

【公報種別】特許法第 17 条の 2 の規定による補正の掲載
 【部門区分】第 7 部門第 3 区分
 【発行日】平成 24 年 4 月 26 日 (2012.4.26)

【公開番号】特開 2011-101408 (P2011-101408A)
 【公開日】平成 23 年 5 月 19 日 (2011.5.19)
 【年通号数】公開・登録公報 2011-020
 【出願番号】特願 2010-292272 (P2010-292272)
 【国際特許分類】

H 0 3 F 3/217 (2006.01)

【F I】

H 0 3 F 3/217

【手続補正書】
 【提出日】平成 24 年 3 月 7 日 (2012.3.7)
 【手続補正 1】
 【補正対象書類名】明細書
 【補正対象項目名】全文
 【補正方法】変更
 【補正の内容】
 【発明の詳細な説明】
 【発明の名称】E / F 級スイッチング電力増幅器
 【技術分野】
 【0 0 0 1】

本発明は、高効率の電力増幅器に関するものであり、より具体的には、新たなクラスのスイッチング電力増幅器であって、E 級と逆 F 級 (F^{-1} 級) のハイブリッド電力増幅器に関するものである。

【背景技術】
 【0 0 0 2】

電力増幅器は、回路トポロジーと動作原理に関連した根本的特徴に基づき、A、A B、B、C、D、E、F、S 等の幾つかの異なるカテゴリーによって分類される。各クラスは、例えば、線形性、電力効率、帯域幅、周波数応答等の動作特徴において相対的な長所と短所があり、使用条件に基づいて選ばれる。

【0 0 0 3】

より具体的には、線形増幅器、スイッチング増幅器又は両者の組み合わせたものとして作動する能動素子 (例えば、トランジスタ、真空管) を用いて、R F 電力増幅は実現できる。線形増幅器 (例えば、A 級及び B 級) は、入力信号と直流 (D C) 供給電力から、無線周波数 (R F) 出力を生成するには不十分であるため、能動素子を線形増幅器として作動させることは、高い効率性を要する電力増幅装置には理想的な解決策ではない。むしろ、能動素子をスイッチとして作動させるよう設計することが望ましい。というのも、動作のこのモードでは、その時間の大半で素子は飽和状態又は遮断状態であり、従って、素子を、損失が遙かに多い動作領域の外側に保持することで、比較的僅かな電力が消耗される。携帯通信装置 (例えば、携帯電話) や高出力産業用発電機 (例えば、プラズマドライバや放送送信装置) 等の多数の応用において、電力消費量と損失量が低いことは重要であり、高効率のスイッチング増幅器は、それが実現する性能及びコスト優位性の故に、魅力的な解決策である。

【0 0 0 4】

図 1 は、従来の R F 送信システム (1) 用に設計された一般のスイッチング電力増幅器 (6) の構成を簡略化したブロック図である。該システムは、ドライバ (4) と、スイッチ (5) 及び負荷ネットワーク (7) を具えた電力増幅器 (6) と、負荷 (8) とから構成される。増幅すべき

入力信号(2)は、ドライバ部(4)に入力され、増幅器中の能動素子(5)を制御する。能動素子は、ドライバによって適切に駆動されると、実質的にスイッチとして作動し、単一極、単投スイッチとして表される。能動素子は、d c 電源(3)によって駆動され、負荷ネットワーク(7)の入力部に接続された出力部を有する。負荷ネットワーク(7)の出力部は、アンテナ等の負荷(8)に接続される。スイッチ(5)が、所望の出力周波数又は基本周波数 f_0 にて周期的に稼働している場合、d c エネルギーは、このスイッチング周波数及びその調波の a c エネルギーに変換される。負荷ネットワーク(7)は、1 又は 2 以上のフィルタを用いて、スイッチング動作によって生じる電力損失(即ち、素子の効率)を制御し、負荷での調波(harmonic overtones)のレベルを減衰させ、及びノ又はインピーダンス変換を与える。負荷ネットワークの設計によって、スイッチング増幅器(6)中の電圧及び電流の挙動が決まり、それによって増幅器を表す動作クラスが決定される。

【0005】

しかしながら、高周波で高効率のスイッチング動作を実現することは、能動素子における限られたスイッチング時間と、パッケージに起因する寄生インピーダンスの故に、困難であった。それにも拘わらず、公知の種類の電力増幅器の中で、高い動作周波数にて電力効率の高い増幅を要する場合には、明らかに最適な公知の種類は、E 及び F 級の増幅器である。

【0006】

E 級増幅器

E 級増幅器は、他の種類のスイッチング増幅器で発生するスイッチング電力損失、即ち容量性の放電に関連した損失の主な原因を実質上取り除くことにより、高周波数にて高い効率を達成する。殆どのあらゆるスイッチングモード電力増幅器において、キャパシタンス C_s が、事実上、電源スイッチをシャントする。最小の場合、このキャパシタンスは、回路部品(トランジスタ)及び配線の固有の寄生キャパシタンス C_{out} である。回路設計者は、追加キャパシタンスを追加することを意図的に望むであろう。他の種類のスイッチング増幅器(E 級増幅器は除く)において、このシャントキャパシタンスは、一般的に望ましくない。その理由は、スイッチ及びそのシャントキャパシタンスに亘る電圧がゼロでないときにスイッチが入ると、充電済のキャパシタンスに貯えられていたエネルギーは、熱となって失われるからである。エネルギーは、 $C_s V^2 / 2$ であって、 C_s は、スイッチをシャントする容量であり、 V は、スイッチが閉じられているときのスイッチに亘る(従ってキャパシタンスに亘る)電圧である。スイッチング周波数が f_0 である場合、電力損失は $C_s V^2 f_0 / 2$ となる。電力損失は、スイッチング周波数に直接的に比例する点に留意されたい。従って、高周波電力増幅器にとっては、この電力損失は深刻な不利益となり、しばしば電力損失構造の主要因となりうる。更に、スイッチがこのキャパシタを放電している間、スイッチは、キャパシタ電圧と放電電流の両方を同時に受ける。同時的な電圧及び電流が十分大きい場合、それらは、パワートランジスタの破壊的な損傷及びノ又は性能低下を惹き起こす可能性がある。

