

120W급 Half Bridge 공진형 DC-DC 컨버터에 관한 연구

이재득, 이달우, 안태영
 청주대학교 정보통신공학부

A Study on the 120W Half Bridge Resonant DC-DC Converter

Jae-Duk Lee, Dal-Woo Lee, Tae-Young Ahn
 Division of Information and Communication Engineering, Cheongju University

ABSTRACT

In recent years power supplies for telecommunication equipment is required smaller size and higher efficiency, and low noise operation. There exists a series resonant converter in which the switching loss is reduced in order to realize a high efficiency converter. However, if a constant voltage regulation is required. The switching frequency varies widely. In this paper we study the details of resonant DC-DC converter in which the realize a high efficiency converter.

1. 서 론

최근에 쓰이는 휴대용 전자기기 등이 외형으로는 소형 및 박형화 되면서 내부의 처리 용량과 처리 속도가 비약적으로 증가하면서 소모 전력이 증가하게 되어 가고 있다. 특히 기기에 안정된 전압을 공급해주는 전원장치는 점점 대용량화 되면서 소형화가 요구되고 한편으로는 제조가격에 제한을 받는 등 제품의 설계시 불리한 점이 증가하고 있는 추세이다. 또한 전원장치의 출력이 증가하면서 출력전압이 일정해지고 출력전류가 증가하기 때문에 대전류에 알맞은 회로방식이 요구되고 있다.

일반적으로 스위칭 전원장치에서 효율을 높이기 위한 기본적인 방법은 소프트 스위칭기술을 사용하여 스위칭 손실을 저감시키는 것이다. 최근 이러한 용도로 검토되고 있는 회로방식 중의 하나인 LCL 공진형 Half bridge 컨버터는 소프트 스위칭이 가능하고, 다른 회로방식에 비해 비교적 구조가 간단한 특징이 있다. 이러한 공진형 회로방식의 컨버터를 제어하기 위해서는 스위칭 주파수를 가변하여

제어하는 주파수변조가 필수적이다.

본 논문에서는 휴대용 전자기기용 전원장치에 적합한 Half Bridge 공진형 DC-DC 컨버터를 구성하고, 그 실험 결과를 보고한 것이다. 입력전압은 AC 입력을 역률개선회로를 거쳐서 일정전압으로 변환시켜주는 Two stage 방식을 고려하고 있기 때문에 380V로 하였으며 출력전압은 19V, 120W급으로 설계하였다. 특히 출력에서 사용하는 부하가 충전기로 사용하는 경우 대응하기 위해서 정전류 기능을 추가하였다.

실험에서 사용된 Half Bridge 공진형 DC-DC 컨버터는 기본적으로 LCL 공진회로를 사용하고 있기 때문에 주파수변조 방식으로 출력이 제어되며, 소프트 스위칭이 가능하여 스위칭 손실과 전도손실을 저감시킬 수 있기 때문에 전력변환 효율을 높일 수 있었다. 특히 각소자의 전압과 전류의 실효값이 다른 Half Bridge 회로방식에 비해 비교적 낮기 때문에 낮은 정격 전압과 전류의 소자를 사용할 수 있었다.

