

무손실 저항개념을 이용한 저전력 전원설비용 능동 역률보정기의 설계

(Design of Active Power Factor Corrector for Low Power Supply
by Loss Free Resistor Concept)

임영철* · 정영국** · 최찬하*** · 나석환*** · 이진식*** · 장영학****
(Y. C. Lim · Y. G. Jung · C. H. Choi · S. H. Na · K. S. Lee · Y. H. Chang)

요 약

본 연구는 정류기의 입력전류에 포함되어 있는 高周波성분을 제거하고 입력역률을 개선하기 위해 무손실 저항(Loss Free Resistor) 개념에 기본을 둔, PC, 家電기기 및 형광등용 전자안정기등과 같은 저전력 전원설비에 적합한 불연속 도통모드(DCM) 플라이백 방식의 능동역률 보정기의 등가회로모델 및 설계법을 제시하였다. 이 개념에 의하여 능동역률 보정기의 등가입력저항, 출력전력원 특성을 정확하게 나타낼 수 있었으며 또 설계방정식을 유도하여 능동역률 보정기를 설계 시험한 결과, 적은 부품으로 정류기의 입력교류 전류에 포함되어 있는 高周波를 제거하였고 따라서 0.98의 고입력역률의 정류를 할 수 있었다.

Abstract

A simple discontinuous conduction mode(DCM) flyback type active power factor corrector for low power supply presents an effective resistive load to its power input. It is therefore well suited as an inexpensive high power factor rectifier for office equipment. An equivalent circuit model for the Active Power Factor Corrector based on the "Loss Free Resistor" concept is presented. This simple model correctly describes the basic power processing properties of the Active Power Factor Corrector, including input port resistor emulation, output port power source characteristics.

1. 서 론

최근 반도체 기술의 발달로 인해 비선형 스위칭소자를 사용한 정류기들이 컴퓨터를 비롯하여 모든 제어·계측장비들의 전원에 사용되고 있다.

그러나 종래의 정류기들은 출력부에 큰 직류커패시터를 연결 사용하므로, 이 커패시터의 충방전시 突入電流로 인해 입력교류전류는 스파이크 형태로 된다. 이 입력교류전류는 비선형적인 특성으로 인해 입력교류전압의 왜형을 유발하여 정류기 입

* 正會員: 전남대 전기공학과 부교수·공박

** 正會員: 전남대 전기공학과 박사과정

*** 正會員: 전남대 전기공학과 석사과정

**** 正會員: 목포대 전기공학과 전임강사·공박

接受日字: 1992年 8月 8日

력역률을 감소시킬 뿐만 아니라 이 정류기와 관련된 전원설비에 대해서도 여러가지 악영향을 미치고 있다.¹⁾ 특히 최근들어 PC, 복사기 등 OA용 기기, 비디오/오디오등의 家電기기, 형광등용 전자 안정기를 사용하는 照明기기 또 에어컨등 인버터 응용기기의 급속한 보급은 이러한 문제점을 더욱 가중시키고 있어 이에 대한 연구가 필요하게 되었다.²⁻³⁾ 종래의 수동필터에 의한 개선법⁴⁾은 이해하기 쉽고 간편하다는 점은 있으나 수동소자를 사용하므로 큰 필터소자와 정류다이오드가 요구되었으며 또 만족할 만한 입력역률 개선효과를 얻지 못했다. 그러므로 전술한 정류기의 입력교류전류에 포함되어있는 高周波를 제거하여 입력역률을 향상시키기 위해서는 간편하며 보상시간의 遲延이 없는 연구가 필요하게 되었다. 대부분의 연구⁵⁻⁸⁾는 200(W)급 이상의 직류전원장치에 적합한 부스트(boost) 방식에 의한 고역율 정류에 관한 것이었다. 그러나 대다수의 OA/HA용 기기는 150(W)미만의 저출력 직류전원장치를 필요로 하므로 부스트 방식은 비경제적이고 또 입력에 대해 출력전압을 낮출 수 없다는 단점이 있었다. 그럼에도 불구하고 저전력 전원설비에 적합한 불연속 모드(DCM) 플라이백(Flyback) 방식에 의한 고역율 정류시스템에 관한 연구는 매우 미진하였다. 이 DCM 플라이백 컨버터를 교류입력측에서 보면, 무손실 저항(Loss Free Resistor) 개념에 의하여 실효저항(Effective resistance) 부하로 증가화 시킬수 있으므로 DCM 플라이백 컨버터는 무손실 저항으로 모델링하여 동작을 해석할 수 있다.

