디지털 오실로스코프와 컴퓨터 제어기법을 이용한 고주파 자기특성 측정장치 제작

김기욱 · *이재복 · 송재성 · 민복기

한국전기연구소 전기재료연구부, *전력전자연구부

경상남도 창원시 성주동 28-1

(1997년 8월 29일 받음, 1997년 11월 10일 최종수정본 받음)

페라이트, 비정질 코아등의 고주파 연자성재료의 고주파 자기특성 데이터를 디지타이징 방법으로 얻고, 철손 및 B-H 곡선, 투자율을 자동적으로 측정할 수 있는 고주파 자기특성측정장치를 제작하였다. 본 시스템은 교류 인가를 위한 신호발생기와 전력증폭기, 인가자장을 계측하기 위한 전류측정용 저항, H 및 B 신호를 디지타이징(digitizing)하기 위한 대역폭 500 MHz, 샘플링속도 1 Gs/s의 디지털 오실로스코프, 시스템 제어에 사용되는 GPIB 케이블 및 퍼스널 컴퓨터로 구성되었다. 자계 H 계측을 위한 전류센서로서 저항기(resistor)와 Rogowski 코일을 비교 검토한 결과 고주파 변류기(current transformer : 이하 CT)가 주파수 특성과 노이즈 억제효과에서 보다 우수하였다. 측정시스템에 동작자속밀도 설정, 비대칭 B-H 곡선의 보정, 구형파등의 다양한 파형지원등의 기능을 부가하였다.

Ⅰ. 서 론

고주파화 되는 컴퓨터, 멀티미디어 등의 각종 전자, 전기 기기의 인덕터, 변압기, 필터 등에 사용되는 ferrite, permalloy, 비정질 자성코아 등의 수요가 증가함에 따라 연자성재료(soft magnetic materials)의 고주파 철심손실(core loss)과 자기이력곡선(보자력, 자속밀도, 투자율)특성측정장치의 수요도 증대하리라고 생각된다. 따라서 기존의 외제 상용 시스템의 국산화 필요성도 커지고 있다. 또한, 상용의 장비[1]는 콤팩트화되어 있어서 다루기가 간편하나 성능개선(upgrade)이 불가능하고 주파수 측정범위가 보다 높은 고성능의 장비를 원한다면 고가의 상위버전을 추가 구입하여야 한다. 본 연구에서는 이러한 단점을 극복하고 저렴한 가격으로도 구축할 수 있도록 범용장비의 조합으로 시스템을 제작하였으며, 일부 장비를 교체할 경우에 작동소프트웨어의 일부변경만으로도 재구축이 가능하도록 하였다[2]. 1 kHz 이상의 고주파에서는 와전류 손실에 의해 시편이 급속히 가열되므로 이에 따른 측정치의 변화를 방지하기 위해 순시계측 및 파형기록이 필요한데, 이를 위해 고속 샘플링(sampling)기능이 있는 디지타이징 장치로서 디지타이징 오실로스코프를 사용하였다. 본 시스템은 다양한 파형지원과 옵셋(offset) 조정기능등을 새로 개발하고 하드웨어 교체시의 유연성을 확보하기 위해 표준화된 GPIB 인터페이스(interface)를 사용하였다. 본 연구에서는 철손 측정장비를 구성하고 그에 필요한 제어 및 측정 소프트웨어를 개발하였고, 전류계측용 센서로서 피막저항기와 CT을 비교 검토하였다.

Ⅱ. 측정 시스템의 제작

Fig. 1에 본 철손 측정 장비의 전체 측정시스템의 개략도를 나타내었다.

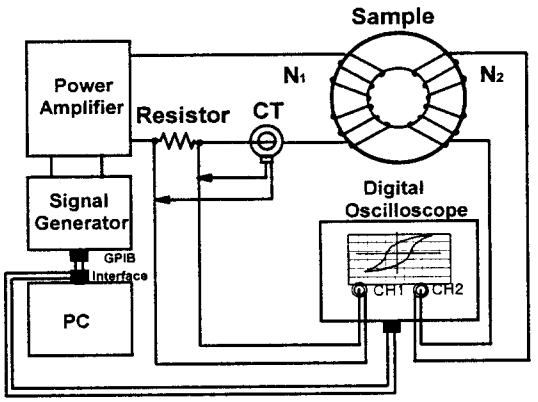


Fig. 1. Block diagram of the measuring system.

