

# SST를 이용한 전기강판의 2차원 자기특성 측정을 위한 새로운 자속밀도 파형 제어법

論 文

57-7-7

## A New Algorithm of B-waveform Control for the Measurement of Two-dimensional Magnetic Properties of Electrical Steel Sheets using Single Sheet Tester

陰 泳 煥\* · 尹 熙 盛\* · 高 彰 燮†

(Young-Hwan Eum · Hee-Sung Yoon · Chang-Seop Koh)

**Abstract** - The measurement of two-dimensional magnetic properties of electrical steel sheet using single sheet tester (SST) requires to control the  $B$ -waveform as sinusoidal. The SST electric circuit, in general, has inductance, and this makes the phase lag in electric current. For this reason, the induced voltages of  $H$ - or  $B$ -coil may have phase difference from the exciting voltage. In this paper, a new algorithm is developed to compensate the phase difference and makes the  $B$ -waveform control efficient. The developed algorithm experimentally calculates the phase difference based on the measured waveform of the induced voltage for the magnetic field intensity along transverse direction. By using the proposed algorithm, the two-dimensional magnetic properties of grain-orientated electrical steel sheet (30PG110) is measured up to 2T. By comparing the measured  $B$ - and  $H$ -waveforms, the effectiveness of the proposed algorithm is proven.

**Key Words** :  $B$ -waveform control, Electrical Steel Sheet, Single Sheet Tester (SST), Two-dimensional magnetic properties, IEC 404-2

### 1. 서 론

전기강판(Electrical steel sheet)은 변압기, 전동기, 그리고 발전기를 비롯한 거의 모든 전기기기를 구성하는 중요한 구성요소이다. 따라서 전기강판을 이용하여 제작된 전기기기의 자기적인 특성은 당연히 전기강판의 자기적인 특성에 따라 달라진다. 이러한 관점에서 볼 때 전기강판의 특성을 정확히 측정할 수 있는 기술은 우수한 품질의 전기강판을 생산하기 위해서는 물론, 그 측정결과를 전기기기의 설계과정에 적용하여 고효율, 고성능의 우수한 전기기기 개발하기 위해서도 매우 중요한 기술이라 할 수 있다 [1].

국제표준 및 일본, 영국 등의 표준규격에 따르면 전기강판의 모든 자기적 특성은 정현파 자속밀도 조건에서 측정되도록 규정하고 있다 [2, 3, 4]. 따라서 전기강판 내의 자속밀도를 정현파로 유지하기 위하여 인가되는 여자전압의 파형, 또는 여자전류의 파형을 적절히 조절하는 과정이 필요하며, 이 과정을 자속밀도 파형제어( $B$ -waveform control) 라고 한다. 현재까지 자속밀도 파형제어를 위하여 analog method, digital feedback method, inverting harmonic method 등이 사용되고 있으며, 그 중에서도 재현성이 우수하고 외부 노이즈에 강한 digital feedback method가 널리 이용되고 있다 [5, 6]. 또한 통상의 경우 측정 시 발생하는 외부 노이즈의

제거 및 원활한 제어를 위해 기본파를 포함하는 홀수차 5개의 고조파만을 이용하여 자속밀도의 파형을 제어 한다 [5, 6].

그러나 측정 시료가 포화될 정도 또는 그 이상의 영역에서 자기특성을 측정하고자 하는 경우에는 전기강판의 포화에 따른 비선형 자기특성으로 인하여 측정되는 파형에 많은 고조파성분이 함유되고 측정신호가 많이 왜곡된다. 이러한 이유로 실제의 측정에서 홀수차 5개의 고조파만을 이용하여 제어할 경우 실제 측정되는 자속밀도의 파형은 문헌 [2, 3, 4]의 규정을 만족하기 어렵고, 따라서 기존의 자속밀도 파형제어 방법은 특히 시료가 포화된 이후에는 자속밀도를 충분히 정현파에 가깝도록 제어하기 매우 어려웠고, 이로 인하여 측정에 많은 시간이 소요되었다.

본 자속밀도 및 자계의세기에 대응하는  $B$ -coil 및  $H$ -coil의 유기기전력을 측정하고 이에 기초한 새로운 자속밀도파형 제어법을 제안하였다. 제안된 방법은 이방성 전기강판(Grain-oriented electrical steel sheet) 30PG110에 교번자계가 인가되는 경우의 자기특성을 측정함으로써 그 타당성을 입증하였다.

### 2. 자속밀도 파형의 제어법

#### 2.1 종래의 자속밀도파형 제어 및 문제점

그림 1은 전기강판의 자기특성 측정을 위하여 본 논문에서 이용된 2축 여자형 Single Sheet Tester (SST)의 구성도를 나타낸다. 이 시스템은 신호처리 및 여자전압의 파형을 발생시키는 컴퓨터와 인터페이스를 위한 DAQ보드, 여자용

† 교신저자, 正會員 : 忠北大 電氣電子컴퓨터 工學部 教授

E-mail : kohcs@chungbuk.ac.kr

\* 學生會員 : 忠北大 電氣工學科 碩士課程

接受日字 : 2008年 3月 31日

最終完了 : 2008年 5月 19日

전력증폭기(Power amplifier), 자기회로를 구성하는 요크 및 여자권선 그리고 측정권선(B-coil 및 H-coil), 측정신호의 증폭을 위한 신호증폭기(Isolation amplifier)로 구성된다 [7].

특성을 측정하고자 하는 이방성 전기강판 시료에 압연방향(Rolling direction, RD)으로부터  $\theta$ 의 방향으로 최대치  $B_m$ 인 자속밀도를 인가하고자 하는 경우, 압연방향의 수직 방향(Transverse direction, TD)에 인가되는 자속밀도의 파형은 그림 2와 같이 각각 다음과 같이 주어진다.

$$B_R(t) = B_m \cos\theta \sin(\omega t) \text{ [T]} \quad (1)$$

$$B_T(t) = B_m \sin\theta \sin(\omega t) \text{ [T]} \quad (2)$$

또한 이때 RD 및 TD의 B-coil에서 측정되는 유기전압은 다음과 같은 파형을 가져야 하며,

$$e_{BR}(t) = (NA)\omega B_m \cos\theta \cos(\omega t) \text{ [V]} \quad (3)$$

$$e_{BT}(t) = (NA)\omega B_m \sin\theta \cos(\omega t) \text{ [V]} \quad (4)$$

여기서 (NA)는 B-coil의 면적과 권회수의 곱 (Area turn)이다. 따라서 자속밀도의 파형을 정현파로 유지하기 위하여 즉, RD 및 TD의 B-coil 유기기전력이 식 (3) 과 (4)와 같이 되도록 하기 위하여 여자전압의 파형을 제어해야 한다.

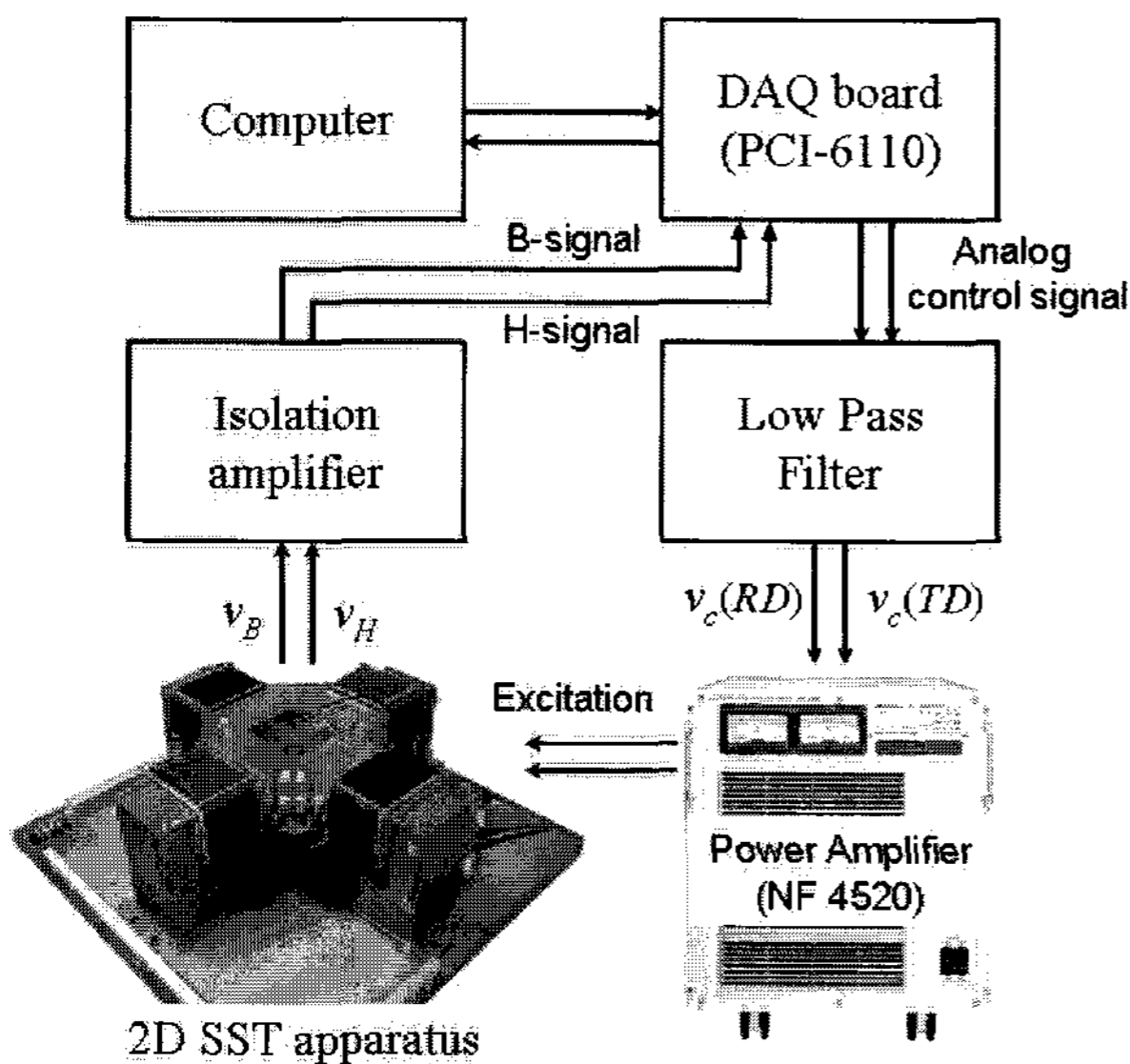


그림 1 2축 여자형 Single Sheet Tester  
Fig. 1 Double-excitation-type Single Sheet Tester

