

ภาคผนวก ก

คุณสมบัติแกนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

Ferroxcube

| Soft Ferrites | Applications | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|-----------|-----|----------------------------|---------|------------|----------|-----------------------------------|----------|---|-----------|---|------------|---|------------|---|-------|---|---|
| <p>SELECTING THE CORRECT CORE TYPE</p> <p>The choice of a core type for a specific design depends on the design considerations and also on the personal preference of the designer. Table 1 gives an overview of core types as a function of power throughput and this may be useful to the designer for an initial selection.</p> <p>Each of the core types has been developed for a specific application, therefore they all have advantages and drawbacks depending on, for example, converter type and winding technique.</p> <p>Table 1 Power throughput for different core types at 100 kHz switching frequency</p> <table border="1"> <thead> <tr> <th>POWER RANGE (W)</th> <th>CORE TYPE</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>< 5</td> <td>RM4; P11/7; T14; EF13; U10</td> </tr> <tr> <td>5 to 10</td> <td>RM5; P14/8</td> </tr> <tr> <td>10 to 20</td> <td>RM6; E20; P18/11; T23; U15; EFD15</td> </tr> <tr> <td>20 to 50</td> <td>RM8; P22/13; U20; RM10; ETD29; E25; T26/10; EFD20</td> </tr> <tr> <td>50 to 100</td> <td>ETD29; ETD34; EC35; EC41; RM12; P30/19; T26/20; EFD25</td> </tr> <tr> <td>100 to 200</td> <td>ETD34; ETD39; ETD44; EC41; EC52; RM14; P36/22; E30; T58; U25; U30; E42; EFD30</td> </tr> <tr> <td>200 to 500</td> <td>ETD44; ETD49; E55; EC52; E42; P42/29; U67</td> </tr> <tr> <td>> 500</td> <td>E65; EC70; U93; U100; P66/56; PM87; PM114; T140</td> </tr> </tbody> </table> <p><i>Choice of ferrite for power transformers and inductors</i></p> <p>A complete range of power ferrites is available for any application.</p> <p>3C30</p> <p>Low frequency (< 200 kHz) material with improved saturation level. Suitable for flyback converters e.g. Line Output Transformers.</p> <p>3C34</p> <p>Medium frequency (< 300 kHz) material with improved saturation level. Suitable for flyback converters e.g. Line Output Transformers.</p> <p>3C81</p> <p>Low frequency (< 100 kHz) material with loss minimum around 60 °C.</p> | POWER RANGE (W) | CORE TYPE | < 5 | RM4; P11/7; T14; EF13; U10 | 5 to 10 | RM5; P14/8 | 10 to 20 | RM6; E20; P18/11; T23; U15; EFD15 | 20 to 50 | RM8; P22/13; U20; RM10; ETD29; E25; T26/10; EFD20 | 50 to 100 | ETD29; ETD34; EC35; EC41; RM12; P30/19; T26/20; EFD25 | 100 to 200 | ETD34; ETD39; ETD44; EC41; EC52; RM14; P36/22; E30; T58; U25; U30; E42; EFD30 | 200 to 500 | ETD44; ETD49; E55; EC52; E42; P42/29; U67 | > 500 | E65; EC70; U93; U100; P66/56; PM87; PM114; T140 | <p>3C90</p> <p>Low frequency (< 200 kHz) material for industrial use.</p> <p>3C91</p> <p>Medium frequency (< 300 kHz) material with loss minimum around 60 °C.</p> <p>3C92</p> <p>Low frequency (< 200 kHz) material with a very high saturation level. Specially recommended for inductors and output chokes.</p> <p>3C93</p> <p>Medium frequency (< 300 kHz) material with loss minimum around 140 °C.</p> <p>3C94</p> <p>Medium frequency material (< 300 kHz). Low losses, especially at high flux densities.</p> <p>3C96</p> <p>Medium frequency (< 400 kHz) material. Very low losses, especially at high flux densities.</p> <p>3F3</p> <p>High frequency material (up to 700 kHz).</p> <p>3F35</p> <p>High frequency material (up to 1 MHz). Very low losses, around 500 kHz.</p> <p>3F4</p> <p>High frequency material (up to 2 MHz). Specially recommended for resonant supplies.</p> <p>3F45</p> <p>High frequency material (up to 2 MHz). Specially recommended for resonant supplies.</p> <p>3F5</p> <p>High frequency material (up to 4 MHz). Specially recommended for resonant supplies.</p> <p>4F1</p> <p>High frequency material (up to 10 MHz). Specially recommended for resonant supplies.</p> |
| POWER RANGE (W) | CORE TYPE | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| < 5 | RM4; P11/7; T14; EF13; U10 | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 5 to 10 | RM5; P14/8 | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 10 to 20 | RM6; E20; P18/11; T23; U15; EFD15 | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 20 to 50 | RM8; P22/13; U20; RM10; ETD29; E25; T26/10; EFD20 | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 50 to 100 | ETD29; ETD34; EC35; EC41; RM12; P30/19; T26/20; EFD25 | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 100 to 200 | ETD34; ETD39; ETD44; EC41; EC52; RM14; P36/22; E30; T58; U25; U30; E42; EFD30 | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 200 to 500 | ETD44; ETD49; E55; EC52; E42; P42/29; U67 | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| > 500 | E65; EC70; U93; U100; P66/56; PM87; PM114; T140 | | | | | | | | | | | | | | | | | | |

Soft Ferrites

EI cores

PRODUCT OVERVIEW AND
TYPE NUMBER STRUCTURE

Product overview EI cores

| CORE TYPE | V_e (mm ³) | A_e (mm ²) | MASS (g) |
|------------|-----------------------------|-----------------------------|-------------|
| E16/12/5 | 701 | 19.4 | 2.7 |
| I16/2.4/5 | – | – | 0.9 |
| E20/14/5 | 913 | 22.8 | 3.8 |
| I20/2.3/5/ | – | – | 1.1 |
| E22/15/6 | 1450 | 33.1 | 5.9 |
| I22/4/6 | – | – | 2.3 |
| E25/17/6 | 2070 | 40.3 | 8.0 |
| I25/3/6 | – | – | 2.5 |
| E28/17/11 | 4120 | 83.7 | 17 |
| I28/3.5/11 | – | – | 5.1 |
| E30/21/11 | 6720 | 113 | 25 |
| I30/5.5/11 | – | – | 8.6 |
| E33/23/13 | 7910 | 118 | 31 |
| I33/5/13 | – | – | 10 |
| E35/24/10 | 6270 | 89.3 | 24 |
| I35/5/10 | – | – | 7.4 |
| E40/27/12 | 11100 | 143 | 42 |
| I40/7.5/12 | – | – | 17 |

Note :
All effective dimensions for E/I combination

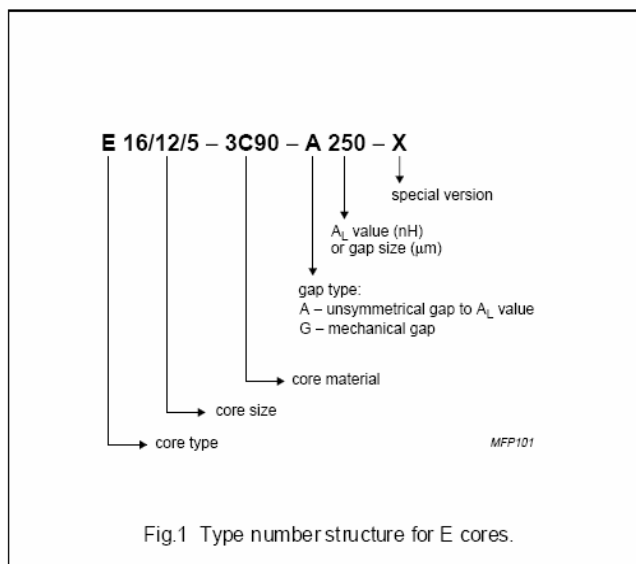


Fig.1 Type number structure for E cores.

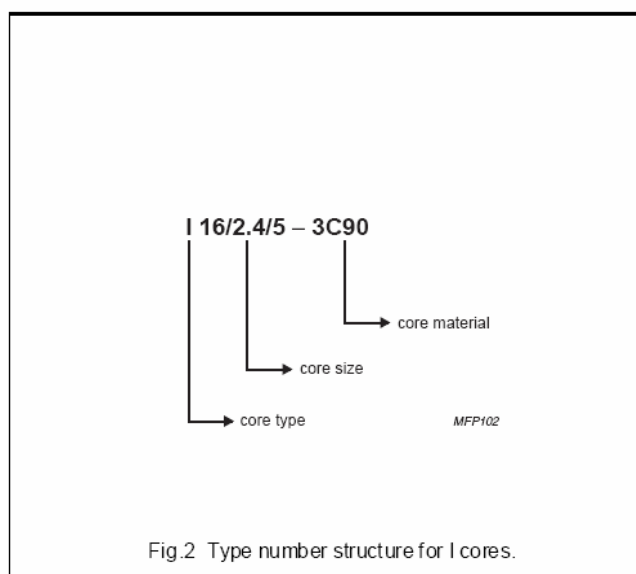


Fig.2 Type number structure for I cores.