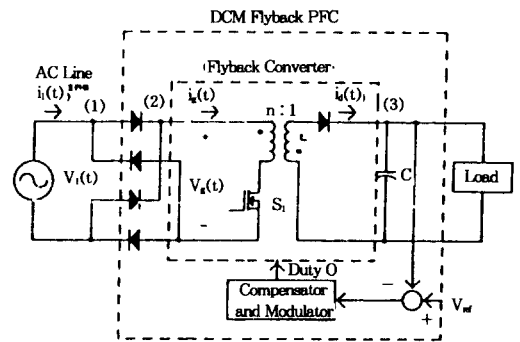
따라서 본 연구에서는 저전력 전원설비에 적합하며 출력전압을 입력전압과 독립적으로 설정할 수 있고 플라이백 변압기로 전기적인 입출력 절연을 할 수 있는 DCM 플라이백 방식에 의해 고역율의 저렴한 정류시스템을 설계 구성하고자 한다.

2. 이 론

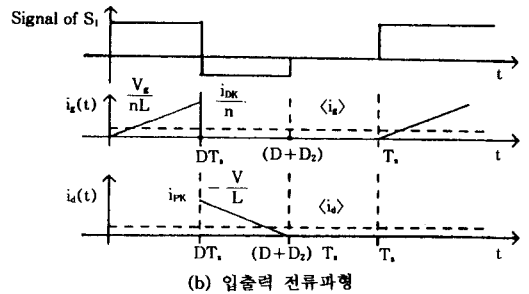
2.1 DCM 플라이백 방식 능동역률보정기의 동작원리

플라이백 방식 능동역률보정기의 전력과 효율 및 동작범위를 결정하는 데 중요한 것은 플라이백 변압기라고 하는 자기에너지 저장회로이다. 그림 2.1은 저전력 플라이백 방식의 능동역률보정기를 나타내고 있다.

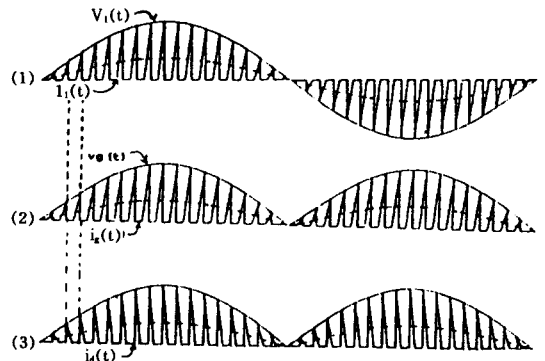
그림 2.1(a)는 DCM 플라이백 방식 능동역률보정기를 나타내는 회로이다. 이 능동역률보정기는 플라이백 변압기에 의하여 전류 입출력을 전기적으로 절연하면서 입력에서 출력으로 에너지를 전