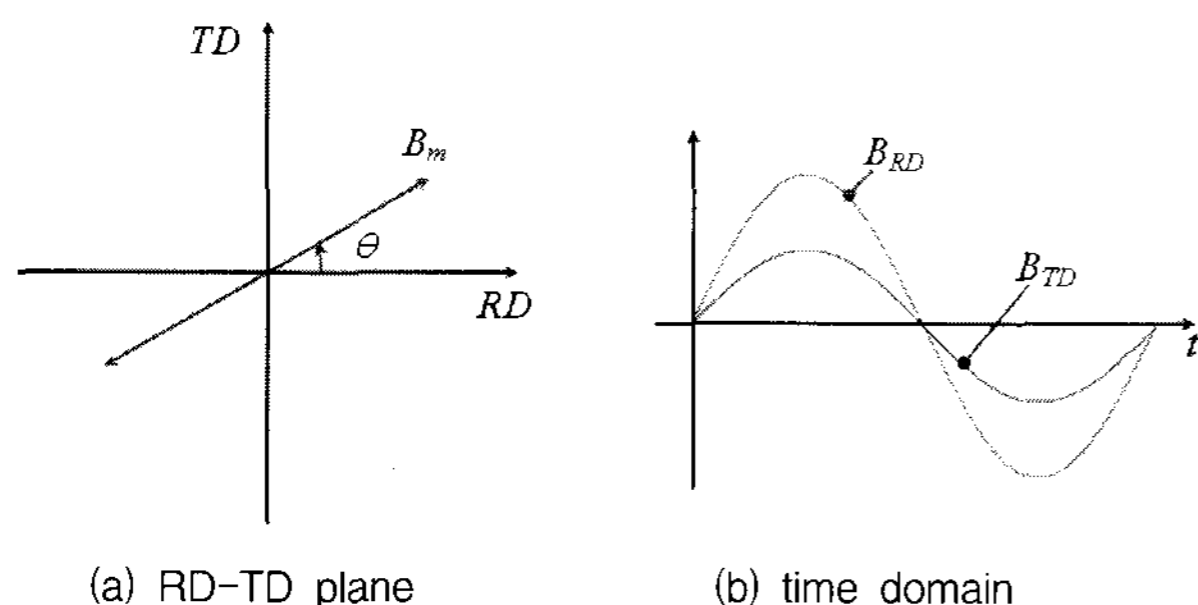


그림 2 2차원 교번자계의 정의  
Fig. 2 Two-dimensional alternating magnetic field

일반적으로 널리 이용되는 digital feedback method의 경우 다음의 과정을 통해 자속밀도의 파형을 제어한다 [7].

- (1) 컴퓨터에서 발생된 RD 및 TD의 정현파 초기 여자전압( $v_{cR}^1$  및  $v_{cT}^1$ )을 DAQ보드, 저대역 통과필터 그리고 전력증폭기를 통하여 여자권선에 인가한다.
- (2) B-coil에 유기되는 출력전압  $e_{BR}, e_{BT}$ 을 측정한다.
- (3) 여자전압과 유기전압을 푸리에 변환하여 각각의 기본파 성분  $V_{cR1}, V_{cT1}$ 과  $E_{BR1}, E_{BT1}$ 을 구한다.
- (4) 제어과정의 (i+1)번째 반복에서 RD와 TD의 여자전압의 파형  $v_{cR}^{i+1}$ 과  $v_{cT}^{i+1}$ 는 각각 다음 식으로 결정된다.

$$v_{cR}^{i+1} = v_{cR}^i - K \frac{V_{cR1}^i}{E_{BR1}^i} (e_{BR}^i - e_{BR}) \quad (5)$$

$$v_{cT}^{i+1} = v_{cT}^i - K \frac{V_{cT1}^i}{E_{BT1}^i} (e_{BT}^i - e_{BT})$$

여기서 K는 귀환계수(feedback coefficient)이고,  $e_T$ 는 식 (1)과 (2)에서 정의되는 유기기전력이다. 이 식에 의하면 RD와 TD의 여자전압  $v_{cR}, v_{cT}$ 는 각각 유기기전력  $e_{BR}, e_{BT}$ 와 동상인 것으로 가정되고 있음을 알 수 있다. 그림 1의 SST에서 자기회로의 구성을 보면, 그림 3에서와 같이 2축 여자형 SST는 RD, TD 요크마다 한 쌍의 여자권선을 가지며, RD로부터  $\theta$ 방향으로 자계가 인가되는 경우 RD와 TD의 자기회로는 서로 분리되지 않고 그림 4(a)와 같이 하나의 자기회로를 구성하게 된다. 따라서 2축 여자형 SST의 자기회로는 그림 4(b)와 같이 나타내지고 RD와 TD 상호간에 영향을 미치게 된다. 이때 2축 SST의 등가 전기회로는 그림 5와 같이 표현되며, 여기서 M은 서로 다른 방향(RD 또는 TD)의 여자권선에 의한 상호인덕턴스이며, R과 L은 각각 여자권선의 저항과 자기인덕턴스,  $L_s$ 는 시료에서의 등가인덕턴스이다. 이때 RD 및 TD 여자권선에 인가되는 전압과 여기에 흐르는 전류 사이에는 다음의 회로방정식이 성립한다.

$$v_{cR} = \frac{d}{dt}(M_{TR}i_T) + R_R i_R + \frac{d}{dt}(L_R i_R) + \frac{d}{dt}(L_s i_R + L_s i_T) = \frac{d}{dt}(M_{TR}i_T) + R_R i_R + \frac{d}{dt}(L_R i_R) \quad (6)$$

$$+ \frac{d}{dt}(M_{R1}i_{HR} + M_{R2}i_{BR} + M_{R3}i_{HT} + M_{R4}i_{BT})$$

$$v_{cT} = \frac{d}{dt}(M_{RT}i_R) + R_T i_T + \frac{d}{dt}(L_T i_T) + \frac{d}{dt}(L_s i_R + L_s i_T) = \frac{d}{dt}(M_{RT}i_R) + R_T i_T + \frac{d}{dt}(L_T i_T) \quad (7)$$

$$+ \frac{d}{dt}(M_{R1}i_{HR} + M_{R2}i_{BR} + M_{R3}i_{HT} + M_{R4}i_{BT})$$

여기서  $i$ 와  $H, B$ 는 각각 여자전류와 자계세기, 자속밀도의 순시치를 나타낸다. 그림 3의 구성과 여자권선을 보면, 식 (6)과 (7)에서 인덕턴스 성분이 상대적으로 저항성분 보다 큰 것은 사실이나, 이론적으로 전류와 전압사이의 위상차는 정확히  $90^\circ$ 가 아니며, 또한 H-coil의 유기전압  $e_H$  또는 B-coil의 유기전압  $e_B$ 는 전류에 비하여  $90^\circ$  앞선 위상을 갖기 때문에, 그림 6과 같이, 식 (5)의 여자전압과 유기기전력

은 엄밀한 의미에서 위상차  $\alpha$ 을 갖게 된다.

이론적으로는 식 (6)과 (7)의 회로방정식을 풀어서 여자전압과 전류사이의 위상차를 구하고, 이를 이용하여 식 (5)에서 위상차를 보상을 해주는 것이 가장 좋은 방법이라 할 수 있다. 그러나 등가회로의 정수들 ( $M$ ,  $L$ ,  $L_s$ )은 여자전류 ( $i$ )와 자속밀도( $B$ )의 함수이기 때문에 시료가 포화됨에 따

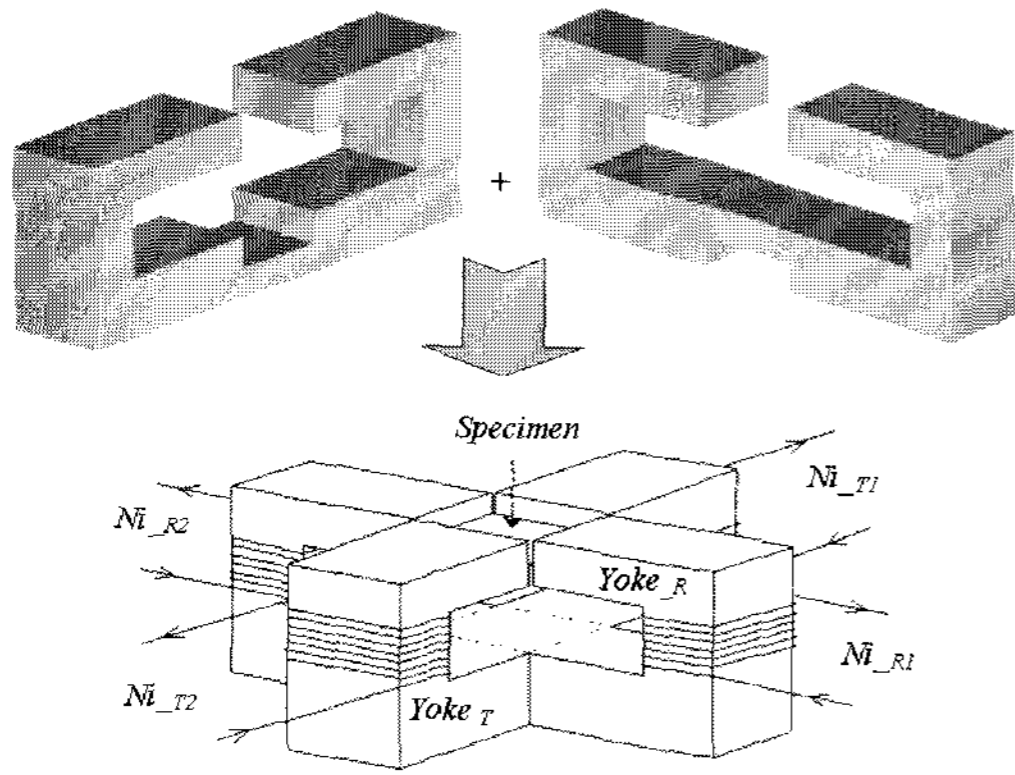


그림 3 2차원 SST 측정기구의 구조  
Fig. 3 Configuration of 2D single sheet tester

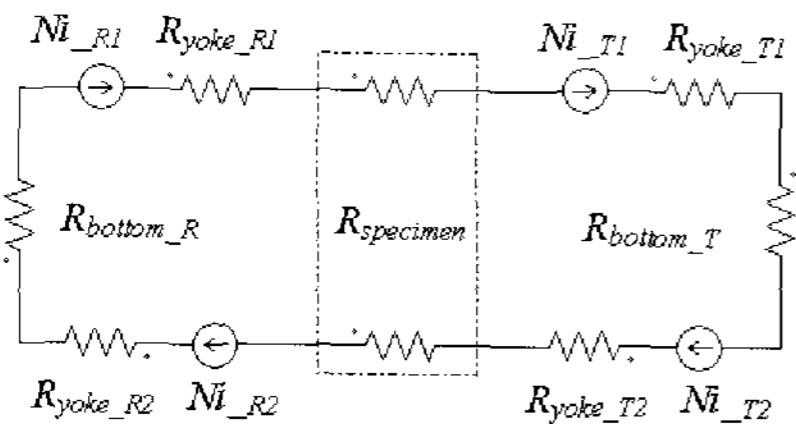


그림 4 2차원 SST의 자기회로  
Fig. 4 Equivalent magnetic circuit of 2D single sheet tester