Ferroxcube

EI cores

E40/27/12

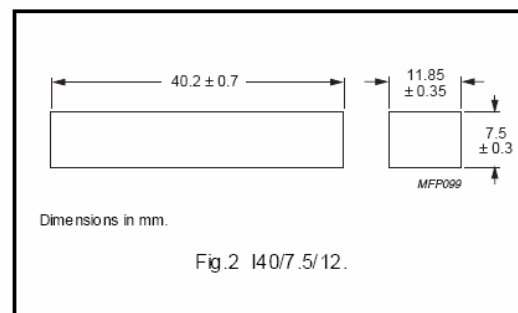
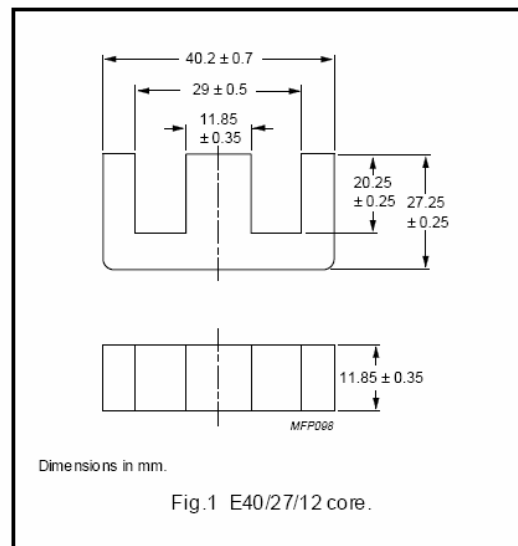
CORES

Effective core parameters of an E / I combination

| SYMBOL | PARAMETER | VALUE | UNIT |
|---------------|------------------|-------|------------------|
| $\Sigma(l/A)$ | core factor (C1) | 0.542 | mm ⁻¹ |
| V_e | effective volume | 11100 | mm ³ |
| l_e | effective length | 77.5 | mm |
| A_e | effective area | 143 | mm ² |
| A_{min} | minimum area | 133 | mm ² |
| m | mass of E core | ≈ 42 | g |
| m | mass of I core | ≈ 17 | g |

Ordering information for I cores

| GRADE | TYPE NUMBER |
|-------|-----------------|
| 3C90 | I40/7.5/12-3C90 |



Core halves for use in combination with an I core

A_L measured in combination with an I core, clamping force for A_L measurements 40 ± 20 N;

| GRADE | A_L (nH) | μ_e | AIR GAP (μm) | TYPE NUMBER |
|-------|-----------------|---------|---------------------------|----------------|
| 3C90 | 4110 ± 25 % | ≈ 1770 | ≈ 0 | E40/27/12-3C90 |

Properties of core sets under power conditions

| GRADE | B (mT) at | CORE LOSS (W) at | |
|---------------------------|---|--|---|
| | H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C | f = 25 kHz; B = 200 mT; T = 100 °C | f = 100 kHz; B = 100 mT; T = 100 °C |
| E40/27/12+I40/7.5/12-3C90 | ≥ 330 | ≤ 1.3 | ≤ 1.3 |

Soft Ferrites

ETD cores and accessories

PRODUCT OVERVIEW AND
TYPE NUMBER STRUCTURE

Product overview ETD cores

| CORE TYPE | V_e (mm ³) | A_e (mm ²) | MASS (g) |
|-------------|-----------------------------|-----------------------------|-------------|
| ETD29/16/10 | 5470 | 76.0 | 14 |
| ETD34/17/11 | 7640 | 97.1 | 20 |
| ETD39/20/13 | 11500 | 125 | 30 |
| ETD44/22/15 | 17800 | 173 | 47 |
| ETD49/25/16 | 24000 | 211 | 62 |
| ETD54/28/19 | 35500 | 280 | 90 |
| ETD59/31/22 | 51500 | 368 | 130 |

- In accordance with IEC 61185.

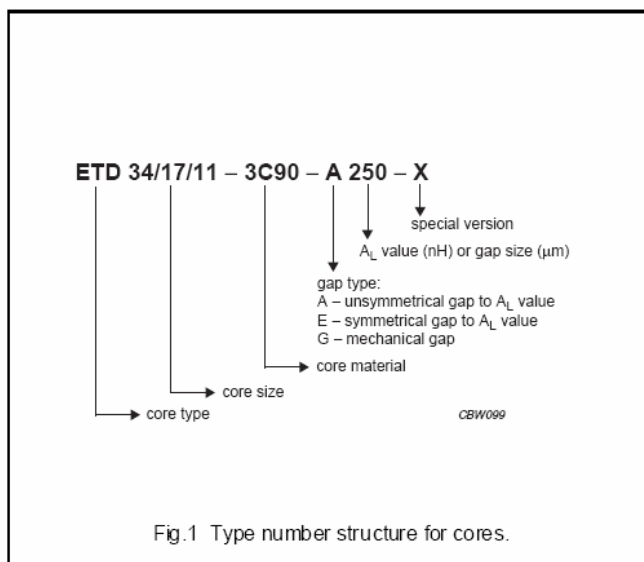


Fig.1 Type number structure for cores.

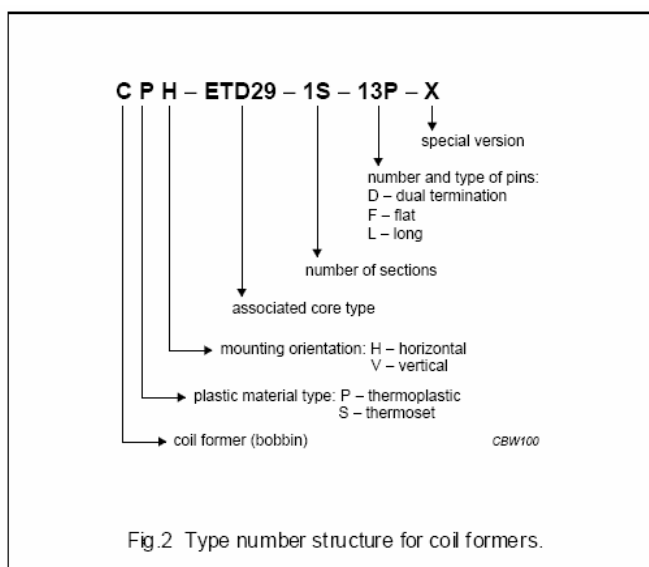
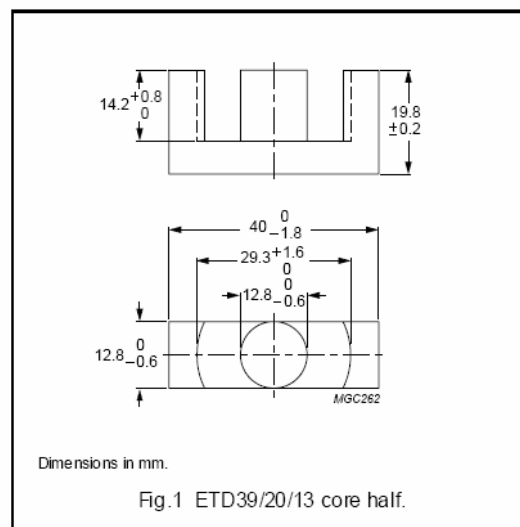


Fig.2 Type number structure for coil formers.

CORE SETS

Effective core parameters

| SYMBOL | PARAMETER | VALUE | UNIT |
|---------------|-------------------|-------|------------------|
| $\Sigma(l/A)$ | core factor (C1) | 0.737 | mm ⁻¹ |
| V_e | effective volume | 11500 | mm ³ |
| l_e | effective length | 92.2 | mm |
| A_e | effective area | 125 | mm ² |
| A_{min} | minimum area | 123 | mm ² |
| m | mass of core half | ≈ 30 | g |



Core halves

Clamping force for A_L measurements, 40 ± 20 N. Gapped cores are available on request.

| GRADE | A_L (nH) | μ_e | AIR GAP (μ m) | TYPE NUMBER |
|-------|-----------------|---------|-----------------------|------------------|
| 3C90 | 3000 $\pm 25\%$ | ≈ 1760 | ≈ 0 | ETD39/20/13-3C90 |
| 3C94 | 3000 $\pm 25\%$ | ≈ 1760 | ≈ 0 | ETD39/20/13-3C94 |
| 3F3 | 2800 $\pm 25\%$ | ≈ 1640 | ≈ 0 | ETD39/20/13-3F3 |

Properties of core sets under power conditions

| GRADE | B (mT) at | CORE LOSS (W) at | | | |
|-------|---|--|---|---|--|
| | H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C | f = 25 kHz; B = 200 mT; T = 100 °C | f = 100 kHz; B = 100 mT; T = 100 °C | f = 100 kHz; B = 200 mT; T = 100 °C | f = 400 kHz; B = 50 mT; T = 100 °C |
| 3C90 | ≥ 330 | ≤ 1.4 | ≤ 1.5 | – | – |
| 3C94 | ≥ 330 | – | ≤ 1.2 | ≤ 6.0 | – |
| 3F3 | ≥ 320 | – | ≤ 1.4 | – | ≤ 2.5 |

Ferroxcube

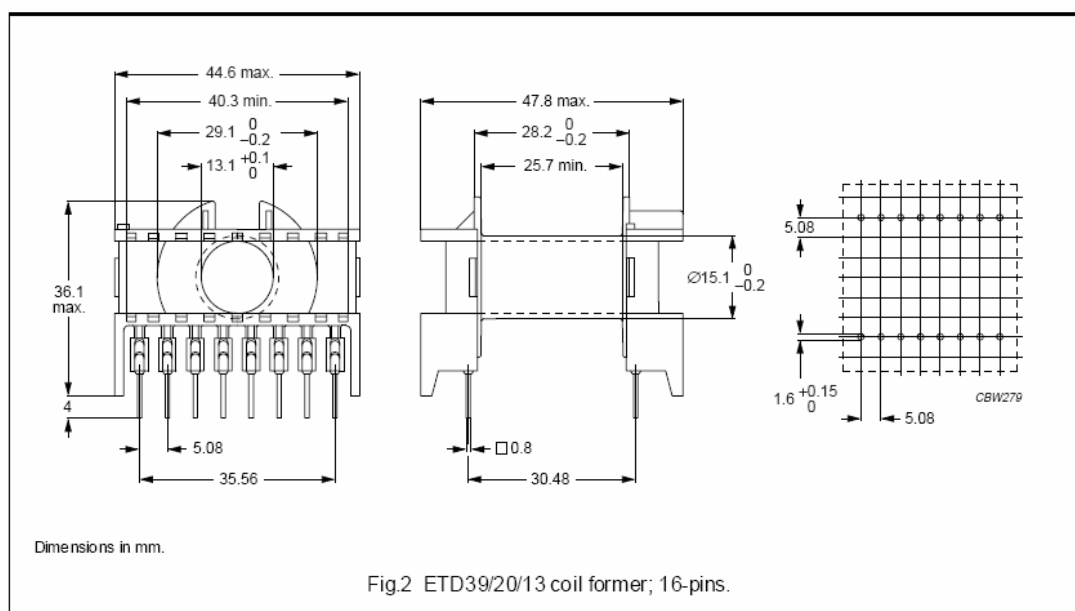
ETD cores and accessories

ETD39/20/13

COIL FORMER

General data 16-pins ETD39/20/13 coil former

| PARAMETER | SPECIFICATION |
|-------------------------------|--|
| Coil former material | polybutyleneterephthalate (PBT), glass-reinforced, flame retardant in accordance with "UL 94V-0"; UL file number E45329(R) |
| Pin material | copper-tin alloy (CuSn), tin-lead alloy (SnPb) plated, transition to lead-free (Sn) ongoing. |
| Maximum operating temperature | 155 °C, "IEC 60085", class F |
| Resistance to soldering heat | "IEC 60068-2-20", Part 2, Test Tb, method 1B, 350 °C, 3.5 s |
| Solderability | "IEC 60068-2-20", Part 2, Test Ta, method 1 |



Winding data for 16-pins ETD39/20/13 coil former

| NUMBER OF SECTIONS | WINDING AREA (mm ²) | MINIMUM WINDING WIDTH (mm) | AVERAGE LENGTH OF TURN (mm) | TYPE NUMBER |
|--------------------|---------------------------------|----------------------------|-----------------------------|---------------------------------|
| 1 | 177 | 25.7 | 69 | CPH-ETD39-1S-16P ⁽¹⁾ |

Note

- Also available with $\varnothing 1.0$ mm pins.

