

高電力変換効率と低コストを両立する次世代通信用電力増幅器の基礎理論と設計手法の確立

研究代表者 関 屋 大 雄 千葉大学大学院融合科学研究科 准教授

1 研究の目的・意義

通信端末の出力段に配置される電力増幅器は、無線通信端末において必須の回路部品である。その中で、電力増幅器における電力損失はセンサネットワークの高寿命化など、端末の低消費電力化を志向する上で大きな問題である。また、OFDM では電力増幅器における非線形性に起因する対域外輻射の影響が特性のボトルネックになるなど、通信技術が高度化する中で電力増幅器の重要性は急激に高まっており、その特性改善は無線通信の特性向上に直結する。

電力増幅器はトランジスタの線形領域を用いる増幅器(A, B, C, F 級)と、トランジスタをスイッチ素子として扱うスイッチング増幅器(D, E, DE 級) に大別される。スイッチング増幅器はトランジスタ上に電流、電圧が同時に生じないため、電力変換効率の立場から大きな利点を持つ。さらに、常にトランジスタの飽和領域を用いるため、増幅器の非線形性に関する問題が大幅に改善される。しかし、スイッチング増幅器でもスイッチ素子における電圧・電流のジャンプに起因する電力損失が発生し、損失を零にすることはできない。また、その影響を抑えるために、高速なスイッチ素子を用いる必要がありコストの増大につながっていた。

本研究では、電力変換効率の向上とコストの削減を両立する電力増幅器の研究開発を行う。核となる技術として、微小電流をスイッチに注入することにより、スイッチ素子における電流、電圧がともに連続波形となるスイッチング技術、 E_M 級スイッチング技術[1], [2] を確立した。

本報告では具体的に 3 つの成果を報告する。まず、高周波数、高効率、大電力、低コストを満足する電力増幅器(Push-pull E_M 級増幅器)を開発した[3], [4]。ここでは、回路にプッシュプル構造を導入し大電力に対応させ、さらに微小電流の注入にも大電力化の一翼を担わせている点が特徴である。つぎに高周波数、高効率、低コスト、周波数安定化を満足する同期注入型高効率発振器(E_M 級発振器)を提案した[5]。この回路は、注入する電流に、周波数安定化の仕事もさせている点が特徴である。最後に、それまで数値解析でしか設計ができなかった本スイッチング技術に対し、解析表現を導出することに成功した[6]ので、その成果を報告する。この成果により、本技術の汎用性が高まり、多くの回路で提案技術が採用されることが期待される。本技術の確立により、従来の増幅器と比較して、電力変換効率、コスト、さらに線形化においてアドバンテージを得ることができ、次世代通信用増幅器に向けたブレークスルー技術となることが期待される。

2 研究内容・研究成果

2-1 Push-pull E_M 級増幅器の開発

(1) 研究背景

情報機器の高度化に伴ってより高効率で高電力密度の増幅器が求められている。その中で、高周波数で高効率な動作可能な E 級増幅器を用いた Push-pull E 級増幅器 [7] が注目されている。E 級増幅器は ZVS/ZVDS(Zero-Voltage-Switching/Zero-Voltage-Derivative-Switching)を同時に満足させることにより、高周波数動作条件下において高効率動作を実現する。このスイッチング条件を E 級動作条件と呼ぶ。Push-pull E 級増幅器では、二つの E 級増幅器を用いてプッシュプル動作させることにより、出力電力を増加させることができる。さらに、対称性により奇数高調波成分が理論上零となるため、Push-pull E 級増幅器は低高調波歪み(THD: Total Harmonic Distortion)を要求されるアプリケーションに有効である。しかしながら、スイッチがオンからオフに切り替わる瞬間、スイッチ電流が不連続となる。したがって、スイッチ電圧とスイッチ電流が同時に発生するため、損失の要因となる。この損失を削減するためには、スイッチの切り替わり速度の速いデバイスを用いる、駆動電力を増加させるなどが考えられるが、いずれもコスト増の要因となる。

本研究では、Push-pull E 級増幅器に補助回路を追加し高調波電流を注入することにより、E 級動作条件に加え、スイッチがオンからオフに切り替わる瞬間のスイッチ電流、およびその傾きが零となるスイッチング条件を満足させる回路方式を提案する。これらのスイッチング条件は E_M 級スイッチング条件[1], [2] と呼び、

提案する増幅器は Push-pull E_M 増幅器と呼ぶことができる[3], [4]. E_M 級スイッチング条件により, Push-pull E 級増幅器に比べ, 切り替わり速度が遅いスイッチ素子を用いても高効率な動作を維持でき, コスト削減の効果が期待できる.

(2) 従来の研究と問題点

図 1 に Push-pull E 級増幅器の回路構成を示す. この回路は二つの E 級増幅器をプッシュプル動作させる. E 級増幅器は供給電圧 V_{DD} , 入力インダクタ L_c , スwitching 素子としての MOSFET S , シャントキャパシタ C_s , 直列共振回路 $L-C-R$ により構成される. 図 1 に Push-pull E 級増幅器の動作波形を示す. この Push-pull E 級増幅器では, スwitch S_1 と S_2 はそれぞれ駆動信号 D_{r1} と D_{r2} によって位相差 π の逆相で駆動される. スwitch がオンになる瞬間, スwitch 電圧 v_{S1} は,

$$v_{S1}(\pi) = 0, \left. \frac{dv_{S1}(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=\pi} = 0 \quad (1)$$

で表される E 級 ZVS/ZDS(zero voltage switching/zero derivative switching)条件[8], [9]を満たす. この増幅器は対称性をもつため, 一方のスwitch が E 級動作条件を満たせば, もう一方のスwitch も E 級動作条件を満足する. したがって, この Push-pull E 級増幅器におけるスwitch S_1 の動作のみを考える. スwitch がオフからオンに切り替わる瞬間の電圧を零, また, その傾きを零とすることで, スwitching 損失を低減することができる. この E 級動作条件により, この Push-pull E 級増幅器は高周波数動作において高電力変換効率を実現することができる. さらに, この二つ E 級増幅器を用いてプッシュプル動作をさせることにより, 出力電力を増加させることができる. また, 対称性を持たせた動作により, 奇数高調波成分がキャンセルされるため, Push-pull E 級増幅器は低高調波歪みを要求されるアプリケーションに有効である.

Push-pull E 級増幅器回路では, プッシュプル動作によって電力を増加させ, 高調波成分を低減させ, さらに E 級動作条件で高電力変換効率を達成することができる. しかしながら, スwitch がオフになる瞬間スswitch 電流波形にジャンプが生じる. そのため, スwitch スピードが遅くオンからオフに切り替わるまでの時間 t_{off} が存在するとき, スwitch 電流とスswitch 電圧が同時に発生する期間が生じ, 電力損失の原因となる. この問題を解決するためには, 切り替え速度の速いスswitch 素子を用いる, 駆動回路の電力を増加させるなどの対策が考えられるが, いずれもコスト増の要因となる. したがって, ジャンプレスのスswitch 電圧とスswitch 電流を達成することは, 電力変換効率の向上, コスト削減の両面に貢献する.