(a) 시스템 구성도



(b) 입력측 전류파형



(c) 60(Hz)의 교류주파수에 대한 전체 입출력 파형

그림 2.1 DCM 플라이백 방식 능동역률보정기

Fig. 2.1 DCM Flyback Type Active Power Factor Corrector

달하는 콘버터와 그 전달 에너지의 크기를 결정해주는 변조기(Modulator)로 구성되어 있다. 그림 2.1(c)는 능동역률보정기의 각부분의 파형을 나타낸 것으로 (1)은 역률이 보정된 후의 직류 전원장치 교류입력 전압·전류파형, (2)는 플라이백 1차측의 여자전압·전류, (3)은 플라이백 변압기 2차측의 전압·전류이다. 그림 2.1(b)는 그림 2.1(c)를 확대한 것으로 그 동작원리는 다음과 같다. 스위칭소자 S1이 턴온(turn on)되고 있는 동안 변압기 1차권선의 전류증가에 의해 변압기 코어에 자기에너지가 저장된다. 이때 2차권선의 극성은 부하전류를 차단하도록 1차권선과 서로 반대극성으로 되어 있고 또 다이오드는 역바이어스 되어 있다. 스위칭소자 S1이 턴 오프(turn off)될 때 다이오드는 순바이어스 되므로 1차권선에 저장된 에너지는 변압기 권수비에 해당하는 저장된 에너지를 2차권선으로 전달하게 되어 왼쪽이 직각인 전류가 흐르게 된다. 여기서 D는 듀티비, D₂는 출력 다이오드의 도통기간, <i_g>, <i_o>는 각각 여자전류와 출력전류의 평균치를 나타낸다. 60[Hz]의 입력교류 주파수에 대한 전체파형은 그림 2.1(c)와 같다. (1)을 보면 이상의 원리에 의해서 스파이크형태의 교류입력전류는 PWM제어신호 만큼 전압의 전 구간에서 걸쳐 초평되므로 전압과 동상인 정현파로 되어 파형개선과 입력역률을 거의 1로 할 수 있다.

2.2 무손실 저항모델

2.2.1 理想 정류기의 경우

理想的인 단상 정류기의 입력역률이 1이면, 정류기는 교류전력계통에 대해 저항부하로 나타낼 수 있으므로 理想정류기의 등가회로는 그림 2.2와 같은 실효저항(effective resistance)R_e으로 표

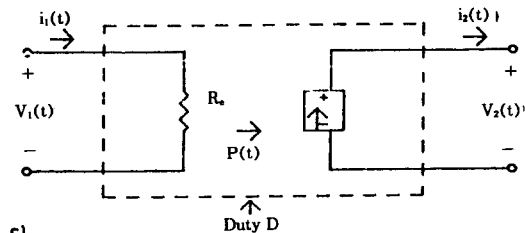


그림 2.2 理想정류기 시스템의 등가회로 모델

Fig. 2.2 Equivalent circuit model of ideal rectifier system

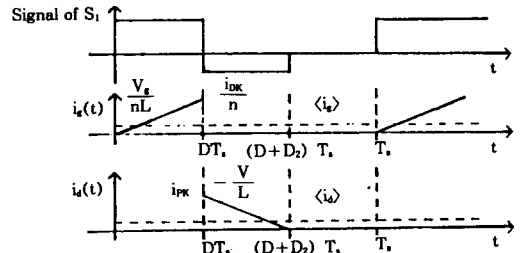


그림 2.3 DCM 플라이백 방식 능동역률보정기의 입출력 전류파형

Fig. 2.3 Typical input and output current waveforms of DCM Flyback Type Active Power Factor Corrector

현할 수 있다.

이 회로의 입력단은 오옴의 법칙이 성립하고 입력단에 공급되는 전력은 에너지의 손실이 없이 곧바로 출력단에 전달되기 때문에, 이를 무손실 저항(Loss Free Resistor : LFR)이라 정의한다.

이상으로부터 무손실 저항의 관계식은 다음과 같게 된다.

$$i_1(t) = \frac{V_1(t)}{R_e} \quad (1)$$

$$V_2(t) i_2(t) = P(t) \quad (2)$$

$$P(t) = \frac{V_1^2(t)}{R_e} \quad (3)$$

2.2.2 DCM 플라이백 콘버터의 경우

DCM 플라이백 방식에 의한 고역률 정류시스템의 입출력 전류파형은 그림 2.3과 같다.