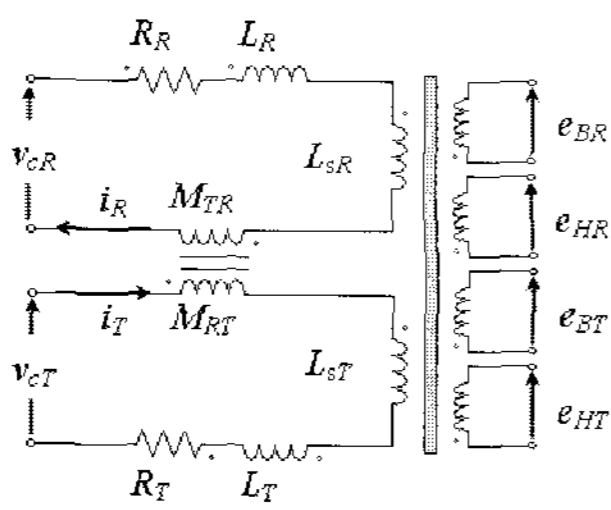


그림 5 2차원 SST의 등가회로  
Fig. 5 Equivalent circuit of 2D Single Sheet Tester

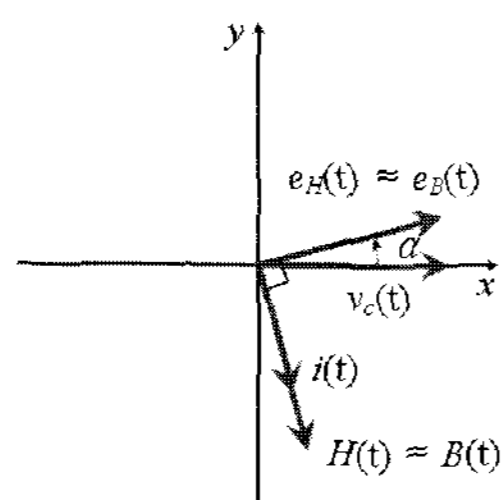


그림 6 여자전압( $v_c$ )과 유기전압( $e_B$ )간의 위상  
Fig. 6 Phase diagram of exciting voltage( $v_c$ ) and Induced voltage( $e_B$ )

라 비선형적으로 변화한다. 따라서 이들 값에 대한 정확한 산정이 어렵고, 이로 인하여 식 (6)과 (7)을 정확히 풀어내는 것이 어렵다. 이러한 이유로 종래의 자속밀도 파형제어에서는 식 (5)과 같이 여자전압과 유기기전력의 위상이 동일한 것으로 가정하고 여자전압의 파형을 제어하였다. 일반적으로 시료가 포화될수록 자속밀도를 정현파로 하기 위해서는  $H$ 는 많은 고조파를 포함하게 되고, 즉 여자전류와 전압은 많은 고조파 성분을 포함하게 되고, 따라서 더욱 많은 고조파에 대하여 파형을 제어할 수 있어야 한다. 그럼에도 불구하고, 앞에서 설명한 이유로 많은 경우에 홀수차 5개의 고조파만을 고려한 측정이 이루어졌다. 이와 같이 측정된 결과는 엄밀한 의미에서는 정현파 자속밀도 조건을 만족한다고 할 수 없다. 따라서 시료가 포화되는 범위까지도 자기특성을 측정하기 위해서는 여자전압과 유기기전력 사이의 위상차를 적절히 보상할 수 있는 방법이 필요하다.

### 2.2 새로운 자속밀도 파형 제어법

앞 절에서 설명한 바와 같이 여자전압  $v_c$ 와 유기기전력  $e_B$  사이에는 위상차  $\alpha$ 가 존재하기 때문에, 위상차를 무시한 기존의 방법으로는 자속밀도의 고조파 성분의 차수가 높아질수록 제어하기가 더욱 어려워진다. 이는 위상차  $\alpha$ 가 주파수의 함수이기 때문이다.

본 논문에서는 기존의 자속밀도 파형 제어법 즉, 식 (5)를 이용하여  $B$ -coil의 유기전압  $e_B$ 가 정현파가 되도록 여자전압  $v_c$ 의 파형을 반복적으로 수정하는 과정에서, 그림 7에 나타난 바와 같이  $e_B$ 의 특정부분에서 임펄스의 파형이 발생하여 더 이상 자속밀도 파형의 제어가 불가능해지며, 이 시점은 초기 자화곡선 상에서 자속밀도가 포화되기 시작하는 점과 대략적으로 일치함을 발견하였다. 또한 이점을 기준으로 포화 이전의 영역과 포화 이후의 영역으로 나누어,

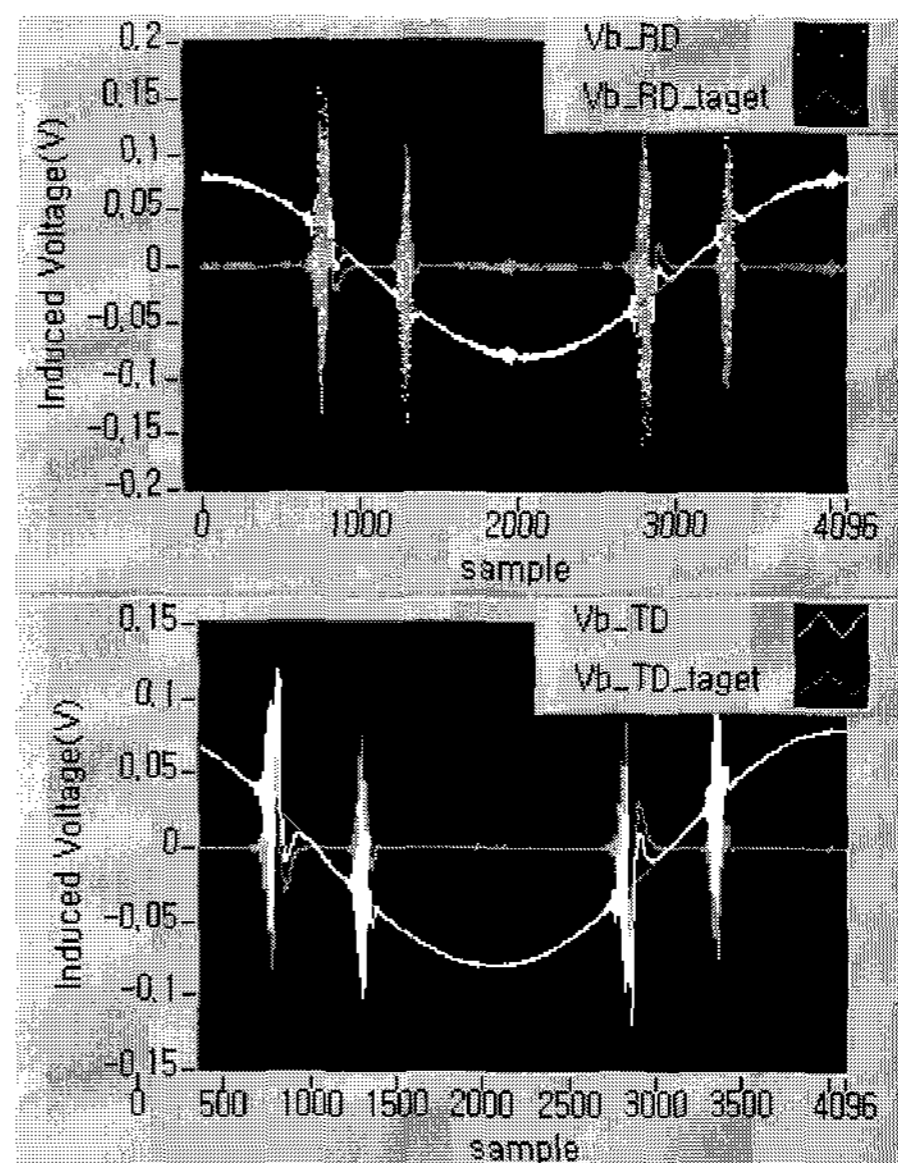


그림 7 종래의 방법에 의한 B-coil의 유기전압 파형  
Fig. 7 Waveform of the induced voltage of  $B$ -coil by conventional method



각각의 경우에 대하여 여자전압과 B-coil 유기전압간의 위상차를 실험적으로 측정된 결과 그 차이가 크지 않음을 확인하였다. 따라서 자기특성 측정과정에서 자속밀도가 포화되기 시작하는 점 근처에서, 즉 시료가 포화되기 시작하는 자속밀도의 크기에서 여자전압  $v_c$ 와 B-coil 유기전압  $e_B$ 의 위상차를 측정하고 이 값으로 B-coil 유기전압의 위상을 보정하여 주면 시료가 충분히 포화되는 경우에도 자속밀도를 충분히 정현파로 제어할 수 있음을 알았다. 결국 본 논문에서 제안한 새로운 자속밀도 파형 제어방법은 측정과정에서 얻어지는 실험결과로부터 여자전압과 B-coil 유기전압간의 위상차를 구하고 이를 이용하여 B-coil 유기전압의 위상을 보정하는 방법이다. 이러한 사실을 바탕으로 본 논문에서는 다음 식으로 표현되는 새로운 digital feedback method를 제안하였다.