(3) 回路構成

本研究では, Push-pull E 級増幅器に補助回路を追加し, 高調波電流を注入することにより連続するスswitch 電圧とスswitch 電流を達成する回路を提案した[3], [4]. 図 2 に提案する増幅器の回路構成を, 図 3 にこの増幅器の動作波形を示す. この増幅器は, 基本周波数でプッシュプル動作する二つの E 級増幅器のスswitch 部分に, それぞれ基本動作周波数の高調波を出力する回路が接続されることで構成される. ここでは, 図 2 における回路図の上の破線で囲まれている部分を主回路, 下の破線で囲まれている部分を補助回路と呼ぶことにする. 補助回路からは, 出力電流の 2 倍の周波数を持つ高調波電流を注入する. 主回路の共振フィルタが理想的なものとすると, 注入した電流はすべてスswitch 素子 S_k に流れ込む. このとき, 注入電力の振幅と位相を適切に調節すると, 図 3 に示すように, 基本周波数で動作する主回路のスswitch がオフからオンに切り替わる瞬間のスswitch 電圧およびその傾きが零となるという E 級動作条件を加えて, スwitch がオンからオフに切り替わる瞬間のスswitch 電流およびその傾きが零となるという動作条件を実現する. これらの条件は, E_M 級動作条件[1], [2]と呼び, 以下のように表される.

$$v_{S1}(\pi) = 0, \left. \frac{dv_{S1}(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=\pi} = 0 \quad (2)$$

$$i_{S1}(2\pi) = 0, \left. \frac{di_{S1}(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=2\pi} = 0 \quad (3)$$

ここで, $\theta = \omega t$ で角時間を示す. これらのスswitching 条件は, 補助回路により高調波電流を注入することによってはじめて達成される. さらに, 注入電流は出力電力を増加させる効果もある[10]. これにより, 主回路のスswitch 電圧, 電流がすべて連続となり, これにより電力変換効率の改善, およびコスト削減をはかることができる. また, 補助回路からの注入電力による効果と, Push-pull 構成の導入により, 出力電力を大きくすることができる.

(4) 提案回路の特性

ここでは、スイッチング条件満足する Push-pull E_M 級増幅器の設計曲線を示す。設計の詳細は文献[3]に任せるが、報告者の数値設計技術[11], [12] をもとにしたアルゴリズムである。設計仕様として、供給電圧の比 $V_{DDinj}/V_{DD} = 0.6$ 、負荷抵抗 $R = 15 \Omega$ 、主回路と補助回路の時比率 $D = D_{inj} = 0.5$ 、主回路と補助回路における共振インダクタと入力インダクタの比 $H = H_{inj} = 0.1$ を与える。また、スイッチ素子として IRFZ24N MOSFET を用い、データシートより $r_s = 0.07 \Omega$ とする。

図4に Push-pull E 級増幅器と Push-pull E_M 級増幅器の Q 値に対する設計曲線を示す。図4(a)より、提案回路の A が1で一定となる区間があることが分かる。 A は共振周波数と動作周波数の比を表しており、これが1となることは、共振フィルタが誘導性を持たないことを意味している。共振フィルタが誘導性を持たないことは、帯域外周波数を抑えるためにも重要な特性であり、この点においても Push-pull E 級増幅器と比較して利点を見出すことができる。一方、提案する増幅器では、 $Q < 3$ の場合は、設計曲線の変化が激しい。これは、 $Q=3$ を境に、出力電流における高調波歪みが急激に増大することを示している。

図5に Push-pull E 級増幅器と Push-pull E_M 級増幅器の Q 値に対する出力電力 P_o および高調波歪率(Total Harmonic Distortion: THD)を示す。図5より、提案回路では補助回路より高調波電流を注入しているが、提案する増幅器における THD と Push-pull E 級増幅器における THD はほぼ等しいことがわかる。これは、高調波の注入が THD に悪影響を及ぼさないことを示している。そのため、提案する Push-pull E_M 級増幅器は Push-pull E 級増幅器と同様に、低 THD が要求されるアプリケーションに有効であるといえる。一方、出力電力は補助回路の影響で Push-pull E 級増幅器と比較して高くなる。補助回路で追加電力を発生しているのが当然の結果である。しかし、主回路スイッチの電流の不連続性を消すことが補助回路の主目的であり、補助回路を用いることにより、ふたつの効果を同時に得られることを強調したい。

(5) 実験・シミュレーションによる評価

設計の妥当性を示すために、実験、シミュレーションと数値設計を比較した。設計仕様として動作周波数 $f=1 \text{ MHz}$ 、主回路の供給電圧 $V_{DD1}=15 \text{ V}$ 、補助回路の供給電圧 $V_{DD2}=7.5 \text{ V}$ 、負荷抵抗 $R=50 \Omega$ 、 $Q = 3$ を与えた。図3に数値計算、PSpice シミュレーション、実験による動作波形を示す。シミュレーション、実験波形とも E_M 級動作条件を満足していることが分かる。また、数値計算の結果とも定量的によく一致しており、設計の妥当性を示している。このことは、本研究で導入した設計手法の精度の高さを示しており、他の回路への展開が見込めることを示している。実験において、出力 24.4 W 、増幅率 25.9 dB 、電力変換効率 93.0% 、電力負荷効率 93.0% 、 $THD 5.0\%$ を達成した。この結果は、Push-pull E 級増幅器と比較して、 THD 、電力変換効率の両面で改善できていることを確認している。E_M 級スイッチング条件を達成することにより、スイッチ素子のコストを削減できることを考えると、提案する Push-pull E 級増幅器は高周波数、高効率、大電力、低コストを満足する電力増幅器であると言え、プラズマ発生回路など、大電力アプリケーションへの応用が期待される。