신호발생기에서 신호파형을 출력하면 전력증폭기에서 이를 증폭하고 샘플의 1차코일에 증폭된 전류가 흘러 자계 H 가 발생한다. 이 H 자계에 의해 샘플에 자계 B 가 생성되어 2차코일에 그 유도전압이 발생한다. 디지털 오실로스코프의 채널 1에는 1차코일의 전류가 저항기 또는 CT의 코일을 통해 전압으로 변환되어 입력되고, 채널 2에는 2차코일의 유도전압이 입력된다. 오실로스코프는 입력된 각 채널의 고주파 파형을 디지털 방식으로 샘플링하여 자체 메모리에 저장하고, 각 파형의 전압을 분석하여 주파수, 최대치 등을 측정한다. 컴퓨터는 일련의 측정과정을 전체적으로 제어하고 명령을 내리며 오실로스코프로부터 데이터를 받아 측정값을 구한다. 사용한 오실로스코프는 모델 HP 54522A이며, 수직분해능 8 bit, 샘플링 주파수는 채널당 1 GS/s, 대역폭(band width)은 500 MHz이다. 신호발생기는 모델 HP 3325B이며 주파수 DC～20 MHz, 최대전압은 최대 ±40 V 이다. 신호파형으로서 정현파, 삼각파, 구형파를 선택적으로 출력할 수 있다.

Ⅲ. 측정원리

3. 1 인가자계 H 측정

자기회로의 인가자계는 N_1을 1차 코일턴수, l_e을 토로이드(toroid) 코아 시편의 유효자로길이라 할 때 Ampere의 주회적분의 법칙에 의해서 다음과 같이 자기회로의 여자전류 $i_1(t)$에 비례한다[3].

$$H(t) = \frac{N_1 i_1(t)}{l_e} \tag{1}$$

따라서 광대역에 걸쳐 자계의 세기를 선형적으로 얻기 위해서는 여자전류의 광대역에 걸친 선형성이 요구된다. 이와 같은 여자전류의 측정소자는 일반적으로 저항기와 CT가 있다[4, 5].

3. 1. 1 저항기

이상적인 저항기에 흐르는 전류는 오움의 법칙에 지배되어 전압강하를 $v_m(t)$라 할 때 출력자계의 세기는

$$H(t) = \frac{N_1 v_m(t)}{R_m l_e} \tag{2}$$

를 나타낸다.

그러나 고주파에서 저항기에는 표피효과에 의한 저항의 변화 $R(f)$와 누설인덕턴스 L_l 이 존재하므로 저항기의 양단의 전압강하는

$$v_m(t) = R(f) \cdot i_1(t) + L_l \frac{di_1(t)}{dt} \tag{3}$$

로 되어 자계는 주파수에 따라 변하게 되며 전압강하 즉 측정전압과 여자전류에 위상차를 나타낸다.

본 실험에서는 A/D 컨버터의 입력 전압범위를 고려하여 낮은 인덕턴스를 가진 탄소피막형 저항기를 사용했으며 저항값은 1 Ω의 값을 선택하였다[6].

3. 1. 2 CT

고주파 CT는 코일이 감겨져 있는 비자성 토로이드 코아의 중심에 흐르는 여자전류에 의해 발생되는 코일상의 유도전압을, RC 필터회로를 사용하여 여자전류에 비례하는 측정전압을 얻는 것으로, Fig. 2와 같은 등가회로로 나타낼 수 있다.