【0007】

これらの問題は、ゼロ電圧スイッチング(ZVS)動作、即ちスイッチを入れるときは、スイッチに亘る電圧が実質的にゼロになることを要求すること、を確認することにより回避できる。この様な E 級増幅器の特徴によって、この容量を負荷ネットワーク中に使用し、スイッチングデバイスの閉動作の直前にキャパシタ電圧がゼロとなるよう負荷ネットワークを設計することにより、性能を深刻に低下させることなく、このクラスを、スイッチングデバイスの出力キャパシタンスに直ちに適応させることができる。

【0008】

スイッチを入れることに関する問題に加えて、電源スイッチを切る(開く)ことは、本質的に、スイッチを高電圧及び高電流(従って、更なる電力損失とデバイスへの無理)に同時に晒すことになる。幸い、ターンオン損失とは違って、この損失機構は、より速いデバイスを選ぶこと、或いは、デバイスのターンオフ時間を削減するためにデバイスの駆動レベルを十分増大させることにより、任意に小さくすることができる。ZCS(ゼロ電流スイ

ツチング)動作、即ちトランジスタの電源が切れる直前にデバイスの電流はゼロとなり、ターンオフ損失が取り除かれる動作、を実現するスイッチング増幅器の設計は可能であるが、ZVS及びZCS状態を同時に実現することは不可能であると考えられている。ターンオフ損失は、他の手段で削減できるが、ターンオン損失は、スイッチング電圧及びキャパシタンス C_s にのみ従属しており、それは能動素子の固有の特性のため、任意的に削減することはできない。それ故、ZVSスイッチングは、現代的な高速デバイスを使用した高効率動作には最適であると考えられている。回路部品の相対値(スイッチキャパシタンス C_s 、負荷抵抗 R_L 及び負荷インダクタンス L_L を含む)を適切に選ぶことにより、結果としてE級は、ZVSスイッチングを可能にし、非常に簡単な回路を使用してスイッチング損失を削減する。

【0009】

従って、比較的簡単な回路トポロジーを用いて、(a)スイッチシャントキャパシタンスをネットワークの一部に組み込み、有害な影響を計算に入れて、それを最小にし、(b)スイッチターンオフ後の過渡応答により、スイッチが次に入る際、スイッチ電圧はゼロ(又は略ゼロ)に戻る共振負荷ネットワークを使用することによって、E級動作は、電力損失とデバイスへの無理を少なくする。一般的なE級増幅回路の概要は、図2の簡略図に示されている。電力増幅器(10)は、スイッチングデバイス(12)と負荷ネットワーク(20)を有している。DC電力は、チョーク(14)を介してデバイス(12)に供給される。ネットワークは、夫々 L_L (26)及び R_L (28)で表されるRL負荷に直列接続された、簡単なフィルタ(24)を有している。E級のデバイスとして、フィルタは、基本周波数では短絡回路、全ての調波では開回路の機能を果たす。能動素子(12)の固有シャントキャパシタンス C_{out} (例えば、3端子トランジスタの陽極と陰極の間)は、キャパシタ C_s (22)の一部又は全部としてネットワークに組み込まれ、該キャパシタは、設計者によって加えられた追加キャパシタンスを有している。従って、負荷ネットワークに向かうインピーダンス Z_{in} は、 f_0 では、 $Z_{in} = (R_L + j\omega_0 L_L) || (1 / j\omega_0 C_s)$ であり、これは、もし適切に設計されておれば、実質的には誘導性負荷(即ち、抵抗及びインダクタンスの両方からなる負荷)である。即ち $Z_{in} = R_{eff} + j\omega_0 L_{eff}$ であり、全ての調波では、 $Z_{in} = 1 / j\omega C_s$ である。基本周波数での負荷のインダクタンスは、容量 C_s 及び有効負荷抵抗 R_{eff} と相対して適切な大きさの場合には、基本周波数での調波要素の位相補正を行ない、それによってZVS動作が達成される。

【0010】

F及び F^{-1} 級増幅器

F級は、スイッチング型増幅器の、もう一つの周知の級である。F級増幅器は、複数の共振器の負荷ネットワークを用いて、能動素子の出力電圧波形及び/又は電流波形の調波成分を制御することにより、効率を向上させる。F級回路を実現する際、能動素子は、主にスイッチとして作動し、負荷ネットワークは、一般に、基本周波数の偶数調波のときには短絡回路インピーダンス、基本周波数の奇数調波のときには開回路インピーダンスを生じるよう設計されている。

【0011】

能動素子(トランジスタ)の出力電圧が、飽和状態(小さい抵抗)から遮断(大きい抵抗)電圧へ、急速に駆動される場合、F級増幅器の効果的な動作が実現する。動作に際して、能動素子と出力ネットワークの組合せによって、素子が飽和状態の際に半正弦波電流が生成される。N次調波までの全ての奇数調波でQ値が高い共振回路は、しばしば幾つかの並列LCフィルタを具えており、それらの周波数にて、高いインピーダンスを能動素子に与えることにより、出力電圧中に可能な奇数調波成分を作り出す。これらの奇数調波電圧の合計と、基本周波数出力電圧は、効果的に出力電圧波形を平らにする。この結果、より高い効率と、より高い出力が組み合わせられる。加えて、共振回路がN次調波までの全ての偶数調波まで与えられるので、これらの周波数にて能動素子は短絡され、それによって電流波形は略半正弦となり、更には、出力に何らの減少もなく効率が増大する。Q値が高いフィルタ回路は、基本周波数に同調されて、負荷で調波を拒絶し、正弦波の出力信号を発する

