

効率 99%, 5W/cc の三相 LLC 電流共振型コンバータ

True 99% Efficiency, 5W/cc, Three Phase LLC Resonant Converter

千葉 明輝*
Akiteru Chiba

青柳 祐輝*
Yuuki Aoyagi

高木 一斗*
Kazuto Takagi

概要 電流平衡と相数切替が可能な高効率三相 LLC 共振コンバータを提案する。提案回路は共振コンデンサを二つに分割し、一つは電源ラインに、もう一つは他の共振タンクに接続する点に特徴がある。適切な分割比により共振定数に誤差があっても、自動電流平衡される。また三相レグの二つを停止するだけで単相動作を可能にする。部品追加や特別な制御法を必要としない。本稿では分割比について説明し、さらに高効率化手法を示す。2kW, 380Vin/48Vo の試作機は良好な電流平衡性能と相数切替時の過渡応答を示す。また標準的な SJ-MOSFET を使用しても、広い負荷範囲で 99% 以上の効率を得て、ファンレス・放熱器レスが可能となり、電力密度は 5W/cc にも達する。さらに仕様拡大の応用例も示す。

1. まえがき

当社では高効率電源回路の設計要点として、ソフトスイッチング、同期整流化、磁気部品の最適設計によって、情報通信機器の省電力化プログラムである 80Plus TITANIUM 認証を大幅に上回るピーク効率 96.7% の AC/DC 電源装置などを開発している^[1]。近年さらに大電力化・高電力密度化需要は高まっており、たとえばブリッジレス PFC における効率 99% 超の報告は多い^{[2]-[4]}。これに対して DC/DC コンバータの高効率化は頭打ちの状況である。

本開発で基本回路方式として採用する LLC 共振コンバータは、高効率・高電力密度・低ノイズの DC-DC コンバータとして注目を集めている^{[5]-[7]}。中でも多相 LLC 共振コンバータは電力需要の増大に対応するために広く研究開発されている。いくつかの文献では電流平衡とマルチフェーズ化のために三つの共振回路を相互接続した三相 LLC 共振コンバータの回路方式が提案されている^{[8]-[12]}。しかし、電流平衡のために部品追加や特別な制御法を必要としている。さらに軽負荷効率向上のための相数切替が不可能である、あるいは切替の可能性を示しつつも切替時の過渡状態が示されていない。

今回、部品追加や特別な制御法なしに、簡単な構成で電流平衡と相数切替が可能な三相 LLC 共振コンバータを開発した^{[13][14]}。さらに、この回路方式を活かすための磁気部品や実装法、部品の駆動方法などの検討を行い、標準的な部品を使っていながら広い負荷範囲で効率 99% 以上を得た。その概要を報告する。また他の回路構成例や、簡単に電力仕様を拡大できる方法も紹介する。

2. 提案する三相 LLC 共振コンバータ

Fig. 1 に主回路構成を示す。共振コンデンサを二つに分割したハーフブリッジ LLC 回路を単位回路とし、三並列接続された回路は $2\pi/3$ の位相差で駆動される。分割コンデンサ αC_r は電源ラインに接続され、もう一方の分割コンデンサ $(1-\alpha)C_r$ は他相と相互接続されて中性点を成す。係数 α は、共振コンデンサの分割比で、 $0 \leq \alpha \leq 1$ である。 $\alpha=0$ は、浮遊中性点を持つ三相 LLC 共振コンバータを表し^[12]、 $\alpha=1$ は、三つの独立した LLC 共振コンバータを表す。共振周波数 ω_r は次式で与えられる。

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{Lr\{\alpha Cr + (1-\alpha)Cr\}}} = \frac{1}{\sqrt{LrCr}} \quad \dots\dots (1)$$

当社では、電源ラインに接続する共振コンデンサに並列に数十～百 pF 程度の小さなコンデンサを設け、そこに流れる分流通電流によって電流検出をおこなう方法を長年正式採用している^[15]。このプロセスを利用するため

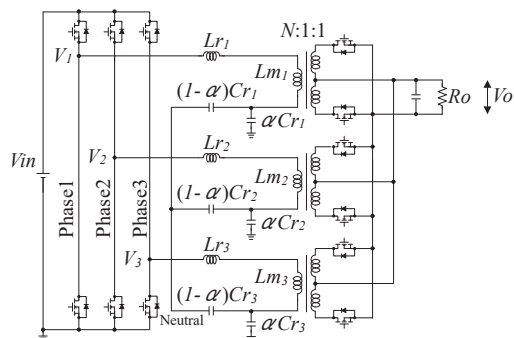


Fig. 1. Proposed three-phase LLC resonant converter having two types of connections of resonant capacitors. The coefficient α is the split ratio of the resonant capacitor ($0 \leq \alpha \leq 1$).

*パワーシステム本部 パワー技術統括部 開発課

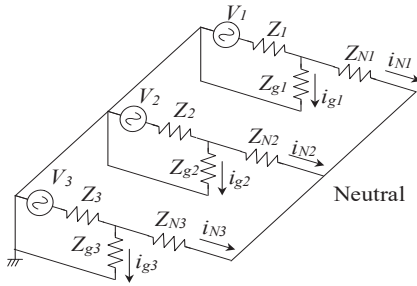


Fig. 2. Primary-referred equivalent circuit, based on the first harmonic approximation.