플라이백 변압기의 최대 자화전류 ipk는 다음과 같이 표현된다.

$$i_{pk} = \frac{V_g D T_s}{nL} \quad (4)$$

여기서 L과 n은 각각 플라이백 변압기의 인덕턴스와 권수비, D는 스위칭 소자의 듀티비이며, T_s는 스위칭 주기이다. 또 콘버터 평균 입력전류는 식 (5)와 같다.

$$\langle i_g \rangle = \frac{1}{T_s} \equiv \int_0^{T_s} i_g(t) dt = \frac{D i_{pk}}{2n} \quad (5)$$

식 (4), (5)로부터

$$\langle i_g \rangle = \frac{V_g}{R_e} \quad (6)$$

$$R_e = \frac{2n^2 L}{D^2 T_s} \quad (7)$$

와 같이 유도된다. 따라서 콘버터 직류입력전류는 오옴의 법칙을 따르게 되며 실효저항 R_e는

스위칭 소자의 듀티비의 변화로서 제어 가능하다. 콘버터의 평균 직류 출력전류는 다음과 같다.

$$\langle i_d \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_d(t) dt = \frac{D_2 i_{PK}}{2} \quad (8)$$

여기서 $D_2 T_s$ 는 출력 다이오드의 도통구간이고 V_2 가 출력전압이며 자화전류가 0일때, 이식을 $(D+D_2) T_s$ 에 관해 풀면 D_2 는 식 (9)와 같게 된다.

$$D_2 = D \frac{V_g}{nV_2} \quad (9)$$

식 (4), (7), (8), (9)에 의하여 식 (10)을 구할 수 있으며

$$\langle i_d \rangle V_2 = \frac{V_g^2}{R_e} \quad (10)$$

따라서 콘버터 출력단은 식 (11)과 같이 일정 전력원 P로 동작하게 된다.

$$P = \frac{V_g^2}{R_e} \quad (11)$$

이상에서 볼 때 식 (11)은 콘버터 입력단에 의해서 소모된 전력과 같다.

2.3 설계방정식

정상상태의 직류출력전압 V_2 , 입력전압범위 $V_{PK, max} \geq V_{PK} \geq V_{PK, min}$ 및 스위칭 주기 T_s 일 때, 구하고자하는 플라이백 변압기의 2차측 인덕턴스 L 및 권수비 n과 스위칭 소자 및 다이오드 스트레스는 다음과 같다.

그림 2.3을 보면 정현파 입력전류가 흐르기 위해 콘버터는 스위칭주기가 끝나기 전에 플라이백 인덕터 전류가 0으로 되는 불연속 도통모드로 동작함을 알 수 있으며 이것은 식 (12), (13)으로 표현된다.

$$D_2 < 1 - D \quad (12)$$

$$D_2(t) = D \frac{V_g(t)}{nV_2(t)} \quad (13)$$

여기서 D, $V_2(t)$, n은 모두 일정하며 콘버터는 다음의 관계가 성립하도록 항상 불연속 도통모드로 동작된다.

$$D \left[1 + \frac{V_g(t)}{nV_2(t)} \right] < 1 \quad (14)$$

$$D < \frac{1}{\left[1 + \frac{V_{PK}}{nV_2} \right]} \quad (15)$$

정상상태의 콘버터 출력전압 식 (16)으로부터, 주어진 최대입력전압 V_{PK} 에 대해 원하는 직류 출력전압 V_2 를 구하기 위한 듀티비는 식 (17)과 같다.

$$V_{2, rms} = \frac{V_{1, rms}}{n} \frac{D}{\sqrt{K}} \quad (16)$$

$$D = \frac{nV_2}{V_{PK}} \sqrt{2K} \quad (17)$$

$$K = 2L/RT_s \quad (18)$$

식 (15), (17)로 부터 듀티비 D를 소거하여 다음을 만족하도록 K와 플라이백 2차측 인덕턴스 L를 선택해야 된다.

$$K < K_{crit} = \frac{1}{2 \left[1 + \frac{nV_2}{V_{PK}} \right]^2} \quad (19)$$

$$L < L_{crit} = \frac{RT_s}{4 \left[1 + \frac{nV_2}{V_{PK}} \right]^2} \quad (20)$$