2. LCL Half Bridge 공진형 Converter

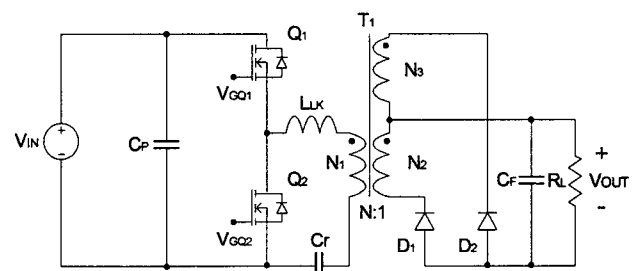


그림 1. H.B 공진형 DC-DC 컨버터의 기본회로
 Fig.1 H.B resonant DC-DC converter circuit

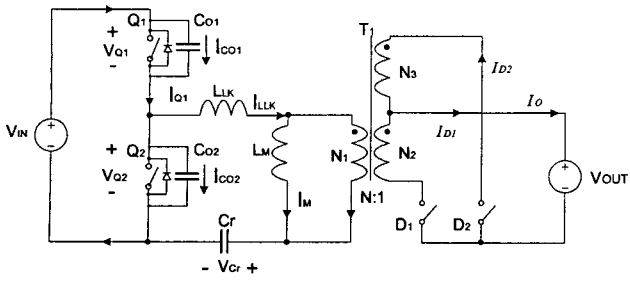
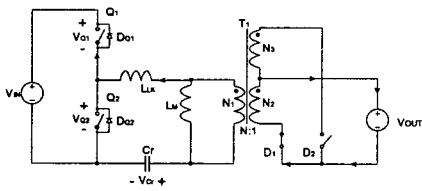
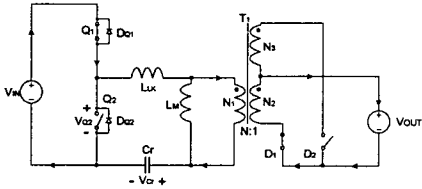


