

## EMI 해석을 위한 트랜스포머 권선 모델

김 영 응 , 김 태 진 , 정 동 열 , 홍 성 수 , 사 공 석 진  
국민대학교 전자공학과

### The Transformer Winding Model for EMI Analysis

Y.U Kim , T.J Kim , D.Y Jung , S.S Hong , S.C Sakong  
Electronic Engineerings , Kookmin University

#### ABSTRACT

본 논문에서는 EMI 주파수 대역에서 트랜스포머의 권선 임피던스 특성을 예측하는데 사용할 수 있는 트랜스포머 권선의 다중 공진 회로 모델을 제시하도록 한다. 제시되는 모델은 측정과 간단한 몇 가지 계산을 통하여 바로 얻어질 수 있다. 플라이백 컨버터에 사용된 트랜스포머를 예로 하여 제시된 모델을 검증한다.

#### 1. 서 론

전원 공급기 설계시 기존의 전자파 방해 (Electromagnetic Interference, EMI) 최소화 및 EMI 필터 최적화는 시행 착오 방식에 의존하였다. 그러나, 최근 설계 단계에서 시뮬레이션을 사용하여 전도 노이즈와 EMI 필터의 최적화를 수행할 수 있는 방법들이 제안되고 있는데, 이 방법의 적용을 위해 트랜스포머의 시뮬레이션 모델이 필수적이다.

[4]에서는 제작된 트랜스포머 권선의 임피던스 측정에 입각하여 트랜스포머 모델을 구성하고 있다. 측정은 전도 EMI 관심 대역인 40MHz 까지를 포함하는 100MHz 까지를 취한다. 따라서, 주어지는 권선 모델은 EMI 예측을 위해 사용될 수 있는 가능성을 지닌다.

그러나, [4]에 제시된 모델은 EMI 예측에 사용하기에는 부적절한 면이 일부 존재한다. 따라서, 본 논문에서는 [4]의 모델에 근간하여 고주파 영역에서 권선의 임피던스 특성을 분석한 뒤, 이를 토대로 통합된 다중 공진 회로 모델을 제시하도록 한다. 플라이백 컨버터에 사용된 트랜스포머의 예제를 통해, 모델의 정확도를 검증하도록 하겠다.

#### 2. 다중 공진 회로 모델

[4]에서 제시된 모델은 전술된 바와 같이 고주

파 영역의 트랜스포머 임피던스 특성을 모델에 포함시키는 장점이 있다. 하지만, EMI 해석에는 문제점이 존재하는데 다음과 같다.

첫째, [4]에서는 고주파 영역에서 발생하는 여러 공진을 각기 다른 권선에서 반사되는 것으로 해석하였다. 따라서, 다른 권선에서 반사된 공진은 모델에 포함시키지 않았다. 하지만, 이는 권선의 상호 작용을 고려하지 않게 되어 모델에 오차를 불러일으킬 수 있다.

두번째 문제점은 지나친 임피던스 특성의 근사화에 있다. [4]에 의하면 개략적인 임피던스의 형태를 네 가지 모델 중 한 가지로 근사화한 뒤에 모델을 구성하고 있다. 그러나, 측정 결과 네 가지중 어떤 것에도 부합하기 어려운 특성을 갖는 권선들이 존재할 수도 있다.(보조 권선 및 8.7V 권선) 이런 경우 무리한 근사화는 고주파에서의 임피던스 특성을 명확히 표현하지 못하는 단점을 갖게 된다. 이 역시 시뮬레이션 결과에 오차를 발생하는 요소가 된다.

위와 같은 문제점들을 해결하기 위해 트랜스포머 모델은 전도 EMI 관심 대역(약 45MHz 정도)까지 발생하는 공진 현상을 가능한 한 모두 포함시켜야 한다. 이는 주파수별로 다르게 나타나는 누설 성분들을 분리하여 모델링을 취하는 다중 공진 회로 모델의 적용에 의해 가능하다. 다중 공진 회로 모델은 그림 5에 나타나 있다. 제시된 모델은 각각의 누설 성분들에 의한 공진을 모두 개별적인 공진 회로로 구성하고 있다 이를 통해 트랜스포머의 고주파 영역 임피던스 특성을 모두 만족시키는 모델을 얻을 수 있다. 다음 절에서는 다중 공진 회로 모델의 구성 방법을 설명하고, 사용된 플라이백 컨버터용 트랜스포머를 통해 결과를 점검하도록 하겠다.