또 스위칭 소자에 흐르는 전류실효치는 최소 입력전압 및 최대 부하전력일 경우에 식 (21)에서 나타낸 바와 같이 가장 크게됨을 알 수 있고, 스위칭 소자의 차단전압은 식 (22)로 되며

$$I_{s, max} = \frac{V_{PK}}{n^2 L} DT_s \sqrt{\frac{D}{6}} \quad (21)$$

$$V_s = nV_2 + V_{PK, max} \quad (22)$$

다이오드 전류실효치 및 다이오드 차단전압은 각각 다음과 같다.

$$I_{D, max} = \frac{2}{3} (2K)^{0.75} \frac{V_2 T_s}{L} \sqrt{\frac{T}{\pi}} \quad (23)$$

$$V_d = V_2 + V_{PK, max}/n \quad (24)$$

3. 설 계

다음의 조건에 의해서 그림 2.1의 고입력역률 DCM플라이백 콘버터를 설계했다.

입력전압 실효치 : 85~140[V]

출력전압 : 24[V]

출력 : 15~100[W]

스위칭 주파수 : 100[kHz]

식 (17)~식 (24)에 의해 콘버터 변압기의 권수비 n을 변화시킬때, DCM 플라이백 콘버터를 설계한 결과를 표 3.1, 표 3.2에 나타냈다.

표 3.2에서 n=1인 경우, 스위칭소자의 차단전

표 3.1 플라이백 변압기 권수비 n 을 변화시킬 때 L, D, K의 설계결과 (출력전압 24[V]인 경우)

Table 3.1 Computer spreadsheet of L, D, K of obtained for different values of n (In case of output voltage 24[V])

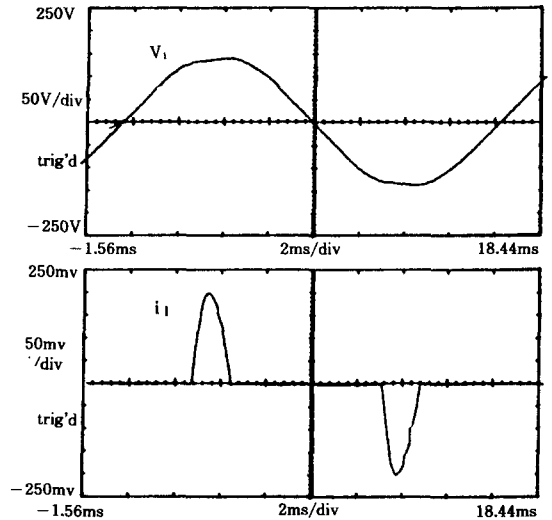
n	$0.75 \times L[H]$	K	D	
			140[V]	85[V]
1	7.50e-06	0.260	0.088	0.144
2	5.52e-06	0.192	0.150	0.247
3	4.22e-06	0.146	0.197	0.324
4	3.34e-06	0.115	0.233	0.385
5	2.70e-06	0.093	0.263	0.433
6	2.24e-06	0.077	0.287	0.472
7	1.88e-06	0.065	0.306	0.505
8	1.60e-06	0.055	0.323	0.533
9	1.38e-06	0.047	0.338	0.556
10	1.20e-06	0.041	0.350	0.577

표 3.2 플라이백 변압기 권수비 n 의 변화에 따른 스트레스 (출력전압 24[V]인 경우)