にハーフブリッジ LLC 共振コンバータを基本回路としている。

以下の解析は、基本波近似 (FHA : First Harmonic Approximation) に基づいて行う。Fig. 2は、提案回路の等価回路であり、等価インピーダンスを以下に示す。

$$Rac = \frac{8N^2}{\pi^2} 3R_o$$

$$Z_k = j\omega Lr_k + j\omega Lm_k // Rac$$

$$Zg_k = \frac{1}{j\omega\alpha Cr_k} = \frac{Zc_k}{\alpha}, \quad Z_{Nk} = \frac{1}{j\omega(1-\alpha)Cr_k} = \frac{Zc_k}{1-\alpha}$$

$$k \in \{1,2,3\}$$

等価回路にキルヒホッフの法則 (KVL · KCL) とテブナンの定理を適用すると次の回路方程式を得る。

$$\mathbf{I} = (\mathbf{AZ}_G^{-1}\mathbf{Z}_g^2\mathbf{Z}_G^{-1} + \mathbf{Z}_G^{-1})\mathbf{V} \quad (3)$$

$$\mathbf{I}_N = \begin{bmatrix} i_{N1} \\ i_{N2} \\ i_{N3} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}_g = \begin{bmatrix} i_{g1} \\ i_{g2} \\ i_{g3} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I} = \mathbf{I}_N + \mathbf{I}_g = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{Z}_g = \text{diag}[Zc_1/\alpha, Zc_2/\alpha, Zc_3/\alpha]$$

$$\mathbf{Z}_G = \text{diag}[Z_1 + Zc_1/\alpha, Z_2 + Zc_2/\alpha, Z_3 + Zc_3/\alpha]$$

$$A = \frac{1-\alpha}{(Z_1 + Zc_1)(Z_2 + Zc_2)(\alpha Z_3/Zc_3 + 1) + (Z_2 + Zc_2)(Z_3 + Zc_3)(\alpha Z_1/Zc_1 + 1) + (Z_3 + Zc_3)(Z_1 + Zc_1)(\alpha Z_2/Zc_2 + 1)}$$

3. 共振コンデンサの分割比

3.1 電流平衡状態

共振定数の誤差を考慮しなければ、各インピーダンスは、

$$Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z, \quad Zc_1 = Zc_2 = Zc_3 = Zc \quad \dots (4)$$

とおける。(3)式は次式のように簡単化できる。

$$\mathbf{I} = \frac{1}{Z + Zc} \mathbf{E}\mathbf{V} \quad \dots (5)$$

つまり、平衡状態は単相動作と同じ意味である。

$\alpha = 1$ の場合、これは三つの LLC 共振コンバータが完全に独立しており、他の位相に干渉しない状態である。

また $\alpha = 0$ の場合、中性点は電氣的に浮遊するが、端子電圧には $2\pi/3$ の位相差があるため、

$$V_1 + V_2 + V_3 = 0 \quad \dots (6)$$

の関係を利用して (5) 式と同じ結果を得る。結局、共振定数に誤差がなければ、 α の値にかかわらず、提案回路は三つの単相 LLC 共振コンバータと見なせる。

3.2 電流不平衡状態

以下の解析では、共振定数の誤差を考慮する場合に分割比 α の最適値を議論する。共振インダクタまたは励磁インダクタに誤差を仮定し誤差を δ とすると、各インピーダンスは (7.a) 式とおける。あるいは共振コンデンサの誤差を仮定すると、(7.b) 式とおける。

$$\begin{cases} Z_1 = (1+\delta)Z \\ Z_2 = Z_3 = Z \\ Zc_1 = Zc_2 = Zc_3 = Zc \end{cases} \quad (7.a) \quad \begin{cases} Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z \\ Zc_1 = Zc/(1+\delta) \\ Zc_2 = Zc_3 = Zc \end{cases} \quad (7.b)$$

計算の都合上、 $2\pi/3$ 回転演算子

$$\phi = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad \dots (8)$$

を用いて、

$$V_2 = \phi^2 V_1, \quad V_3 = \phi V_1 \quad \dots (9)$$

と表しておく。(5) 式より平衡時の電流振幅を I とすれば、電流不平衡を最小にする α の条件は、

$$\frac{d}{d\alpha} \sum_{k=0}^3 (|i_k| - I)^2 = 0 \quad \dots (10)$$

と表せる。また電流不平衡であっても、入出力電力および電圧が一定であることより、各相電流実効値の合計は一定

$$|i_1| + |i_2| + |i_3| = \text{const} \quad \dots (11)$$

であることも用いる。以上から、共振コンデンサの分割比 α は次式のように与えられる。

$$\alpha = \frac{1 + f^2 L^2 Q^2}{f^2 (L + 1 + f^2 L^2 Q^2)} \quad \dots (12)$$

なお、(12)式は

$$f = \frac{\omega}{\omega r}, \quad L = \frac{Lm}{Lr}, \quad Q = \sqrt{\frac{Lr}{Cr}} \frac{1}{Rac} \quad \dots (13)$$

を用いて正規化されている。

Fig. 3は TABLE I に示した設計値を用いてシミュ

レーションした共振電流実効値をプロットしたものである。分割比 α に依存する相間の電流不均衡を示している。二相分の共振コンデンサ容量にそれぞれ設計値 $\pm 10\%$ の誤差を付加している。縦破線は(12)式によって計算された α の値のプロットである。 $\alpha=0$ または $\alpha=1$ の場合、つまり共振コンデンサを分割していない場合、共振電流は不均衡だが、 α を適切に選択することで、共振電流を平衡化できることは明らかである。また、 α の値によって、電流が集中する相が入れ替わることが示唆されている。