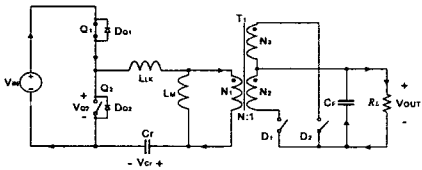
그림 2. 등가 회로
Fig.2 Equivalent circuit



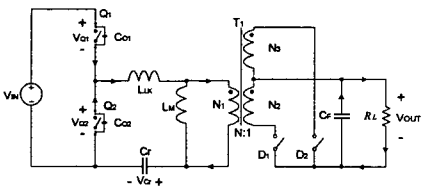
(a) $T_0 \sim T_1$



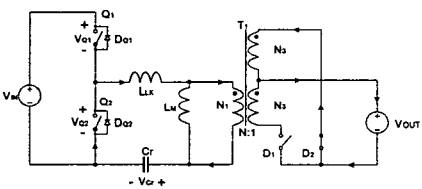
(b) $T_1 \sim T_2$



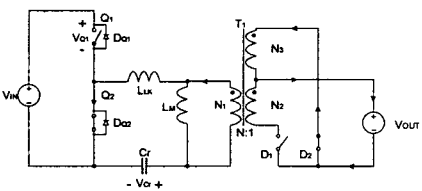
(c) $T_2 \sim T_3$



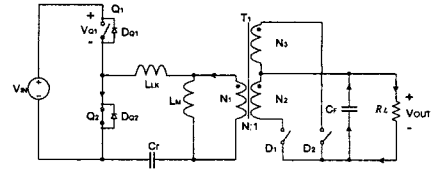
(d) $T_3 \sim T_4$



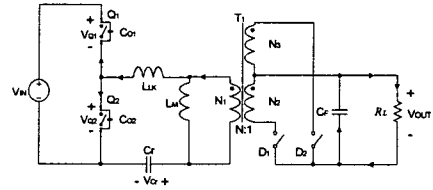
(e) $T_4 \sim T_5$



(f) $T_5 \sim T_6$



(g) $T_6 \sim T_7$



(h) $T_7 \sim T_8$

그림 3. 상태별 등가 회로

Fig. 3 Equivalent circuit for states of behavior

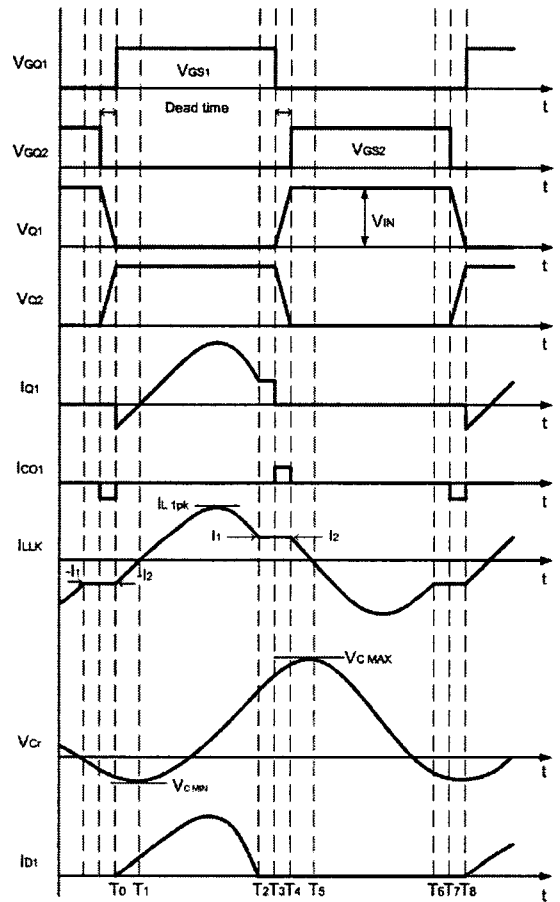


그림 4. 각 상태별 이론 동작 파형

Fig. 4 Theoretical waveform for the states

그림 1에는 본 논문에서 검토하고 있는 Half Bridge 공진형 DC-DC 컨버터의 기본회로를 나타내 있다. 그림에서 1차측의 Q_1, Q_2 는 두 개의 FET 반도체 스위치를 나타내고, 인덕터 L_{LK} 는 변압기 내부의 누설 인덕턴스를 나타낸다. 2차측은 2개의 다이오드를 사용하였다. 그림 2에서는 일정한 스위

칭 주파수 f_s 에 의해 Q_1, Q_2 가 일정시간의 데드타임을 갖으면서 주스위치와 보조 스위치의 역할을 한다. 변압기의 누설인덕턴스와 자화인덕턴스를 고려해 각각 L_{LK} 과 L_M 으로 나타내었고, 2차측의 2개의 다이오드를 전류의 흐름에 따라 각각 스위치 역할을 한다는 가정 하였으며, 출력단은 커패시터 C_F 와 부하저항 R_L 로 구성하였다. 그림 3에서는 그림 2의 등가회로가 정상 상태에서 동작한다는 가정 하에 Q_1, Q_2 와 D_1, D_2 의 동작을 각 상태별로 나타낸 상태별 등가회로이다. 그림 4는 회로가 정상상태에서 동작하는 경우 주요소자의 전압과 전류의 이론파형을 나타낸 것이다. 그림에서 Q_1, Q_2 와 D_1, D_2 의 스위칭 전압 및 전류파형을 각각 나타내었고, L_{LK} 의 전류 파형과 공진커패시터 C_r 의 전압 파형을 나타내었다. 그림3의 상태별 등가회로와 그림 4의 이론파형으로부터 Half Bridge 공진형 DC-DC 컨버터의 각 상태별 동작은 다음과 같이 설명된다.

먼저 그림 3의 (a)에서 기생다이오드 D_{Q1} 에 의해 Q_1 에 역전류가 흐르게 되고, Q_2 는 오프 상태가 된다. D_{Q1} 에 전류가 흐르는 동안 ZVS에 도달하게 되면서 Q_1 이 턴 온 된다. 이때 변압기의 1차측 전압은 입력 전압 V_{IN} 과 같아지고 2차측에 정전압이 유기됨에 따라 D_1 이 턴 온 되어 전류를 도통시키게 된다. 이때 D_2 는 역 바이어스 상태가 되기 때문에 오픈 상태가 된다.

그림 3의 (b)는 Q_1 이 턴 온 되고, Q_2 는 오프 상태의 동작을 나타낸다. 주스위치 Q_1 이 턴 온이 되면 공진 전류는 사인곡선을 가지며 증가하게 되고, 최대 전류가 되는 시점에 도달하게 된 후 T_2 에서 L_M 의 전류와 동시에 감소하게 되는 것을 알 수 있다.

그림 3의 (c)는 Q_1 이 턴 온 된 상태의 L_{LK} 의 전류와 L_M 의 전류가 T_2 시점에서 흐르는 상태를 나타내고, 2차측 다이오드 D_1, D_2 가 오픈 되어 있기 때문에 전류가 흐르지 않는다는 것을 알 수 있다. 여기서 L_M+L_{LK} 그리고 C_r 이 공진 하는 동안 C_r 의 전압은 증가 하게 된다. $T_2 \sim T_3$ 구간에서의 공진 전류는 거의 같다고 볼 수 있다.

그림 3의 (d)는 T_3 에서 Q_1 과 Q_2 모두 턴 오프 되면서 Q_2 의 기생 커패시터에 충전되어 있던 전류가 L_M+L_{LK} 와 C_r 사이의 공진에 의해 방전된다는 것을 알 수 있다. 이 구간이 데드타임이라는 것을 이론파형을 통해 알 수 있을 것이다.