##### 2.1 트랜스포머 특성 측정

##### 2.1.1 시간축상의 특성 측정

먼저, 트랜스포머의 시간축상에서의 전압/전류 특성을 참고한다. 이는 트랜스포머가 일반적인 특성을 나타내는지 아닌지에 관한 사항을 조사하기

위함이다. 측정에는 Lecroy 디지털 스코프를 사용하였다. 점검 결과 사용된 트랜스포머는 정상적인 동작을 보였다. 따라서, 표준 트랜스포머 모델을 사용하는 데 무리가 없다는 판단을 내릴 수 있다.

### 2.1.2 주파수축상의 특성 측정

측정의 다음 단계는 각 권선의 주파수축상에서의 임피던스/위상 곡선 측정(개방 회로 측정)이다. 이 측정의 목적은 권선에 대한 매개 변수 추출 및 누설 인덕턴스 점검에 있다. 측정에는 HP4194A 등의 임피던스 분석기와 고주파 프로브를 사용하면 된다. 이 과정은 [4] 에서 주어진 측정 과정과 동일하다. 측정은 10kHz 에서 100MHz 정도까지 주파수 범위에서 개방 회로 임피던스/위상 곡선 측정과 각 권선의 임피던스 측정을 실시한다.

이 단계에서의 측정 결과를 사용하여 모델에 사용될 매개 변수를 계산할 수 있다. 인덕턴스 측정 결과는 표 1 에 나타내었다. 다음 절에서 최종적인 모델을 구성하는 방법을 설명하도록 한다.

### 2.2 계산 과정

그림 1 에 주어진 다중 공진 회로의 임피던스는 (1) 과 같이 표현할 수 있다.

$$Z(s) = R_{dc} + \frac{s/C_w}{s^2 + s/(R_{core}C_w) + 1/(L_m C_w)} + \frac{s/C_{leak1}}{s^2 + s/(R_{leak1}C_{leak1}) + 1/(L_{leak1}C_{leak1})} + \frac{s/C_{leak2}}{s^2 + s/(R_{leak2}C_{leak2}) + 1/(L_{leak2}C_{leak2})} + \dots \quad (1)$$

그러나, 권선의 임피던스 측정 결과 공진의 개수가 많을 경우 (1) 의 수식을 그대로 풀어서 표현하는 것에는 무리가 따른다. 따라서, 계산에는 몇 가지 가정과 근사화를 취하게 되는데 다음과 같다.

- 1) 권선의 DC 저항  $R_{dc}$  는 계산시 무시한다.
- 2) 공진 주파수에서의 임피던스 크기는 해당 공진 회로의 감쇠 저항( $R_{core}$ ,  $R_{leak}$ ) 값이다.
- 3) 인접한 두 개의 공진만을 고려하여 전달 함수를 계산한다.

위에 주어진 세 가지 가정과 근사화를 통해 모델의 구성은 손쉬운 계산만으로 이루어지게 된다. 각 권선에 대한 계산 방식이 공히 동일하므로, 여기서는 1차측 권선에 대한 모델링 과정만을 보이도록 하겠다.

먼저, 측정을 통한 각 권선의 인덕턴스와 1차 공

진점에 대한 임피던스 정보로부터 1차 공진에 해당하는 매개 변수들을 구성할 수 있다. 인덕턴스 측정 결과는 표 1 의 값을 참조한다. 표 1 에 따르면 1차측의 자화 인덕턴스  $L_m$  은 1.38mH 이다. 표 2 에서 공진 정보를 참조하면, 공진 주파수는 1.03MHz 이고  $R_{core}$  값은 이 때의 피크치 213k $\Omega$  이 된다. 남은 1차 공진 매개 변수  $C_w$  는 공진 주파수와  $L_m$  값을 통해 17.3pF 으로 구해진다.