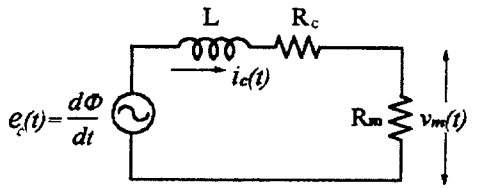


Fig. 2. Equivalent circuit of CT.

자속 Φ 는 코일에 전압 $e_c(t)$을 유기하고 이 전압에 의해 유도된 전류 $i_c(t)$에 대한 회로방정식은 다음 식으로 표현된다[7, 8].

$$\frac{1}{R_t} \cdot \frac{d\Phi}{dt} = \frac{L}{R_t} \cdot \frac{di_c(t)}{dt} + i_c(t) \tag{4}$$

여기서, 총저항은 $R_t = R_m + R_c$ 이며 L, R_c 및 R_m, 각각 CT코일의 인덕턴스, 코일저항 및 측정저항기 저항 그리고 총 쇄교자속은 $\Phi = \int B \cdot dA = ki_1(t)$이고 k는 토로이드 코아의 구조인자를 나타낸다.

따라서 $\frac{L}{R_t} \cdot \frac{di_c}{dt} \ll i_c$ 가 되도록 CT를 구성하면 유도전류는 쇄교자속의 미분에 비례하게 되어 RC 적분필터를 통해 여자전류에 비례하는 출력전압을 얻는 방법이다. 반면 $\frac{L}{R_t} \cdot \frac{di_c}{dt} \gg i_c$ 인 회로구성에서는 회로구성

에서는 별도의 RC 적분필터가 필요없는 자기적분기능을 갖게되며

$$i_c(t) = L^{-1}\Phi = kL^{-1}i_c(t) \tag{5}$$

가 된다.

본 실험에서는 미분모드에 비해 출력전압이 주파수 독립특성이 강하고, 코일의 출력이 전류의 도함수가 아닌 전류에 비례하기 때문에 측정케이블에서의 출력신호 감쇠가 적은 적분형 CT를 적용했으며 본 CT의 출력전압은[9]

$$v_m(t) = kL^{-1}i_1(t)\,R_m \tag{6}$$

이므로 CT의 자계는 식 (1) 및 (5)를 적용하면

$$H(t) = \frac{L N_1 v_m(t)}{l_e k i_1(t)\,R_m} \tag{7}$$

가 된다.

3. 2 자속밀도 B의 산출

토로이드 샘플의 2차 권선에 유기되는 전압 $v_2(t)$를 측정하면 Faraday의 전자유도법칙에 의해 자속밀도 $B(t)$를 구할 수 있다[10, 11, 12].

$$B(t) = \frac{1}{N_2 A_e}\int v_2(t)\,dt \tag{8}$$

여기서, N_2 : 2차코일 턴수, A_e : 시료의 유효단면적 [m^2]

(8)식의 자속밀도파형 $B(t)$를 얻기 위해서 측정된 디지털 전압값을 수치적분을 이용하여 구했다.

3. 3 철손의 산출

시료의 단위체적당 철심손실 P_v는 (2)식과 (8)식으로부터 주기 T동안에 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} P_v &= \frac{1}{VT}\int_0^T H\cdot dB \\ &= \frac{N_1}{V N_2 R_m T}\int_0^T v_2(t)\cdot v_m(t)\,dt \\ &= \frac{N_1}{V N_2 R_m T}\sum_{k=1}^{n} v_{2k}\,v_{mk} \end{aligned} \tag{9}$$

여기서, $V = A_e l_e$ 은 시료의 체적, n 은 한 주기 동안 샘플링된 디지털 전압신호의 총갯수이다.

Ⅳ. 실험 및 고찰

Fig. 3에 Impedance Analyzer HP 4194A로 측정한 저항기 및 CT의 임피던스와 위상각의 주파수특성을 나타내었다.