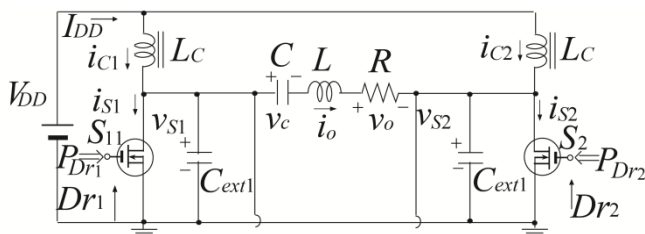


図 1: Push-pull E 級増幅器

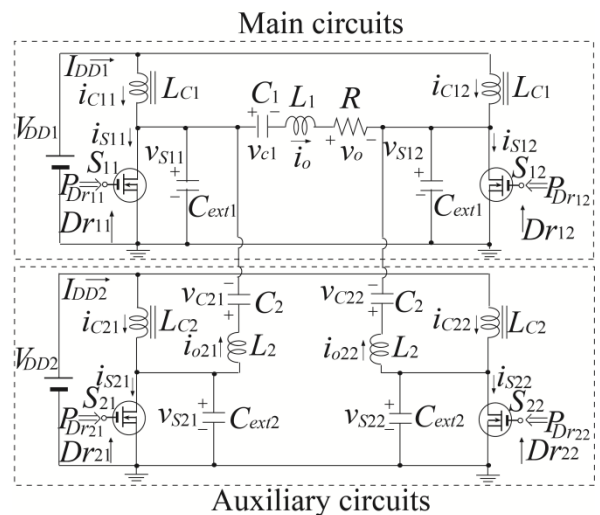


図 2: Push-pull E_M 級増幅器

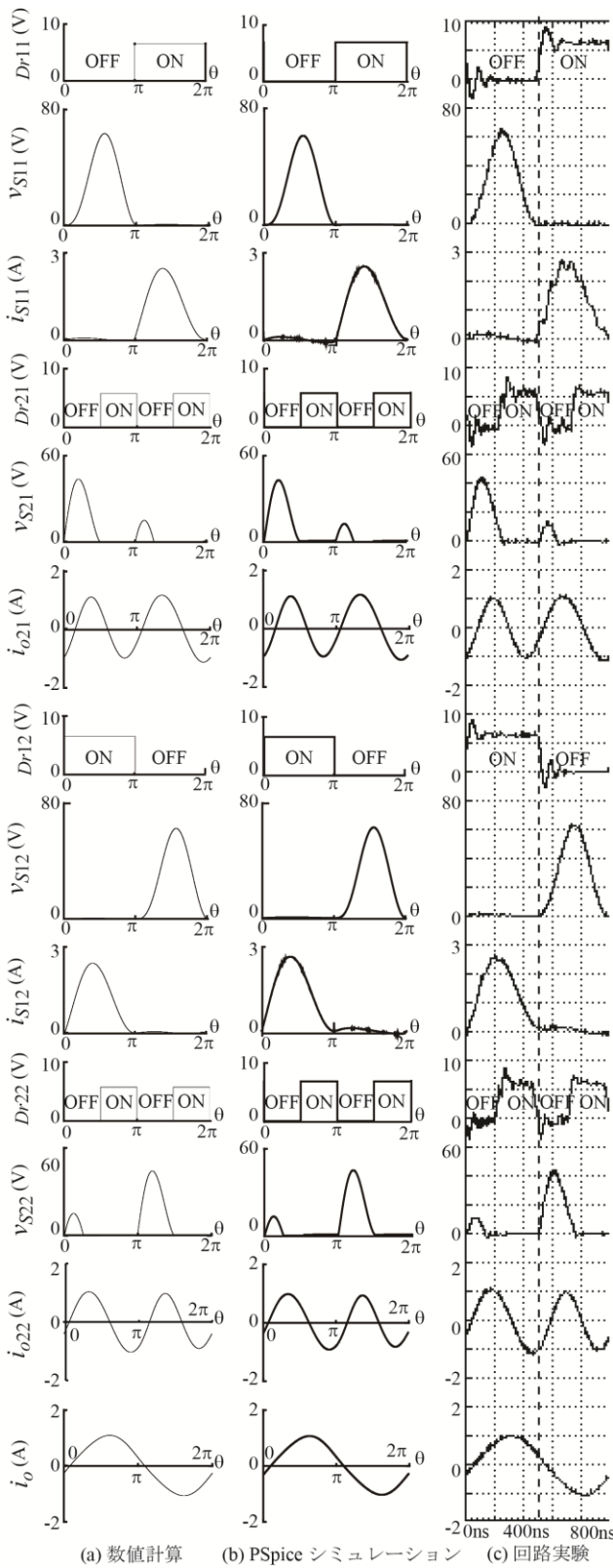


図 3 : Push-pull E_M 級増幅器の動作波形

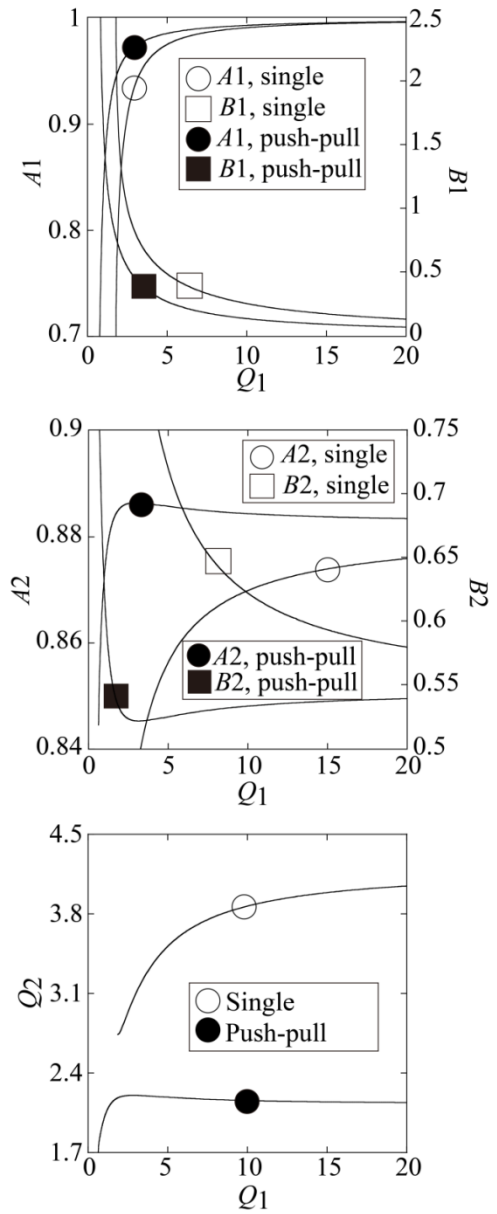


図 4: Push-pull E_M 級増幅器の設計曲線

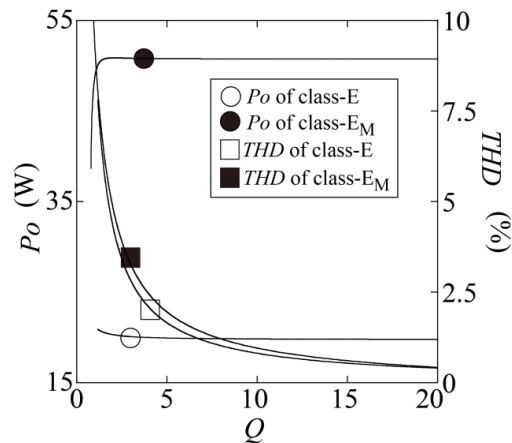


図 5: Q 値に対する出力電力と高調波歪率

2-2 E_M 級発振器の開発

(1) 研究背景

電力発振器は、出力からのフィードバック信号をスイッチ素子の駆動信号とすることで自励振動を達成する回路である。高周波数、大出力電力になると、駆動回路の設計に大きな負担を強いられることになる。電力発振器はその駆動回路設計の負担を軽減させることができる利点も持つ。E 級発振器[13]-[16]は E 級増幅器の出力電圧をフィードバックさせることにより自励振動を実現した回路であり、E 級増幅器の持つ高周波数、高効率特性をそのまま引き継いでいる。E 級増幅器は FM 発振器, AM 送信機, バラスト, 無線電力伝送の送信段などへの応用が期待されている。