Ferroxcube

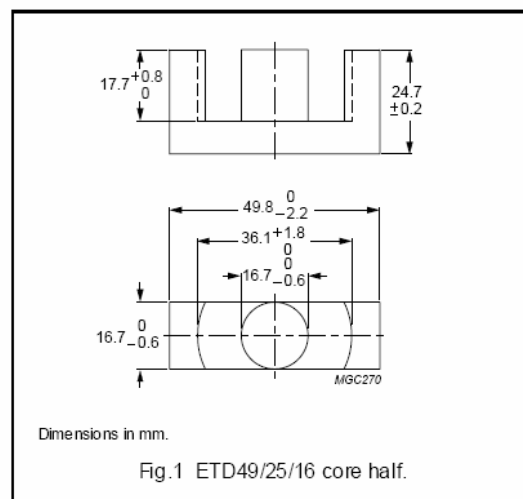
ETD cores and accessories

ETD49/25/16

CORE SETS

Effective core parameters

| SYMBOL | PARAMETER | VALUE | UNIT |
|---------------|-------------------|-------|------------------|
| $\Sigma(l/A)$ | core factor (C1) | 0.534 | mm ⁻¹ |
| V_e | effective volume | 24000 | mm ³ |
| l_e | effective length | 114 | mm |
| A_e | effective area | 211 | mm ² |
| A_{min} | minimum area | 209 | mm ² |
| m | mass of core half | ≈ 62 | g |



Core halves

Clamping force for A_L measurements, 50 ± 20 N. Gapped cores are available on request.

| GRADE | A_L (nH) | μ_e | AIR GAP (μm) | TYPE NUMBER |
|-------|-----------------|---------|------------------------------|------------------|
| 3C90 | 4200 $\pm 25\%$ | ≈ 1810 | ≈ 0 | ETD49/25/16-3C90 |
| 3C94 | 4200 $\pm 25\%$ | ≈ 1810 | ≈ 0 | ETD49/25/16-3C94 |
| 3F3 | 3900 $\pm 25\%$ | ≈ 1680 | ≈ 0 | ETD49/25/16-3F3 |

Properties of core sets under power conditions

| GRADE | B (mT) at | CORE LOSS (W) at | | | |
|-------|---|--|---|---|--|
| | H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C | f = 25 kHz; B = 200 mT; T = 100 °C | f = 100 kHz; B = 100 mT; T = 100 °C | f = 100 kHz; B = 200 mT; T = 100 °C | f = 400 kHz; B = 50 mT; T = 100 °C |
| 3C90 | ≥330 | ≤ 2.9 | ≤ 3.1 | – | – |
| 3C94 | ≥330 | – | ≤ 2.3 | ≤ 12.4 | – |
| 3F3 | ≥320 | – | ≤ 3.0 | – | ≤ 5.4 |

Ferroxcube

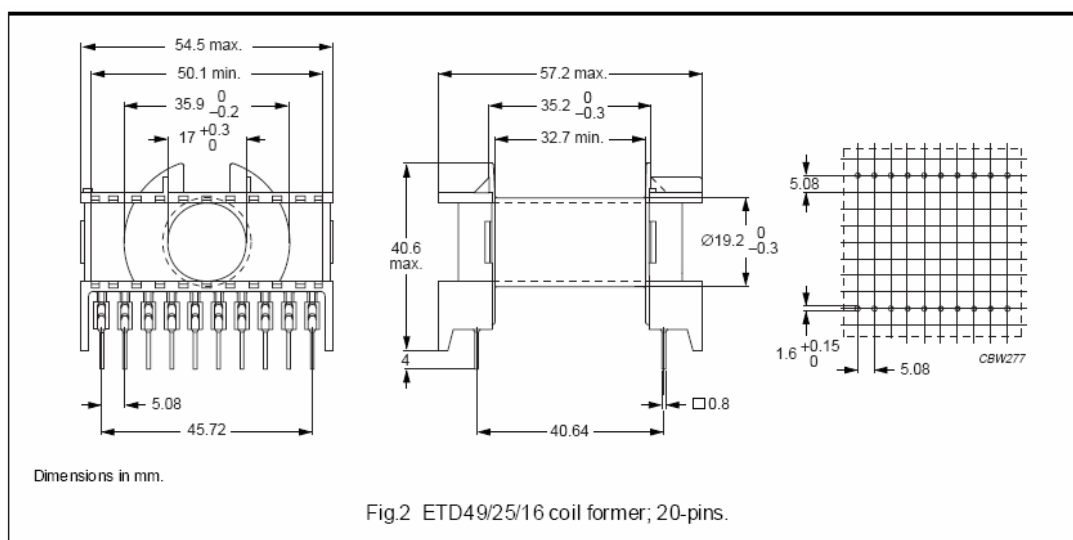
ETD cores and accessories

ETD49/25/16

COIL FORMERS

General data 20-pins ETD49/25/16 coil former

| PARAMETER | SPECIFICATION |
|-------------------------------|--|
| Coil former material | polybutyleneterephthalate (PBT), glass-reinforced, flame retardant in accordance with "UL 94V-0"; UL file number E45329(R) |
| Pin material | copper-tin alloy (CuSn), tin-lead alloy (SnPb) plated, transition to lead-free (Sn) ongoing. |
| Maximum operating temperature | 155 °C, "IEC 60085", class F |
| Resistance to soldering heat | "IEC 60068-2-20", Part 2, Test Tb, method 1B, 350 °C, 3.5 s |
| Solderability | "IEC 60068-2-20", Part 2, Test Ta, method 1 |



Winding data for 20-pins ETD49/25/16 coil former

| NUMBER OF SECTIONS | WINDING AREA (mm ²) | MINIMUM WINDING WIDTH (mm) | AVERAGE LENGTH OF TURN (mm) | TYPE NUMBER |
|--------------------|---------------------------------|----------------------------|-----------------------------|---------------------------------|
| 1 | 273 | 32.7 | 85 | CPH-ETD49-1S-20P ⁽¹⁾ |

Note

- Also available with $\varnothing 1.0$ mm pins.

Ferroxcube

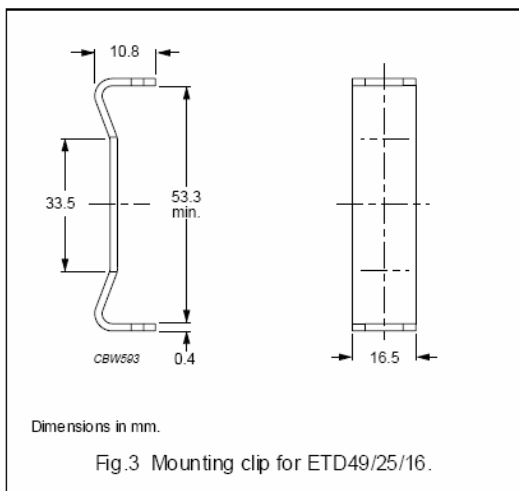
ETD cores and accessories

ETD49/25/16

MOUNTING PARTS

General data

| ITEM | REMARKS | FIGURE | TYPE NUMBER |
|---------------|---------------------------|--------|-------------|
| Mounting clip | material: stainless steel | 3 | CLI-ETD49 |



Soft Ferrites

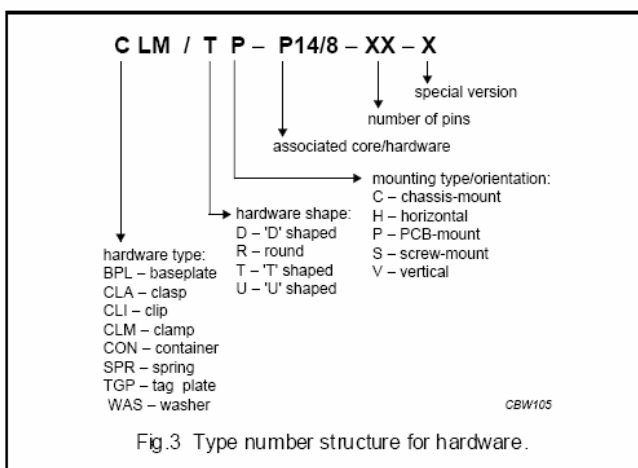
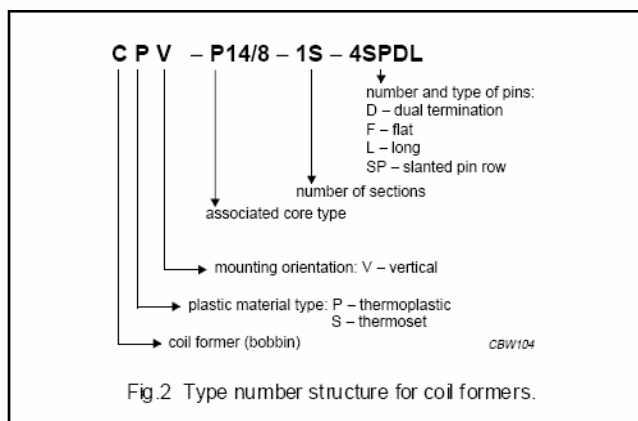
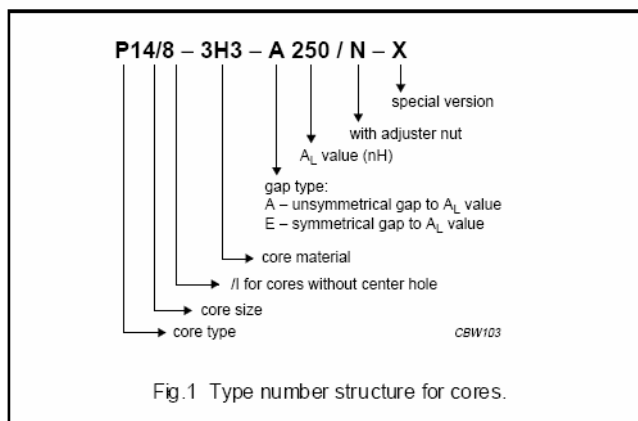
P, P/I cores and accessories

PRODUCT OVERVIEW AND
TYPE NUMBER STRUCTURE

Product overview P cores

| CORE TYPE | V_e (mm ³) | A_e (mm ²) | MASS (g) |
|-----------|-----------------------------|-----------------------------|-------------|
| P9/5 | 126 | 10.1 | 0.8 |
| P11/7 | 251 | 16.2 | 1.8 |
| P11/7/I | 309 | 19.0 | 1.9 |
| P14/8 | 495 | 25.1 | 3.2 |
| P14/18/I | 628 | 29.9 | 3.5 |
| P18/11 | 1120 | 43.3 | 6.0 |
| P18/11/I | 1270 | 47.5 | 7 |
| P22/13 | 2000 | 63.4 | 12 |
| P22/13/I | 2460 | 73.4 | 13 |
| P26/16 | 3530 | 93.9 | 20 |
| P26/16/I | 4370 | 110 | 21 |
| P30/19 | 6190 | 137 | 34 |
| P36/22 | 10700 | 202 | 54 |
| P42/29 | 18200 | 265 | 104 |
| P66/56 | 88200 | 717 | 550 |

- In accordance with IEC 60133.