。この構造では、奇数調波で共振回路が示す高インピーダンスの短絡を回避するため、デバイスの固有寄生キャパシタンスを小さく保たねばならない。この問題は、前記キャパシタンスを負荷ネットワークと共振させることによって多少は小さくすることができるが、この技術は更にネットワークの複雑さを増す。加えて、能動素子が非常に激しく駆動されて急速に切り替わる場合は、F級の動作の利点を達成するためには、多数の調波が同調されねばならない。これらの制約の結果、F級は通常、動作の周波数に比してトランジスタ速度が相対的に遅い応用でのみ使用され、比較的小さい(即ち、低キャパシタンス)素子を用いているため、同調する必要のある調波はほんの少しとなり、キャパシタンスの効果は小さくなる。

【0012】

従来のF級増幅器の変形として、調波でインピーダンスを反転させることがある。つまり、負荷ネットワークは、N次調波までの偶数調波毎に開回路インピーダンスをもたらし、N次調波までの奇数調波毎に短絡回路インピーダンスをもたらすように設計される。このような増幅器は、逆F級又は F^{-1} 級増幅器と呼ばれ、その実施例の1つが図3に図式化されて示されている。具体的には、この F^{-1} 増幅器(40)は、スイッチングデバイス(42)と負荷ネットワーク(50)を有し、該負荷ネットワークは、スイッチの出力部と直列のフィルタ(46)、抵抗負荷(52)、及び該負荷(52)と並列の第2フィルタ(48)で構成されている。直列配置のフィルタ(46)は、偶数調波に対しては比較的開回路インピーダンスを呈し、他の全ての調波に対しては短絡回路インピーダンスを呈する。並列フィルタ(48)は、全ての奇数調波に対しては比較的短絡回路インピーダンスを呈し、その他の場合は、開回路インピーダンスを呈する。つまり、負荷ネットワークを覗くインピーダンス Z_{in} は、 f_0 では、 $Z_{in} = R_L$ 、全ての偶数調波では、 $Z_{in} = \infty$ (開放)、全ての奇数調波では、 $Z_{in} = 0$ (短絡)である。この増幅器のクラスは、F級の利点の多くを有し、更にはZVS動作に近い特性を有するが、この特質は、寄生デバイスキャパシタンス C_{out} が大きいと達成し難い。 F^{-1} 級は長年、殆ど無視されてきたが、幾つかの最近の研究により、このクラスの動作は、最新の半導体デバイスを用いるF級と較べても遜色がないことが判明している。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0013】

E級とF級の電力増幅器の性能を比較した場合、F級増幅器を上回るE級増幅器の顕著な利点は、その回路トポロジーであり、これは、スイッチングデバイスの出力寄生キャパシタンスを回路の一部に組み入れるものである。従って、E級増幅器は、F級や F^{-1} 級の如きクラスの増幅器で発生するような寄生キャパシタの充放電による電力効率の損失はない。F級や F^{-1} 級の如きクラスの増幅器では、このキャパシタの影響を考慮することはなく、このキャパシタの影響を減ずるために精巧な共振回路を必要ともしない。加えて、前記の通り、E級構造は比較的簡単で、単に数個の部品(F級構造よりもフィルタが少なくとも1つ少ない)から構成されている。E級構造は、F級及び F^{-1} 級構造とは異なり、この簡単な回路を有する動作級から完全で確実な利点を受け取るが、F級及び F^{-1} 級による実施では、理想的なF級の性能に近づけるために、より多数の回路要素を組み込まねばならない。他方では、陽極(即ち、トランジスタドレイン又はコレクタ)電圧波形及び電流波形の形式によって、F級増幅器は、同じ供給条件で同じトランジスタを使用している場合には、E級増幅器よりも著しく高い電力を供給し、より高い効率を約束する。この利点を得るには、F級及び F^{-1} 級の回路は、かなり複雑で、E級デバイスよりも多くの部品を使うことになる。

【0014】

従って、高周波数にて高い電力を非常に効率的に供給でき、E級及びF級増幅器の両方の最良の特徴を幾つか組み入れた電力増幅器が大いに望まれる。

【課題を解決するための手段】

【0015】

本発明は、これらのニーズに対応するものであり、少なくとも1つの基本周波数を含む

高周波入力信号を増幅するための高性能スイッチング電力増幅器に属しており、負荷を駆動するように作られている。該増幅器は、高速能動素子、及びハイブリッド E / F 級負荷ネットワークを含んでいる。能動素子は、事実上スイッチとして動作するスイッチ要素、及び該スイッチ要素と並列に存在する寄生キャパシタンス C_{out} を含んでいる。ハイブリッド E / F 級負荷ネットワークは、能動素子に接続されている。

【0016】

ある実施例では、能動素子の電圧波形及び電流波形の少なくとも一方に、実質的に存在する全ての調波周波数において、ハイブリッド E / F 級負荷ネットワークは、各基本周波数にて実質上の誘導性負荷と、N 次調波までの、各基本周波数に対する所定数 N_E の偶数調波にて実質上の開回路と、N 次調波までの、各基本周波数に対する所定数 N_O の奇数調波にて実質上の短絡回路と、N 次調波までの残りの調波にて実質上の容量性インピーダンス負荷と、をスイッチ要素に与えるように構成されている。この実施例において、 $N = 3$ 且つ $1 \leq N_E + N_O \leq N - 2$ である。したがって、該増幅器は、E 級増幅器と F 級増幅器の両方の特性を具えている。より具体的な例を挙げると、 $N_E = 1$ ならば、 $N_O > 0$ である。