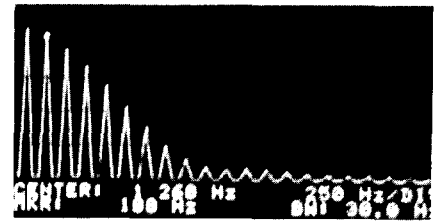
Table 3.2 Computer spreadsheet of stress obtained for different values of n . (In case of output voltage 24[V])

n	$0.75 \times L[H]$	$V_s[V]$	$V_d[V]$	$I_s, \max[A]$	$I_d, \max[A]$
1	7.50e-06	222	222	3.6	7.4
2	5.52e-06	246	123	2.7	8.0
3	4.22e-06	270	90	2.4	8.5
4	3.34e-06	294	73	2.2	9.0
5	2.70e-06	318	64	2.1	9.5
6	2.24e-06	342	57	2.0	10.0
7	1.88e-06	366	52	1.9	10.4
8	1.60e-06	390	49	1.9	10.9
9	1.38e-06	414	46	1.8	11.4
10	1.20e-06	438	44	1.8	11.7

압 V_s 와 출력 다이오드에 흐르는 전류 $I_{d, \max}$ 는 최소가 되고 출력 다이오드의 차단전압 V_d 와 스위칭소자 전류 $I_{s, \max}$ 는 최대가 되어, 컨버터는 많은 스트레스를 받게 되어 전체적인 역률 보정기의 특성에 악영향을 끼치게 된다. 반대로 $n=10$ 으로 하면 V_s 와 $I_{d, \max}$ 는 최대가 되고 V_d 와 $I_{s, \max}$ 는 최소가 되어 역시 좋지 못하다. 만약 중간값을 선택한다면 컨버터의 부담은 앞의 경우보다는 감소되므로 역률보정기는 좋은 특성을 낼 수 있다. 따라서 플라이백 변압기의 권선비 n 을 5 (65 : 13)로 선택하였고, 계산된 인덕턴스 L의 75 [%]인 2.70[μ H]를 실제의 L로 선택하였다.



(a) 전압, 전류파형



(b) 전류의 高周波 스펙트럼

그림 4.1 콘덴서 입력형 정류기의 입력교류전압, 전류파형과 高周波 스펙트럼

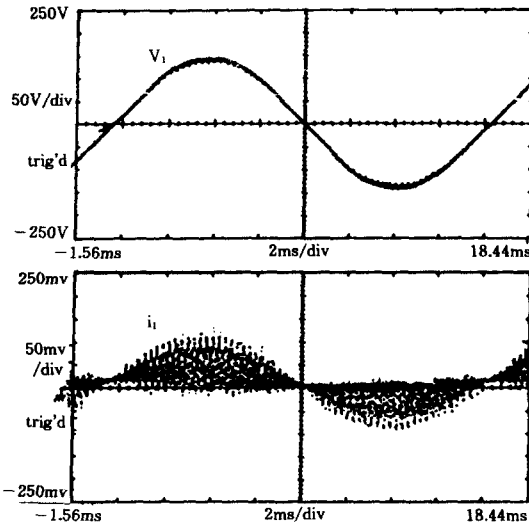
Fig. 4.1 Measured input A. C voltage and current waveforms and harmonic spectrum of condenser input type rectifier

4. 실험결과 및 고찰

4.1 입력교류 전류파형 측정

그림 4.1은 콘덴서 입력형 정류기의 입력교류전압, 전류의 파형과 高周波스펙트럼이다. 그림에서 보는 바와같이 입력교류전류는 정현파가 아닌 스파이크 형태이다.

그림 4.2는 입력교류전압이 120[V]이며, 듀티비가 0.306일때 DCM플라이백 방식 능동역률보정기에 의해 직류전원장치의 입력역률을 개선한 것으로, 그림 4.2(a)에서 보는 바와 같이 입력교류전류는 정현파이면서 입력교류전압과 동상이다. 또 高周波스펙트럼을 보면, 거의 기본과 60



(a) 전압, 전류파형



(b) 전류의 高周波 스펙트럼

그림 4.2 입력교류전압, 전류의 측정파형과 高周波 스펙트럼

Fig. 4.2 Measured input A.C voltage and current waveforms and harmonic spectrum

(Hz)의에는 高周波가 존재하지 않음을 알 수 있다.