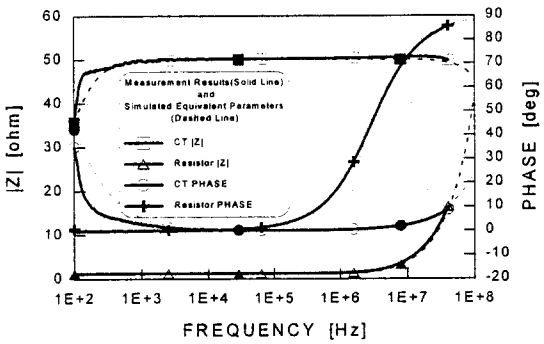


Fig. 3. Frequency dependence for impedance |Z| and phase angle of current detecting devices.

저항기는 1 Ω 의 금속피막저항이며, CT는 Pearson Electronics사 모델 2877로서 전압/전류비가 1이고 밴드폭이 300 Hz~200 MHz, 권선수는 50회로 CT 1차로 환산한 임피던스는 1 Ω 이다. 출력측정은 저항의 양단 및 CT의 출력단자 즉, R_m (current viewing resistor) 양단자간에 실시하였다. 이 경우 CT의 임피던스 |Z| 값은 특성임피던스 50 Ω 에 해당된다. 이들 주파수에 따른 특성 데이터를 impedance analyzer의 등가회로정수 기능을 이용하여 구한 결과를 Table Ⅰ에 나타내었다.

Table Ⅰ. Characteristics of resistor and CT

항 목	저 항 기	CT
L	57.2 nH	0.11 H
R	1.033 Ω	50.5 Ω
C	4.65 pF	15.0 pF
등가회로	C/(R-L)	R/L/C

참고 : /병렬, - 직렬접속을 나타냄.

모의실험 결과 등가회로는 전형적인 저항기 및 코일의 등가회로를 나타냈으며[13], 저항기의 인덕턴스 L은 크기가 작지만 1 MHz 이상의 고주파영역에서 Fig. 3과 같이 임피던스 및 위상각을 증가시키는 요인임을 알 수 있었다. CT은 대체로 안정된 특성을 보였으며, 1 kHz 미만의 저주파에서는 임피던스 및 위상각 변화가 불안정하게 나타났다. 고주파에서의 임피던스 감소와 위상각의 증가는 케파시턴스 C의 영향임을 알았다. 결국 CT의 고주파 특성을 보다 향상시키기 위해서는 누설 capacitance를 줄여야 한다.

CT의 실제 전류검출 특성을 알아보기 위해서 Fig. 1의 실제 측정시스템에서 저항기 옆에 CT를 함께 설치하고 각각에서 출력된 전류 파형을 동시에 오실로스코프로 읽었다. CT는 케이블 및 오실로스코프 공히 임피던스 정합되도록 특성 임피던스 50 Ω 의 동축케이블을 사용하였다. 임피던스 측정 저항이 모두 1 Ω 이므로 이상적으로는 저항기와 CT의 파형 진폭이 일치하여야 한다. Fig. 4의 1 kHz와 10 MHz에서 두 파형을 비교하면 1 kHz의 저주파에서는 위상 및 진폭이 거의 일치하였고 10 MHz의 고주파에서는 저항기의 임피던스증가에 따른 파형진폭의 증가와 위상차를 보인다. 또한, 노이즈는 고주파에서 CT쪽이 많이 억제됨을 볼 수 있다[5, 7].

이들 파형의 진폭과 위상차를 각각의 주파수에서 상호 비교한 후 Impedance Analyzer로 읽은 Fig. 3의 저항기의 주파수 특성 측정치로부터 CT의 임피던스와 위상차를 Fig. 5와 6과 같이 산출하였다. 그림으로부터 CT의 임피던스 및 위상각의 고주파특성이 저항기에 비해 안정된 것을 알 수 있었으며, 위상각의 패턴이 Fig. 3의 impedance analyzer의 측정치와 유사함을 보였다.