【0017】

より具体的には、負荷ネットワークは、入力ポートと出力ポートとを有する 2 ポートフィルタネットワークを含んでおり、入力ポートは、寄生出力キャパシタンス C_{out} と並列に能動素子に接続されており、出力ポートは、負荷に接続されている。該負荷ネットワークは、 f_1 から f_2 までの基本周波数範囲を有する入力信号の広帯域同調を行うようにも作られている。但し、 $f_2 < 3 f_1$ 、である。

【0018】

本発明の他の幅広い実施例において、能動素子に接続されたハイブリッド E / F 級負荷ネットワークは、動作の基本周波数で実質的な誘導性負荷、基本周波数の所定数の偶数調波で、実質的な開回路、基本周波数の所定数の奇数調波で実質的な短絡回路、及び残りの調波で実質的な容量性インピーダンス負荷を、能動素子に与えるように構成されている。

【0019】

本発明のさらに別の実施例において、ハイブリッド E / F 級負荷ネットワークは、能動素子の電圧波形及び電流波形の少なくとも 1 つに事実上存在する全ての調波周波数で、動作の各基本周波数で、能動素子の実質的にゼロ電圧スイッチング (ZVS) 動作をもたらす実質上の誘導性負荷と、各基本周波数の所定数 N_E の偶数調波で、大きさが $1 / (2 \pi f C_S)$ より実質的に大きいインピーダンスと、各基本周波数の所定数 N_O の奇数調波で、大きさが $1 / (2 \pi f C_S)$ より実質的に小さいインピーダンスと、各基本周波数の残りの調波で、 $1 / j \omega C_S$ にほぼ等しいインピーダンスとを、スイッチ要素に与えるように構成されている。 $C_S = C_{out} + C_{added}$ 、但し $C_{added} > 0$ であり、 $N_E > 0$ 、 $N_O > 0$ である。同調される調波の総数、即ち $N_E + N_O$ は、少なくとも 1 であり、且つ、能動素子の電圧波形及び電流波形の少なくとも 1 つに実質上存在する調波周波数の総数より少ない。該ネットワークは、実質的に開回路及び短絡回路を提供するために動作する必要がないから、前述の例と同様に、該ネットワークは、かなりの程度簡単化される。

【0020】

本発明のさらに別の実施例において、複数の能動素子の高効率スイッチング電力増幅器を開示しており、これら電力増幅器は、少なくとも 1 つの基本周波数を含む高周波入力信号を増幅し、負荷を駆動するように作られている。この場合、寄生出力キャパシタンス C_{out1} を有しており、事実上スイッチとして動作するように作られた第 1 高速能動素子と、寄生出力キャパシタンス C_{out2} を有しており、事実上スイッチとして動作するように作られた第 2 高速能動素子とが、ハイブリッド 3 ポート E / F 級負荷ネットワークと共に供給される。該ネットワークは、第 1 能動素子に接続された第 1 ポートと、第 2 能動素子に接続された第 2 ポートと、負荷に接続された第 3 ポートとを有しているので、第 1 及び第 2 能動素子がプッシュプル式構成で駆動される場合、該ネットワークは、全ての調波周波数で、実質上の抵抗負荷と直列の実質上の誘導性負荷と、N 次調波までの、各基本周波数に対する 1 又は 2 以上の偶数調波で実質上の開回路と、N 次調波までの、各基本周波数に対

する 1 又は 2 以上の奇数調波で実質上の短絡回路と、 N 次調波までの残りの調波で実質上の容量性インピーダンス負荷を与える有効な入力インピーダンスと、をスイッチ要素に示す。

【0021】

このプッシュプル増幅器のより詳細な実施において、増幅器は、2つの能動素子の出力及び負荷に接続されている変圧器をさらに含んでおり、それによって、負荷は、変圧器を介して2つの能動素子の出力からdc絶縁される。

【0022】

本発明の一側面の詳細な実施例では、準E/F₃級高効率増幅器を開示しており、該高効率増幅器は、少なくとも1つの基本周波数を含む入力信号を増幅し、負荷を駆動するように作られている。この増幅器は、実質的にスイッチとして動作するスイッチ要素と、該スイッチ要素と並列に存在する寄生キャパシタンス C_{out} とを含む高速能動素子を含んでおり、基本周波数の2次調波で共振するLC並列タンク回路を含んでいる。該能動素子は、LC並列タンク回路を通じて、負荷へ直列接続されている。

【0023】

能動素子でRF信号を増幅する方法も開示する。該方法は、実質的にスイッチとして動作するスイッチ要素と、該スイッチ要素と並列な寄生キャパシタンス C_{out} とを具える能動素子で、信号を増幅する工程と、増幅された信号を同調し、基本周波数で、スイッチ要素に実質上の誘導性負荷を与える工程と、増幅された信号を同調し、選択された偶数調波で、能動素子に実質上の開回路を与える工程と、増幅された信号を同調し、選択された奇数調波で、能動素子に実質上の短絡回路を与える工程と、増幅された信号を同調し、非選択調波について能動素子に実質上の容量性負荷を与える工程と、を含んでいる。

【0024】

本発明の増幅器のハイブリッドE/F級負荷ネットワークに関し、幾つかの詳細な実施例を開示する。ある実施例において、該ネットワークは、能動素子の電圧波形及び電流波形の少なくとも1つに事実上存在する全ての調波周波数で、各基本周波数で実質上の誘導性負荷と、2次調波で実質上の開回路と、 $N-3$ である N 次調波までの残りの調波で実質上の容量性インピーダンス負荷とを、スイッチ要素に与えるように構成されている。