그리고 이때 능동역률보정기를 포함한 정류기의 입력역률을 측정하기 위해서 전력계, 전압계 및 전류계를 정류기의 입력단에 설치하여, 전력계로부터 유효전력, 전압계와 전류계로부터 피상전력을 각각 측정하여 그 비로써 역률을 계산한 결과, 98%의 고역률로 정류됨을 알 수 있었다.

4.2 등가 출력특성

120[V]의 입력교류전압과 일정 듀티비 0.12에서 능동역률보정기를 동작시켜 등가 출력특성을

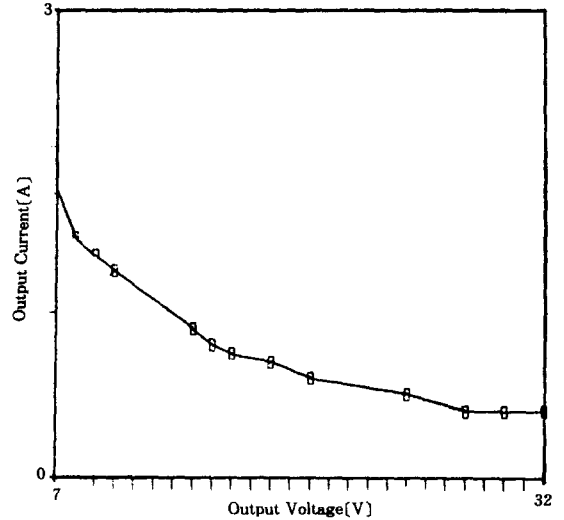


그림 4.3 일정 듀티비에서 운전을 위한 측정된 직류출력 특성곡선

Fig. 4.3 Measured D.C output characteristic curve, for operation at a constant duty ratio

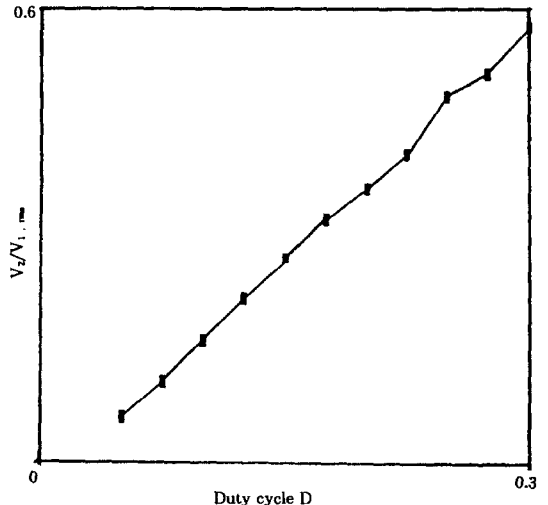


그림 4.4 일정 부하저항에서 측정된 직류출력전압 대 듀티비의 특성

Fig. 4.4 Characteristics of measured D.C output voltage vs. duty ratio at a constant load

알아보았다. 식 (7)에 의해서 실효저항 R_e 은 927 [Ω]로 계산되었고 이로부터 구해진 평균입력 $V_1^2 \cdot \text{ms} / R_e = 15.53(\text{W})$ 은 손실없는 이상적인 경우에 곧바로 출력으로 나타나야 된다. 그런데 실체는 다이오드 브리지 정류기, EMI필터 및 스위칭 소자의 손실때문에 오차가 있게 된다. 그림 4.3은

전압을 변화시켰을 때 측정된 직류출력 특성곡선으로서, 능동역률보정기의 출력단은 부하 임피던스에 거의 무관하게 일정직류전력원으로 동작함을 알 수 있다.

4.3 전압변환비 측정

부하저항을 $15(\Omega)$ 으로 일정하게 한 상태에서 듀티비를 0에서 0.3사이로 변화시킨 경우, 직류출력전압은 식 (16)으로 계산되었다. 이때 계산 및 측정된 직류출력전압 대 듀티비 특성은 그림 4.4와 같고 이것은 앞에서 제시한 이론과 잘 일치한다.