그림 3의 (e)에서는 Q_1 이 턴 오프 되면서 D_{Q2} 에 의해 역전류가 흐르는 상태를 나타낸 것이다. T_4 에서 기생 커패시터 C_{O2} 는 방전을 하게 되고 이때 전압은 0V가 된다. 즉, ZVS에 도달하게 되는 구간이다. 이때, Q_2 는 턴 온 된다. 이 구간에서 N_1, C_r, D_{Q2} 에서 L_{LK} 를 지나 공진 전류가 흐르기 때문에

C_r 의 전압은 증가 하여 $V_{C(MAX)}$ 가 된다.

그림 3의 (f)에서는 Q_1 은 오프 상태이고, Q_2 는 온 상태를 유지한다. T_5 에서 Q_2 의 스위칭 동작에 의해 D_{Q2} 로 공진 전류가 흐르고, C_r 의 공진 전류는 사인 곡선 형태로 감소하게 된다.

그림 3의 (g)에서는 Q_1 은 오프 상태이고, Q_2 는 턴 온 된 상태가 되고, L_{LK} 의 $-I_2$ 와 T_6 에서 L_M 에 흐르는 전류가 일치하게 된다. 변압기의 2차측으로 전류가 흐르진 않기 때문에 다이오드 D_1, D_2 는 오픈 된 상태가 된다. 이 때 C_F 에 충전되어 있던 전류가 R_L 으로 방전하게 된다.

그림 3의 (h)에서는 Q_1, Q_2 모두 T_7 에서 턴 오프 된다. 기생 커패시터 C_{O2} 는 L_M+L_{LK} 와 C_r 을 통해 흐르는 전류에 의해 충전 되어 진다. 여기서 그림 3의 (a)구간으로 주기가 반복된다. Q_1, Q_2 가 $T_0 \sim T_8$ 동안 스위칭 동작을 할 때, ZVS와 ZCS에 도달한다.

3. 정상 상태특성

앞 절의 동작설명에서도 알 수 있듯이 출력전압을 제어하기 위해서는 일정한 시비율을 유지하면서 스위치의 온시간을 제어해야한다. 즉 스위칭 주파수를 가변하여 출력을 제어하는데, 이 경우 전원장치를 설계하기 위해서는 회로 내부의 공진회로의 설계가 중요하다. 그림 5에는 Half Bridge 공진형 DC-DC 컨버터의 주파수 특성을 알아보기 위한 등가회로를 나타낸 것이다. 그림에서 LCL 공진회로의 입력전압은 그림 2의 등가회로의 Q2에 걸리는 전압이 가해지며 구형파를 기본파만 고려하여 나타내었다. 출력 부하저항에서도 변압기의 권선비와 고조파의 기본파를 고려하였다.

그림 6은 등가회로의 부하저항 값을 변화시켰을 경우 주파수 특성을 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 일정주파수에서 부하저항이 커질수록 출력전압의 값이 비례한다는 것과 공진주파수를 기준으로 출력전압과 주파수의 비례관계가 달라진다. 일반적으로 스위칭 주파수를 가변하여 출력전압을 제어하는 경우 공진점의 우반면을 사용한다. 이것은 부하의 출력이 증가 할수록 스위칭주파수를 낮추어서 높은 스위칭 손실을 저감하기 위한 수단이라고 판단된다.