【0025】

別の実施例において、該ネットワークは、各基本周波数で実質的な誘導性負荷、3次調波で実質的な短絡回路、及び $N-3$ である N 次調波までの残りの調波で、実質的な容量性インピーダンス負荷を、スイッチ要素に与えるように構成されている。

【0026】

第3の詳細な実施例において、ハイブリッドE/F級負荷ネットワークは、各基本周波数で実質上の誘導性負荷と、3次調波で実質上の短絡回路と、2次調波で実質上の開回路と、 $N-4$ である N 次調波までの残りの調波で、実質的な容量性インピーダンス負荷とを、スイッチ要素に与えるように構成されている。

【0027】

第4の詳細な実施例において、ハイブリッドE/F級負荷ネットワークは、各基本周波数で実質上の誘導性負荷と、4次調波で実質上の開回路と、 $N-4$ である N 次調波までの残りの調波で、実質的な容量性インピーダンス負荷とを、スイッチ要素に与えるように構成されている。

【0028】

第5の詳細な実施例において、ハイブリッドE/F級負荷ネットワークは、各基本周波数で実質上の誘導性負荷と、2次及び4次調波で実質上の開回路と、 $N-4$ である N 次調波までの残りの調波で、実質上の容量性インピーダンス負荷とを、スイッチ要素に与えるように構成されている。

【0029】

第6実施例において、ハイブリッドE/F級負荷ネットワークは、各基本周波数で実質上の誘導性負荷と、3次調波で実質上の短絡回路と、4次調波で実質上の開回路と、 N

4であるN次調波までの残りの調波で、実質上の容量性インピーダンス負荷とを、スイッチ要素に与えるように構成されている。

【0030】

第7の詳細な実施例において、ハイブリッドE/F級負荷ネットワークは、各基本周波数で実質上の誘導性負荷と、3次調波で実質上の短絡回路と、2次及び4次調波で実質上の開回路と、N-5であるN次調波までの残りの調波で、実質上の容量性インピーダンス負荷とを、スイッチ要素に与えるように構成されている。

【0031】

第8の詳細な実施例において、ハイブリッドE/F級負荷ネットワークは、各基本周波数で実質上の誘導性負荷と、N-5であるN次調波までの全ての奇数調波で実質上の短絡回路と、N-5であるN次調波までの残り調波で、実質上の容量性インピーダンス負荷とを、スイッチ要素に与えるように構成されている。

【0032】

9番目に開示する詳細な実施例において、ハイブリッドE/F級負荷ネットワークは、各基本周波数で実質的な誘導性負荷、N次調波までの全ての奇数調波で実質上の短絡回路と、N次調波までの、各基本周波数に対する所定数 N_E の偶数調波で実質的な開回路と、N次調波までの残りの調波で実質的な容量性インピーダンス負荷とを、スイッチ要素に与えるように構成されている。但し、 $N-5$ 且つ $0 < N_E = (N-2)/2$ である。

【図面の簡単な説明】

【0033】

本発明の他の特徴及び利点は、発明の原理を例証として示している添付図面と併せて、下記の詳細な説明から明らかとなるであろう。

【図1】負荷に接続されたスイッチング電力増幅器を組み入れている、従来のRF電力伝達装置を簡略化したブロック図である。

【図2】従来のE級電力増幅回路の概念ブロック図である。

【図3】従来の F^{-1} 級電力増幅回路の概念ブロック図である。

【図4】図4は、本発明の新規なE/F級電力増幅器の1つの回路トポロジーを示す概念ブロック図である。

【図4B】図4Bは、調波同調を実現するために2つの共振器を使用している、新規なE/ F_3 級増幅器の望ましい一実施例の概略図である。

【図4C】図4Cは、調波同調を実現するために2つの共振器を使用している、新規なE/ $F_{2,3}$ 級増幅器の望ましい一実施例の概略図である。

【図4D】図4Dは、調波同調を実現するために2重共振フィルタを使用している、新規なE/ $F_{2,3}$ 級増幅器の望ましい一実施例の概略図である。

【図5】プッシュプル式増幅器を使用している、本発明の新規なE/ F_{odd} 級増幅器の望ましい一実施例の概念図である。

【図6】図5に示したE/ F_{odd} 級プッシュプル式増幅回路に代わる設計の概念図であって、負荷は、変圧器を介して回路に結合されている。

【図7】図5に示した回路の改良形である、E/ $F_{x,odd}$ 級プッシュプル式増幅器の概念図であって、偶数調波同調が含まれている。

【図8】図5に示したプッシュプル式増幅回路のさらに別の改良形であって、E/ $F_{2,odd}$ 級に対する級の増幅器の概念図であって、偶数調波同調が含まれている。

【図9】本発明に従って設計された、新規な準E/F級増幅器回路の概念図である。

【発明を実施するための形態】

【0034】

本発明は、従来のE級及び F^{-1} 級増幅器が有する優れた特徴の幾つかを単一設計に組み合わせることによって、それら増幅器の何れよりも高性能を実現することを可能にする。