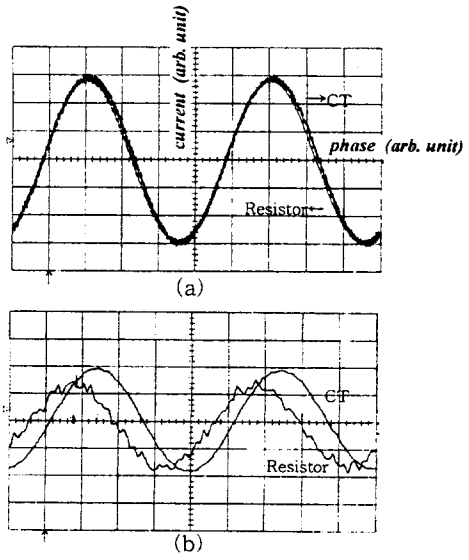


Fig. 4. Waveforms of current signals of resistor and CT at (a) 1 kHz (b) 10 MHz.

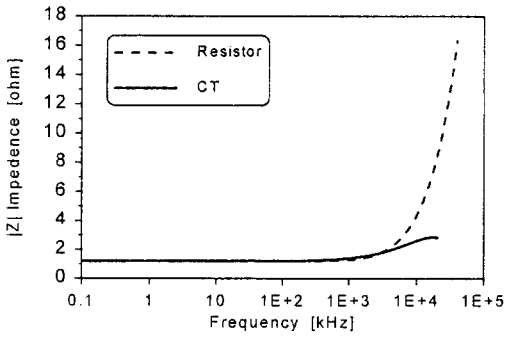


Fig 5. Frequency dependence of impedance |Z|.

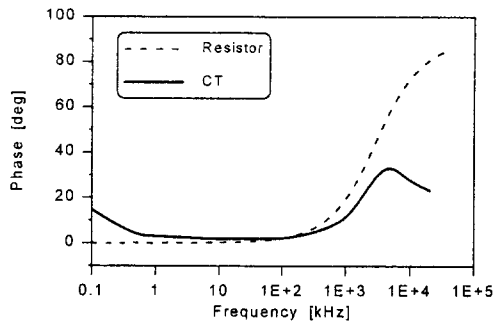


Fig 6. Frequency dependence of phase shift.

Fig. 7은 10 kHz에서 측정된 토로이드형태의 페라이트 시편에 대한 자기이력곡선들을 나타낸다. 곡선들은 각각 동작자속밀도 0.1 T, 0.2 T, 0.3 T, 0.4 T에서 측정하였다. 특정 동작 자속밀도에서의 곡선을 얻기 위해서는 전원부의 초기 신호발생기 출력전압으로 먼저 2차 코일의 유기전압을 오실로스코프로 읽고 목표 유기전압치와의 비를 구해 이를 feed-back하여 신호발생기의 출력전압을 재설정한다. 이러한 과정을 수 회 반복하면 점근법에 의해 원하는 목표전압에 도달하게 된다. Fig. 8은 주파수 10 kHz, 동작자속밀도 0.4 T의 조건에서 측정한 비정질 리본 코아의 B-H 곡선이다. 인가자계 H의 파형을 정현파와 구형파로 했을 경우의 B-H 곡선의 변화를 나타낸다.

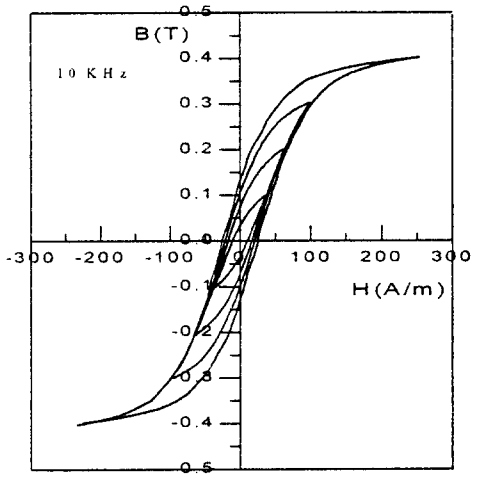


Fig 7. B-H curves when the operating flux density is 0.1 T, 0.2 T, 0.3 T and 0.4 T.