$$v_{cR}^{i+1}(t) = v_{cR}^i(t) - K\Gamma (e_{BR}^i(t-a) - e_R^i(t)) \quad (8-a)$$

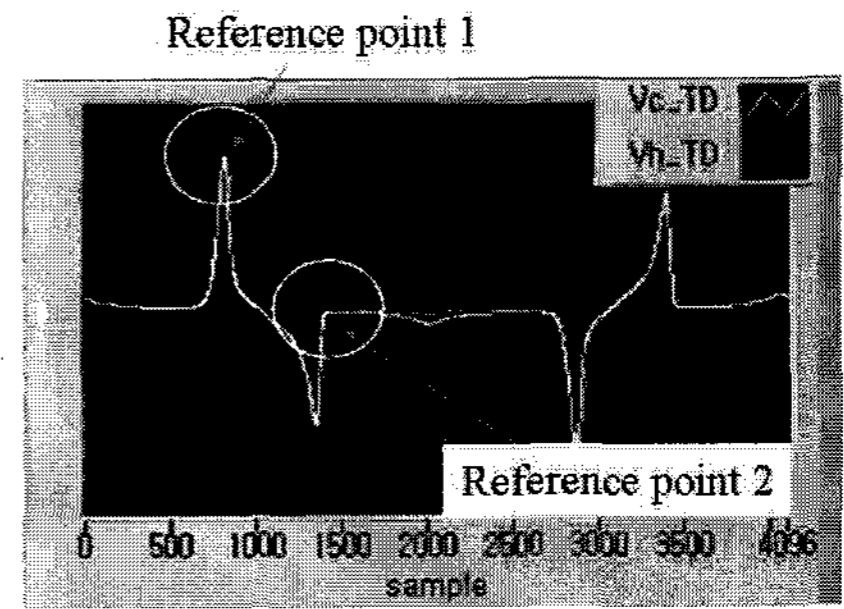
$$v_{cT}^{i+1}(t) = v_{cT}^i(t) - K\Gamma (e_{BT}^i(t-a) - e_T^i(t)) \quad (8-b)$$

$$\Gamma = \sqrt{\frac{V_{cR1}^i{}^2 + V_{cT1}^i{}^2}{E_{BR1}^i{}^2 + E_{BT1}^i{}^2}} \quad (8-c)$$

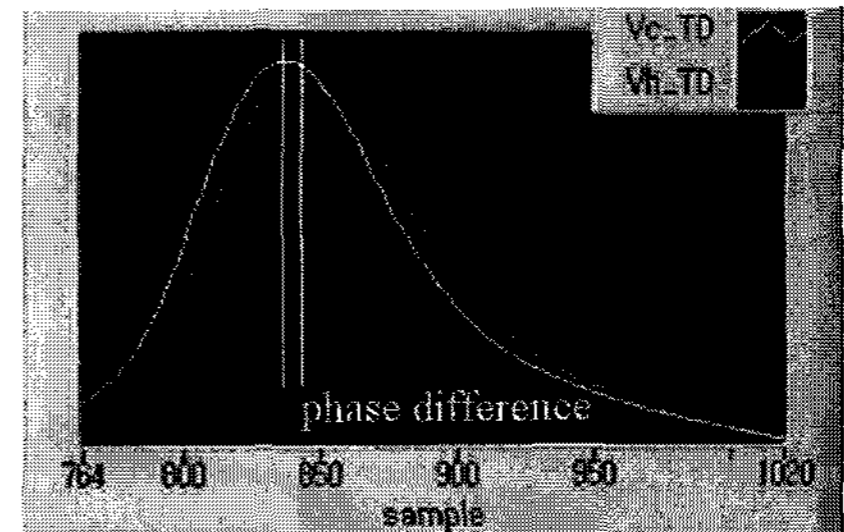
여기서 K는 식 (5)에서와 마찬가지로 귀환계수이고,  $e_R(t)$ 와  $e_T(t)$ 는 식 (1)과 (2)에서 정의되는 유기전압, a는  $v_c$ 와  $e_B$ 간의 위상차로 그림 6의 a를 의미한다. 식 (5)와 비교해 보면 기존의 방법에서는  $v_c$ 와  $e_B$ 에 크기의 비를 보정하는 계수를 RD와 TD에 대하여 각각 다르게 하였으나, 제안된 방법에서는 RD와 TD에 대하여 동일한 계수( $\Gamma$ )를 이용하고 있으며, 이는 앞서 설명한 바와 같이 RD와 TD의 자기회로가 서로 독립된 것이 아니라 하나의 자기회로로 결합되기 때문이다.

한편 제안된 자속밀도 파형 제어법을 이용하기 위해서는 식 (8)의 위상차 a를 실험적으로 구해야 한다. 이는 DAQ 보드의 모든 입력 단자들이 정확히 동기된 신호를 검출하고 또한 B-coil과 H-coil의 저항과 인덕턴스가 신호증폭기와 DAQ 보드의 입력 저항에 비하여 무시할 수 있을 만큼 작기 때문에 B-coil과 H-coil의 유기전압 사이에 위상차가 없다고 가정하면, RD에 대하여 여자전압과 H-coil의 유기전압 또는 B-coil의 유기전압 파형을 비교하거나 또는 TD에 대하여 여자전압과 H-coil의 유기전압 또는 B-coil의 유기전압 파형을 비교함으로써 측정할 수 있다. 그런데 실험적 경험에 의하면 B-coil의 유기전압 파형은 여자전압의 파형과 매우 다르기 때문에 현실적으로 두 파형을 비교함으로써 위상차를 측정하기가 어렵다. 또한 RD와 TD의 자계의 세기를 비교하면 TD의 자계의 세기가 훨씬 크기 때문에 상대적으로 그 유기전압 신호를 분석하는 것이 용이하다. 이러한 이유로 본 논문에서는 TD의 여자전압  $v_{cT}(t)$ 파형과 H-coil 유기전압  $e_{HT}(t)$ 을 비교함으로써 위상차 a를 실험적으로 구하였다.

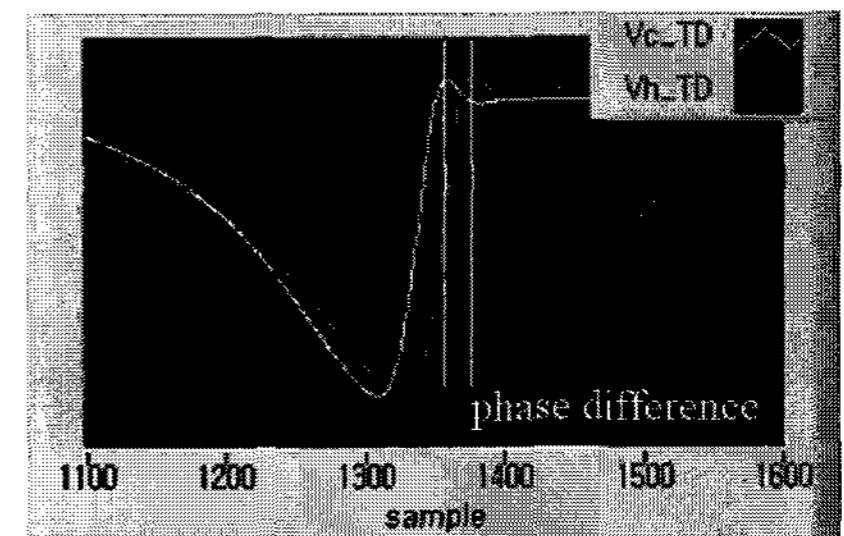
그림 8(a)은 TD의 여자전압과 H-coil 유기전압에 대하여 실험적으로 위상차를 구하기 위한 기준점을 제시하고 있다. 그림에서와 같이 본 논문에서는 기준점, 즉 여자전압과 유기



(a) reference points



(b) phase difference from reference point 1.



(c) phase difference from reference point 2.

그림 8 여자전압과 유기전압 간의 위상차 측정을 위한 기준점

Fig. 8 Reference points for the measurement of the phase difference between exciting and induced voltages.

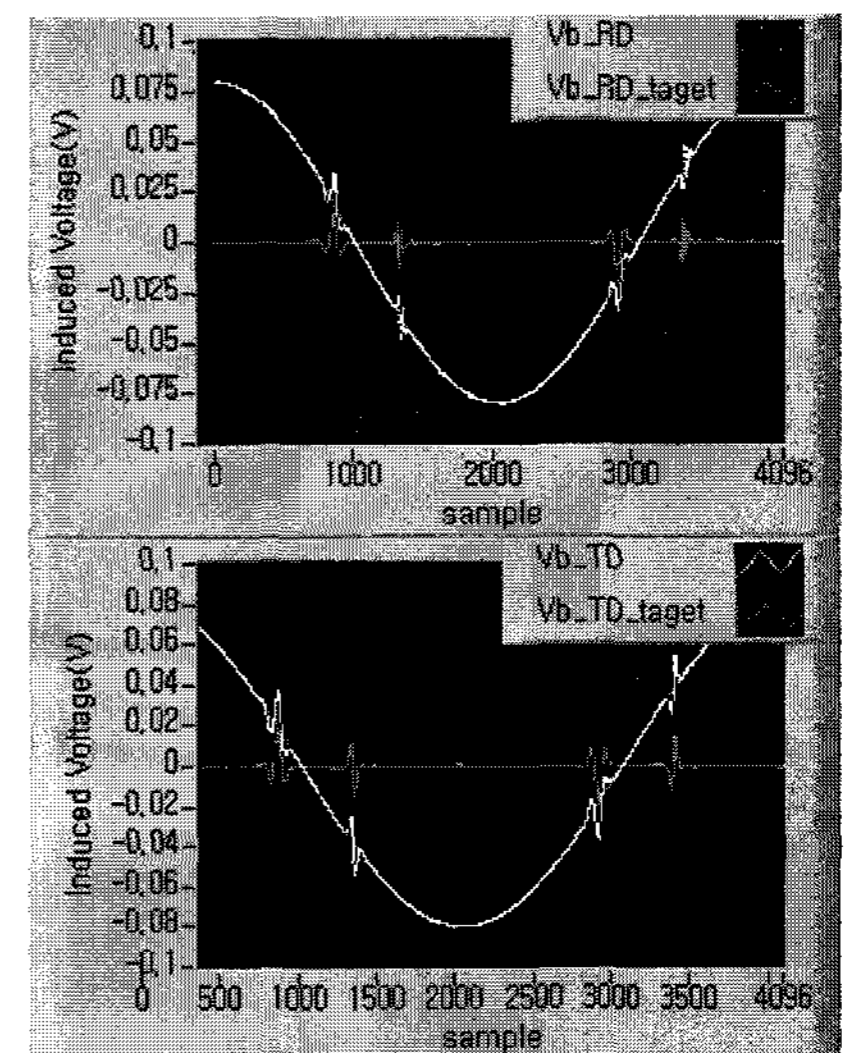


그림 9 제안된 방법(기준점 2를 이용)에 의한 유기전압파형  
Fig. 9 Waveform of the induced voltage by using proposed method (reference point 2).