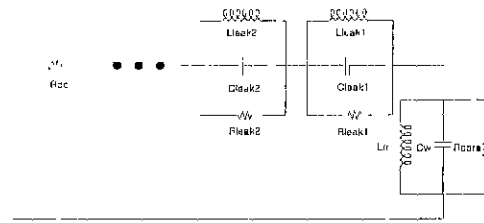


그림 1 개별 권선의 다중 공진 회로 모델  
Fig 1 Multi-resonance model of individual winding

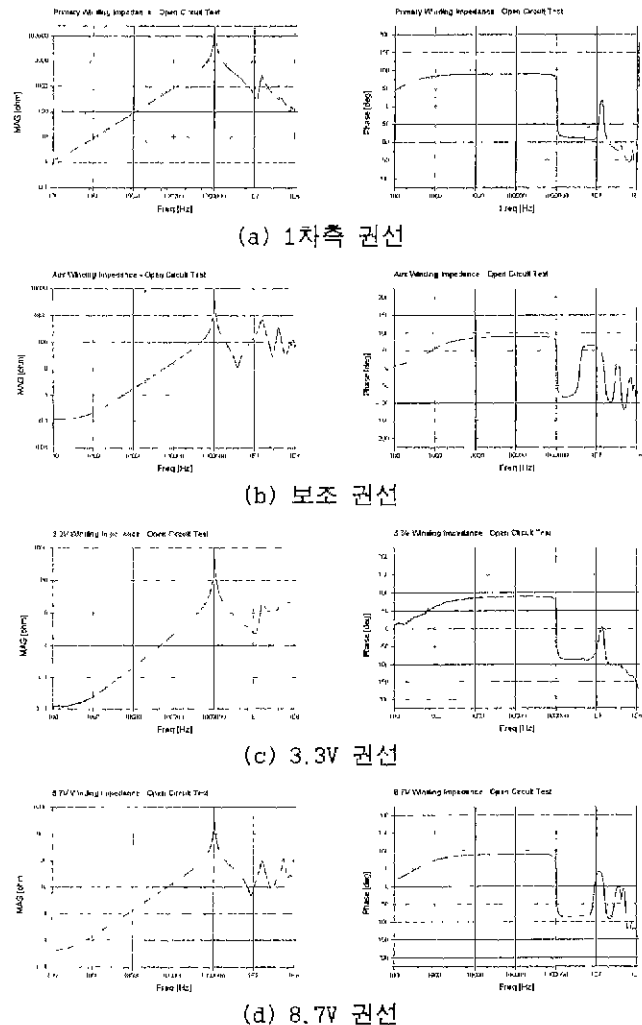


그림 2 트랜스포머의 주파수축상의 임피던스 측정 결과  
Fig 2 Impedance measurement results of transformer on frequency domain

표 1 인덕턴스 측정 결과

Table 1 The results of inductance measurement

	1차측 권선	보조 권선	3.3V 권선	8.7V 권선
L(H)	1.38m	43.7u	3.7u	24.6u

1차 공진에 해당하는 매개 변수를 모두 추출한 뒤 그 다음 단계는 2차 공진의 매개 변수들을 구해 내는 것이다. 3)의 근사화에서 제시된대로 2차 공진과 1차 공진만을 고려한 권선의 임피던스는 (2)와 같이 표현할 수 있다.

여기서는 1차 공진의 매개 변수들에 의존한 계산을 실시하게 된다. 1차/2차 공진 주파수와 선행 단계에서 구해진  $L_m$ ,  $C_w$  값을 (5)에 대입하여  $L_{leak1}$ 을 5.26uH로 구할 수 있다. 이를 다시 (7)에 대입하면  $C_{leak1}$ 은 20.92pF으로 주어진다. 1차 공진 때와 마찬가지로 공진점에서의 임피던스 크기를 통해  $R_{leak1}$ 은 2.71k로 주어진다.