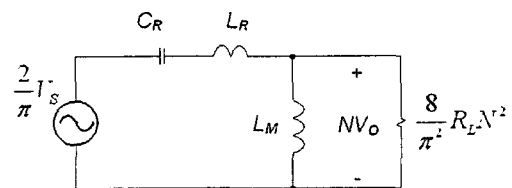


그림 5. LCL 공진 등가회로

Fig. 5 Equivalent circuit for LCL resonant tank

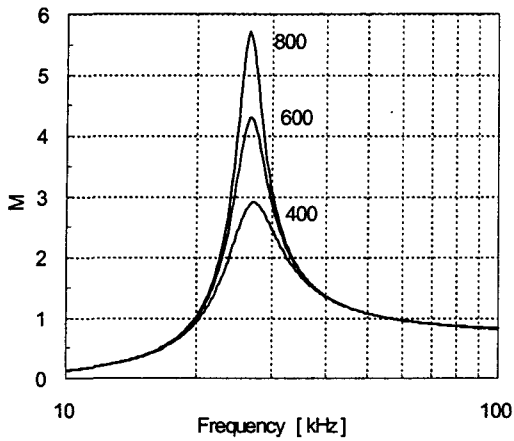


그림 6. 주파수 특성
Fig. 6 Frequency characteristics

4. 실험 결과

본 논문에서는 휴대형 전자기기용 전원장치에 적합한 Half Bridge 공진형 DC-DC 컨버터를 구성하기 위해서 표 1과 같은 사양의 실험회로를 구성하였다. 그림 7은 실험회로의 기본 구성을 나타낸 것이다. 그림에서 입력전압은 AC입력을 역률개선회로를 거쳐서 일정전압으로 변환시켜주는 Two stage 방식을 고려하고 있기 때문에 380V로 하였으며 출력전압은 19V, 120W급으로 설계하였다. 특히 출력에서 사용하는 부하가 충전기로 사용하는 경우 대응하기 위해서 정전류 기능을 추가하였으며 과전류에 대한 보호회로를 부가하였다.

그림 7의 실험회로에서 출력전압은 오차증폭기를 거쳐서 전압제어발진기(VCO)를 거쳐 적절한 스위칭 주파수를 선택하고, VCO를 거친 펄스의 신호는 두 개의 스위치를 구동하기 위한 구동회로를 사용하여 컨버터를 구동하게 하였다.

표 1. 실험 회로의 사양
Table. 1 Specification of experiment circuit

Parameters	Name	Value	Unit
Input voltage	V_{IN}	380	[V]
Output voltage	V_{OUT}	19	[V]
Maximum load current	I_O	6.5	[A]
Maximum power	P_O	120	[W]

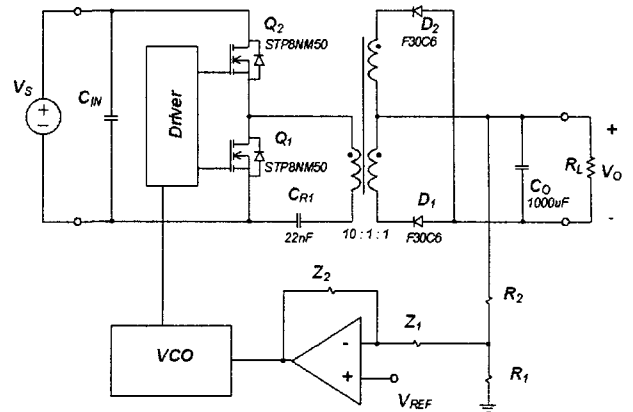
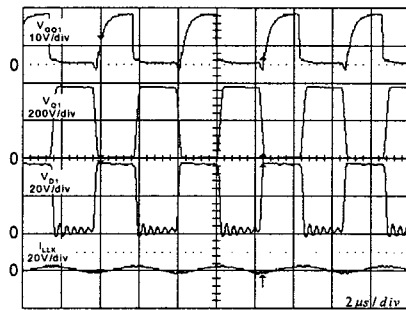
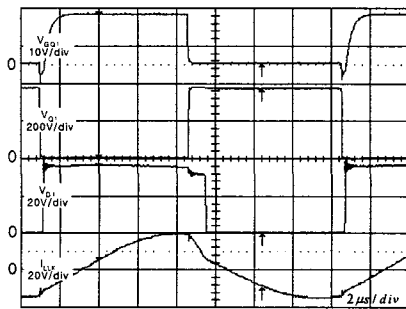