전압의 최대인 점과 반주기 내에서 최소점을 지난 후 맥동하는 점을 제시하고 실험을 통하여 그 효과를 비교하였다. 그림 8(b)와 그림 8(c)는 제안된 기준점 1과 기준점 2에서 여자전압과 유기전압의 파형을 확대하여 비교하고 위상차를 검출한 것으로 각각  $0.70^\circ$ 와  $1.23^\circ$ 의 위상차가 측정됨을 알 수 있다. 그림 9는 기준점 2에서 위상차를 검출하여 보상하는 경우, 유기전압의 파형을 나타낸 것이다. 종래의 방법을 이용하여 얻은 그림 7의 파형과 비교할 때 여자전압의 특성부분에서 발생하는 임펄스 파형이 많이 줄어들었음을 알 수 있다. 또한 여러 가지 경우에 대하여 시험한 결과 대부분의 경우에 기준점 1 보다는 기준점 2에서 위상차를 검출할 때가 파형제어가 더욱 용이함을 알았다.

### 3. 실험 결과

제안된 자속밀도 파형제어 알고리즘을 이방성 전기강판 30PG110에 적용하여 그 특성을 측정하였다. 주지하듯이 이방성 전기강판의 자기적인 특성은 인가자계의 방향에 따라 크게 달라진다. 특히 경험에 의하면 자속밀도의 방향이 RD에서  $45^\circ$ 인 경우가 상대적으로 자속밀도 파형 제어가 어렵다. 이는  $45^\circ$ 인 경우가 RD와 TD 사이의 간섭이 심하게 나타나기 때문인 것으로 생각된다. 따라서 본 논문에서는 시료 30PG110에 대하여 자속밀도를 RD로부터  $45^\circ$ 을 유지하도록 자속밀도 파형제어를 수행하였다. 한편 측정과정에서 자속밀도 파형제어의 수렴여부는 RD와 TD의 자속밀도의 최대치 ( $\zeta$ )와 왜형율 ( $\xi$ )에 대하여 다음 식의 만족여부로 하였다.

$$\zeta = \text{Max} \left( \frac{B_{R_{\max}} - B_{R_{\max}}^m}{B_{R_{\max}}} \times 100, \frac{B_{T_{\max}} - B_{T_{\max}}^m}{B_{T_{\max}}} \times 100 \right) < 1.0\% \quad (9-a)$$

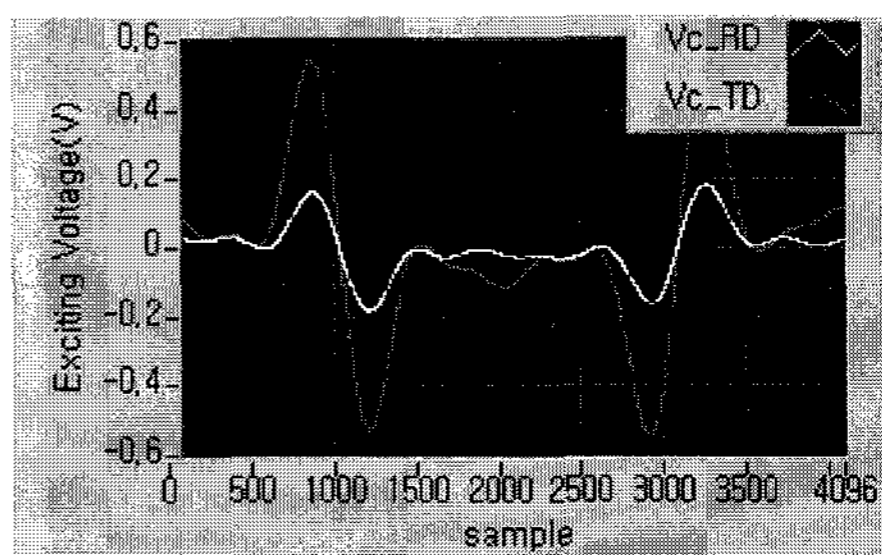
$$\xi = \text{Max} \left( \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^N B_{Rk}^2}}{B_{R1}}, \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^N B_{Tk}^2}}{B_{T1}} \right) < 0.05\% \quad (9-b)$$

여기서,  $B_R$ ,  $B_T$ 는 각각 RD와 TD의 자속밀도이고,  $B_{Rk}$ ,  $B_{Tk}$ 는 각각  $B_R$ ,  $B_T$ 의  $k$ 차 고조파 성분의 크기, 위첨자  $m$ 은 측정치를 의미하고, 아래첨자  $\max$ 는 최대치를 나타낸다.

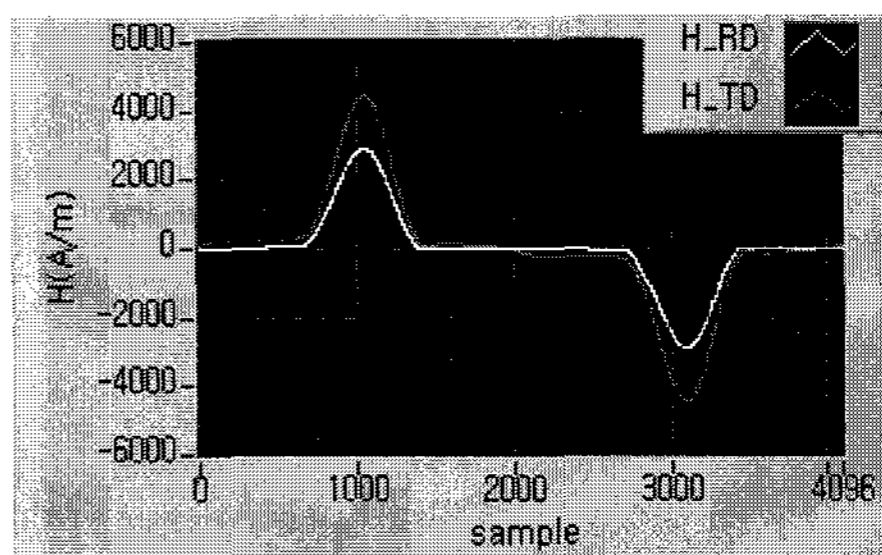
그림 10은 기존의 방법을 이용하여 자기특성을 측정한 것으로, 주파수 50Hz에서 최대치 1.2T인 정현파 자속밀도가 인가되도록 파형을 제어한 것으로 H-coil의 유기전압을 FFT한 후 홀수차 5개의 고조파를 제어한 경우, 즉 식 (9)에서  $N$ 을 9로 한 경우이다. 여기서 파형제어를 위하여 홀수차 5개의 고조파만을 택한 이유는 그 이상의 고조파를 고려하면 수렴이 어렵기 때문이다. 본 논문에 이용된 시료의 경우,  $45^\circ$ 방향의 1.2T의 자속밀도는 시료가 충분히 포화되는 수준이다. 그림 10(a)에서 TD의 여자전압이 RD의 여자전압보다 큰 것은 RD의 투자율이 TD의 투자율보다 훨씬 크기 때문이고, 그림 10(b)에서 RD와 TD의 자계의 세기의 비가 여자전압의 비와 다른 이유는 RD와 TD 여자권선의 권회수

가 동일하지 않아 저항 및 인덕턴스가 다르기 때문이다. 그림 10(c)에서 보듯이 자속밀도 파형제어가 수렴 된 후에도 모든 고조파를 고려하여 계산된 자속밀도 파형은 정현파로 보기 어려울 만큼 많은 고조파 성분을 포함하고 있음을 알 수 있다. 이러한 결과는 특히 시료의 철손 특성을 측정하기 어렵게 한다.

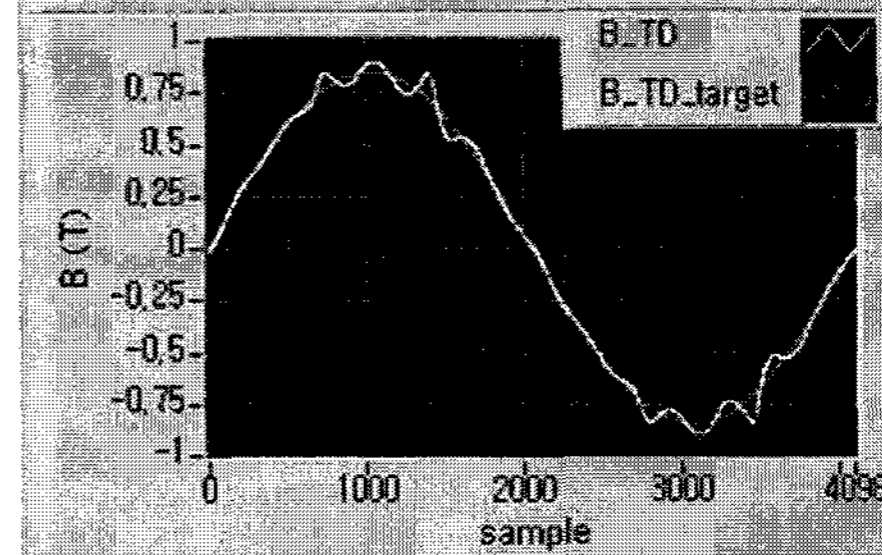
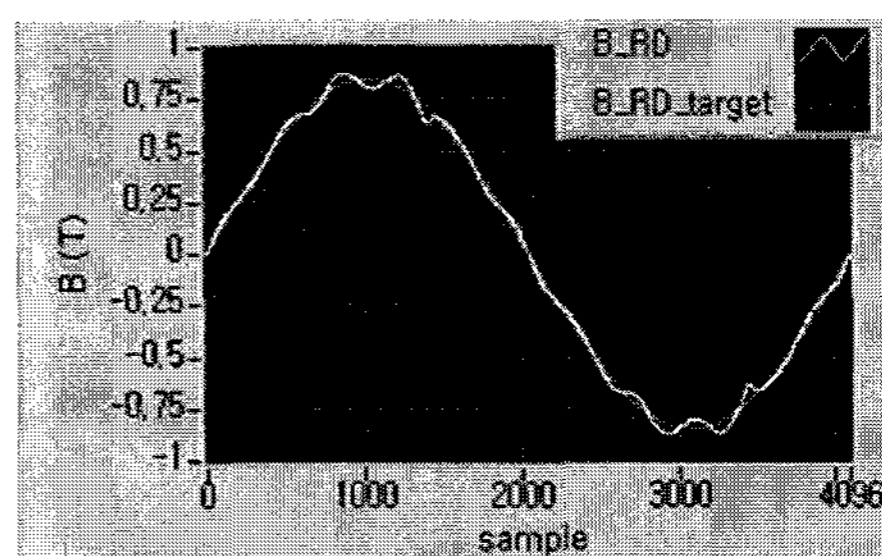
그림 11은 그림 10과 동일한 조건에서 본 논문에서 제안된 방법을 이용하여 측정한 결과로, H-coil 유기전압을 FFT한 후 512개의 고조파를 제어한 경우이다. 기존의 방법을 이용하는 경우와 비교하여 매우 많은 수의 고조파 성분