3차 공진을 계산할 때에는 3)의 근사화를 사용한다. 즉, 이제 2차 공진 회로의 매개 변수 성분들을 각각  $L_m$ ,  $C_w$ ,  $R_{core}$ 의 값으로 상정한다. 대부분의 경우 인접한 공진의 계산만을 통해서도 정확도에 큰 영향없이 모델을 구성할 수 있다. 따라서, 3차, 4차 공진 정보를 (3)~(7)에 대입하여 동일한 계산 과정을 반복하면 나머지 공진 회로의 매개 변수들을 구해낼 수 있게 된다.

각 권선에 대해서 위에 설명된 과정을 모두 실행하여 매개 변수들을 추출해낸 결과를 표 3에 보이고 있다. 추출된 매개 변수에 의해 회로를 구성한 뒤 PSpice를 사용하여 각 권선을 각각 시뮬레이션한 결과를 그림 3에 나타내었다. 전체 회로에 포함되는 시뮬레이션에는 그림 4의 모델을 사용하게 된다. 이는 실제 시뮬레이션에는 코어의 특성을 포함하여야 하기 때문이다. 그림 4에는 2차측 권선의 병렬 요소는 모두 제외된 상태이다. 이는 코어를 포함했을 경우 1차측의 병렬 요소가 반사되어 보이기 때문에 임피던스의 중복을 피하기 위해서이다. 전체 회로의 시뮬레이션에서도 모델은 이상없이 동작하였다.

$$Z(s) = sK_1 \times \frac{s^2 + as + b}{[s^2 + \alpha_1 s + \beta_1][s^2 + \alpha_2 s + \beta_2]} \quad (2)$$

$$K_1 = \frac{C_w + C_{leak1}}{C_w C_{leak1}} \quad (3)$$

$$a = \frac{1}{C_w + C_{leak1}} \left( \frac{C_{leak1}}{R_{core}} + \frac{C_w}{R_{leak1}} \right) \quad (4)$$

$$b = \frac{1}{C_w + C_{leak1}} \left( \frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{leak1}} \right) \quad (5)$$

$$\alpha_1 = \frac{1}{R_{core} C_w}, \quad \beta_1 = \frac{1}{L_m C_w} \quad (6)$$

$$\alpha_2 = \frac{1}{R_{leak1} C_{leak1}}, \quad \beta_2 = \frac{1}{L_{leak1} C_{leak1}} \quad (7)$$

### 2.3 결과 분석

제시된 다중 공진 회로 모델은 [4]에서 언급된 네 개의 모델을 사용하지 않았다. 권선의 기본적인 임피던스 특성만을 발체하여 모델링하는 방식으로 주파수축상에서 근거리에 위치한 각 공진점의 특성을 정확히 묘사하기 어렵기 때문이다. 따라서, 여기서는 측정 결과 나타난 모든 공진을 고려하여 각 매개 변수를 결정하였다.

표 2 임피던스 측정 결과에서 추출된 극점/영점  
Table 2 Pole/Zero location extracted from impedance measurement