Fig. 4は、共振インピーダンスが異なる、つまりゲインが異なる二つのLLC共振コンバータのゲイン特性を例示している。ゲインが高い回路には、他の回路よりも多くの共振電流が流れ負荷が重くなり、クオリティファクタ Q が増加する。 Q 値が増加すると、ゲインは減少し、ゲイン曲線は変化する。二つのゲイン曲線が交差する場合、その交点において、共振電流は二つのコンバータ間で平衡する。これはFig. 3において、 α の値によって共振電流が平衡する現象と一致する。つまり、 α を適切に選択すると、ある動作点で共振インピーダンスの異なる

コンバータのゲインを等しくすることができる。なお、部品の不均一な過熱を防ぐために、高負荷条件における高い Q 値に対して電流平衡を設計することが望ましい。

4. マルチフェーズ数

本章では妥当なマルチフェーズ数を考える。トランス二次側出力電流を振幅1の正弦波とすると、単相動作時のLLC共振コンバータの出力平均電流 i_{avg} は

$$i_{avg} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sin t \, dt = \frac{2}{\pi} \quad \dots\dots\dots (14)$$

となる。Fig. 5はマルチフェーズ数 n の出力電流を単相動作時の i_{avg} で正規化して示したものであり、出力の正規化合成電流 $i_{add,nom}$ は

$$i_{add,nom} = \frac{\pi}{2} \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \sin \left(t + \frac{k-1}{n} \pi \right) \quad 0 \leq t \leq \frac{\pi}{n} \quad \dots\dots (15)$$

となる。合成電流の最大・最小値をそれぞれ $i_{p,nom}$ 、 $i_{v,nom}$ とすると、この差がリップル電流 Δi_{nom} となる。

$$i_{p,nom} = i_{add} \left(\frac{\pi}{2n} \right) = \frac{\pi}{2} \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \sin \left(\frac{2k-1}{2n} \pi \right) \quad \dots\dots (16)$$

$$i_{v,nom} = i_{add} (0) = \frac{\pi}{2} \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \sin \left(\frac{k-1}{n} \pi \right) \quad \dots\dots (17)$$

$$\Delta i_{nom} = i_{p,nom} - i_{v,nom} \quad \dots\dots (18)$$

また出力コンデンサのリップル電流実効値は以下となる。

$$i_{c,nom} = \sqrt{\frac{1}{n\pi} \int_0^{\frac{\pi}{n}} \left\{ \sum_{k=1}^n \sin \left(t + \frac{k-1}{n} \pi \right) \right\}^2 dt - \left(\frac{2}{\pi} \right)^2} \quad \dots (19)$$

TABLE I
Circuit parameters used in the simulation and experiment.

Rated input / output voltage	V_{in}/V_o	380V/48V
Output Power	W_o	2kW
Turns Ratio	$N:1:1$	4
Magnetizing Inductance	L_m	285 μ H
Resonant Inductance	L_r	50 μ H
Resonant Capacitor	C_r	100nF

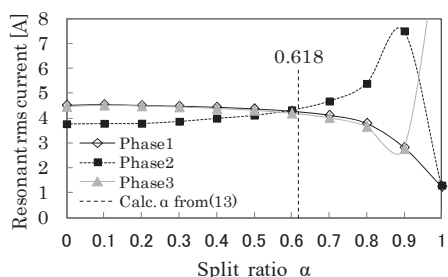


Fig. 3. Simulated resonant rms current plot considering parameter variation in the resonant capacitors. Variation ratio for the three phases: $C_{r1}/C_r=1.1$, $C_{r2}/C_r=1$, $C_{r3}/C_r=0.9$. Refer to Table I for the circuit parameters.

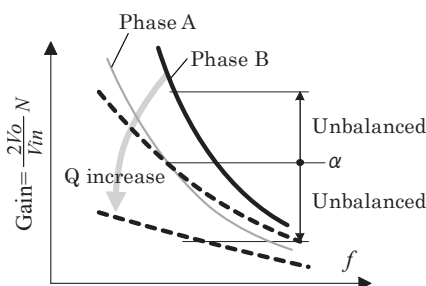


Fig. 4. Example gain curves of two LLC resonant converters with different resonant parameters. Appropriate selection of α can equalize the converter gains at some operating points.

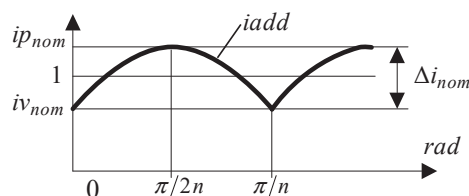


Fig. 5. Normalized ripple current in n phase.

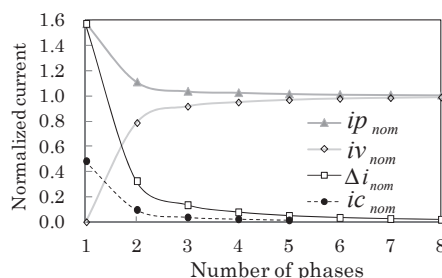


Fig. 6. Number of multi-phases and normalized rectified current.