Ferroxcube

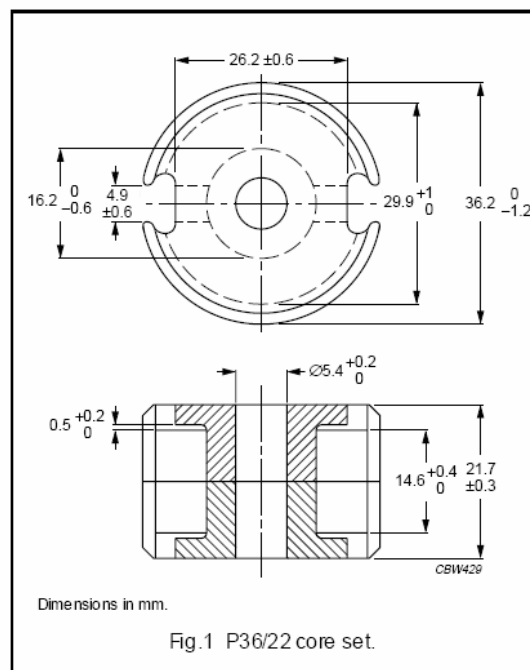
P cores and accessories

P36/22

CORE SETS

Effective core parameters

| SYMBOL | PARAMETER | VALUE | UNIT |
|---------------|------------------|-------|------------------|
| $\Sigma(l/A)$ | core factor (C1) | 0.264 | mm ⁻¹ |
| V_e | effective volume | 10700 | mm ³ |
| l_e | effective length | 53.2 | mm |
| A_e | effective area | 202 | mm ² |
| A_{min} | minimum area | 172 | mm ² |
| m | mass of set | ≈ 54 | g |



Core sets for general purpose transformers and power applications

Clamping force for A_L measurements, 350 ± 50 N.

| GRADE | A_L (nH) | μ_e | AIR GAP (μ m) | TYPE NUMBER |
|-------------------------|---------------|---------|-----------------------|-------------------|
| 3C81 | 315 ± 3% | ≈ 66 | ≈ 970 | P36/22-3C81-E315 |
| | 400 ± 3% | ≈ 84 | ≈ 730 | P36/22-3C81-E400 |
| | 630 ± 3% | ≈ 132 | ≈ 430 | P36/22-3C81-A630 |
| | 1000 ± 3% | ≈ 210 | ≈ 250 | P36/22-3C81-A1000 |
| | 1600 ± 5% | ≈ 335 | ≈ 150 | P36/22-3C81-A1600 |
| | 10800 ± 25% | ≈ 2260 | ≈ 0 | P36/22-3C81 |
| 3C91 <small>des</small> | 10800 ± 25% | ≈ 2260 | ≈ 0 | P36/22-3C91 |
| 3F3 | 250 ± 3% | ≈ 52 | ≈ 1340 | P36/22-3F3-E250 |
| | 315 ± 3% | ≈ 66 | ≈ 970 | P36/22-3F3-E315 |
| | 400 ± 3% | ≈ 84 | ≈ 730 | P36/22-3F3-E400 |
| | 630 ± 3% | ≈ 132 | ≈ 430 | P36/22-3F3-A630 |
| | 1000 ± 3% | ≈ 210 | ≈ 250 | P36/22-3F3-A1000 |
| | 1600 ± 5% | ≈ 335 | ≈ 150 | P36/22-3F3-A1600 |
| | 7350 ± 25% | ≈ 1540 | ≈ 0 | P36/22-3F3 |

Ferroxcube

P cores and accessories

P36/22

Core sets of high permeability gradesClamping force for A_L measurements, 350 ± 50 N.

| GRADE | A_L (nH) | μ_e | AIR GAP (μm) | TYPE NUMBER |
|-------|------------------|----------------|------------------------------|-------------|
| 3E27 | $17500 \pm 25\%$ | ≈ 3670 | ≈ 0 | P36/22-3E27 |

Properties of core sets under power conditions

| GRADE | B (mT) at | CORE LOSS (W) at | | | |
|-------|---|--|---|---|--|
| | H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C | f = 25 kHz; B = 200 mT; T = 100 °C | f = 100 kHz; B = 100 mT; T = 100 °C | f = 100 kHz; B = 200 mT; T = 100 °C | f = 400 kHz; B = 50 mT; T = 100 °C |
| 3C81 | ≥ 320 | ≤ 2.5 | – | – | – |
| 3C91 | ≥ 315 | – | $\leq 0.6^{(1)}$ | $\leq 4.5^{(1)}$ | – |
| 3F3 | ≥ 315 | – | ≤ 1.2 | – | ≤ 2.0 |

Note

1. Measured at 60 °C.

ภาคผนวก ข

บทความทางวิชาการ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมศาสตร์มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ ครั้งที่ 5

9-11 พฤษภาคม 2550

การศึกษาผลกระทบของชนิดแกนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงต่อการเกิด ครอสเรกกูเลชันในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต The Study of the Effects of High Frequency Transformer Core Types to Cross-Regulation in Multiple-Output Flyback Converters

ไพโรจน์ แสงอำไพ¹, กุสุมาลย์ เฉลิมยานนท์², อนุวัตร ประเสริฐสิทธิ์³, สุระพล เขียวมนตร์⁴
ภาควิชาวิศวกรรมศาสตร์ไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ อ.หาดใหญ่ จ.สงขลา 90112
Email: Eng_road@hotmail.com, kusumal.c@psu.ac.th, anuwat.p@psu.ac.th, surapon.t@psu.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการศึกษาผลกระทบของชนิดแกนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงต่อการเกิดครอสเรกกูเลชันในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต โดยการทดลองเลือกแกนหม้อแปลงที่มีโครงสร้างต่างกัน 3 ชนิดคือแกน EI ETD และ Pot โดยค่าพารามิเตอร์ของหม้อแปลงแต่ละชนิดจะสามารถวัดได้โดยตรง แบบจำลองแบบ N-port ถูกนำมาใช้เพื่อวิเคราะห์การทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรมจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์ จากการทดลองพบว่าแกนหม้อแปลงชนิด EI ซึ่งมีค่าความเหนี่ยวนำรั่วในหม้อแปลงมากกว่าจะส่งผลให้เกิดครอสเรกกูเลชันในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุตมากกว่าแกนหม้อแปลงแบบ ETD และ Pot ซึ่งมีค่าความเหนี่ยวนำรั่วน้อยกว่า

คำหลัก : ครอสเรกกูเลชัน ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ความเหนี่ยวนำรั่ว

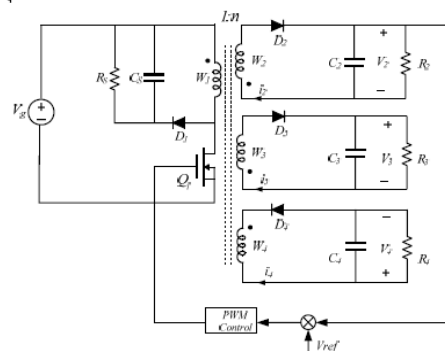
Abstract

This paper presents a study the effects of high frequency transformer core types to cross-regulation in a multiple-output flyback converter. The different transformer structures of EI, ETD and Pot cores are chosen for this study. Parameters in each core can be directly measured. The N-port transformer model is used to analyze the converter with a computer simulation program. Experimental results show that the core structure of EI whose leakage inductance values are higher obtains poorer cross-regulation in the converter than one with the core structures of ETD and Pot.

Keywords : cross-regulation, flybackconverters , leakage inductance

1. บทนำ

วงจรสวิตช์ซึ่งคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต (Multiple-Output switching converters) จะนิยมนำมาใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ต้องการแหล่งจ่ายแรงดันหลายระดับแตกต่างกัน เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ ซึ่งจะนิยมใช้วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต ซึ่งจุดเด่นของวงจรดังกล่าวสามารถสร้างวงจรให้มีแรงดันขาออกได้หลายระดับ โดยมีอุปกรณ์จำนวนน้อยชิ้น ทำให้ง่ายในการเพิ่มจำนวนเอาต์พุต ช่วยประหยัดต้นทุนในการสร้าง



รูปที่ 1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ชนิด 3 เอาต์พุต

โดยทั่วไปวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต จะมีการคงค่าแรงดันเอาต์พุตโดยใช้การควบคุมแบบป้อนกลับที่เอาต์พุตหลักเพียงเอาต์พุตเดียว ดังรูปที่ 1 ส่วนเอาต์พุตย่อยอื่น ๆ จะไม่มีการควบคุมค่าแรงดันโดยตรงแต่จะถูกกำหนดจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วรวมจากขดลวดที่พันอยู่ในหม้อแปลง ดังนั้นเมื่อแรงดันเอาต์พุตหลักต่อกับโหลดที่มีการเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้าง จะทำให้แรงดันเอาต์พุตย่อยเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ซึ่งเรียกว่า ครอสเรกกูเลชัน (Cross-regulation) ซึ่งเมื่อนำไปใช้งานจะส่งผลกระทบต่อโหลดที่อยู่และทำให้ประสิทธิภาพของแหล่งจ่าย

ลดลง ปัจจัยสำคัญอย่างหนึ่งซึ่งผลต่อการเกิดครอสเรกยูเลชั่นคือ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วในหม้อแปลง (Leakage inductance) ยิ่งวงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สูงในระดับเมกกะเฮิรตซ์ ยิ่งทำให้ผลของค่าความเหนี่ยวนำรั่วในหม้อแปลงมีผลต่อพฤติกรรมของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์มากยิ่งขึ้น