(a) 여자전압( $v_c$ )의 파형



(b) 자계세기( $H$ )의 파형



(c) 자속밀도( $B$ )의 파형

그림 10 기존의 방법을 이용한 자기특성 (30PG110, 최대 자속밀도:1.2T, 교번자계,  $45^\circ$ , 50Hz)

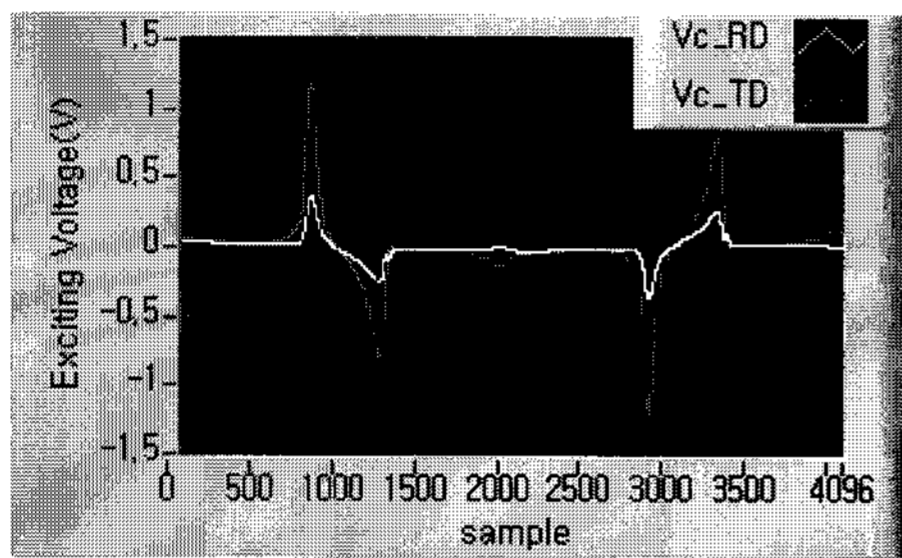
Fig. 10 Measured results by using conventional method. (30PG110, Maximum flux density:1.2T, Alternating B,  $45^\circ$ , 50Hz)



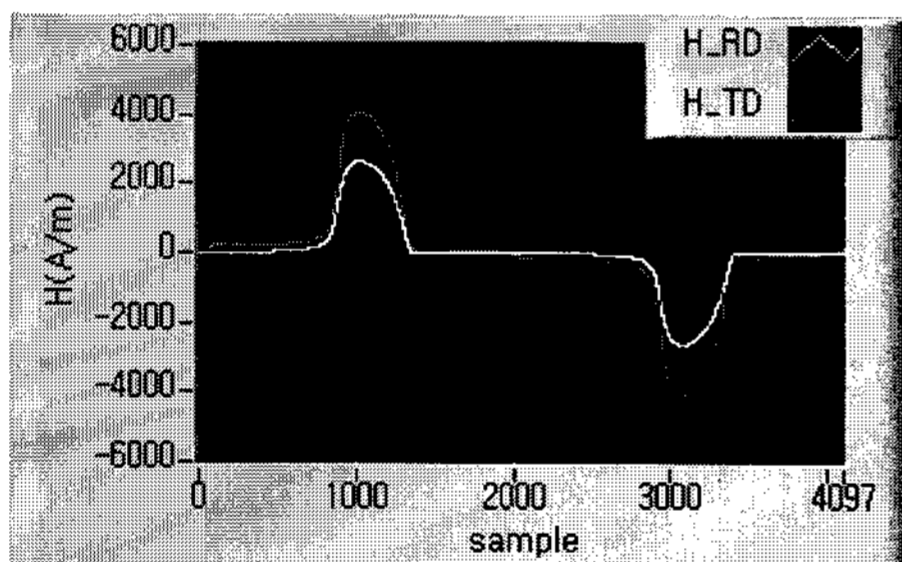
을 고려하였음에도 불구하고 매우 좋은 수렴특성을 얻을 수 있었다. 그림 10과 비교하면 RD와 TD의 여자전압과 자계의 세기의 파형이 많이 다르고, 또한 최종적인 자속밀도의 파형이 이상적인 정현파에 매우 가까워 졌음을 알 수 있다.

그림 12는 기존의 방법과 본 논문에서 제안된 방법을 이용하여 측정된 자속밀도 파형을 자속밀도의 최대값에 따라 비교한 것이다. 그림 12(a)와 12(b)에서 보듯이 RD와 TD 모두 시료가 포화되기 전에는 즉 0.8T 이전에는 정현파에 매우 근접한 자속밀도를 얻을 수 있었으나, 시료가 포화됨에 따라 1.2T와 1.6T의 경우 많은 고조파 성분을 포함하고 있

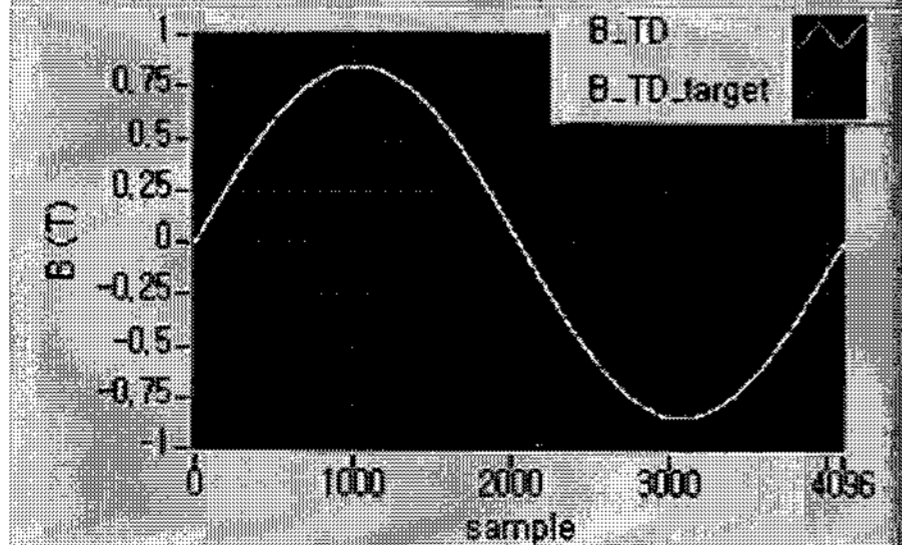
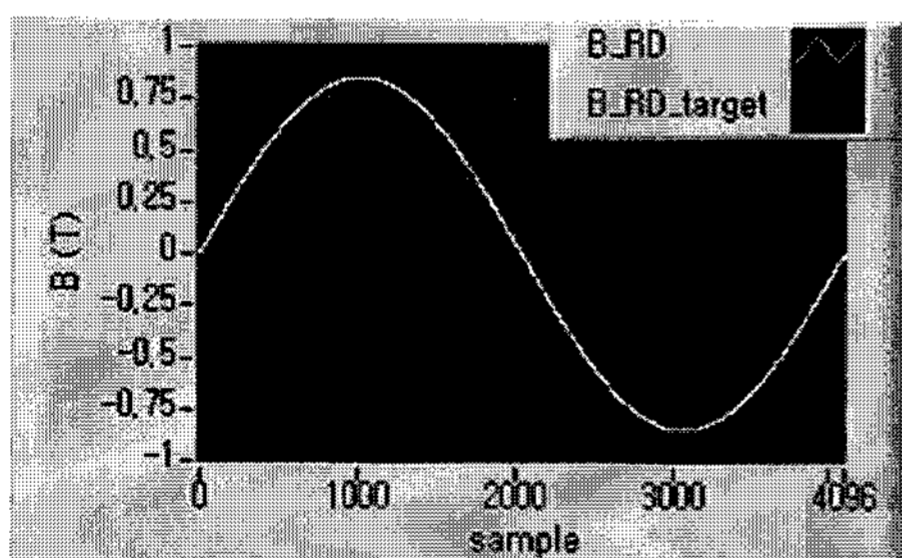
음을 알 수 있다. 반면 그림 12(c)와 12(d)에서 보듯이 제안된 방법을 이용하면 자속밀도 측정결과는 시료가 포화된 이후에도 충분히 정현파에 가까운 측정결과를 얻을 수 있음을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서 제안된 방법은 특히 시료가 포화된 이후에 유용한 방법임을 알 수 있다. 그림 13은 제어방법에 따른 자계의 세기의 측정 결과를 나타낸 것으로, 최대자속밀도 0.8T인 경우를 비교하면 자속밀도 자체는 그림 12에서와 같이 정현파에 매우 가깝지만 자계의 세기는