電力発振器ではフィードバック電圧を駆動信号として用いるため、動作周波数が素子値に依存する。このとき、各素子の誤差がそのまま周波数の誤差となるため、周波数が精度よく定まらないという問題がある。この問題を回避する方法として、例えば水晶発振器など、高い周波数精度を持つ微小電圧(電流)を駆動信号と同期させ、周波数を安定化させる注入同期発振器という回路技術がある。注入電圧は小電力で設計すればいいため、増幅器と比較して回路設計の困難性を大きく低減することができ、かつ安定した周波数出力を得ることができる。E 級増幅器においても、注入同期 E 級発振器[17], [18]が提案されており、高周波数動作化において高効率、高精度周波数出力を達成できる。

一方、E 級発振器は E 級増幅器同様、スイッチがオフになる瞬間に電流がジャンプする問題がある。この問題を低減させるためには、スイッチ速度の速い素子を用いる、駆動信号の電力をあげるなどの対策があるが、いずれもコスト増の要因となる。そこで、これまで研究を進めてきた E_M 級スイッチングを E 級発振器に導入できないかという発想に至った。また、 E_M 級動作条件を達成するために、補助回路から高調波電流を「注入」することを考えると、その「注入」は周波数安定化の役割を持たせることができ、一石二鳥の効果を生み出せることが期待できる。

本研究では、E 級発振器に注入回路から高調波電流をスイッチに注入することにより低コスト化を実現し、さらに、注入電流により周波数安定化を行う E_M 級発振器を提案した[5]。提案する発振機では、 E_M 級動作条件を満足することにより、回路の高周波数、高効率動作を低コストで実現することができる。さらに、注入回路に周波数通倍器[19]を用いることにより、注入電流の周波数を基準周波数の 2 倍とすることができる。結果として、 E_M 級発振器の周波数は基準周波数にロックされることになり、周波数の安定化も図ることができる。

(2) 回路構成

図 6 に提案する E_M 級発振器の回路構成を示す。この回路は主回路である E 級発振器に注入回路を追加した回路である。注入回路は E 級周波数通倍器であり、その出力電流、すなわち注入電流 i_2 の周波数は入力信号 S_{in} の 2 倍の周波数となる。この電流は主回路のスイッチへ流入し、そのため、主回路のスイッチでは、(2), (3) 式で表現される E_M 級動作条件を満足させることができる。 E_M 級動作条件により、 E_M 級発振器では高周波数、高効率動作を低コストで実現することが可能となる。一方、主回路はフィードバックを持つ自励発振器として動作する。このとき、主回路の動作は注入回路の動作周波数と同期する。ただし、注入回路の電流は主回路の 2 倍であるため、注入回路の分周波と同期することになる。ここで、注入電流が入力信号 S_{in} の 2 倍の周波数となることに注意すると、出力電圧は入力信号と同じ周波数でロックされ、 S_{in} と同じ周波数となる。つま

り、E 級増幅器の問題点であった、周波数の精度、スイッチオフ時の電流のジャンプの問題を、注入回路を用いることにより同時に解決することができる。

E_M 級発振器は E_M 級増幅器[1], [2]の発展版とも捉える事ができる。 E_M 級増幅器では主回路と補助回路のふたつの入力が必要となり、その二つの回路の間で、周波数や位相を調整する必要があった。提案回路では入力が S_{in} のみとなるため、周波数シンセサイザや位相調整回路を不要とし、駆動回路の設計を簡単にすることができる。提案回路では注入回路の位相が主回路により固定されないため、 E_M 級増幅器と比較して設計の自由度が1高まる。そのため、拘束条件をもう一つ追加することができる。そこで、本研究では補助回路のスイッチング条件を E_M 級増幅器の設計が ZVS であったのに対し[1], (1)式で表現される ZVS/ZDS 条件にすることにより、さらなる効率の向上を図ることができる。

(3) 提案回路の特性

ここでは、 S_{in} の動作周波数 $f=1\text{MHz}$ 、出力電力 $P_o=10\text{ W}$ 、負荷抵抗 $R=10\ \Omega$ としたときの設計曲線を導出する。ここでの設計方法の詳細は文献[5]に譲りたいが、本回路においても、報告者の持つ独自の数値設計法[11], [12]を応用して、回路設計を行っている。また、フィードバック回路の設計において、フィードバック電圧の位相を設計条件とすることにより、強制振動系と同様な回路設計ができるような工夫をしている。さらに、MOSFET の寄生容量の非線形特性も考慮に入れた設計を行っている。図 7 は提案する発振器の主回路と注入回路の供給電力の比に対する設計曲線、および諸特性である。図 7(a)-(e)より、提案する発振器の設計曲線は E_M 級増幅器の設計曲線とほぼ同一となることが分かる。このことは、主回路のフィードバック回路がその他の設計値に対して影響をほとんど与えていないことを示唆している。図 7(d)より、補助回路のシャントキャパシタと共振キャパシタの比 B_2 は無限大に発散していることが分かる。無限大の B_2 は外付けのシャントキャパシタが零となり、MOSFET の寄生容量のみからシャントキャパシタが構成されることを意味している。このことより、供給電力の比は B_2 で制限されることが分かる。一方、図 7(e)より、供給電力の比が増加すると補助回路の Q 値 Q_2 が無限大になる。これは、注入電流の供給電圧が高くなるにも関わらず、主回路への供給電力を制限しなければならないために生じる。つまり、 Q 値を高くすることで、共振回路を通過する電力を制限していることを示している。 Q_2 がボトルネックとなり、供給電力の比の最大値が制限される。

図 7(g), (h) より、フィードバック回路のパラメータ $K(C_{p1}$ と C_{p2} の比), M (フィードバック回路の共振周波数と動作周波数の比)は供給電圧の比に依存して変化することが分かる。これら曲線からフィードバック回路の素子値は主回路、および注入回路の素子値に依存することが示される。図 7(i)より、主回路のスイッチの最大電圧は供給電圧の比に対してほぼ一定であること、注入回路のスイッチの最大電圧は供給電圧の比に対して比例の関係にあることが分かる。また、図 7(j)より、出力電力 P_o は Q_1 値に依存することが分かる。

(4) 実験による検証

実験を行うにあたり、 S_{in} の動作周波数 $f=1\text{MHz}$ 、出力電力 $P_o=35\text{ W}$ 、負荷抵抗 $R=220\ \Omega$ で提案する発振器の設計を行った。この設計仕様は文献[]に示されている、メタルハライドランプバラストへのアプリケーションを視野に入れた設計仕様[20]となっている。図 8 は数値計算と回路実験の波形である。どちらの波形も主回路における E_M 級動作条件および注入回路における E 級動作条件を満足していることが分かる。本実験において、出力周波数 1MHz 、出力電力 34.8 W において、電力変換効率 92% 、 $THD=12.3\%$ の特性を示した。周波数は注入回路の入力周波数にロックしており、設計仕様と誤差のない精度の高い出力周波数を実現できている。また、電力付加効率は 92% であり、電力変換効率と変わらなかった。これは、注入電力を駆動するためのパワーは全体の回路の電力に対し、無視できる大きさであり、注入回路を介して注入同期が達成できていることを示している。