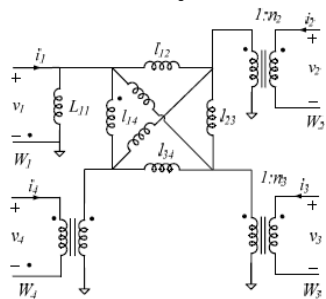
ที่ผ่านมาได้มีการศึกษาและวิเคราะห์พฤติกรรมการเกิดครอสเรกยูเลชั่นในวงจรคอนเวอร์เตอร์ในหลายรูปแบบ [1-4] รวมถึงการออกแบบหม้อแปลงเพื่อลดการเกิดครอสเรกยูเลชั่น [4] อย่างไรก็ตามการวิเคราะห์การเกิดครอสเรกยูเลชั่นในวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ผ่านมาจะพิจารณาจากโครงสร้างหม้อแปลงเพียงชนิดเดียว ซึ่งทำให้ผลการวิเคราะห์อาจจะไม่สามารถประยุกต์ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ได้ในทุกกรณี

ดังนั้นในบทความนี้จะนำเสนอการศึกษาและเปรียบเทียบผลกระทบของโครงสร้างแกนหม้อแปลงความถี่สูง ต่อการเกิดครอสเรกยูเลชั่นในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาท์พุท โดยพิจารณาจากแกนหม้อแปลงความถี่สูง 3 ชนิดคือ EI, ETD และ POT ค่าพารามิเตอร์ในหม้อแปลงแต่ละชนิดสามารถวัดค่าได้โดยตรงด้วยวิธีการวัดแบบ Two port แบบจำลอง N-port ถูกนำมาใช้ในการวิเคราะห์วงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อเปรียบเทียบกับผลการทดลอง โดยผลการเกิดครอสเรกยูเลชั่นเนื่องจากแกนหม้อแปลงชนิดต่างๆ จะถูกนำเสนอในรูปแบบของ Output resistance matrix (**R**) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างการเปลี่ยนแปลงของแรงดันต่อการเปลี่ยนแปลงของกระแสในแต่ละเอาท์พุท

2. แบบจำลองหม้อแปลงสำหรับการวิเคราะห์ครอสเรกยูเลชั่น

2.1 แบบจำลอง Extended Cantilever

แบบจำลองหม้อแปลงสำหรับวิเคราะห์การเกิดครอสเรกยูเลชั่นในวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาท์พุท สามารถใช้แบบจำลองแบบ Extended cantilever ซึ่งประกอบไปด้วยค่าพารามิเตอร์ความเหนี่ยวนำรั่วระหว่างแต่ละขดลวด ดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 แบบจำลอง Extended cantilever ชนิด 4 ขดลวด

แบบจำลองนี้สามารถนำมาปรับใช้กับหม้อแปลงจำนวน n ขดลวดได้ โดยหม้อแปลงจะประกอบด้วยพารามิเตอร์จำนวน $n(n+1)/2$ ตัว ค่าพารามิเตอร์ทุกตัวในวงจรสามารถวัดค่าได้โดยตรงด้วยวิธีการวัดแบบ Two port เช่น ค่าพารามิเตอร์ความเหนี่ยวนำตัวเองที่ขนานกับวงจร (L_{11}) ในชุดขดลวดปฐมภูมิ W_1 จะหาได้จากอัตราส่วนระหว่างแรงดันและกระแสที่ขดลวด W_1 ในขณะที่ขดลวดชุด

อื่นเปิดวงจร ค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ n_2, n_3, \dots, n_N เท่ากับอัตราส่วนแรงดันขณะเปิดวงจรระหว่างขดลวดนั้นๆและขดลวดปฐมภูมิดังสมการที่ 1

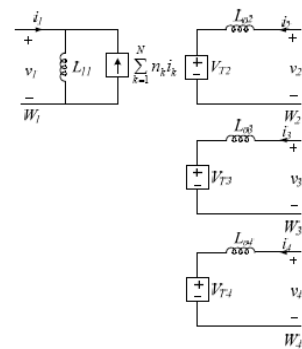
$$n_k = \frac{v_k}{v_1} \tag{1}$$

ค่าความเหนี่ยวนำรั่ว l_{jk} สามารถวัดได้ โดยการป้อนแรงดัน V_j ให้ขดลวดชุด W_j ในขณะที่ขดลวดชุดอื่นๆมีการลัดวงจร และวัดค่ากระแส i_k ในขดลวด W_k โดยค่าความเหนี่ยวนำรั่ว l_{jk} สามารถคำนวณได้ได้จากสมการที่ 2

$$l_{jk} = \frac{v_j(s)}{sn_j n_k i_k(s)} \tag{2}$$

2.2 แบบจำลอง N-port

แบบจำลองหม้อแปลงแบบ N-port จะมีความสัมพันธ์กับแบบจำลอง Extended cantilever โดยค่าพารามิเตอร์ในแบบจำลองหม้อแปลงทั้งสองจะมีจำนวนเท่ากัน แบบจำลอง N-port จะเหมาะในการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมจำลองทางคอมพิวเตอร์ แบบจำลอง N-port ด้านปฐมภูมิจะประกอบด้วยวงจรสมมูลนอร์ตัน (Norton equivalent circuit) ที่มีแหล่งจ่ายกระแสควบคุมด้วยกระแส (CCCS) ต่อขนานกับค่าความเหนี่ยวนำในตัวเอง L_{11} ส่วนทางด้านทุติยภูมิจะประกอบด้วยวงจรสมมูลเทวินิน (Thevenin equivalent circuit) ซึ่งมีแหล่งจ่ายแรงดันควบคุมด้วยแรงดัน (VCVS) ต่ออนุกรมกับค่าความเหนี่ยวนำ L_{ok} ดังรูปที่ 4



รูปที่ 3 แบบจำลองหม้อแปลงแบบ N-port ชนิด 4 ขดลวด

ค่าพารามิเตอร์ที่วัดได้โดยตรงในแบบจำลอง Extended cantilever มีความสัมพันธ์กับ ค่าความเหนี่ยวนำ L_{ok} และแหล่งจ่ายแรงดันควบคุมด้วยแรงดัน ดังแสดงในสมการที่ 3 และสมการที่ 4

$$L_{ok} = n_k^2 (l_{1k} \parallel l_{2k} \parallel \dots \parallel l_{(k+1)k} \parallel l_{(k+1)k} \parallel \dots \parallel l_{Nk}) \tag{3}$$

$$V_{Tk} = \frac{L_{ok}}{n_k l_k} v_1 + \frac{L_{ok}}{n_1 n_2 l_{2k}} v_2 + \dots + \frac{L_{ok}}{n_k n_{k-1}} v_{k-1} + \frac{L_{ok}}{n_k n_{k+1} l_{(k+1)k}} v_{k+1} + \dots + \frac{L_{ok}}{n_k n_N l_{Nk}} v_N \quad (4)$$

ในบทความนี้แบบจำลอง N-port ถูกนำมาใช้ในการวิเคราะห์วงจรคอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อเปรียบเทียบกับผลการทดลอง

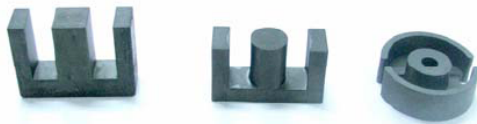
3. การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงในวงจรพลาสมาคอนเวอร์เตอร์ ชนิด 3 เอาร์ทพุท

3.1 การเลือกหม้อแปลงความถี่สูง

การเลือกขนาดแกนหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อใช้ในการศึกษาการเกิดครอสเรกกูเลชันในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบหลายเอาร์ทพุท จะพิจารณาเลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ (Ferite Cores) ชนิด EI,ETD และ Pot ดังรูปที่4 โดยการเลือกจะพิจารณาที่พิกัดกำลังที่ใช้งานได้อย่างปลอดภัยและมีปริมาตรของแกนที่ใกล้เคียงกัน เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการอ้อมตัวของเส้นแรงแม่เหล็ก โดยใช้ ค่า Core Geometrical Constant : K_g ในสมการที่ 5 ในการพิจารณา คุณสมบัติของแกนที่เลือกแต่ละชนิดแสดงดังตารางที่ 1

$$K_g = \frac{A_c^2 W_A}{MLT} \quad (5)$$

เมื่อ A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลง
 W_A คือ พื้นที่ในการพันขดลวด
 MLT คือ ความยาวเฉลี่ยขดลวดต่อรอบ



รูปที่ 4 แกนหม้อแปลงความถี่สูงชนิด EI,ETD และ Pot

ตารางที่1 ขนาดและคุณสมบัติของแกนหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในการทดลอง

| Core type | V_e / mm^3 | K_g / mm^5 |
|-------------|--------------|--------------|
| EI40/27/12 | 11100 | 81588.3 |
| ETD39/20/11 | 11500 | 76202.9 |
| P36/22 | 10700 | 82846.8 |

ขดลวดที่ใช้พันบนแกนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงที่นำมาทดลอง จะใช้ขดลวดแบบแผ่นทองแดงบาง ความหนาประมาณ 0.15 มิลลิเมตร ดังรูปที่5 โดยมีการวางตำแหน่งขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ

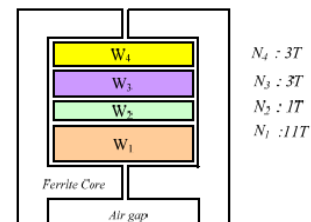
ในตัวหม้อแปลงแบบบนลงล่าง (Top-to-bottom) ดังแสดงในรูปที่6 วงจรพลาสมาคอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เอาร์ทพุทที่ใช้ในการทดสอบ ทำงานที่พิกัดแรงดันอินพุท(W_1) 40V แรงดันเอาท์พุทหลัก(W_2) 5V แรงดันเอาท์พุทย่อย (W_3) 12V และ (W_4) เท่ากับ -12V



รูปที่ 5 หม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในการทดสอบ

3.2 การวัดค่าพารามิเตอร์ของหม้อแปลงความถี่สูง

ค่าพารามิเตอร์ในแบบจำลอง Extended cantilever ของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงแต่ละชนิดสามารถวัดค่าได้โดยตรง โดยใช้การวัดค่าแรงดันและกระแสในช่วงความถี่ที่มีค่าความต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแสเท่ากับ -90 องศา ตารางที่ 2 แสดงค่าพารามิเตอร์ที่วัดได้ของแกนหม้อแปลงความถี่สูงชนิด EI40 ETD39 และแกน Pot 36