【0035】

概して、本発明は、E級増幅器の誘導性負荷位相補正技術を利用して、能動素子のかなりの出力キャパシタンスが存在する中でZVSスイッチング条件を実現し、それと同時に

、 F^{-1} 級増幅器の調波同調の利点の幾つかを具える。本発明は、 F^{-1} 級増幅器(即ち、偶数調波に対しては開回路、奇数調波に対しては短絡回路)のように、調波の幾つかを同調することによって、能動素子の効率及び出力電力の改善を可能とする一方、残りの同調されていない調波が、E級増幅器の場合と同様に、容量性であることを可能にしている。同調されていない調波は容量性であるから、この同調方法により、素子のキャパシタンスは、E級の場合と同様に、容易に回路に組み込まれる。そして、同調回路は、開回路又は短絡回路に同調されるそれら調波についてのみ必要とされるから、回路は比較的簡単な俣とすることが出来る。E級増幅器と同様に、本発明の増幅器は、有限数の要素から成る簡単な回路を使用して100%効率に近づくが、F級及び F^{-1} 級の設計では、同調された調波の数が無限数に達したときに100%に近づくことができるにすぎない。さらに、本発明により、基本周波数を同調してZVS動作が可能になり、素子に誘導性負荷(即ちインダクタンスと抵抗の両方から成る負荷)が与えられる。ここで、インダクタンス及び抵抗は、同調されていない調波の容量効果をオフセットし、各サイクルにてスイッチが閉じる直前に電圧がゼロとなるように、キャパシタンス C_s に対して適切に大きさが決められている。このインダクタンスは、適切な大きさのインダクタを負荷と直列に設置することによって実現できるが、シャントインダクタ又は伝送線路セグメントのような他の解決手法を使用することもできる。それ故に、それらは本発明の範囲内である。

【0036】

そのような本発明の望ましい一実施例のトポロジーを、図4に示している。スイッチング電力増幅器(100)は能動素子を含んでいる。能動素子は、事実上スイッチとして動作するスイッチ要素(102)(以下、用語「スイッチ」は、事実上スイッチとして動作する能動素子の一部を意味するために、「スイッチ要素」と置き換え可能に使用される)と、スイッチ要素と並列に存在する寄生キャパシタンス C_{out} を含んでいる。下記の本発明の実施例のすべてにおいて、与えられるインピーダンスは、能動素子のスイッチ要素に関しており、それ故に、素子の固有寄生キャパシタンスを含んでいる、と理解されるべきである。さらに、能動素子なる用語は、FET又はCMOSトランジスタのような任意の適した3端子能動素子を含む、もっとも広い意味で理解されるべきである。

【0037】

該素子は、出力回路負荷ネットワーク(110)に接続されている。該ネットワークは、「負性キャパシタンス」フィルタ(107)と直列に存在する偶数調波フィルタ(108)を含んでいる。これらフィルタは、スイッチ(102)、及び(スイッチの固有キャパシタンス C_{out} に等しい、或いは C_{out} + 付加キャパシタンス(added capacitance)である) C_s で示されるシャントキャパシタンス(106)と並列に存在する。さらに、該ネットワーク(110)は、スイッチと並列に存在している奇数調波フィルタ(111)と、スイッチの出力と直列に存在する基本周波数フィルタ(112)と、主抵抗負荷(116)に対して直列に存在する負荷及び付加インダクタンス L_L (114)を含んでいる。偶数調波フィルタ(108)は、選択された偶数調波にて実質的な短絡回路であり、それら以外では開回路になっている。したがって、これら調波において、これらの調波でインピーダンスが $-1/j\omega C_s$ である「負性キャパシタンス」フィルタ(107)は、インピーダンスが $1/j\omega C_s$ であるシャントキャパシタンス C_s (106)と並列に存在するから、これらの2要素を合わせたインピーダンスは開回路にほぼ等しい。奇数調波フィルタ(111)は、選択された奇数調波で実質的な短絡回路であり、それら以外では開回路になっていて、これら調波で能動素子を短絡している。直列の基本周波数フィルタ(112)は、基本周波数でスイッチに対して短絡回路であり、それ例外では開回路となる。インダクタ L_L (114)で示される位相制御インダクタンスは、抵抗器 R_L (116)で示される抵抗負荷と直列に配置されている。

【0038】

総合すれば、図4で見られるように、このネットワークは、基本周波数で実質的な誘導性負荷($Z_{in} = (R_L + j\omega_0 L_L) \parallel (1/j\omega_0 C_s) = R_{eff} + j\omega_0 L_{eff}$)を、任意の数の予め選択された偶数調波で実質的な開回路($Z_{in} = \infty$)を、任意の数の予め選択された奇数調波で実質的な接地に短絡する回路($Z_{in} = 0$)を、及び残りの調波で接地に対する容量性イ

ンピーダンス($Z_{in} = 1 / j \omega C_s$)を示す。

【0039】

この新規な技術及びトポロジーを使用する電力増幅器は、E / F 級増幅器に分類されるであろう。このトポロジーは、一群の増幅器を含むので、特定の実施は、E / F_{n1, n2, n3, etc.} 級として示される。ここで、様々な下付き文字は、増幅器の負荷ネットワークがF⁻¹ 級インピーダンスを有している調波を示す数である。例えば、E / F_{2, 3, 5} 級は、基本波で誘導性負荷、2次調波で開回路、第3及び第5調波で短絡回路、及び残りの調波で容量性負荷を、能動素子に示す負荷ネットワークを具えた増幅器を表す。

【0040】

この新規な級の増幅器の利点は多数あり、次のものを含む。(a)同様なE 級増幅器と比較して、より高効率及び/又は高出力である。(b)同様なF 級又はF⁻¹ 級増幅器と比較して、回路の複雑性は低減され、効率及び/又は出力がそれと同等か又は上回っている。(c)同様なE 級増幅器と比較して、DC 電圧に対するピーク電圧が減衰する。(d)同様なE 級増幅器と比較して、DC 電流に対するピーク電流が減衰する。及び(e)F 級又はF⁻¹ 級増幅器とは異なり、ゼロ電圧スイッチング(ZVS)を同時に実現しながら、スイッチの寄生キャパシタを回路に組み込むことが可能になる。