Fig. 6では、たとえば三相動作時のリップル電流は出力電流の15%、出力コンデンサに流れ込むリップル電流実効値は4.2%にまで低減でき、コスト的にも三相マルチフェーズまでで充分であるといえる。さらなる大電力化への対応は8章に記す。

5. 相数切替と相異常検知

Fig. 7は単相動作モードを示している。Phase 1回路のみが動作しており、他の二つの回路は停止している。単相動作において、共振コンデンサネットワークは、一つの共振コンデンサCr, 1φとして機能する。

$$Cr,1\phi = \frac{3}{2\alpha+1} Cr \dots\dots\dots (20)$$

Fig. 8は三相から単相へ相数を切替えた時の共振周波数の増加率Δfrで示している。

$$\Delta fr = \left(\sqrt{\frac{2\alpha+1}{3\alpha}} - 1 \right) \times 100\% \dots\dots\dots (21)$$

増加した共振周波数に応じて、スイッチング周波数も増加する。α=0の場合、共振周波数は無限大となるため、分割コンデンサがないと相数切替を実現できない。共振コンデンサCrは調達性からTABLE Iの共振定数において分割比α=0.5とした。共振周波数の増分は15%であり、スイッチング周波数の増分は約15%になる。

Fig. 9に相異常検出回路を示す。三相動作時は三つの共振電流の合成によって中性点電圧はほとんど変化しない。相異常があるとバランスを失った共振電流により中性点電圧は大きく変化する。そこで、共振電流の数百分

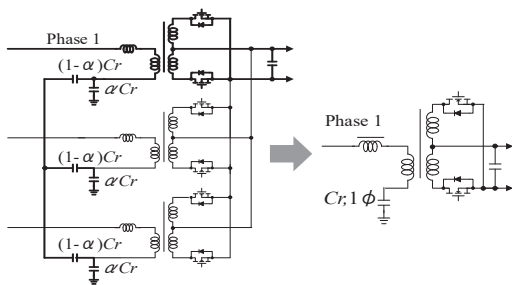


Fig. 7. Single-phase operation of the proposed converter with phase shedding and the equivalent combined resonant capacitor Cr, 1φ.

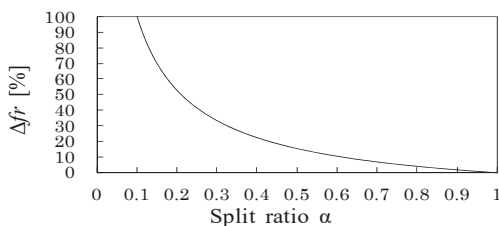


Fig. 8. Increment in the resonant frequency Δfr with phase shedding.

の一程度の電流を分流する程度の容量のCsおよび、相異常を電圧降下として検出するための抵抗Rsを中性点に接続する。この相異常検出回路により、相異常をパルスバイパルスで検出することが可能である。

Fig. 10は三相動作から任意の一つのスイッチをオフして相異常を模擬したシミュレーションによるRs電圧を示している。

6. 高効率化検討

三相LLC共振コンバータの動作を最大限活かすことを念頭に高効率化手段を検討する。放熱要素の削減や半導体の自動実装化など電力密度や製造性の向上に貢献する。

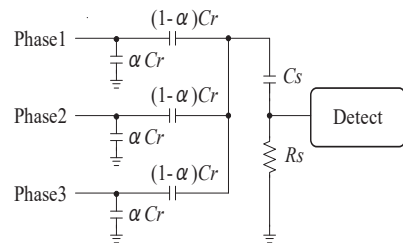


Fig. 9. Phase-failure detection circuit connected between the neutral point and the power supply line.

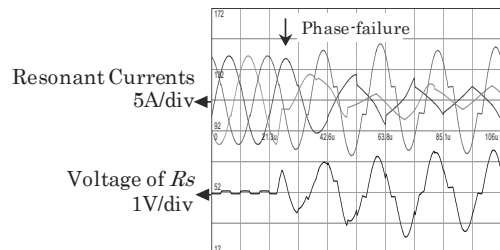


Fig. 10. Simulated transient response to phase failure. The detection circuit parameters are set as Cs=100pF and Rs=100Ω. and the power supply line.

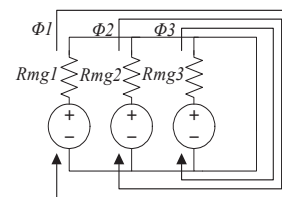


Fig. 11. Magnetic equivalent circuit shown in Fig.12. Three magnetic fluxes without magnetic coupling between the phases for phase shedding.

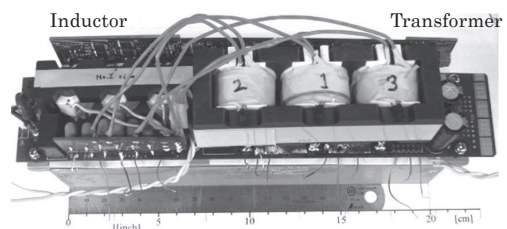


Fig. 12. Integrated magnetic components. Five-leg transformer and resonant inductor on a 2-kW prototype of the proposed converter.

6.1 磁気部品

Fig. 11に、提案回路と位相切替動作に適した統合磁気部品(共振インダクタとトランス)の磁気等価回路を示す。エアギャップの磁気抵抗が高いため、ある一つの中脚の磁束は他の中脚を通過せず、ギャップレスな外脚を通過する。その結果、外脚の磁路は三つの磁束によって共有され、三相動作では外脚で磁束相殺される。Fig. 12に試作機写真を示す。

6.2 整流部

マルチフェーズ数が増えることで合成された出力電流はフラットな直流電流に近づき、出力コンデンサに到るまでのパターン渦電流損失を大幅に低減できる。とくに統合磁気部品ではトランス二次側出力どうしが互いに近くなり、Fig. 13にあるように、いち早く直流電流化できて、さらに基板パターンでの渦電流損失を低減できる。

6.3 実装・放熱

Fig. 14は基板裏面である。計36個のFETは放熱用ラバーと絶縁用シートを経てケースへ伝導放熱される。大電流を流す二次側同期整流用FETは両面放熱タイプを使用し、さらに並列化によりRon温度正特性を抑制する。

6.4 並列半導体の駆動電圧

並列接続された二次側同期整流FETではRonによる導

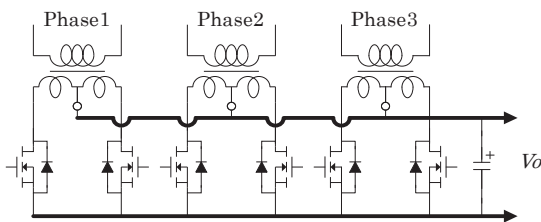


Fig. 13. Secondary side rectifier circuit. The bold lines draw DC current with small ripple. Since the secondary sides of the transformer are connected as close as possible, there is no eddy current in the bold line.