그림 7. 실험 회로
Fig. 7 Experimental circuit



(a) No load



(b) Full load

그림 8. 실험 파형
Fig. 8 Experimental waveforms

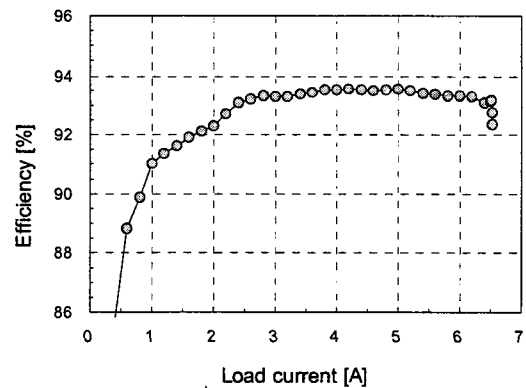


그림 9. 부하전류에 대한 전력변환 효율
Fig. 9 Power conversion efficiency for load current

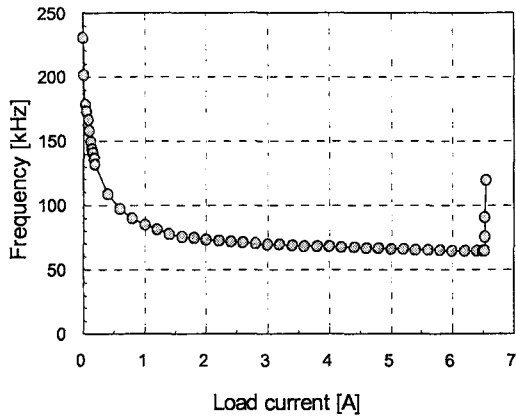


그림 10. 부하전류에 대한 주파수변화
Fig. 10 Frequency change for load current

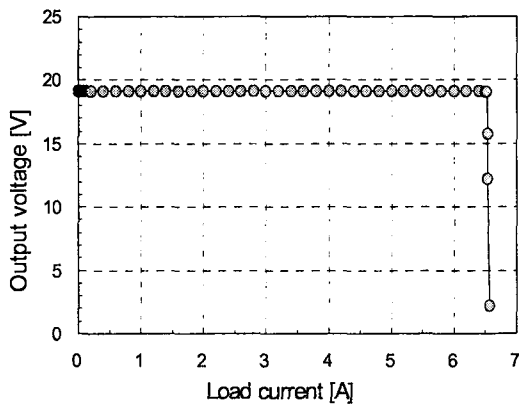


그림 11. 부하전류에 대한 출력 전압
Fig. 11 Output voltage for load current

그림 8은 실험회로가 정상상태에서 동작하는 경우 각소자의 전압과 전류를 측정된 실험파형이다. 그림에서 주스위치와 2차측 다이오드의 전압 파형과 변압기의 전류파형으로부터 영전압 스위칭과 낮은 전류 실효값을 나타내고 있다는 것을 알 수 있다. 그림 9는 실험회로의 효율을 측정하여 나타낸 그래프이며, 그림으로부터 회로가 중부하 이상에서 93% 이상의 고효율을 나타내고 있으며, 최대효율은 93.5%이었다. 그림 10은 부하변화에 따른 스위칭 주파수 변화이며, 그림에서 스위칭 주파수는 통상 60kHz에서, 무부하시에는 최대 230kHz까지 변화하고 있다는 것을 확인할 수 있다. 그림 11은 출력전압특성을 나타낸 것이며 안정된 부하특성과 정전류 특성을 잘 구현하고 있음을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 휴대형 전자기기용 전원장치에 적합한 Half Bridge 공진형 DC-DC 컨버터를 구성하

고, 그 실험 결과를 보고한 것이다. 입력전압은 AC 입력을 역률개선회로를 거쳐서 일정전압으로 변환시켜주는 Two stage 방식을 고려하고 있기 때문에 380V로 하였으며 출력전압은 19V, 120W급으로 설계하였다. 특히 출력에서 사용하는 부하가 충전기로 사용하는 경우 대응하기 위해서 정전류 기능을 추가하였으며 과전류에 대한 보호회로를 부가하였다.

실험에서 사용된 Half Bridge 공진형 DC-DC 컨버터는 기본적으로 LCL 공진회로를 사용한 소프트 스위칭이기 때문에 스위칭 손실과 전도손실을 저감시킬 수 있어서 전력변환 효율을 높일 수 있었다. 그 결과 실험회로의 전력변환 효율은 중부하에서 최대 93.5%를 나타내었고, 스위칭 주파수는 통상 60kHz에서, 무부하시에는 최대 230kHz까지 변화한다는 것을 확인하였다.

본 연구는 과학기술부·한국과학재단 지정 청주대학교 정보통신연구센터의 지원에 의한 것입니다.

참 고 문 헌

- [1] Yasuhiro Furukawa, Kouichi Morita, Taketoshi Yoshikawa, "A High Efficiency 150W DC/DC Converter", Proceedings of the IEEE 1994, pp. 148-154
- [2] A. K. S. BHAT, "A Fixed Frequency LCL-Type Series Resonant Converter", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 31, No. 3 January 1995.