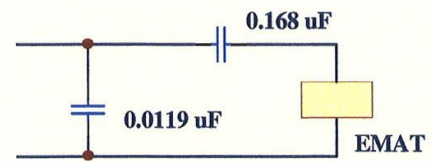
$$Q = \pm \sqrt{\frac{50}{1.549}} - 1 = \pm 5.59$$

$$\text{Using } Q = +5.59$$

$$X_a = \frac{-50^2}{5.59 \times 50} = -8.94 \Omega; C_a = 0.0119 \mu F$$

$$X_b = 5.59 \times 1.549 - 9.295 = -0.632 \Omega$$

$$C_b = 0.168 \mu F$$



매칭 네트워크 출력

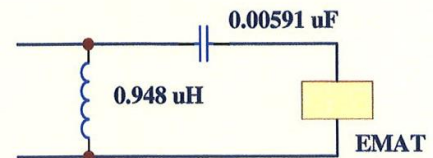
해결책 1

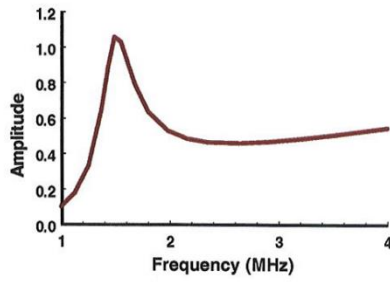
$$\text{Using } Q = -5.59$$

$$X_a = \frac{-50^2}{-5.59 \times 50} = 8.94 \Omega; L_a = 0.948 \mu H$$

$$X_b = -5.59 \times 1.549 - 9.295 = -17.958 \Omega$$

$$C_b = 0.00591 \mu F$$





매칭 네트워크 출력

해결책 2

송신기와 트랜스듀서의 위치를 반대로 한 후, 두 개의 더 일치하는 네트워크에 대한 파라미터가 계산됩니다.

$$R_i = 1.549 \Omega; X_i = 9.295 \Omega; R_o = 50 \Omega; X_o = 0$$

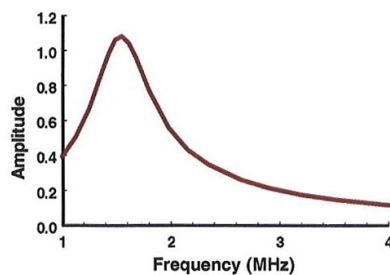
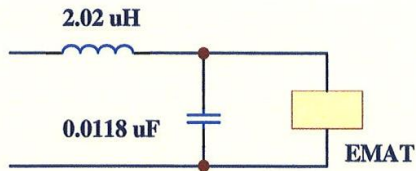
$$Q = \pm \sqrt{\frac{1.549 \left[1 + \left(\frac{9.295}{1.549} \right)^2 \right]}{50} - 1} = \pm 0.38$$

Using $Q = +0.38$

$$X_a = \frac{-(1.549^2 + 9.295^2)}{0.38 \times 1.549 + 9.295} = -8.98 \Omega$$

$$C_a = 0.0118 \mu F$$

$$X_b = 0.38 \times 50 - 0 = 19 \Omega; L_b = 2.02 \mu H$$

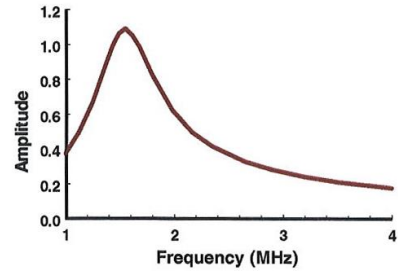
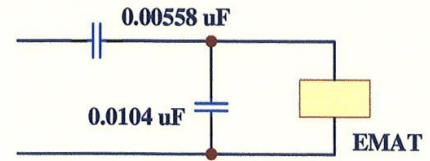


해결책 3

Using $Q = -0.38$

$$X_a = \frac{-(1.549^2 + 9.295^2)}{-0.38 \times 1.549 + 9.295} = -10.2 \Omega; C_a = 0.0104 \mu F$$

$$X_b = -0.38 \times 50 - 0 = -19 \Omega; C_b = 0.00558 \mu F$$



매칭 네트워크 출력

해결책 4

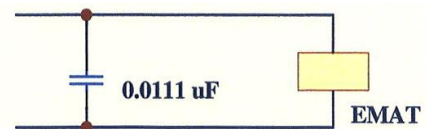
승압비는 방정식 12에서 계산됩니다.

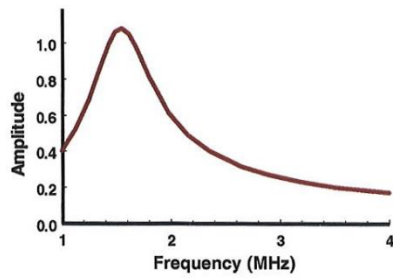
$$\frac{E_{transducer}}{E_{out}} = \frac{|1.549 + j9.295|}{\sqrt{50 \times 1.549}} = 1.07$$

승압율이 너무 가깝다는 사실은 직렬 정합 소자에 걸쳐 현저한 전압 강하가 없고, 그 성분 중 하나를 제거하는 것이 가능하다는 사실을 나타냅니다. 방정식 8과 9는 트랜스듀서 임피던스의 병렬 형태를 계산하는 데 사용됩니다.

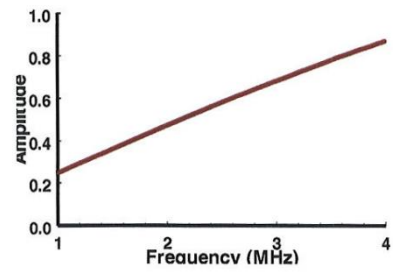
$$X_p = 9.55 \Omega \quad \text{and} \quad R_p = 57.3 \Omega$$

0.0111uF를 사용하여 인덕턴스를 공진시키는 경우 임피던스는 57.3Ω 저항이됩니다. 이것과 50의 차이는 완전히 사소합니다. 해결책 번호 5는 확실한 선택입니다.





매칭 네트워크 출력



매칭하지 않은 EMAT의 전압

해결책 5

간단한 병렬 커패시턴스가 EMATs의 임피던스 정합을 개선하기 위해 한동안 성공적으로 사용되었습니다.

광대역 작동이 필요한 경우, 매칭없이 트랜스듀서를 직접 구동할 가능성을 검사하는 것도 중요합니다.

이 예에서, LC 네트워크를 사용하는 것보다 더 넓은 대역폭을 얻기 위해 전송 라인 변환기를 사용하는 것을 고려하는 것이 유용할 수 있습니다. 이 작업에서 논의된 단순한 네트워크보다 LC 매칭 네트워크가 더 복잡하며 더 넓은 대역폭을 위해 설계될 수 있습니다.

고전압 튜닝 커패시터 및 인덕터는 다음으로부터 얻을 수 있습니다 :

Cardwell Condenser Corporation

80 East Montauk Highway

Lindenhurst, New York 11757

(516) 957-7200

RITEC Inc., 60 Alhambra Rd. Suite 5, Warwick, RI02886

전화 (401)738-3660 이메일: info@RitecInc.com 웹사이트: www.RitecInc.com