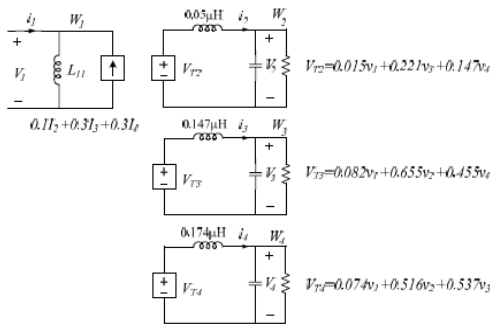


รูปที่ 6 ตำแหน่งการวางขดลวดในแกนหม้อแปลงความถี่สูงในแกน EI40 ETD39 และ Pot 36

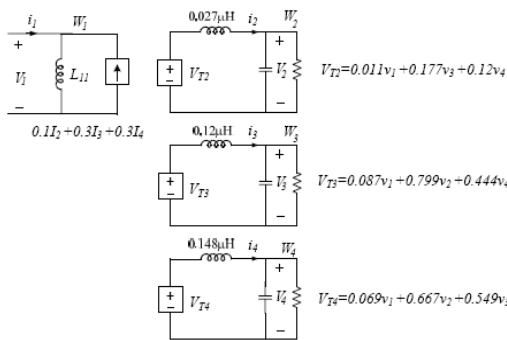
ตารางที่2 ค่าพารามิเตอร์และค่าความเหนี่ยวนำรั่วของหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในการทดลอง

| Inductance parameter | Measure values | | |
|----------------------|----------------|-------------|-------------|
| | EI40 | ETD39 | Pot36 |
| n_2 | 0.1 | 0.1 | 0.1 |
| n_3 | 0.3 | 0.3 | 0.3 |
| n_4 | 0.3 | 0.3 | 0.3 |
| L_{11} | 279 μH | 293 μH | 280 μH |
| l_{12} | 27 μH | 24 μH | 22 μH |
| l_{13} | 6 μH | 4.8 μH | 4 μH |
| l_{14} | 7.8 μH | 7 μH | 7 μH |
| l_{23} | 6 μH | 5 μH | 5 μH |
| l_{24} | 9 μH | 7.4 μH | 7 μH |
| l_{34} | 3 μH | 3 μH | 3 μH |

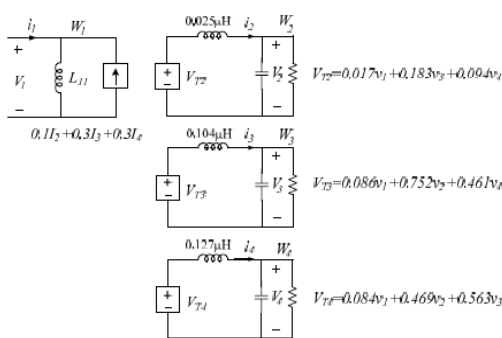
แบบจำลอง N-port ของหม้อแปลงทั้งสามชนิด ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์สัมพันธ์กับค่าพารามิเตอร์ที่วัดได้ แสดงดังรูปที่ 7-9



รูปที่ 7 แบบจำลอง N-port หม้อแปลงความถี่สูงแกน EI40



รูปที่ 8 แบบจำลอง N-port หม้อแปลงความถี่สูงแกน ETD39

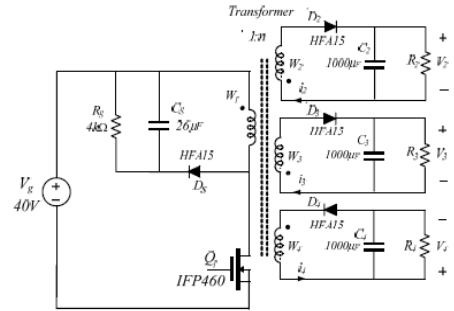


รูปที่ 9 แบบจำลอง N-port หม้อแปลงความถี่สูงแกน Pot36

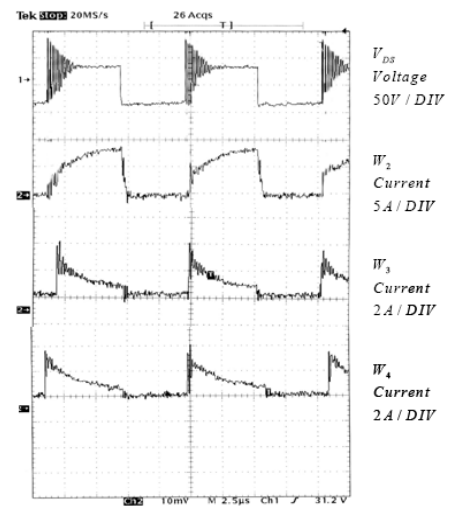
3.3 การทดสอบหม้อแปลงความถี่สูงในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เอาท์พุท

การทดสอบการทำงานของหม้อแปลงความถี่สูงกับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เอาท์พุท ที่พิกัดความถี่ 100 KHz มี Duty ratio เท่ากับ 0.5 แรงดันอินพุท 40V (W_1) แรงดันเอาท์พุทหลัก 5V

(W_2) แรงดันเอาท์พุทย่อย 12V (W_3) และ -12V (W_4) ดังรูปที่ 10 เพื่อหาค่าการเกิดครอสเรกูเลชันของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ด้วยแกนหม้อแปลงความถี่สูงชนิด EI40 ETD39 จะทำการวัดค่าแรงดันที่แต่ละเอาท์พุทเมื่อกระแสไหลที่เอาท์พุทหลัก (W_2) มีการเปลี่ยนแปลงในช่วง 0.5-4A และมีกระแสไหลที่เอาท์พุทย่อย (W_3) และ (W_4) มีค่าคงที่เท่ากับ 1A

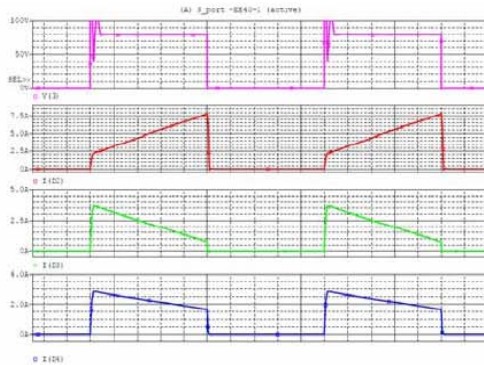


รูปที่ 10 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เอาท์พุท



รูปที่ 11 สัญญาณแรงดันและกระแสเอาท์พุทจากการทดลอง

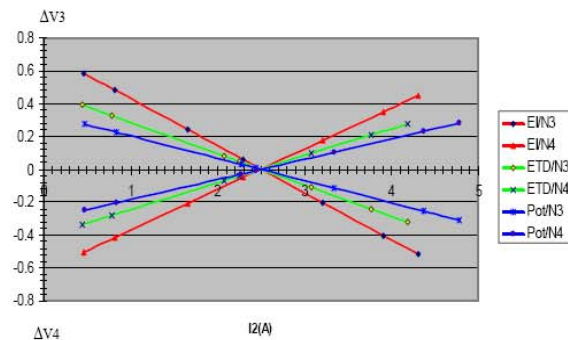
รูปที่ 11 แสดงรูปสัญญาณแรงดันที่ตัวสวิตช์และกระแสที่ขดลวดทุติยภูมิทั้ง 3 ในสภาวะการทำงานของเอาท์พุทหลักที่โหลด 4 A และเอาท์พุทย่อยที่ 1 A ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับรูปสัญญาณกับผลโปรแกรมจำลองการวิเคราะห์ที่ใช้แบบจำลอง N-port ดังในรูปที่ 12 จะเห็นว่ามิลักษณะที่ใกล้เคียงกัน



รูปที่ 12 คลื่นสัญญาณแรงดันและกระแสเอาต์พุต จากโปรแกรมจำลองวิเคราะห์โดยใช้แบบจำลอง N-port

4. ผลการทดลองและการวิเคราะห์ผลการทดลอง

การทดสอบเพื่อศึกษาผลกระทบของแกนหม้อแปลง EI40,ETD39 และ Pot36 ต่อการเกิดครอสเรกกูเลชันในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์นั้น จะทำการทดลองโดยการวัดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุตต่างๆ เมื่อกระแสที่เอาต์พุตหลักมีการเปลี่ยนแปลงในช่วง 0.5-4A และกระแสที่เอาต์พุตอื่นคงที่ที่ 1 A ผลการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่เอาต์พุตย่อย (W₃) และ (W₄) เมื่อกระแสโหลดที่เอาต์พุตหลัก (W₂) มีการเปลี่ยนแปลงของหม้อแปลงทั้ง 3 ชนิด แสดงการเปรียบเทียบดังในรูปที่ 13



รูปที่ 13 การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตจากหม้อแปลงความถี่สูงแกน EI,ETDและแบบ Pot ในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ค่าครอสเรกกูเลชันในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เอาต์พุตจะแสดงในรูปของ *output resistance matrix*: **R** ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน ΔV ต่อการเปลี่ยนแปลงของกระแสในแต่ละเอาต์พุต ΔI ($\Delta V = -R\Delta I$) โดยค่าพารามิเตอร์ในเมตริก **R** คือค่าความชันของเส้นกราฟการเปลี่ยนแปลงของแรงดันดัง

ตัวอย่างในรูปที่ 13 ค่า *output resistance matrix* ในการทดสอบจากแกนหม้อแปลงทั้ง 3 ชนิดแสดงดังสมการที่ (6)-(8)

$$EI40 = R_{experiment} = \begin{bmatrix} 0.45 & 0.78 & 0.67 \\ 0.65 & 1.43 & 0.92 \\ -0.78 & -1.12 & -1.26 \end{bmatrix} \Omega \quad (6)$$

$$ETD39 = R_{experiment} = \begin{bmatrix} 0.35 & 0.53 & 0.46 \\ 0.39 & 0.68 & 0.43 \\ -0.31 & -0.58 & -0.96 \end{bmatrix} \Omega \quad (7)$$

$$Pot36 = R_{experiment} = \begin{bmatrix} 0.30 & 0.32 & 0.39 \\ 0.27 & 0.54 & 0.32 \\ -0.27 & -0.44 & -0.85 \end{bmatrix} \Omega \quad (8)$$