		Primary Winding				Auxiliary Winding			
		Pole		Zero		Pole		Zero	
		Freq	Mag	Freq	Mag	Freq	Mag	Freq	Mag
Open Circuit Test	Open	1.03	213k	11.25	245	1.05	3.57k	3.84	11.57
	Circuit	14.85	2.71k	33.95	290	15.42	716.68	28.43	29.55
	Test	42.74	370	74.53	93.4	40.43	383.29	59.67	38.36
Short	Aux	81.77	159	13.05	134.16				
		3.84	8.33k	13.05	134.16				
		15.42	1.05k	20.37	148.4				
Circuit	3.3	24.97	865.89	45.19	93.57				
		55.41	2.31k						
						11.9	315.59	17.89	16.92
Zero	Pr					27.4	233.14	31.78	32.53
						41.19	125.09	47.77	34.45
						73.17	24.64		
Resistance	8.7	5.34	5.57k	11.68	160.68	20.37	645.63	28.96	34.58
		20.37	5k	33.95	351.11	41.19	456.28	58.58	14.81
		13.74	568.74	74.53	89.7	78.8	136.67		
DC Resistance = 0.05	3.3V Winding	81.77	30						
		7.91	2.33k	11.47	184.96	7.63	81.5	9.01	33.47
		15.14	1.38k	17.24	432.99	23.62	425.11	29.51	49.41
DC Resistance = 0.12	8.7V Winding	24.1	4.09k	33.69	335.13	41.19	501	55.41	21.94
		43.74	651.12	74.53	93.8	93.1	121.91		
Open Circuit Test	Aux	1.05	479.3	10.6	2.31	1.05	3.12k	8.85	4.79
		16.31	28.8			16.31	89.47	28.43	7.66
						54.39	115.87		
Short	Pr	3.77	13.85	11.25	0.85	3.7	99.85	9.35	1.7
		15.71	1.88	21.14	0.86	26.89	46.08	30.06	15.64
		27.91	5.08			55.41	122.31	71.43	6.48
Circuit	3.3					80.27	16.95		
						11.68	12.64	14.06	4.50
						41.19	36.35	49.58	5.47
Resistance	8.7					107.98	57.19		
						6.22	50.23	8.68	4.53
						20.37	74.93	27.4	5.27
DC Resistance = 0.01	3.3V Winding					54.39	103.17	71.82	2.76
						80.27	11.81		
DC Resistance = 0.04	8.7V Winding								

\* Freq : [MHz] , Mag : [Ohm]

실제 측정치와 다중 공진 회로 모델에 의한 시뮬레이션 결과를 비교해 보면 측정 결과와 거의 유사한 결과를 보이는 것을 알 수 있다. 전술된 것처럼 이는 다른 권선에서 반사되어 보이는 공진을 모두 포함하는 모델을 제시하였고, 누설 인덕턴스를 나누어 해석했기 때문이다.

유감스럽게도 위상 특성의 경우 약 30MHz를 넘어서면서부터 눈에 띄는 오차가 발생하기 시작하는데, 이는 코어의 비선형성에 의한 트랜스포머의 특성 변화에 기인한 것으로 생각된다. 전도 EMI 관심 대역이 45MHz 정도까지이므로 여기서는 이 현상에 대한 모델링을 배제할 것을 결정하였다. 본

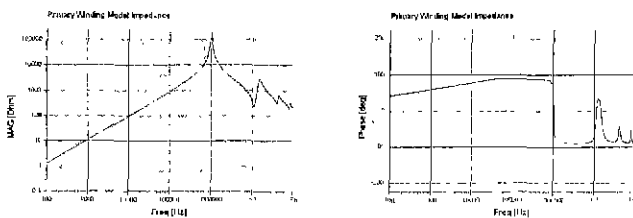
본문의 목적은 정확한 권선 모델의 제시에 있으므로, 이에 관한 연구는 향후 과제로 남기도록 한다.

표 3 측정 결과로부터 추출되는 각 권선의 다중 공진 회로 모델 매개 변수

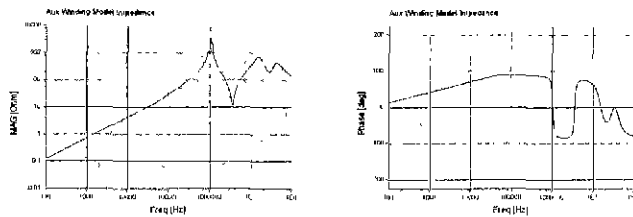
Table 3 Parameters of Multi-winding circuit model extracted from measurement

	Primary				Auxiliary		
	Resonance				Resonance		
	1st	2nd	3rd	4th	1st	2nd	3rd
R(ohm)	213k	2.71k	370	159	3.57k	716.68	363.29
L(H)	1.38m	5.26u	159.21n	13.18n	43.7u	3.31u	0.7u
C(F)	17.3p	20.92p	87.12p	287.56p	525.86p	32.18p	22.14p
R <sub>dc</sub> (ohm)	0.95				0.12		