【0041】

さらに、制御される偶数及び奇数調波の数は調整されてもよい。高次調波は、低次調波より、効率に及ぼす影響が小さい傾向にあること、そして限定された能動素子スイッチング速度が、高周波調波要素の生成を効果的に減少させることを理解すると、本発明のE / F 級スイッチング電力増幅器は、出力回路に接続されたスイッチングデバイスを含み、該出力回路は、基本周波数で誘導性負荷を、N次調波に到るまでの選択された偶数調波で開回路を、N次調波までの選択された奇数調波で接地に短絡する回路を、及びN次調波までの残りの調波で容量性負荷を示す。N次調波を越えるときの出力回路のインピーダンスは、任意のインピーダンスである。但し、Nは3又はそれより大きい数である。

【0042】

本発明の利点は、従来のE 級及びF 級(及び/又はF⁻¹ 級)電力増幅器の性能特性に対して評価される、と理解されるべきである。性能は、一般的に、同調された調波が完全に短絡又は開放されたときが最良であるが、この条件は、通常、実際に実現することは出来ず、設計者は、インピーダンスの大きさを可能な限り減らし、又は増すことに夫々徹しなくてはならない。ゆえに、本発明は、概して、図4に関連して説明したもの以外のインピーダンスを示す負荷ネットワークを幅広く考慮している。したがって、例えば、図4のフィルタ(108)(111)(112)は、次のものを示すように設計されている。(a)選択された偶数調波で、E 級増幅器によって示されるものより大きいインピーダンス($Z_{in} > 1 / j \omega C_s$)(但し、無限である必要はない)、(b)選択された奇数調波でE 級増幅器によって示されるものより小さいインピーダンス(Z_{in})($Z_{in} < 1 / j \omega C_s$)、及び残りの調波でE 級のような容量性インピーダンス($Z_{in} = 1 / j \omega C_s$)。さらに、基本周波数での誘導性負荷の抵抗及びインダクタンスは、ZVSスイッチング条件を実現するように選択されている。そのような増幅器は、「準E / F 級」電力増幅器に分類される。当該分野の専門家であれば、これらの増幅器は、少ない要素及び低品質の要素を使用できるから、図4に示すような、同様な対応するE / F 級増幅器より容易に設計及び実行できる、と理解すべきである。それらの増幅器は、能動素子の効率と出力以外の設計因子(例えば、利用可能な要素寸法、要素の低い品質係数など)が負荷ネットワークの要件に適合している時など、幾つかの応用については、「真の」E / F 級増幅器より優れた性能をもたらすことさえできる。

【0043】

具体的な実施形態

本発明の新規な回路トポロジーは、種々の回路に実施される。図4に示すような単一能動素子型の設計は、極めて簡単な方法でE / F 設計を実施するために使用され得る。例えば、E / F₃ 増幅器を構成するために、図4Bに示すような回路が利用される。該回路は、シャントキャパシタンスC_s(106')と並列に存在する能動素子(102')を具えている。こ

れら(106')(102')には、3次調波を短絡するために同調された直列LC共振器(111')が接続されており、さらに、基本周波数で共振するように同調された第2の直列LC共振器(112')を介して、誘導性負荷が接続されている。該誘導性負荷は、駆動される負荷 R_L (116')及び位相補正インダクタ L_L (114')から成る。チョーク(104')は、dc電源機構への接続を行う。したがって、該回路は、3次調波で短絡回路、基本波で誘導性負荷、及び残りの調波で容量性インピーダンスを与えることにより、 E/F_3 条件を満たす。キャパシタンス C_S は、設計者によって加えられる明示的な要素ではなくともよいが、能動素子の寄生的出力キャパシタンスの一部又は全体を成す、と理解されるべきである。勿論、この回路の多くの変形物は、例えば、基本周波数共振器(112')と位相補正インダクタ L_L (114')を組み合わせて1つの要素にし、それによって要素の総数を減らすことなどは、当該分野の専門家によって容易に考案されるものである。

【0044】

図4Cは、単一能動素子型の設計に関する他の例を示しており、この場合は $E/F_{2,3}$ の実施形態である。この回路は、キャパシタンス C_S に接続された能動素子(102'')及び3つの共振回路から成る。第1共振回路は、3次調波に同調された直列LCフィルタ(111'')であって、この周波数で能動素子を短絡できるようにしたものである。第2共振回路も、2次調波に同調された直列LC共振器(113'')であって、該共振器は、値が $1/4\omega_0^2 C_S$ であるインダクタ(115)と直列に能動素子に接続されている。この回路は、2次調波の周波数でキャパシタンス C_S と共振することによって、2次調波で開回路を能動素子に与える。第3回路は、基本周波数に同調された直列LC共振器(112'')であって、該共振器には、インダクタンス L_L (114'')及び駆動される抵抗負荷 R_L (116'')から成る誘導性負荷に接続されている。チョーク(104'')は、dc電源への接続を行う。したがって、該回路は、2次調波で能動素子を開放すること、3次調波で能動素子を短絡すること、基本波で誘導性負荷を与えること、及び残りの調波で容量性インピーダンスを与えることによって、 $E/F_{2,3}$ 条件を満たす。また、キャパシタンス C_S は、設計者によって加えられる明示的な要素ではないが、能動素子の寄生出力キャパシタンスの一部又は全体を成す、と理解されるべきである。

【0045】

先の2つの実施例に示したような直接的な実施は、 E/F 級増幅器を実施する唯一の手段ではない。例えば、図4Dは、2次及び3次調波の両方の同調を実現するために、2重共振フィルタネットワーク(118)を使用した、 $E/F_{2,3}$ のための別の実施例を示している。そのようなフィルタは、本図に示したように、2つのインダクタ L_1 及び L_2 と、1つのキャパシタ C_1 のみを使用して実行され得る。このネットワークはdc電流の通過も行うから、該ネットワークを能動素子とdc電圧供給源との間に設置することによって、チョークと置き換えることもできる。基本周波数フィルタ、シャントキャパシタンス及び負荷インダクタンスは、図4B及び4C中の等価要素と同様である。