จากผลการทดลอง เมื่อพิจารณาค่าพารามิเตอร์ในเมตริก **R** ที่อยู่นอกเหนือจากพารามิเตอร์ในแนวเส้นทแยงมุม ซึ่งแสดงค่าครอสเรกกูเลชันของแต่ละเอาต์พุตอื่นเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงกระแสของในเอาต์พุตอื่นของหม้อแปลงทั้ง 3 ชนิด พบว่ามีค่าใกล้เคียงกันมาก อย่างไรก็ตามหากพิจารณาจากค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ แกนหม้อแปลงแบบ Pot จะมีค่าครอสเรกกูเลชันดีที่สุดและแกนหม้อแปลงแบบ EI จะให้ค่าครอสเรกกูเลชันแย่ที่สุด

5. สรุป

บทความนี้นำเสนอการศึกษาผลกระทบของชนิดของแกนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงต่อการเกิดครอสเรกกูเลชันในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต โดยในบทความนี้เลือกใช้แกนที่มีลักษณะโครงสร้างที่ต่างกัน 3 ชนิดคือแกน EI ETD และ Pot โดยใช้เงื่อนไขการเลือกแกนที่สามารถทนพิกัดกำลังไฟฟ้า และมีขนาดที่ใกล้เคียงกัน การทดสอบจะวิเคราะห์ใน 2 กรณี คือ ผลของหม้อแปลงต่อค่าความเหนี่ยวนำในตัวหม้อแปลง และการเกิดครอสเรกกูเลชันในวงจรคอนเวอร์เตอร์ ในกรณีแรกจะวัดค่าพารามิเตอร์แล้วนำมาสร้างแบบจำลอง Extended cantilever และแบบ N-port ซึ่งพบว่าแกนหม้อแปลงชนิด EI จะมีค่าความเหนี่ยวนำรั่ว มากกว่าแกนชนิด ETD และแกน Pot ในขณะที่ผลการเปรียบเทียบการเกิดครอสเรกกูเลชันในวงจรคอนเวอร์เตอร์ของหม้อแปลงทั้ง 3 ชนิดพบว่าแกนหม้อแปลงแบบ EI จะส่งผลให้เกิดครอสเรกกูเลชันแย่ที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับแกน ETD และแกน Pot ซึ่งจะมีค่าการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่ใกล้เคียงกัน หากพิจารณาค่าความเหนี่ยวนำรั่วในแกนทั้ง 3 ชนิดพบว่าแกนที่มีค่าความเหนี่ยวนำรั่วมากจะทำให้เกิดครอสเรกกูเลชันที่แย่กว่าแกนที่มีค่าความเหนี่ยวนำรั่วน้อย อย่างไรก็ตามนอกเหนือจากผลของแกนหม้อแปลงแล้ว ปัจจัยอย่างอื่นที่ส่งผลต่อค่าความเหนี่ยวนำรั่วในแกนหม้อแปลง ได้แก่ ตำแหน่งการวางขดลวด อัตราส่วนหม้อแปลง รวมไปถึง ผลของกระแสโหลดที่ของแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งหากต้องการปรับปรุงค่าครอสเรกกูเลชันในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลาย

เอาที่พูด ควรจะพิจารณาปัจจัยอื่นๆ ที่มีผลกระทบด้วย เพื่อที่จะควบคุมค่าครอสเรกกูเลชันที่เกิดขึ้นในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ให้ มีค่าน้อยที่สุด

เอกสารอ้างอิง

- [1] Dauhajre, "Modelling and Estimation of Leakage Phenomena in Magnetic Circuits," Ph.D.Thesis, California Institute of Technology, Pasadena, California, April 1986
- [2] Erickson and D. Maksimovic, "A Multiple-Winding Magnetics Model Having Directly Measurable Parameters," *IEIE Power Electronics Specialists Conference, May 1998*
- [3] Chuanwen Ji,K.Mark Smith,Jr " Cross Regulation in Flyback Converters: Analytic Model ," *IEIE Transactions Power Electronics Conference, 1999*
- [4] Kusumal Changtong " Magnetic Modeling for improving cross-regulation in multiple output flyback converters" Ph.D. Thesis, University of Colorado at Boulder,1999.
- [5] D. Maksimovic and R. Erickson, "Modeling of Cross Regulation in Multiple-Output Flyback Converters," *IEIE Applied Power Electronics Conference, 1999*

The Comparative Study and Design Guidelines of a High Frequency Transformer for Improving Cross Regulation in Multiple-Output Flyback Converters

Pairote Sangampai¹, Kusumal Chalermyanont², Anuwat Prasertsit³, Surapon Theinmontri⁴

Prince of Songkla University, Faculty of Engineering, Thailand

email: Eng_road@hotmail.com, kusumal.c@psu.ac.th, anuwat.p@psu.ac.th, surapon.t@psu.ac.th

Abstract - The cross regulation in multiple-output flyback converters is affected by leakage inductances of the transformer. The suitable winding arrangements of the transformer will lead to the improved cross regulation. This paper presents the comparative study of the four different winding arrangements in the four winding flyback transformer. The cross regulation model is considered in a form of the resistance matrix that is related to the leakage inductance parameters. The design guidelines for the transformer for improving cross regulation are given based on the experimental results.

Keywords : Cross regulation , Flyback converters , Leakage inductance

I. Introduction

The multiple-output switching converter is generally used in low power applications for electronic equipments that need different levels of output voltages such as a computer. One of the most favorite used configurations is a multiple-output flyback converter, due to its low component counted, cost-effective structure, and large dynamic range.

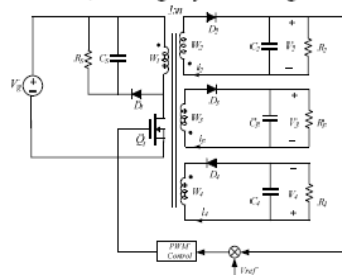


Fig. 1 The Experimental three output flyback converters

Typically, as shown in Fig. 1, the main output voltage of the converter is directly sensed by the feedback network and regulated to the desired value. The auxiliary outputs are not directly regulated, but are fixed with respect to the principle output voltage by the coupling between the transformer windings, which is called cross regulation. The cross regulation analytical models and the methods for improving cross regulation in multiple-output converters are proposed in many forms [2, 3, 4 and 5]. However, it still lacks general sense because they are only considered for one simple magnetics structure. In [6], it presents the effects of several different magnetics structures of the high frequency

transformers on cross regulation. It shows that the different magnetic structure of a transformer hardly affects on cross regulation in a multiple-output flyback converter.

In this paper, we present a comparative study and design guidelines of a high frequency transformer to improve cross regulation of a multiple output flyback converter. The winding arrangements are reasonably performed in order to control leakage inductance in such a way to improve cross regulation. The experiments results are illustrated and the transformer design guidelines are concluded to be simple rules to improve cross regulation in multiple-output flyback converter.

II. Analytical model of cross regulation in a multiple flyback converter

a. The Extended Cantilever Model

The behaviors of a multiwinding high frequency transformer can be analyzed using the cantilever model as shown in Fig.2.

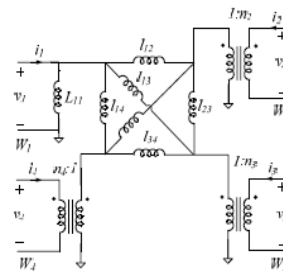


Fig. 2 The Extended cantilever model of four winding Transformer

The extended cantilever model contains $n(n+1)/2$ independent parameters including leakage inductance parameters. L_{11} is a self-inductance and l_{jk} is a leakage inductance between winding j^{th} and k^{th} . All parameters can be directly measured by using a two port technique. For example the effective turn ratio is equal to

$$n_k = \frac{v_k}{v_1} \quad (1)$$

Additionally, the value of leakage inductance parameter l_{jk} is obtained by driving winding W_j with voltage source V_j with all other winding are short-circuited. The current i_k in

winding w_k is measured. The effective leakage inductance l_{jk} is given by

$$l_{jk} = \frac{v_j(s)}{sn_j n_k i_k(s)} \quad (2)$$

b. The N-port Model

The extended cantilever model is also closely related to N-port description of the transformer. The N-port model is useful in computer simulation and simple analysis of the multiple-output flyback converter. The primary winding of the N-port is modeled as a current controlled Norton equivalent network as illustrated in Fig. 3. The inductance of this port is the primary self-inductance L_{11} . The current controlled current source (CCCS) is equal to the sum of the secondary winding currents. The secondary windings are modeled as voltage controlled Thevenin equivalent networks. Equation (3) is the expression of a series inductance of winding k , L_{ok} , which is equal to effective leakage inductance connected to winding k as

$$L_{ok} = n_k^2 (l_{1k} \parallel l_{2k} \parallel \dots \parallel l_{(k+1)k} \parallel l_{(k+1)k} \parallel \dots \parallel l_{Nk}) \quad (3)$$

and the voltage controlled voltage source is given by

$$V_{Tk} = \frac{L_{ok}}{n_k l_{1k}} v_1 + \frac{L_{ok}}{n_1 n_2 l_{2k}} v_2 + \dots + \frac{L_{ok}}{n_k n_{k-1}} v_{k-1} + \frac{L_{ok}}{n_k n_{k+1} l_{(k+1)k}} v_{k+1} + \dots + \frac{L_{ok}}{n_k n_N l_{Nk}} v_N \quad (4)$$

The analysis of the multiple-output flyback converter using the N-port model shows that the rate change of the secondary output current i_k is given by

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{1}{n_k l_{1k}} v_1 + \frac{1}{n_k n_{k+1} l_{(k+1)k}} v_{k+1} + \dots + \frac{1}{n_k n_N l_{Nk}} v_N - \frac{1}{L_{ok}} v_k \quad (5)$$

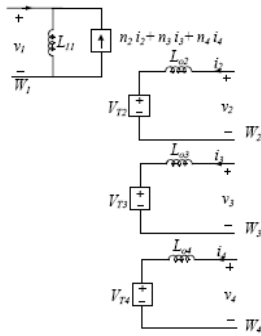


Fig. 3 The four type N-port model

For example, Eq. (6) expresses the rate change of a secondary output current in winding 2 in terms of leakage inductances in the extended cantilever model by

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{1}{n_2 l_{12}} v_1 - \frac{1}{L_{o2}} v_2 + \frac{1}{n_2 n_3 l_{23}} v_3 + \frac{1}{n_2 n_4 l_{24}} v_4 \quad (6)$$

III. The winding arrangements of the high frequency transformers

a. Winding arrangement designs of high frequency transformers

The leakage inductances in the high frequency transformer play important role in the multiple-output flyback converter. Therefore, the control of values of the specific leakage inductances can improve the cross regulation in the converter. As we know, the value of leakage inductance depends on the winding arrangement in the core. Changing position of the winding will change the value of the effective leakage inductance. In this section, the four different top-to-bottom winding arrangements of the four-winding transformer are constructed with the ferrite core of ETD49/25/16 and foil copper winding 1.5 mm thickness as shown in fig. 4(a) - 4(d). The specification input voltage of the converter is 40V. The main output voltage of 5V, and auxiliary output voltage of 12V and -12V. The switching frequency is 100 kHz and a duty ratio of 0.5.