(5) E 級発振器との比較

図 9 は主回路の Q 値に対する E_M 級発振器と E 級発振器の正規化出力電力を示している。この図より、 E_M 級発振器の出力電力は E 級発振器のそれより高いことが分かる。提案回路は主回路に注入回路を加えているので当然の結果ではあるが、この結果は、注入回路が高効率化、低コスト化、周波数安定化に加え、大出力電力化にも貢献することを示している。

図 10 は主回路の Q 値に対する正規化されたスイッチ電圧の最大値を示している。図 10(a)から、提案回路のスイッチ電圧の最大値は E 級発振器より小さくなることが分かる。これは、同じ出力電力で比較した場合、供給電圧が小さくなるためである。図 10(b)から E_M 級発振器に流れる電流の最大値も E 級発振器のそれと比較して小さくなることが分かる。一般に、耐電圧、耐電流が小さい MOSFET は大きいものと比較して安価で

ある。本結果は、注入電流による E_M 級動作条件の達成に加え、最大電圧、電流の立場からも、スイッチ素子の低コスト化に貢献することを示している。

図 11 は主回路の Q 値に対する高調波歪率を示している。通常、出力共振フィルタの Q 値が低くなるほど高調波成分を通過させることになるため、THD は高くなる。しかし、 E_M 級発振器、 E 級発振器の両方において Q 値が低くなるにつれ、高調波歪率も低くなる特性をみることが出来る。この低い Q 値においては、 E 級発振器の方が低 THD だが、高い Q 値においては逆に E_M 級発振器の方が低 THD となる。