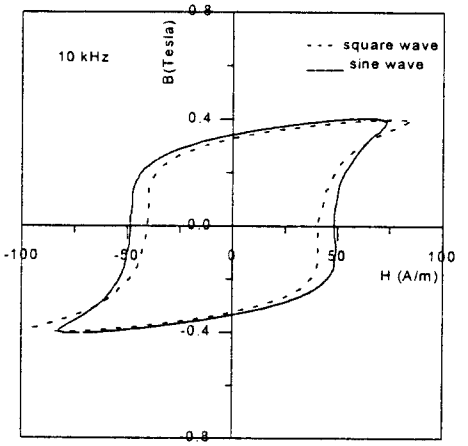
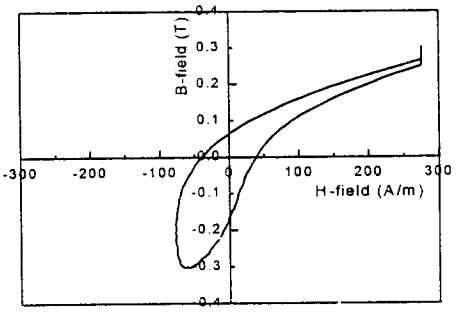


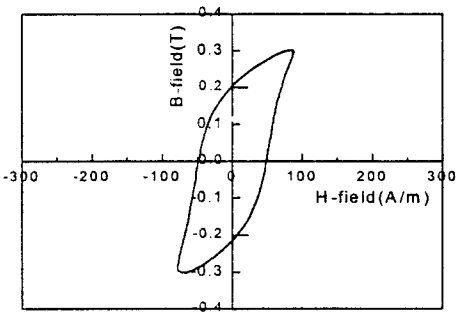
Fig. 8. Changes in the B-H curve with respect to the waveform of applied field H : sine wave and square wave.

일반적으로 B-H 곡선을 측정해 보면 Fig. 9(a)와 같이 좌우대칭이 이루어지지 않는 경우는 많은데, 특히 투자율이 높은 재료와 높은 자속밀도에서 측정할 경우에 이러한 현상이 두드러진다.

이때, 철손치 등에 오차를 가져온다[6]. 곡선이 정확히 대칭을 이루기 위해 시스템은 샘플링 도중 대칭성을 검사하여 좌우 대칭이 되도록 offset을 조절한다. Fig. 9 (b)는 수정된 곡선을 나타낸다. 수정된 곡선에서는 철손이 비대칭 곡선보다 5～10 % 정도 감소하게 된다.



(a)



(b)

Fig. 9. B-H curves of due to (a) DC component of applied field and (b) fixed symmetrical applied field.

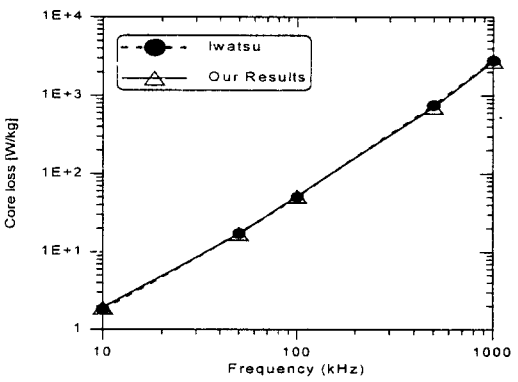


Fig. 10. Comparison between commercial apparatus and our results.

Fig. 10은 동작자속밀도 0.4 T, 주파수 10 kHz에서 1 MHz까지의 영역에서 기존 상용제품인 일본 Iwatsu사의 *B-H* Analyzer SY-8232(측정한도 1 MHz임)와의 철손 측정치를 비교한 것이다. 전류 측정에 CT를 사용하고 그의 주파수에 따른 임피던스를 보정한 후 측정한 결과이며, SY-8232 측정치와의 편차가 ±5 % 이내로 고주파 철손 측정장비로서 충분히 사용될 수 있음을 보였다.

V. 결 론

본 연구를 통해서 개발된 고주파 철손 측정장치로부터 다음의 결론을 얻었다.