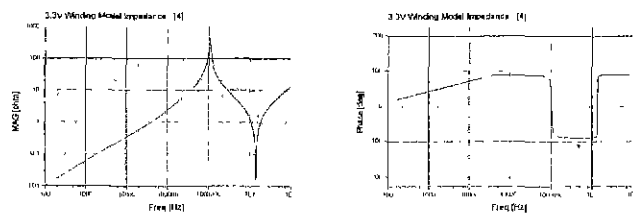
	3.3V		8.7V		
	Resonance		Resonance		
	1st	2nd	1st	2nd	3rd
R(ohm)	479.3		3.12k	89.47	115.87
L(H)	3.7u	21.18n	24.6u	247.96n	88.39n
C(F)	6.21n		934.15p	384.01p	96.84p
R <sub>dc</sub> (ohm)	0.01		0.04		



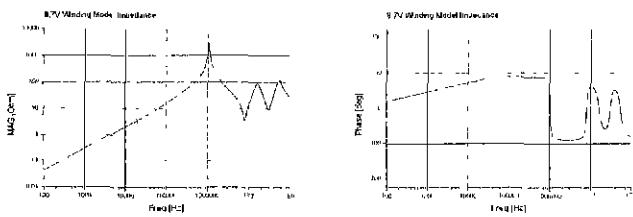
(a) 1차측 권선



(b) 보조 권선



(c) 3.3V 권선



(d) 8.7V 권선

그림 3 제시된 모델의 PSpice 시뮬레이션 결과  
Fig 3 PSpice simulation results of proposed model

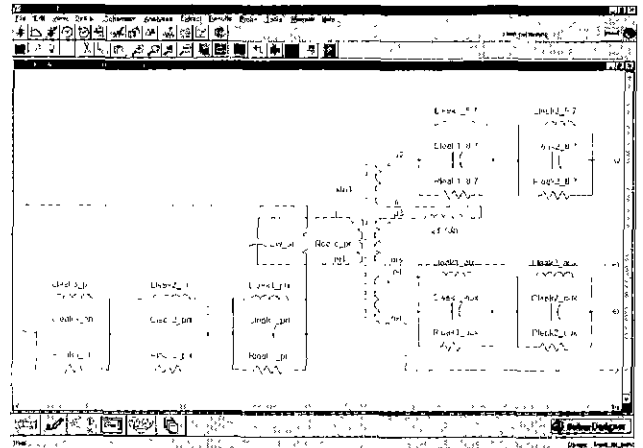


그림 4 회로 시뮬레이션용 트랜스포머 모델  
Fig 4 Transformer model for circuit simulation

### 3. 결론

임피던스 분석을 통해 얻어진 측정 결과를 이용하여, EMI 해석에 사용할 수 있는 트랜스포머의 다중 공진 회로 모델을 제시하였다. 측정 결과를 통해 나타나는 파형에서 극점/영점 정보를 추출하고, 이를 통해 간단한 제산을 거쳐 모델의 매개 변수들을 추출할 수 있다. 제시된 모델은 관심 대역은 45MHz 까지의 주파수 내에서 트랜스포머의 임피던스 특성을 상당한 정확도로 표현할 수 있으며, 결과적으로 구성된 모델은 별도의 변환 과정없이 회로 동작 시뮬레이션 및 EMI 스펙트럼 시뮬레이션에 사용할 수 있다.

이 논문은 1999년도 두뇌한국21사업 핵심분야에 의하여 지원되었음.

### 참고 문헌

- [1] Sayed-Amr El-Hamamsy, and, Eric I. Chang, "Magnetics Modeling for Computer-Aided Design of Power Electronics Circuits", IEEE, 1989
- [2] G. W. Ludwig, and, Sayed-Amr El-Hamamsy, "Coupled Inductance and Reluctance Models of Magnetic Components", IEEE, 1991
- [3] J. Wang, and, A. F. Witulski, "Derivation, Calculation and Measurement of Parameters for a Multi-Winding Transformer Electrical Model", IEEE, 1999
- [4] R. W. Michelet, "Developing Simulation Models for Real Transformers", Cadence, Power Supply Seminar, 1992
- [5] Wei Zhang, "Integrated EMI/Thermal Design for Switching Power Supplies", VPEC, 1998
- [6] Tim Williams, "EMC for Product Designers", Newnes, 1992