(a) 여자전압( $v_c$ )의 파형



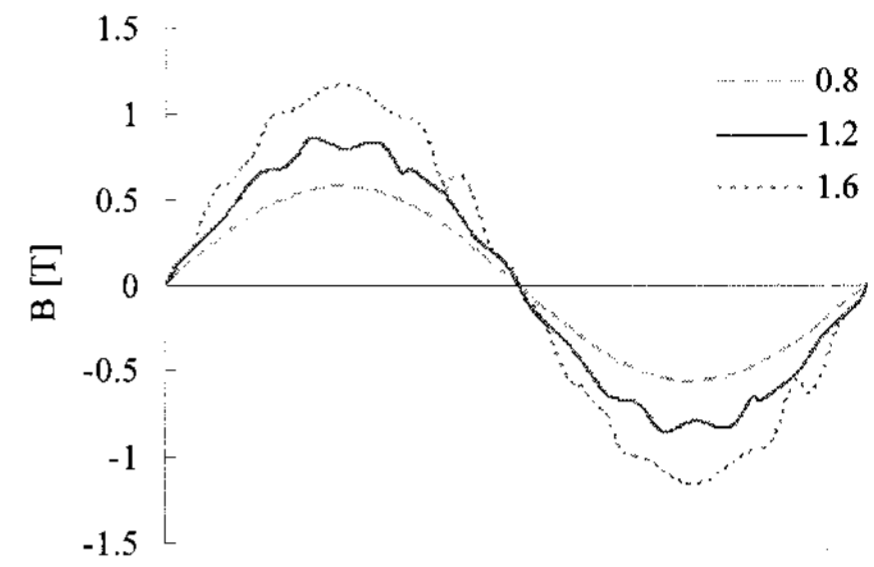
(b) 자계세기( $H$ )의 파형



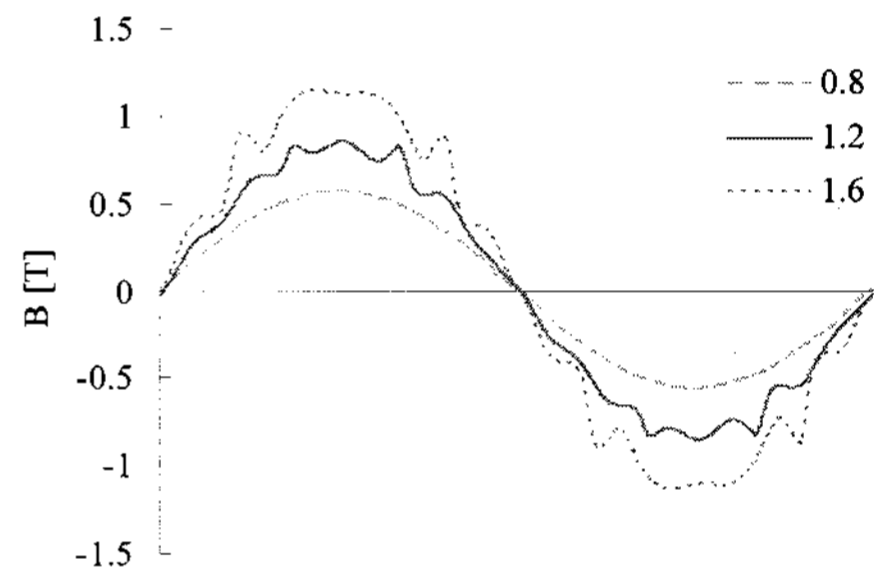
(c) 자속밀도( $B$ )의 파형

그림 11 제안된 방법에 의하여 측정된 결과(30PG110, 교번자계, 45°, 50Hz, 최대자속밀도:1.2T)

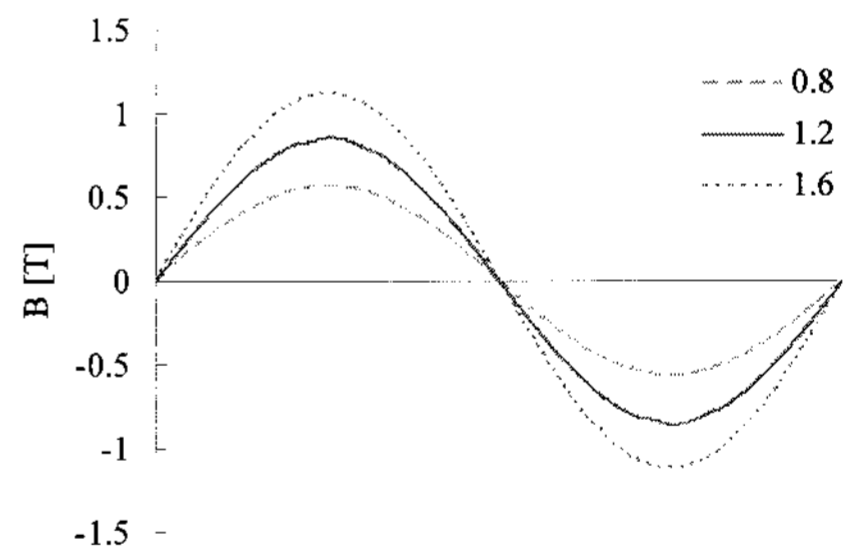
Fig. 11 Measured results by using proposed method. (30PG110, Alternating B, 45°, 50Hz, Maximum flux density: 1.2T)



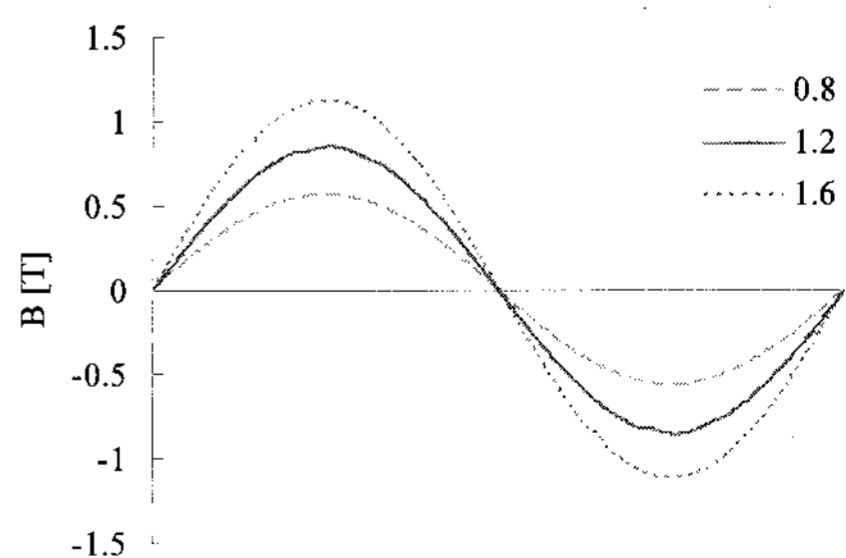
(a) 기존의 방법에 의한 B파형(RD)



(b) 기존의 방법에 의한 B파형(TD)



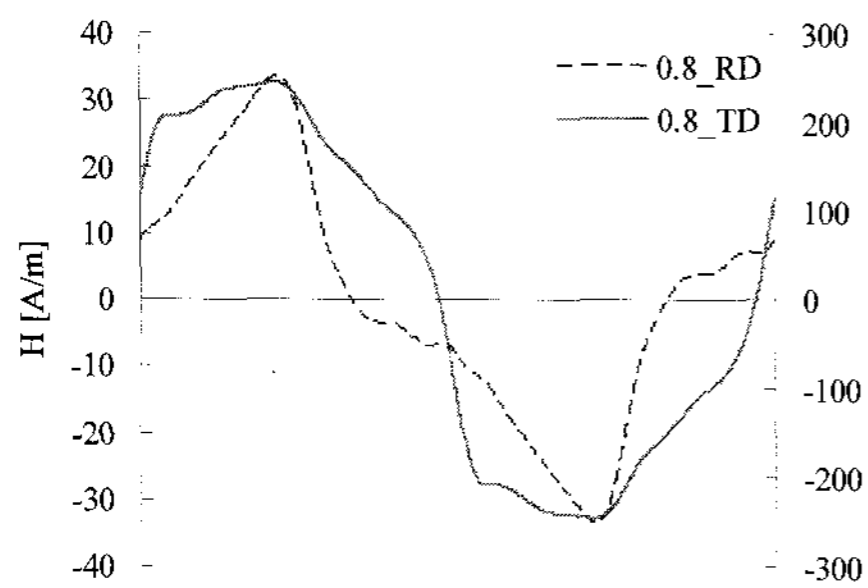
(c) 제안된 방법에 의한 B파형(RD)



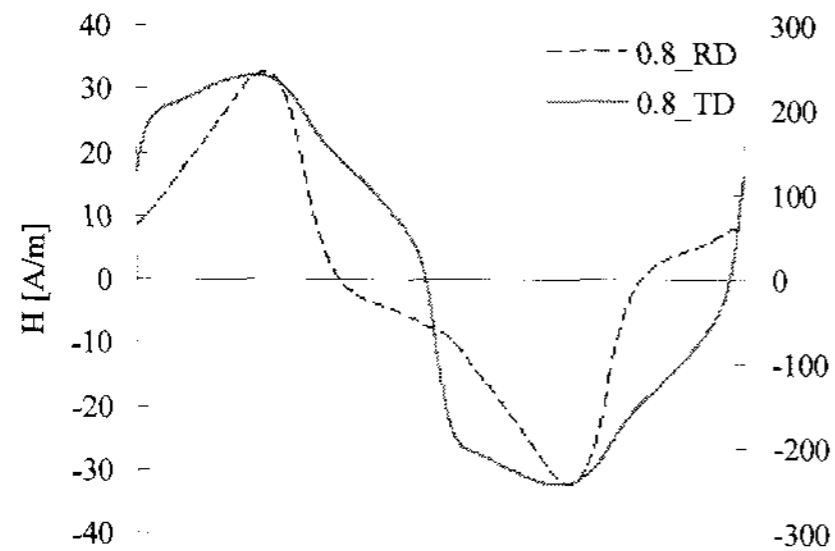
(d) 제안된 방법에 의한 B파형(TD)

그림 12 자속밀도의 크기에 따른 측정된 자속밀도파형의 비교 (30PG110, 교번자계, 45°, 50Hz)

Fig. 12 Comparison of the B waveforms for various magnitudes of B (30PG110, Alternating B, 45°, 50Hz)



(a) 기존의 방법에 의한 H파형



(b) 제안된 방법에 의한 H파형

그림 13 제어 방법에 따른 H파형의 변화 (30PG110, 교번 자계, 45°, 50Hz)