1) 범용장비에 고속의 샘플링기법과 측정제어기법을 적용함으로써 저가이면서 성능확장이 용이하며 MHz대 이상의 주파수에서 측정 가능한 시스템을 개발하였다.
2) 고주파 CT을 사용하므로서 피막저항기보다 고주파특성이 개선되고 노이즈가 감소되었다.
3) 주파수 1 kHz~1 MHz 범위에서 상용시스템과 철손치를 비교에서 5 % 이내의 실제로 고주파재료를 응용할 경우에는 스윗칭 전원, 인버터 회로 구성부품등의 파형에 대응하여 구형파, 삼각파, 톱니파등의 파형에서 철손 해석이 가능하게 되었다.
4) 일반적으로 *B-H* 곡선을 측정해 보면 정확히 좌우대칭이 이루어지는 경우는 많은데 본 시스템에 이를 보정하는 기능을 부여함으로써 보다 정확한 측정치를 얻을 수 있었다.
5) 본 시스템에서는 범용장비로써 구성되어 있어 장비의 추가 구입 없이도 기존 장비를 이용해 시스템을 구성하고, 각 부속기기의 성능향상에 맞추어 성능확장이 용이하도록 하였다.

참 고 문 헌

[1] SY-8232 *B-H* Analyzer, Instruction Manual, Iwatsu Electric Co., Ltd., Tokyo.

[2] 김기욱, 우병철, 정순종, 민복기, 김병걸, 송재성, "*B-H* loop 특성장치 제작", 전기학회추계발표, 309 (1992).

[3] 宮澤, 上野, 濟藤, 新谷, IEEJ Magnetics, MAG-92, 29 (1992).

[4] Y. Baghzouz and X. D. Gong, IEEE Trans. Power System, **8**(2), 746 (1993).

[5] "高電壓試驗 ハンドックブ", 電氣學會, オーム社, 227 (1983).

[6] M. Kido, Nikkei Electronics, No. 483, published Sep. 28, 300 (1989).

[7] D. G. Pellinen, M. S. Di Capua, S. E. Sampayan, H. Gerbracht and M. Wang, Rev. Sci. Instrum. **51**(11), 1535 (1980).

[8] 정위식, 이재복, "뇌격전류파라메타측정을 위한 조사연구", 한전기술연보고, 225 (1990).

[9] U. S. Patent 5, 241, 269 (1993).

[10] 손대락, 이원창, 우병칠, 이수형, 김창석, New Physics, **23**(3), 205 (1987).

[11] N. Schmidt and H. Guldner, IEEE Trans. Magn., **32**(2), 489 (1996).

[12] V. J. Thottuvelil, T. G. Wilson and H. A. Owen Jr., IEEE. Trans. Power Electronics, **5**(1), 41 (1990).

[13] M. Honda, The Impedance measurement handbook, Yokogawa-Hewlett-Packard Ltd. 5-41 (1989).

Fabrication of High Frequency Magnetic Characteristics Measurement System Using Digital Oscilloscope and Computer Remote Control

Ki-Uk Kim, *Jae-Bok Lee, Jae-Sung Song, and Bok-Ki Min

*Electrical Materials Div., *Power Electronics Div., Korea Electrotechnology Research Institute*

Sungju dong 28-1, Changwon city, Kyungnam, Korea

(Received 29 August 1997, in final form 10 November 1997)

We designed and constructed the high frequency magnetic characteristics mesurement system to measure core loss, B-H curve, permeabiliy of toroidal ferrite core, amorphous core and various meterials for high frequency application. The system consists of universal equipments such as digitizing oscilloscope, signal generator, power amplifier, PC in order to make upgrade easily. The power source is composed of waveform synthesizer and power amplifier ranging from DC to 20 MHz, and output signal H and B from sample core are digitized by oscilloscope with sampling rate 1 GS/s per channel. Computer controls power source and oscilloscope, reads data from oscilloscope, displays analyzed waveform and saves data with file. The entire procedures finishes within few seconds.