Fig. 14. A total of 36 super-junction FETs are mounted on the back of Fig. 20 to suppress the positive temperature coefficient.

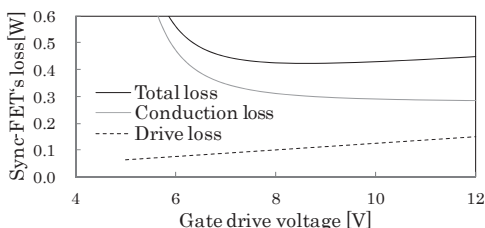


Fig. 15. Loss of 1 leg (13mΩ, 4-parallel) of synchronous rectification at 2kW output.

通損のほかに、ゲート駆動損失も目立ってくる。Fig. 15に、定格出力時にFETを4並列実装した同期整流回路の1レグを対象として、ゲート駆動電圧を変えたときの導通損失と駆動損失計算値を示す。図よりゲート駆動電圧は9Vが一番損失が少ない。

7. 実験結果

2kW試作機はTABLE Iの回路パラメータと部材調達性から $\alpha = 0.5$ の分割比を使用した。共振コンデンサCr: 100nFは容量の系列に従って47nFで分割している。また共振コンデンサは許容リプル電流限界から単相回路あたり二並列必要だが、そのうちの一つを中性点に接続しただけで部品点数は増えていない。半導体スイッチは一次側と二次側にそれぞれTK25V60X (600V, 25A, 110mΩ, 東芝), およびTPW1500CNH (150V, 38A, 13mΩ, 東芝)といったSJ-MOSFETを使用し、放熱器やファン不要で5W/ccの電力密度を達成した。

Fig. 16に制御回路を示す。共振電流平衡性能を評価するために、出力電圧フィードバック制御を適用した。相数切替時には出力電流が監視され、Phase 2, 3のゲート信号がアクティブまたは非アクティブになる。単相動作時に、相異常検出回路が機能しないようFig. 9の回路と連動する。

Fig. 17に試作機の変換効率を示す。パワーメータはNewtons4th製PPA5530HCであり、0.03%のDC精度である。主回路は、最大99.57%という高い効率を達成し、300Wから2kWまでの広い範囲で99%以上を達成した。制御回路やゲート駆動回路の損失を含む全体の効率は、最大99.41%であった。三相動作は単相動作よりも高い効率を示しているのは主に統合磁気部品で磁束が相殺されることで、コア損失が減少したことによる。

Fig. 18は共振電流の実験波形である。三相動作では共振電流の平衡を保ち、単相動作も実現した。Fig. 19は、三相動作と単相動作の切替時の過渡波形を示している。

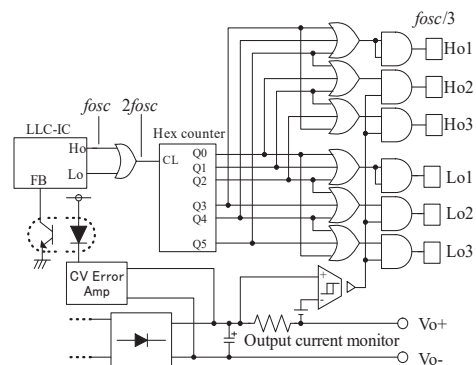


Fig. 16. Controller implemented in the prototype, including output voltage feedback and phase counter shedding.

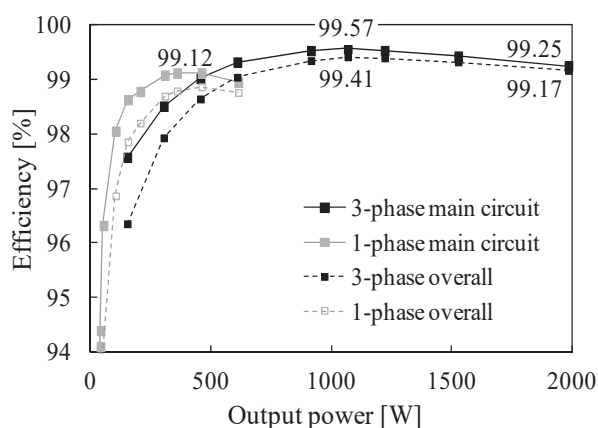


Fig. 17. Measured efficiency under natural air cooling. A Newtons4th PPA5530HC power analyzer (0.03% DC accuracy) was used.

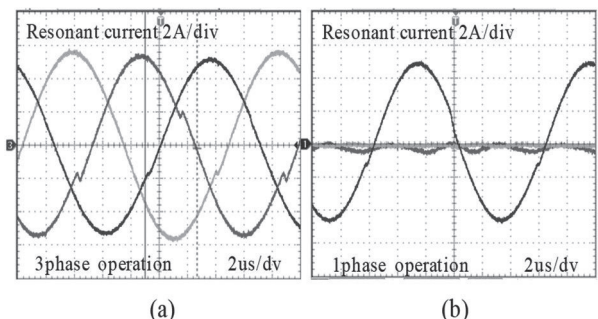


Fig. 18. Experimental steady-state resonant currents. (a) 2-kW three-phase operation. (b) 600-W single-phase operation with phase shedding.