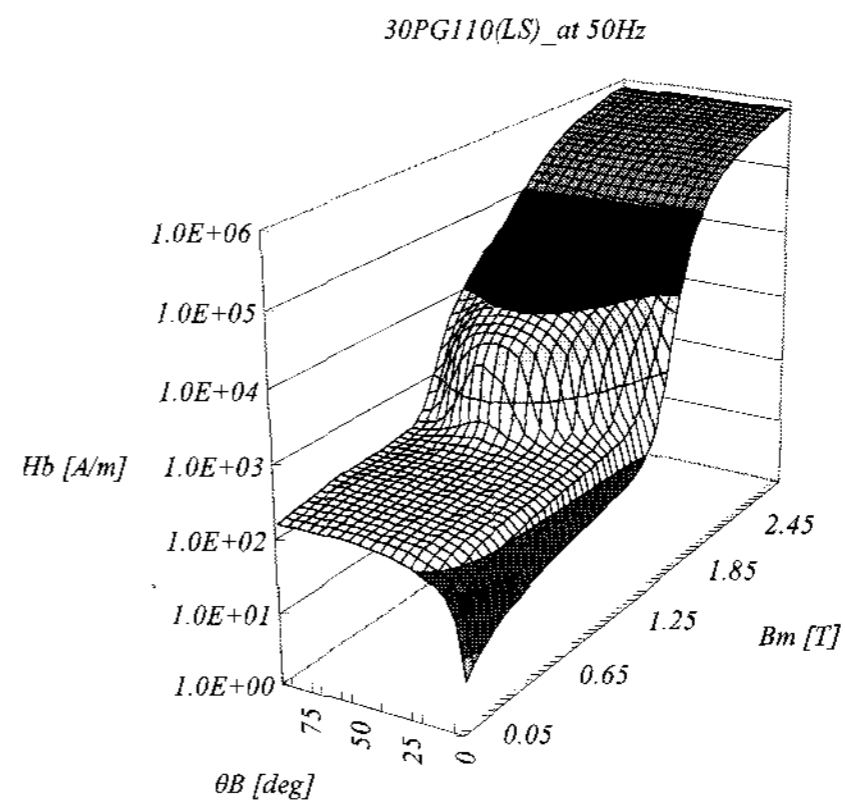
Fig. 13 Comparison of the H waveforms for different control methods (30PG110, Alternating B, 45°, 50Hz)

매우 작은 구간( $\pm 10\text{A/m}$ )에서 리플을 포함하고 있음을 볼 수 있다. 이는 자속밀도에 포함된 고조파 성분과 마찬가지로 철손에 영향을 주기 때문에, 정확한 자기이력곡선과 철손 특성을 측정하기 위해서는 본 논문에서 제안된 방법이 훨씬 유용함을 알 수 있다.

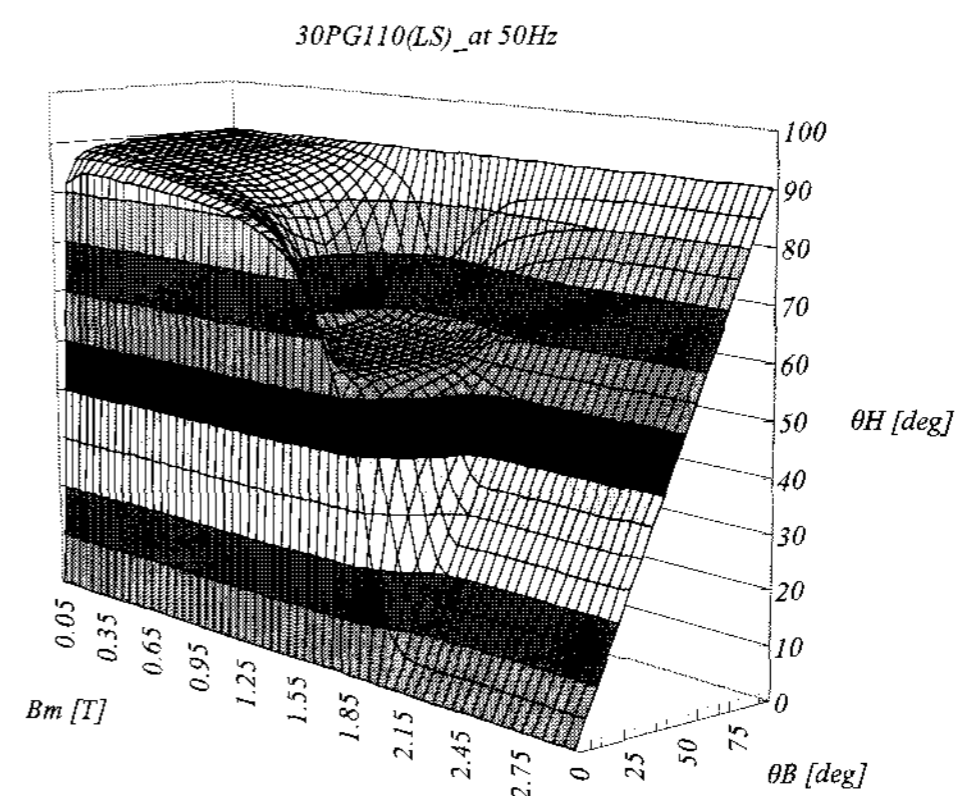
그림 14는 본 논문에서 제안된 방법을 적용하여 이방성 전기강판인 30PG110의 자기특성을 측정하고, 그 결과를 자계의 세기의 크기( $H$ )와 위상( $\theta_H$ )을 각각 자속밀도의 크기( $B$ )와 방향( $\theta_B$ )의 함수로 표현한 것이다. 그림에서 보듯이 본 논문에서 제안된 방법을 적용하면 시료가 충분히 포화되는 자속밀도까지 그 특성이 잘 측정됨을 알 수 있다.

#### 4. 결 론

본 논문에서는 전기강판의 자기특성을 측정함에 있어서, 특히 시료가 포화되는 영역에서 더욱 유용한 자속밀도 파형 제어법을 제안하였다. 제안된 방법은 기존의 방법에 비하여 훨씬 높은 자속밀도에서도 적용이 가능하여 시료가 충분히 포화되는 경우에도 자속밀도를 정현파로 제어할 수 있음을 실험을 통하여 보였다. 전기강판의 철손 특성을 측정하는 경우, 철손은 측정된 자속밀도와 자계의 새기로부터 계산됨을 감안하면, 본 논문에서 제안된 방법을 이용하면 전기강판의 철손 특성도 훨씬 정확하게 측정할 수 있을 것으로 예측된다. 본 논문에서는 여자전압과 유기전압간의 위상차를 측정하기 위하여 비교적 신호가 양호한 Transverse direction의 H-coil의 유기전압을 그 기준으로 하였다. 또한 본 논문에서는 그 위상차가 자속밀도의 크기에 상관없이 일정한 것



(a) 교번자계의 방향에 따른 B-H curve



(b) 교번자계의 방향에 따른 B- $\theta_H$  curve

그림 14 전기강판의 2차원 교번자계특성 (30PG110, 50Hz)  
Fig. 14 2D magnetic properties of electrical steel sheet (30PG110, 50Hz)

으로 가정하였으나 실제로는 자속밀도의 크기에 따라 달라질 것으로 예상된다. 따라서 각각의 경우에 대하여 여자전압과 유기전압 사이의 위상차를 실시간으로 측정하고 적용하면 보다 효율적인 제어가 가능할 것으로 기대된다.

본 논문에서는 제안된 자속밀도 파형 제어법은 교번자계 하에서의 특성 측정에만 적용되었고, 회전자계 하에서 특성 측정에는 적용되지 않았다. 따라서 회전자계 특성 측정에서도 동일한 방법이 적용가능한 지에 대한 연구가 차후에 이루어져야 할 것이다.

#### 감사의 글

본 연구는 한국과학재단 특정기초연구(R01-2007-000-11471-0) 지원으로 수행되었음.

#### 참 고 문 헌

- [1] H. E. Jordan, *Energy-efficient electric motors and their application*, Plenum Press, pp. 5-15, 1994.
- [2] "Method of measurement of magnetic, electrical and

*physical properties of magnetic sheet and strip,"*  
International Standard, IEC 404-2, 1996.

- [3] "Test method for magnetic steel sheet and strip,"  
Japanese Standard. JIS C 2550, 1986.
- [4] "Method of measurement of the magnetic  
properties of electrical steel sheet and strip by  
means of an Epstein frame," British Standard. BSEN  
60404-2, 1998.
- [5] K. Matsubara, N. Takahashi, K. Fujiwara and T.  
Nakata, "Acceleration technique of waveform control  
for single sheet tester," *IEEE Trans. on Magn.*, vol.  
31, no. 6, pp. 3400-3402, Nov. 1995.
- [6] N. Chatziilias, et. al., "Real time digital waveform  
control for magnetic testers," *J. of MMM*, 254-255  
(2003) 104-107.
- [7] 김홍정, 고창섭, 홍선기, 신판석, "전기강판의 자기특성  
측정을 위한 2방향 여자형 single Sheet Tester 개발,"  
대한 전기학회 논문지, vol. 54, B권, 10호, pp. 461-469,  
2005년 10월

저 자 소 개



**음 영 환 (陰 泳 煥)**

2006년 충북대학교 전기공학과 졸업(학사).  
2008년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).  
Tel : 043-274-2426  
Fax : 043-274-2426  
E-mail : yh3701@chungbuk.ac.kr



**윤 희 성 (尹 熙 盛)**

2005년 충북대학교 전기공학과 졸업(학사).  
2007년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).  
2007년~현재 동 대학원 박사과정.  
Tel : 043-274-2426  
Fax : 043-274-2426  
E-mail : hsyoon@chungbuk.ac.kr



**고 창 섭 (高 彰 燮)**

1986년 서울대학교 전기공학과 졸업(학사).  
1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).  
1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박).  
1993~1994년 미국 Florida International University 전기 및 컴퓨터 공학과 객원 연구원.  
1994~1996년 삼성전기(주) 종합연구소 선임연구원.  
2003년 2월-2004년 1월 미국 Texas A&M University, 전기컴퓨터공학과 객원 교수,  
1996~현재 충북대학교 전기전자컴퓨터 공학부 교수.  
Tel : 043-261-2426  
Fax : 043-274-2426  
E-mail : Kohcs@chungbuk.ac.kr