5. 결 론

저전력 전원설비에 적합한 불연속 도통모드(DCM) 플라이백 방식 능동역률보정기를 무손실 저항개념에 의해 실효저항으로 등가화하여 설계 및 실험한 결과, 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

(1) 무손실 저항개념에 의한 DCM플라이백 방식 능동역률보정기의 입력교류전류는 전압과 동상이면서 정현파로 되어, 적은 부품으로 98% 고역률의 정류를 할 수 있었다.

(2) DCM플라이백 방식 능동역률보정기를 비롯하여 모든 理想 정류시스템에 적용가능한 등가 회로를 무손실 저항모델로 구하였다.

(3) 무손실 저항개념에 의해 DCM플라이백 방식 능동역률보정기의 설계방정식을 유도하였다.

이상으로 부터 얻어진 연구결과가 저출력 제어·계측장비의 전원, 家電기기, 형광등용 전자 안정기등과 같은 저전력 전원설비에 적용, 실용화 되면 기존설비의 특성효과가 도모될 것으로 사료된다.

參 考 文 獻

- 1) M. Nalbant and J. Klein, "Power Factor Correction Incentives, Standards and Techniques", PCIM, June, 1990, pp. 26-31.
- 2) J. Spangler, B. Hussain, "Electronic Fluorescent using a Power Factor Correction Techniques for Loads Greater than 300 Watts", IEEE APEC, 1990, pp. 393-399.

- 3) D. Maksimovic, "A Unified Analysis of PWM Converters in Discontinuous Modes", IEEE Trans. PE-6, No. 3, 1991, pp. 476-490.
- 4) A. R. Parasad, P. D. Ziogas, "A Novel Passive Waveshaping Method for Single-Phase Diode Rectifier", IECON '90, 1990, pp. 1041-1050.
- 5) P. D. Ziogas, "A Novel Active Current Waveshaping Technique for Solid-State Input Power Factor Conditioners", IEEE Trans. IE, VOL. 38, 1991, pp. 72-78.
- 6) V. J. Thottuvelil, "Hierarchical Approaches to Modeling High-Power-Factor AC-DC Converters", IEEE Trans. PE-6, No. 2, 1991, pp. 179-187.
- 7) M. F. Schlecht, B. A. Miwa, "Active Power factor Correction for Switching Power Supplies", IEEE Trans. PE-2, 1987, pp. 273-281.
- 8) Chen Zhou, R. B. Ridley, "Design and Analysis of a Hysteretic Boost Power Factor Correction Circuit", IEEE PESC, 1990, pp. 800-807.
- 9) S. Singer, "The Application of Loss-Free Resistors in Power Processing Circuits", IEEE Trans. PE-6, No. 4, 1991, pp. 592-600.

Nomenclature

- Re : Effective resistance of Flyback Converter input port
 <P> : Average power consumed by Re
 P(t) : Instantaneous power consumed by Re
 $V_{1, rms}$: Input A. C voltage RMS of Flyback Converter
 $V_1(t)$: Instantaneous input voltage of Flyback Converter
 $V_2(t)$: Instantaneous output voltage of Flyback Converter
 $i_1(t)$: Instantaneous input current of Flyback Converter
 $i_2(t)$: Instantaneous output current of Flyback Converter
 Re(D) : Control of the Re value or Re value by control of duty ratio
 i_{FK} : Peak D. C magnetizing current of Flyback Converter by Loss Free Resistor Model
 V_{FK} : Peak D. C magnetizing voltage of Flyback Converter by Loss Free Resistor Model
 $V_g(t)$: Instantaneous D. C magnetizing voltage of Flyback Converter by Loss Free Resistor Model
 D : Duty ratio of switching components
 T_s : Switching period
 $\langle i_a \rangle$: Converter average input current
 t_{on} : Conduction time of switching component
 $\langle i_b \rangle$: Converter average output current
 V_2 : Average output voltage of Flyback Converter by Loss Free Resistor Model
 D_2T_s : The length of the output diode conduction interval
 R : Pure resistance for load or voltage regulator/dc-dc converter for load
 ΔV : Peak output voltage ripple