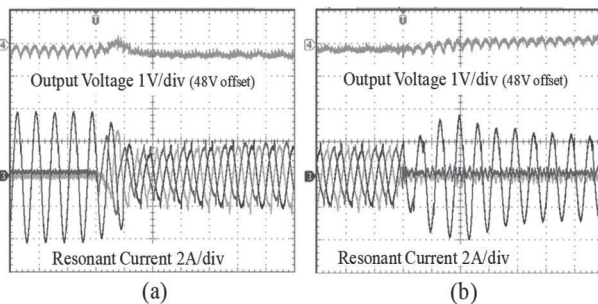


Fig. 19. Experimental transient response when going in and out of phase shedding operation. (a) from single-phase to three-phase operation at 422W. (b) from three-phase to single-phase operation at 200W.

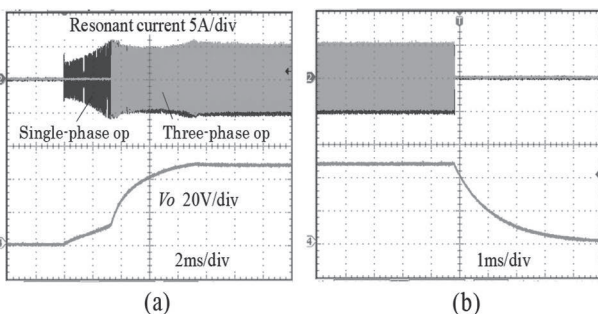


Fig. 20. Start and stop. (a) Transition starting from single-phase operation to three-phase operation. $R_o=1.15\Omega$. (b) Stop by gate off.

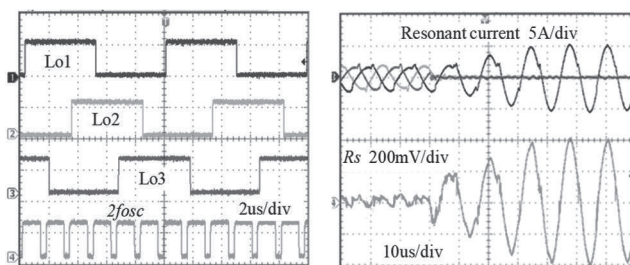


Fig. 21. Generate gate signals with controller in Fig.16.

Fig. 22. R_s voltage of Fig. 9 from three-phase to single-phase operation at 480Wout. The detection circuit parameters are set as $C_s=100\text{pF}$ and $R_s=100\Omega$.



Fig. 23. Outline 400cc 5W/cc. Comparison with 500ml PET bottle.

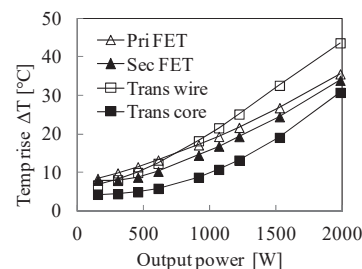


Fig. 24. Temperature rise of main parts.

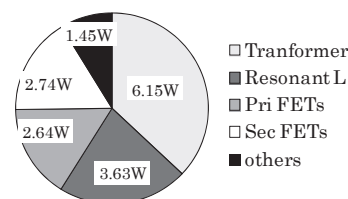


Fig. 25. Loss breakdown at rated output 2kW.

スイッチング周波数を自動的に調整し、出力電圧フィードバック制御のみで良好な過渡性能を示している。

Fig. 20 (a) に定格抵抗負荷起動時の共振電流波形を示す。単相動作から三相動作に移りながら起動している。Fig. 20 (b) に停止時の波形を示す。どちらも共振外れや不安定になることなく動作することが確認できた。

Fig. 21 は制御回路のゲート信号生成である。Fig. 22 は三相から単相への動作切替時の相異常検出回路 R_s の端子電圧である。このとき検出回路は機能させない。Fig. 23 は1mm厚の鉄ケース収納時の外観である。400ccのサイズであり、500mlのペットボトルと比較している。Fig. 24 は Fig. 21 のケース収納状態での効率測定時の温度上昇である。Fig. 25 に定格2kW出力時の損失を示す。全体効率99.17%で、総損失16.6Wとなっている。

8. 応用と展望

受動部品による堅牢な電流平衡と簡単な相数切替から得られる高効率特性は、従来の放熱設計概念を大幅に変え、大電力製品の自然空冷化が現実的なものとなった。他の例として周囲温度60°Cにて自然空冷600W、強

制空冷1000Wの360V出力AC/DC絶縁型電源装置も試作した。TABLE IIにAC/DC電源試作機の基本仕様を記す。ダイオード整流入力によるインターリーブPFCと三相LLC共振コンバータで構成され、AC85~265Vのワイドレンジ入力である。出力360Vという高電圧に対応するため、Fig. 26に示すようにトランス二次側をY結線し、倍電圧コンデンサを備える。相数切替により単相動作時に二次側は倍電圧整流される。三相動作時には二次側はY結線で動作する。フィルムコンデンサである倍電圧コンデンサにスイッチングリプル電流が流れ込むため、出力コンデンサのリプル電流/電圧は大幅に低減する。Fig. 27に出力リプル電圧を示す。Fig. 28に定格負荷時起動波形を示す。Fig. 29に試作機外観を示す。三相LLC共振コンバータ部は放熱器を一切使用していない。