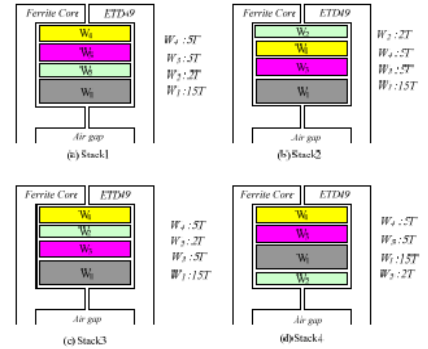


Fig. 4 Experimental winding geometries in flyback transformer



Fig. 5 Experimental high frequency transformers

b. Measurement of Leakage Inductances

Measured leakage inductance values of four winding arrangements are shown in Table 1 using the method mentioned previously. Secondary output current waveforms of the experimental transformers with the main output current I_2 of 3A and auxiliary output currents I_3 and I_4 of 1A are shown in Fig. 6-9. The slopes of the main output current of

experimental transformers are all positive while the slopes of the auxiliary output currents are all negative.

Table1. Summary of flyback transformer parameter measurements

| Inductance parameter | Measure values | | | |
|----------------------|----------------|--------------|--------------|-------------|
| | Stack1 | Stack2 | Stack3 | Stack4 |
| n_2 | 0.15 | 0.13 | 0.15 | 0.15 |
| n_3 | 0.3 | 0.3 | 0.3 | 0.3 |
| n_4 | 0.3 | 0.3 | 0.3 | 0.3 |
| L_{11} | 296 μ H | 312 μ H | 290 μ H | 294 μ H |
| i_{12} | 12 μ H | 143 μ H | 64 μ H | 6 μ H |
| i_{13} | 5 μ H | 3.3 μ H | 3.2 μ H | 3 μ H |
| i_{14} | 18 μ H | 11.3 μ H | 16.7 μ H | 9.6 μ H |
| i_{23} | 13 μ H | 35 μ H | 11 μ H | 59 μ H |
| i_{34} | 37 μ H | 10.6 μ H | 12.4 μ H | 82 μ H |
| i_{34} | 3 μ H | 2.8 μ H | 6 μ H | 3 μ H |

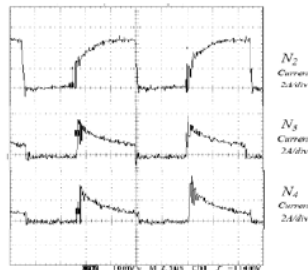


Fig. 6 Experimental waveforms in the high frequency transformer : Stack1 model

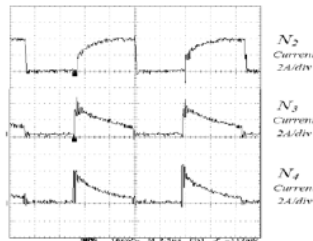


Fig. 7 Experimental waveforms in the high frequency transformer : Stack2 model

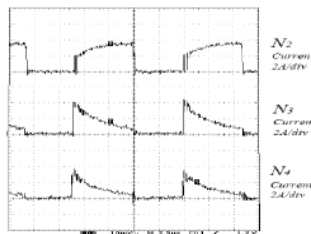


Fig. 8 Experimental waveforms in the high frequency transformer : Stack3 model

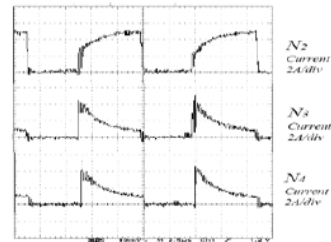


Fig. 9 Experimental waveforms in the high frequency transformer : Stack4 model

The samples of the N-port model and simulation waveforms of the experiment transformers (stack1 model) are illustrated in Fig.10 using and Fig.11. The simulated output current waveforms perfectly agree with the experimental results.

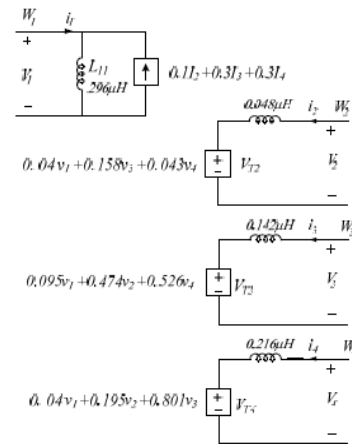


Fig. 10 The N-port model of four-winding flyback transformer : Stack1 model

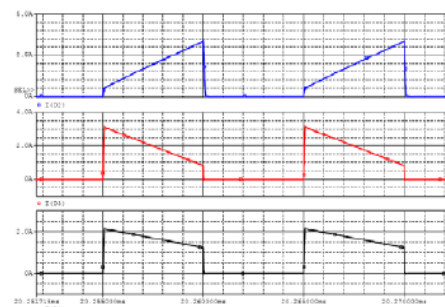


Fig. 11 Simulated waveforms of the N-port Model for the flyback converter

IV. The cross regulation results of the experimental transformers in a multiple output flyback converter

Each designed transformer is connected to the experimental three-output flyback converter. The cross regulation is determined by the change of the output voltages of the converter while varying the main output current from 0.5A to 3.5A with keeping other output currents constant at 1A. The expression is in a form of $\Delta V = -R\Delta I$. R is a resistance matrix model. The converter operates in continuous conduction mode (CCM) for all operating points. Comparatively, Fig. 12 shows the changes of output voltages when varying the main output current of each designed transformer.

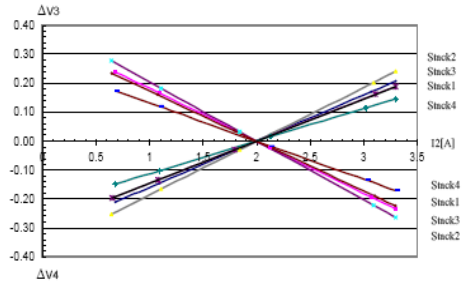


Fig. 12 The comparison of cross regulation in a multiple output flyback converter

The resistance matrix model of each designed transformers can be determined as Eq. (7) – (10).

$$\text{Stack1} = \mathbf{R}_{\text{experiment}} = \begin{bmatrix} 0.31 & 0.17 & 0.16 \\ 0.16 & 1.06 & 0.46 \\ -0.18 & -0.52 & -0.95 \end{bmatrix} \Omega \quad (7)$$

$$\text{Stack2} = \mathbf{R}_{\text{experiment}} = \begin{bmatrix} 0.33 & 0.16 & 0.16 \\ 0.17 & 0.89 & 0.44 \\ -0.20 & -0.41 & -0.63 \end{bmatrix} \Omega \quad (8)$$

$$\text{Stack3} = \mathbf{R}_{\text{experiment}} = \begin{bmatrix} 0.35 & 0.17 & 0.16 \\ 0.15 & 0.95 & 0.41 \\ -0.17 & -0.46 & -0.87 \end{bmatrix} \Omega \quad (9)$$

$$\text{Stack4} = \mathbf{R}_{\text{experiment}} = \begin{bmatrix} 0.35 & 0.14 & 0.13 \\ 0.11 & 0.66 & 0.41 \\ -0.12 & -0.21 & -0.79 \end{bmatrix} \Omega \quad (10)$$

The cross regulation in the auxiliary output voltages is considered from non-diagonal elements of the matrix. The small values are required for the improved cross regulation. From experimental results, the designed transformer: Stack 4 is the best among other designs. Since the cross regulation at auxiliary output voltages $V3$ and $V4$ has been affected by the

leakage inductance parameters between windings $W3$ and $W4$ and the main output winding $W2$ (l_{23} and l_{24}). Therefore, controlling the leakage inductance values among those windings will be able to control the cross regulation. In the designed Stack 4, the auxiliary windings are placed away from the main winding. The corresponding leakage inductance values of the designed Stack 4 shown in Table 1 are large results in the small values in non-diagonal elements in the matrix. Hence, based on the experimental results, the transformer design guidelines for improving cross regulation in a multiple-output flyback converter can be given as following:

- The leakage inductances between primary and secondary windings (l_{12} , l_{13} and l_{14}) should be small to minimize magnetic flux.
- The leakage inductances between secondary and secondary windings (l_{23} , l_{24} and l_{34}) should be maximized to reduce the effect of magnetic flux between windings when the load changes.
- The main output winding should be positioned near transformers core to reduce the leakage inductance.
- The primary and secondary windings should be in proximity while each secondary windings should be placed away as much as possible.

V. Conclusion

The cross regulation in multiple-output flyback converters is affected by leakage inductances of the transformer. The suitable winding arrangements of the transformer will lead to the improved cross regulation. This paper presents the comparative study of the four different winding arrangements in the four winding flyback transformer. The cross regulation model is considered in a form of the resistance matrix that is related to the leakage inductance parameters. The design guidelines for the transformer for improving cross regulation are given based on the experimental results.

References

- [1] Dauhajre, "Modelling and Estimation of Leakage Phenomena in Magnetic Circuits," Ph.D.Thesis, California Institute of Technology, Pasadena, California, April 1986
- [2] Erickson and D. Maksimovic, "A Multiple-Winding Magnetics Model Having Directly Measurable Parameters," *IEIE Power Electronics Specialists Conference, May 1998*
- [3] Chuanwen Ji, K. Mark Smith, Jr. " Cross Regulation in Flyback Converters: Analytic Model ," *IEIE Transactions Power Electronics Conference, 1999*
- [4] D. Maksimovic and R. Erickson, "Modeling of Cross Regulation in Multiple-Output Flyback Converters," *IEIE Applied Power Electronics Conference, 1999*
- [5] Kusumal Changtong " Magnetic Modeling for improving cross-regulation in multiple output flyback converters" Ph.D. Thesis, University of Colorado at Boulder, 1999.
- [6] Pairote Sangampai, Kusumal chalermyanont, Anuwat prasertsit and Surapon theinmontri " The Study the Effects of High Frequency Transformer Core Types for Improve Cross-Regulation in Multiple-Output Flyback Converters " *PSU-Engineering Conference ,Thailand (PEC 5), May2007*