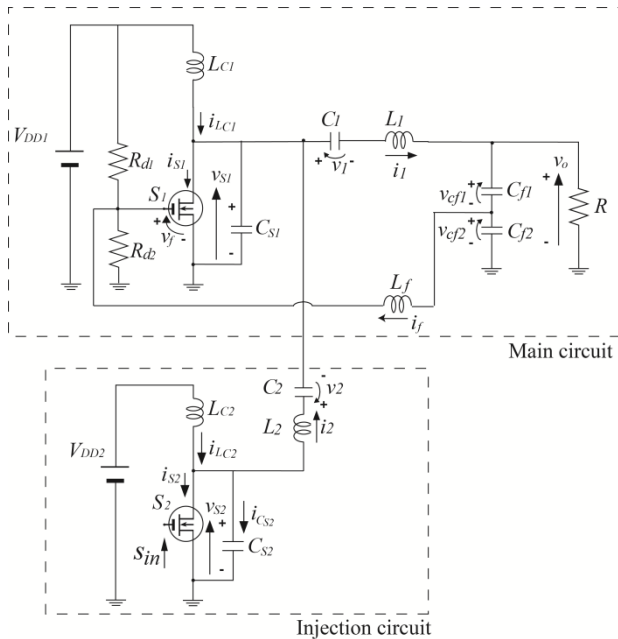


図 6: E_M 級発振器の回路構成

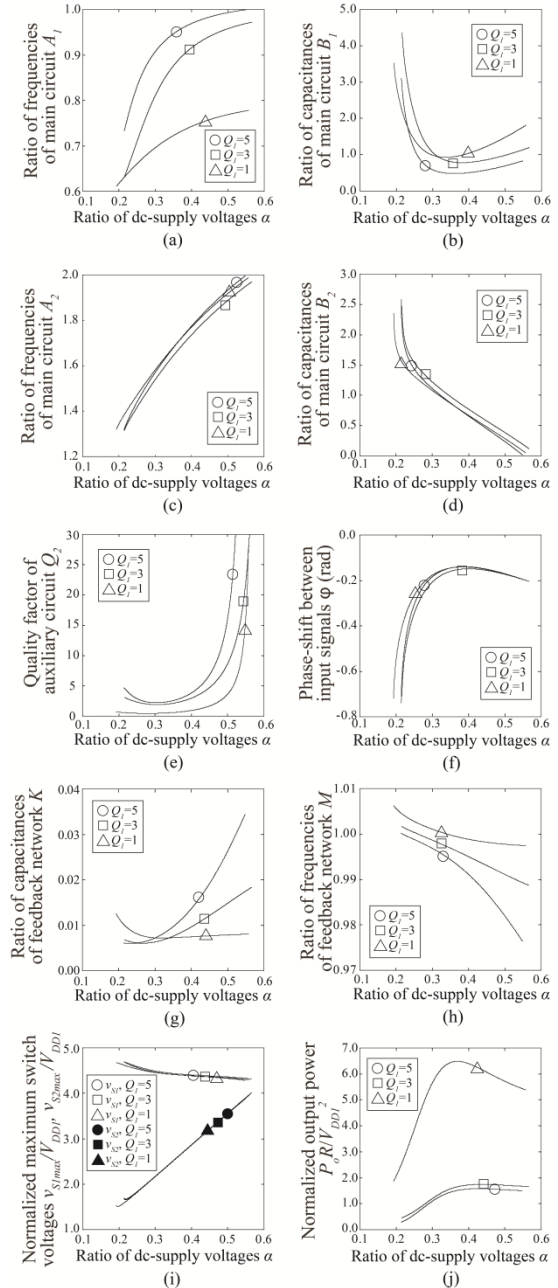


図 7: E_M 級発振器の設計曲線

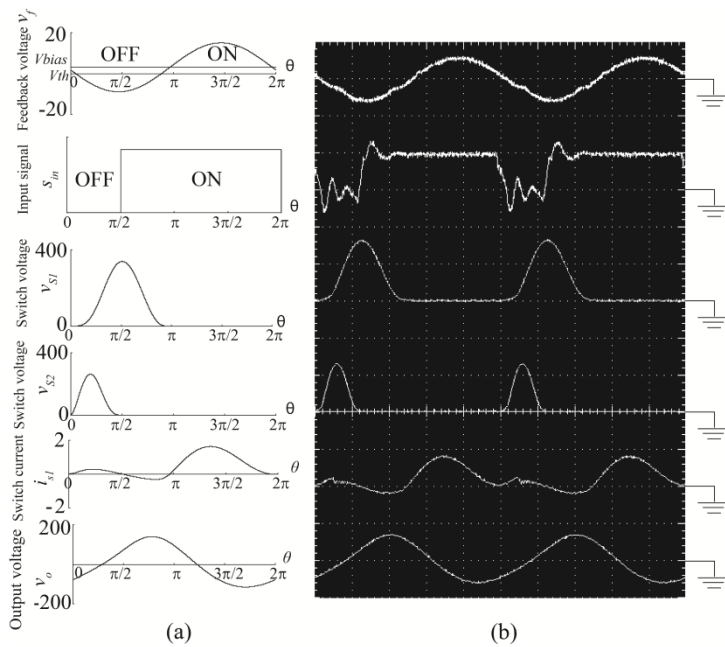


図 8: E_M 級発振器の動作波形 (a) 数値波形 (b) 実験波形

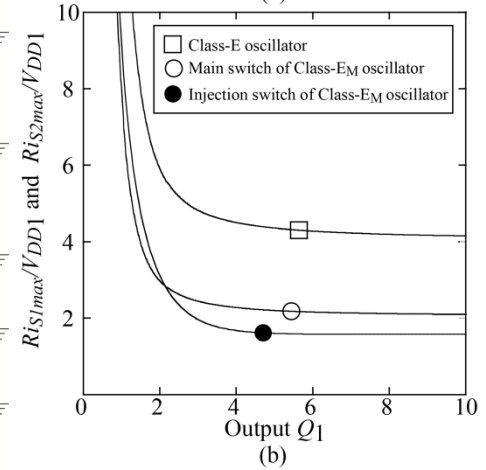
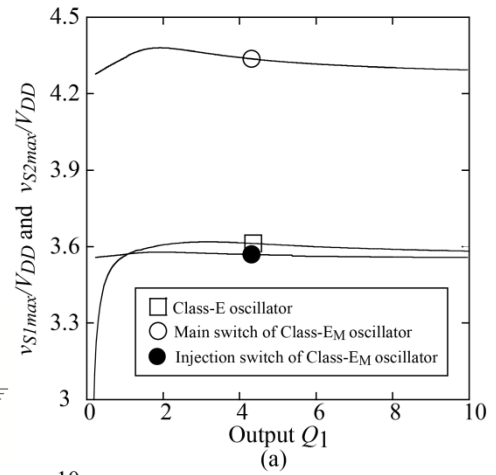


図 9: スイッチストレス (a) スイッチ電圧の最大値 (b) スイッチ電流の最大値

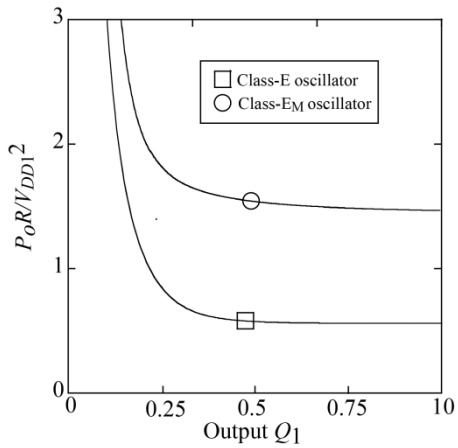


図 10: 正規化出力電力特性

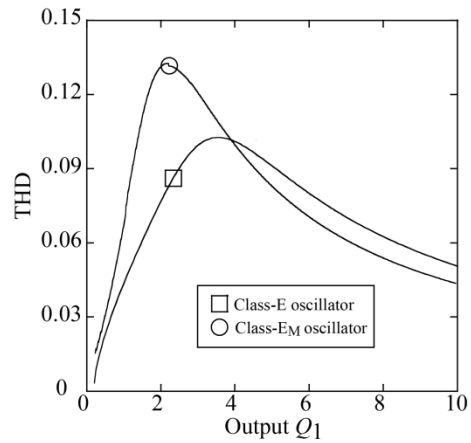


図 11: THD 特性

2-3E_M級増幅器の解析的表現

(1) 研究背景

E_M級増幅器は[1]ではじめて提案された増幅器であり、高調波電流を主回路に注入することにより、電流のジャンプを消すことができ、高効率、低コストを両立する回路である。文献[1]で提案されて以来しばらくの間、E_M級増幅器の研究が追従されることはなかった。これは、E_M級増幅器の設計が複雑で困難であることに起因していたと報告者は想像する。つまり、E_M級増幅器では、(2), (3)式で表現される4つのスイッチング条件を同時に満足する回路素子値を決定する必要がある、その設計の困難性が本回路の開発の流れを止めていたといえる。

このような背景のもと、報告者は論文[2]において、E_M級増幅器の数値設計に取り組み、補助回路も含めた設計手法を確立した。[1]では、主回路のみの設計について述べられており、補助回路は最終的に微調整する必要があったのに対し、[2]では、主回路と補助回路をひとつの回路としてみることにより、さらに、それまで報告者が確立してきた数値設計技術を導入することによりE_M級増幅器を短時間に高精度で設計できるようになった。2-1, 2-2で述べた設計手法もその流れに沿った研究成果であり、E_M級動作条件を積極的に適用しつつ、それを満足するための素子値は[11]で確立した設計技術を用いている。

一方、E_M級増幅器の研究がさらに広めるためには、報告者の持つ数値計算技術にばかり頼ることはできない。なぜならば、この数値計算技術はアルゴリズムが複雑であり理解するのは容易ではないためである。そのため、本設計技術を使いこなせるのは事実上報告者のみであり、したがって、E_M級増幅器できるのも世界的にみて報告者だけであるという状況である。この状況を打破し、一人でも多くの設計者がE_M級増幅器の開発に携わるようになるためには、もう一度原点に立ち返ってE_M級増幅器を数値設計でなく、解析的に設計する技術を確立する必要がある。解析式に基づく設計は設計者の直観にも訴えやすく、E_M級増幅器の開発に対する障壁を低くできる。

本研究では、E_M級増幅器の解析を行い、その設計手法を確立した。設計はハーモニックバランス法と増幅器の定常解析を混合させたものであり、この手法を用いることにより、E_M級増幅器の動作が解析的に表現できるとともに、解析的な設計を可能とする。本研究で提案する設計法に基づく設計値とすでに提案している数値設計に基づく設計値はほぼ完全に一致し、実験結果との一致をみてその妥当性が示される。

(2) 解析に向けた戦略

図12がE_M級増幅器の回路構成である。E_M級増幅器は主回路と補助回路から構成され、補助回路からは高調波電流が注入される。したがって、主回路では基本周波数成分の解析を、補助回路では2倍の周波数成分の解析を行えば、E_M級増幅器は設計できると[1]では示唆されていた。しかし、この示唆は正しくない。なぜならば、図3の波形図をみても明らかなように、注入電流には2倍の周波数成分のほかに、基本周波数成分やさらなる高調波成分を明らかに含むためである。[1]の発表段階では、この事実は明らかにされておらず、したがって、補助回路では2倍の周波数成分だけを考慮して解析すればいいと示されていたと予想する。したがって、主回路、補助回路ともに、基本周波数成分から3倍の周波数成分までを考慮して設計することを提案する。

図13は、E_M級増幅器の等価回路である。E_M級増幅器は補助回路のスイッチ電圧 v_{S2k} が補助回路の共振回路を通じ i_{2k} となって主回路に流入する。さらに、 v_{S1k} が主回路の共振フィルタを通じて出力電圧 v_o になると考える。ここで、スイッチ電圧 v_{S1k} は補助回路から見て、負荷成分とリアクタンス成分に分けることができ、一方出力側から見ても同様である。解析の戦略としては、この等価回路に対して網路方程式を立て、周波数ごとに正弦波と余弦波の係数比較を行う。 i_{1k} , i_{2k} とも基本周波数成分から第3高調波成分まで考えることにより、これまでの近似で無視されてきた部分を計算に反映させることができ、結果として[1]と比較して精度の高い解析表現が得られる。また、この解析表現を本解析には多くの式が出てくるが、その詳細は文献[6]に任せたい。