中性点の三相電流の合計がゼロという制約を利用して電流平衡する三相LLC共振コンバータは、さらに高効率を保ちながら大電力を得る方法が考えられる。Fig. 30にその一例を示す^[13]。分割した共振コンデンサを行方向と列方向に中性接続している。スイッチの番号はフェーズを表わし、英文字H/Lは相補動作スイッチのゲート信号を意味する。このようにマトリクス配列されたLLCコンバータでは、制御回路はゲート信号を分配するだけでよく、三相以上の多相化を必要としない。共振定数にランダムに±10%誤差を与えた時の電流波形をFig. 31に示す。他の接続方法として、Fig. 32のようなゲート信号配分で接続も可能である。またFig. 33のように二次側回路を直列に接続すれば高電圧出力も可能となる。

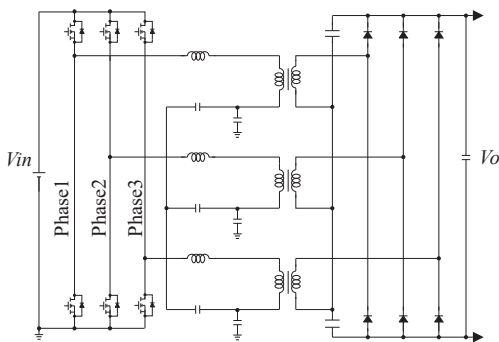


Fig. 26. Proposed three-phase LLC resonant converter for high voltage output. The secondary side acts as a voltage doubler for single-phase operation, as a Y-connection for three-phase operation.

TABLE II
Prototype AC/DC power supply specification.

Input Voltage	AC85V ~ 265V
Output Voltage	360V
Efficiency	92% at AC100V / 94% at AC200V
Power factor	0.99 / 0.98 AC100V/200V
Operating Temperature	-20°C ~ +60°C
Cooling condition	Natural Air 600W
	Air cooling with blower 1000W
Externals size	W280mm × D130mm × H50mm
Circuit system	Interleaved PFC + 3 pasc LLC converter

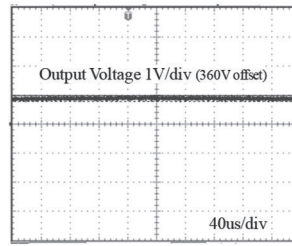


Fig. 27. Output ripple Voltage at rated output 600W.

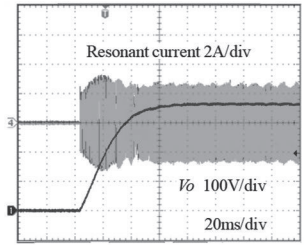


Fig. 28. Start up waveform of three-phase LLC resonant converter. $R_o = 0.6\Omega$.

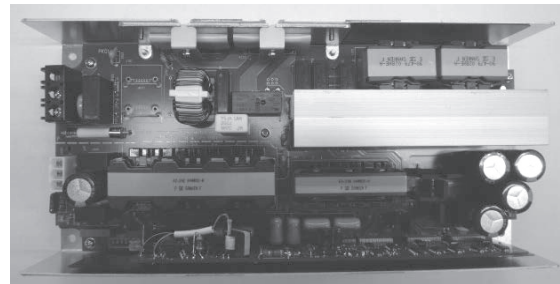


Fig. 29. Prototype AC/DC power supply. AC85V~265Vin, 600W/360Vo. Natural cooling.

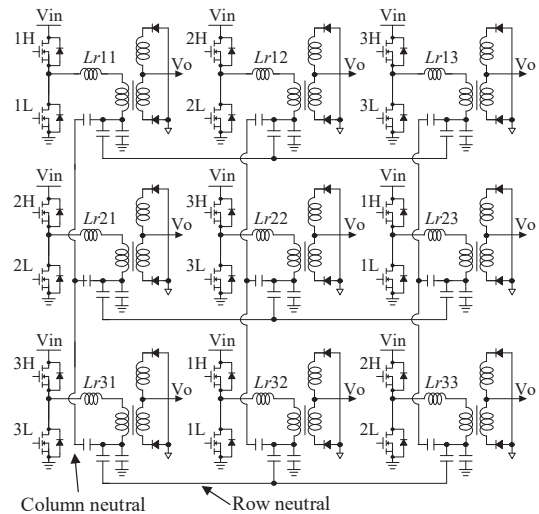


Fig. 30. 3x3 Matrix connected for larger current output.

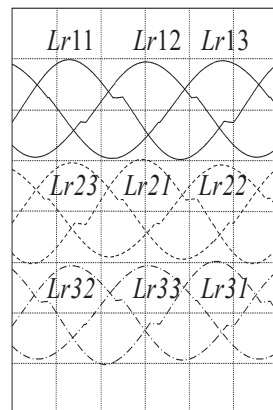


Fig. 31. Resonant current. 3x3 Matrix LLC converter.

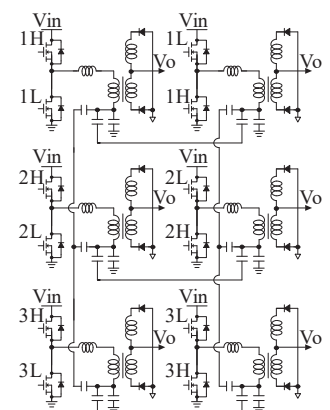


Fig. 32. 3x2 Matrix LLC converter.

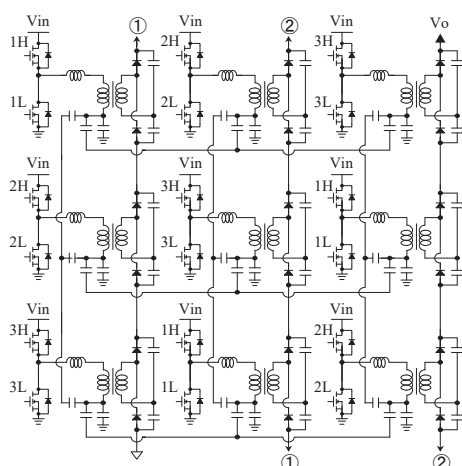


Fig. 33. 3x3 Matrix connected for high voltage output.