(3) 解析の妥当性

解析の妥当性を示すために、実験を行った。設計仕様として $V_{DD1}=11.5\text{ V}$, $V_{DD2}=6.26\text{ V}$, $R=13.5\ \Omega$, $Q_1=10$, $f=3.5\text{ MHz}$ を与えた。図14は解析波形と実験波形を示している。回路実験の結果は解析結果と定量的によく一致しており、解析の妥当性を示すことができた。回路実験では13.4W, 3.5MHz出力のもとで、91%の電力変換効率を達成している。

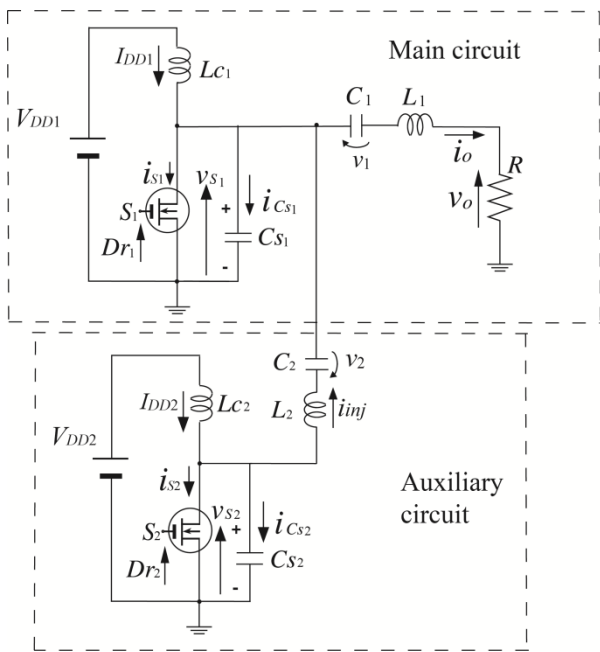


図 12: E_M 級増幅器

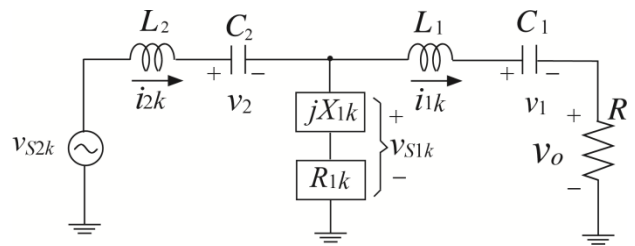


図 13: 解析のために提案する等価回路

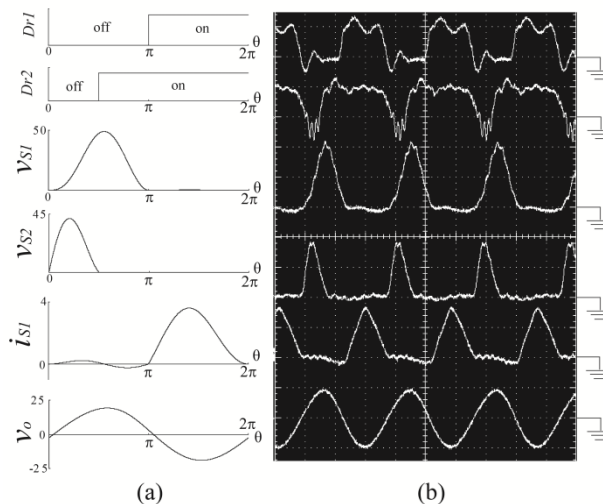


図 13: E_M 級増幅器の動作波形 (a)解析波形 (b)実験波形

3 期待される波及効果と今後の課題

本研究では、高効率と低コストを両立するスイッチング技術として E_M 級スイッチング技術に着目し、このスイッチング技術を用いた電力変換回路設計の基礎理論を確立した。Push-pull E_M 級増幅器や E_M 級発振器の開発を通じ、 E_M 級動作条件を満足させることにより、高周波数、高効率特性を達成できること、さらに補助回路に大電力化、周波数安定化などの付加機能を持たせることにより、電力変換回路の性能を向上させつつ低コスト化を達成できる可能性を示せた。これらの開発は報告者が持つ数値設計技術があっはじめて達成できたものであり、その意味で現在報告者のみが開発可能な状態にある。提案回路は無線通信用電力増幅器、高周波電源、ランプバラスト、無線電力伝送の送電段など、幅広い用途への応用が期待される。

さらに、 E_M 級スイッチング技術を達成するもっとも基本的な回路である E_M 級増幅器について、解析に基づく設計に成功した。解析の結果、主回路の基本周波数成分、補助回路の2倍の高周波数成分のみを考えればよいという従来考えられていた主張は否定され、主回路、補助回路とも最低基本周波数成分から3倍の高周波成分まで考えなければならないことが示された。本研究の成果により、 $E_M E_M$ 級増幅器の汎用性が格段に高まり、Push-pull E_M 級増幅器、 E_M 級発振器など、 E_M 級スイッチング技術を適用した回路開発のスピードが、加速されることが期待される。

今後の課題としては、具体的なアプリケーションを定め、そのアプリケーションに向けた具体的な回路開発

が挙げられる。例えば、本研究では駆動回路の開発、制御回路の設計については触れていない。これらの回路設計は実際のアプリケーションを考えた場合複雑になることが予想され、その回路設計も含んだ開発を進める必要がある。さらに、解析技術のさらなる発展も重要である。数値設計ではすでに MOSFET の寄生容量の非線形性を考慮にいたれた設計も可能となっている[2]。これらの影響を直観的に把握するために、解析をさらに深化させ、様々な特性を直観的に理解できる状況を作る必要があると考えられる[21]。その上で、E_M級スイッチング技術を様々なスイッチング電源回路に適用し、回路の高効率化、低コスト化を押し進め、エネルギー環境問題に貢献できる技術として展開していきたい。