以上から、一つの制御回路を使って三相LLC共振コンバータを並列化でき、ファンレス、放熱器レスの大電力コンバータを短時間で開発できる利点がある。

9. むすび

本稿では電力仕様拡大のための最小モジュールとして、自動電流平衡と位相切替を同時におこなえる三相LLC共振コンバータを提案した。適切に容量を分割した共振コンデンサを相互接続するのみで、特別な部品追加や特殊な制御法を必要としない。三相分の共振コンデンサネットワークは単相動作時に一つの共振コンデンサとしてふるまい、電流平衡特性や相切替での過渡応答は良好な特性を得た。また分割コンデンサと並列に分流コンデンサを設けることで簡単な構成でパルスバイパルスの相異常検知が可能となる。

2kW、48V出力で試作した結果、幅広い負荷範囲で総合効率99%以上と、これまでにない超高効率を得ることができた。これによりファンレス、放熱器レスといった放熱機構の削減ができ、電力密度の向上を得る。

また自然空冷時600W/強制空冷時1000W出力のAC/DC電源装置も試作開発した。高圧大電力出力に適したトランス二次側Y結線とし、倍電圧コンデンサを追加することで相数切替を可能としている。さらに共振コンデンサの分割は複数の三相LLC共振コンバータの並列駆動を拡張する。これによって高効率を維持しながら大電力化、高電圧出力化が可能である。多相化することなく、一つの制御回路からゲート信号を配分するだけで多並列化できる利便性を持つ。

以上のように、提案した三相LLC共振コンバータは高効率大電力用途としてさまざまな仕様に対応でき、将来的なコア技術としての可能性を見出すことができた。今後はファンレス、放熱器レスを標準化し、さらには効率を維持しながら、小型高周波化に取り組んでいきたい。

参考文献

- [1] 千葉, 京野, 足利, 石倉: サンケン技報, vol.46, p41-44, (2014. 11)
- [2] S.Dusmez, and Z.Ye, "Designing a 1kW GaN PFC stage with over 99% efficiency and 155W/in³ power density", in Proc. IEEE Workshop on WBG Power Devices and Applications., Nov. 2017, pp. 225-232.
- [3] S. Qin, Z. Liao, Z. Ye, D. Chou, N. Brooks, and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "A 99% efficient, 40 W/in³ power density power factor correction front end based on a 7-level flying capacitor multilevel converter", in Proc. IEEE Applied Power Electron. Conf., Mar. 2018, pp. 729-736.
- [4] T. Tue. Vu, E. Mickus, "99% Efficiency 3-Level Bridgeless Totem-pole PFC Implementation with Low-voltage Silicon at Low Cost" 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC).
- [5] G. Ivensky, S. Bronshtein, A. Abramovitz, "Approximate Analysis of Resonant LLC DC-DC Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, 2011, pp. 3274-3284.
- [6] Chao Fei, Fred C. Lee, and Qiang Li. "High-Efficiency High-Power-Density LLC Converter with an Integrated Planar Matrix Transformer for High-Output Current Applications." IEEE Trans. Ind. Electron. 2017, 64, 9072-9082.
- [7] D. Wang; Y. F Liu "A new driving method for synchronous rectifiers of LLC resonant converter with zero-crossing noise filter" IEEE Transactions on Power Electronics 29 (4): 1953-1965 · April 2014.
- [8] E. Orietti, P. Mattavelli, G. Spiazzi, C. Adragna, and G. Gattavari, "Current sharing in three-phase LLC interleaved resonant converter," in Proc. IEEE ECCE, 2009, pp 1145-1152.
- [9] H. S. Kim, J. W. Baek, M. H. Ryu, J. H. Kim, and J. H. Jung, "The high-efficiency isolated ac-dc converter using the three-phase interleaved LLC resonant converter employing the Y-connected rectifier," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 8, pp. 4017-4028, Aug. 2014.
- [10] S. A. Arshadi, M. Mohammadi, M. Ordonez and W. Eberle, "Efficiency Improvement of Three-Phase LLC Resonant Converter Using Phase Shedding," in Proc. 2017 IEEE Energy Conversion Congress & Exposition, pp 3771-3775, Oct. 2017.
- [11] M. Noah, S. Endo, H. Ishibashi, M. Yamamoto, K. Umetani, J. Imaoka, "A current sharing method utilizing single balancing transformer for a multiphase LLC resonant converter with integrated magnetics," IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron., vol. 6, no. 2, pp. 977-992, Jun. 2018.
- [12] Chao F, Rimon G, Qiang L, Fred C. Lee, "High Frequency Three Phase Interleaved LLC Resonant Converter with GaN Devices and Integrated Planar Magnetics", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, pp 653-663, 2019.
- [13] 千葉明輝; サンケン電気, 特許第 6696617 号 "マルチフェーズ LLC コンバータ".
- [14] A. Chiba, Y. Aoyagi and K. Takagi "Current balancing and phase shedding by split capacitor for a three-phase LLC resonant converter" in Proc. IEEE Energy Conv. Congr. Expo. (ECCE), Detroit, MI, Oct. 2020, pp. 377-384.
- [15] サンケン電気 SSC3S900 シリーズデータシート SSC3S 900-DSJ Rev.2.5