【参考文献】

- [1] A. Telegdy, B. Molnar, and N. O. Sokal, "Class-EM switching-mode tuned power amplifier-high efficiency with slow-switching transistor," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no. 6, pp. 1662-1676, Jun. 2003.
- [2] R. Miyahara, H. Sekiya, and M. K. Kazimierczuk, "Novel design procedure of class-EM power amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 58, no. 12, pp. 3607-3616, Dec. 2010.
- [3] X. Wei, S. Kuroiwa, T. Nagashima, M. K. Kazimierczuk, and H. Sekiya, "Push-Pull class-E_M power amplifier for low harmonic-contents and high output-power applications," *IEEE Trans. Circuits and Syst.-I*, 2012.
- [4] X. Wei, T. Nagashima, S. Kuroiwa, and H. Sekiya, "Design of symmetrical class-E_M power amplifier," *The 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON '11)*, pp.1235-1240, Nov. 2011.
- [5] R. Miyahara, X. Wei, T. Nagashima, T. Kousaka, and H. Sekiya, "Design of class-E_M oscillator with second harmonic injection," *IEEE Trans. Circuits and Syst.-I*, 2012.
- [6] X. Wei, T. Nagashima, T. Suetsugu, S. Kuroiwa, and H. Sekiya, "Analytical expressions for class-EM power amplifier," *2012 RISP International Workshop on Nonlinear Circuits, Communications, and Signal Processing (NCSP'12)*, Mar. 2012.
- [7] S.-C. Wong and C. K. Tse, "Design of symmetrical class E power amplifiers for very low harmonic-content applications," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 52, no. 8, pp. 1684-1690, Aug. 2005.
- [8] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E-A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-10, no. 3, pp. 168-176, Jun. 1975.
- [9] F. H. Raab, "Effects of circuit variations on the class-E tuned power amplifier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-13, no. 2, pp. 239-247, Apr. 1978.
- [10] A. AlMuhaisen, P. Wright, J. Lees, P. J. Tasker, S. C. Cripps, and J. Benedikt, "Novel wide band high-efficiency active harmonic injection power amplifier concept," *2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, Anaheim, CA, May 2010, pp. 664-667.
- [11] H. Sekiya, T. Ezawa, and Y. Tanji, "Design procedure for class-E switching circuits allowing implicit circuit equations," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 55, no. 11, pp. 3688-3696, Nov. 2008.
- [12] H. Sekiya, I. Sasase, and S. Mori, "Computation design values for class E amplifiers without using waveform equations," *IEEE Trans. on Circuits and Systems-I*, vol.49, no.7, pp.966-978, July 2002.
- [13] J. Ebert and M. Kazimierczuk, "Class E high-efficiency tuned power oscillator", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-16, NO. 2, pp.62-66, Apr.1981.
- [14] M. K. Kazimierczuk, V. G. Krizhanovski, J. V. Rassokhina, and D. V. Chernov, "Class-E MOSFET tuned power oscillator design procedure," *IEEE Trans. Circuits and Syst.-I*, vol. 52, no. 6, pp. 1138-1147, June, 2005.
- [15] H. Hase, H. Sekiya, J. Lu, and T. Yahagi, "Novel design procedure for MOSFET class-E oscillator", *IEICE Trans. Fund.*, vol. E87-A, NO. 9, pp.2241-2247, Sep. 2004.
- [16] V. G. Krizhanovski, D. V. Chernov, M. K. Kazimierczuk, "Low-voltage electronic ballast based on class E oscillator," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 3, pp. 863-870, May, 2007.

- [17] M. K. Kazimierczuk, V. G. Krizhanovski, J. V. Rassokhina, and D. V. Chernov, "Injection-locked class-E oscillator," *IEEE Trans. Circuits and Syst.-I.*, vol. 53, no. 6, pp. 1214-1222, June, 2006.
- [18] H-S Oh, T. Song, S-H Baek, E. Yoon, and C-K Kim, "A power-efficient injection-locked class-E power amplifier for wireless sensor network," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 16, no. 4, Apr. 2006.
- [19] M. Albulet and R. E. Zulinski, "Effect of switch duty ratio on the performance of class E amplifiers and frequency multipliers," *IEEE Trans. Circuits Syst.I*, vol. 45, no. 4, pp. 325-335, Apr. 1998.
- [20] J. Ribas, J. Garcia, J. Cardesin, M. Dalla-Costa, A. J. Calleja, E. L. Corominas, "High frequency electronic ballast for metal halide lamps based on a PLL controlled class E resonant inverter," in *Proc. Power Electronics Specialists Conference, (PESC '05), Recife, Brazil, June, 2005*, pp. 1118-1123.
- [21] X. Wei, H. Sekiya, S. Kuroiwa, T. Suetsugu, and M. K. Kazimierczuk, "Design of class-E amplifier with MOSFET linear gate-to-drain and nonlinear drain-to-source capacitances," *IEEE Trans. Circuits Syst.-I*, 2011.

〈 発 表 資 料 〉

題 名	掲載誌・学会名等	発表年月
原著論文：Design of class- E_M oscillator with second harmonic injection	<i>IEEE Trans. Circuits and Syst.-I</i>	2012年 掲載決定
原著論文：Push-Pull class- E_M power amplifier for low harmonic-contents and high output-power applications	<i>IEEE Trans. Circuits and Syst.-I</i>	2012年 掲載決定
原著論文：Steady-State Behavior of Class-E Amplifier Outside Nominal Operation Taking into Account MOSFET-Body-Diode Effect	<i>Journal of Signal Processing</i>	2012年 7月
原著論文：Bifurcation analysis of the class-E inverter for switching-pattern derivations	<i>IEICE Communications Express (ComEX)</i>	2012年 6月
国際会議論文：Analytical derivation of switching-pattern distribution for class-E amplifier using bifurcation theory	<i>2012 International Symposium on Nonlinear Theory and its Applications (NOLTA2012)</i>	2012年 10月 発表決定
国際会議論文：Analytical expressions for class- E_M power amplifier	<i>2012 RISP International Workshop on Nonlinear Circuits, Communications, and Signal Processing (NCSP'12)</i>	2012年 3月
国際会議論文：Steady-State Behavior of Class-E Amplifier Outside Nominal Operation Taking into Account MOSFET-Body-Diode Effect	<i>2012 RISP International Workshop on Nonlinear Circuits, Communications, and Signal Processing (NCSP'12)</i>	2012年 3月
国際会議論文：Approximate analysis for class- E_M amplifier taking into account harmonic frequency components	<i>2012 RISP International Workshop on Nonlinear Circuits, Communications, and Signal Processing (NCSP'12)</i>	2012年 3月
国際会議論文：Design of symmetrical class- E_M power amplifier	<i>The 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON '11)</i>	2011年 11月
国際会議論文：Design of class-DE power amplifier including optimal design of resonant inductor	<i>Electrical Manufacturing Coil Winding & Coating Expo (EMCW2011)</i>	2011年 9月
国内発表：E級増幅器におけるQ値に非依存な電力変換効率の解析的導出	電子情報通信学会非線形問題研究会	2012年 4月
国内発表：分岐理論を用いたE級増幅器におけるスイッチング状態の分布	電子情報通信学会非線形問題研究会	2011年 11月

国内発表：最適状態外における E 級増幅器の動作	第 24 回 回路とシステムワーク ショップ	2011 年 8 月
国内発表：Push-pull class- E_M power amplifier	第 24 回 回路とシステムワーク ショップ	2011 年 8 月
国内発表：低高調波歪みのための対称型 E_M 級電力増幅器	電子情報通信学会非線形問題研究会	2012 年 4 月
国内発表：最適状態外における E 級増幅器の電力変換効率の解析表現	電子情報通信学会非線形問題研究会	2012 年 4 月