【0046】

さらに、非常に広範囲に及ぶ E/F の設計は、プッシュプル技術を利用して実現できる。プッシュプル増幅器の偶数及び奇数調波の対称性の違いにより、プッシュプル方法は、偶数及び奇数調波の選択的同調を大幅に簡単化する。図5に概念的に示している、そのような回路の一つにおいて、 E/F 級増幅器は、プッシュプル構成に接続された2つのスイッチングデバイス(122)(126)を含んでおり、これら各々は、シャントキャパシタ(124)(128)を夫々に有している。抵抗器(132)及びインダクタ(134)で表されている誘導性負荷(130)と、共振回路(140)とは両方とも、これらスイッチ間に接続されている。フィルタ(140)は、(a)全奇数調波に対して2つのスイッチを共に短絡し、(b)基本波で開回路として動作するものであり、(c)残りの調波では任意のインピーダンスを有するように機能する。DC電源を提供するために、1以上のチョーク(142)(144)が、両スイッチに直流を通せるように設置されてもよい。

【0047】

図5に示した回路の設計、動作及び性能は、プッシュプル式構成に接続された2つのE

/ F 級増幅器の原理に従っており、適当な調波同調を行うために、各々が互いに相手を支援する。スイッチは両方とも、典型的なプッシュプル様式にて、基本周波数で誘導性負荷(130)に接続されており、この周波数での各スイッチのインピーダンスを、誘導性負荷のインピーダンスの2分の1に等しくしている。奇数調波は、フィルタを介して、お互いに対して短絡されるがゆえに、各々は、プッシュプル増幅器の対称性による仮想接地に短絡される。これは容易に理解できる。なぜならば、プッシュプル増幅器の能動素子の奇数調波電圧は、位相が 180° 異なっていなければならないから、各々が他方に対して短絡される場合、両方ともゼロでなければならないからである。同様に、負荷及び共振器は、差動対称(differential symmetry)を考慮すると、偶数調波で回路から効果的に除去されて、これらの周波数で、各能動素子に、そのシャントキャパシタンス C_s のみから成る容量性負荷が残される。これは、プッシュプル増幅器の偶数調波電圧が同位相であり、ゆえに、これら周波数で差動負荷を通る電流はゼロでなければならない。したがって、該回路は、全奇数調波で短絡する回路をスイッチに与え、全偶数調波で容量性負荷、及び基本波で誘導性負荷をスイッチに与えることによって、E / F 級増幅器の条件を満たす。増幅器が、全奇数調波で接地に短絡する回路の F^{-1} 級のインピーダンスを与える負荷ネットワークを有していることを表すために、 E / F_{odd} という表示法を提案する。但し、 odd の添字は、全奇数調波が短絡されることを意味する。

【0048】

この回路トポロジーは、幾つかの利点を提供する。比較的少ない回路要素を使用するだけで、この増幅器は、より多くの要素を必要とするシングルエンドのE / F 級増幅器と、同様な性能を有するように作ることができる。要素の数は、同調される奇数調波の階数(order)の数とは無関係である。従来のシングルエンドの実施(即ち、単一素子型スイッチング増幅器)であれば、調整される調波の総数に比例して、より多くの同調された要素を必要とする。

【0049】

さらに、狭帯域の利用に際して、共振器は、簡単な並列接続LC共振器を使って作られる。幾つかの利点は、この簡単化された設計を利用して提供される。第1に、この場合、奇数調波の全てを短絡するために、1つの要素のみが同調される必要がある。シングルエンドの解決手法であれば、これは、短絡される調波数に比例して多くの要素を同調させることを要求するであろう。

【0050】

第2に、LC並列共振回路の負荷時Q値は、比較的低くてよく、1程度の低さですらある(Qが非常に低い場合において3次調波はあまりよく短絡されず、この事例を準E / F 級の設計にしてしまう)。これによって、無負荷時Qが非常に低いインダクタの使用が可能となり、Si(シリコン)基板から作られる集積回路ではどの典型的なインダクタも無負荷時Qが5程度で非常に低く、負荷時Q値が低いフィルタの使用が必要不可欠にされているが、このような集積回路などの用途にもこのトポロジーの使用が可能となる。E 級又はF 級を使用する従来方法は、負荷時Qが少なくとも3であるフィルタを必要とするのが一般的である。

【0051】

第3に、負荷中の直列インダクタは、等価の並列インダクタに置換されて、LCタンクに組み込まれてよく、これにより、要素の数がさらに削減される。

【0052】

図5に示す回路の変形例として、図6は、電力増幅回路(150)のさらに新規な回路トポロジーを示しており、該電力増幅回路(150)は、プッシュプル構造に繋がれた2つのスイッチングデバイス(152)(156)を有するE / F 級増幅器である。各々のスイッチングデバイス(152)(156)は、シャントキャパシタ(154)(158)を夫々具えている。具体的には、スイッチ間には、変圧器(170)の1次側と共振回路(160)の両方が接続されている。該共振回路(160)は、全奇数調波で、2つのスイッチを共に短絡し、基本周波数では開回路を示し、残

りの調波で任意のインピーダンスを有する。変圧器(172)の2次側に接続されているのは、RL負荷(162)である。DC電位を与えるために、チョーク(174)(又は、1より多くのチョーク)が、両方のスイッチに直流が流れることを可能とするように設置されている。負荷インダクタンス(164)及び共振回路(160)は、適当なインピーダンス変換の後、変圧器の何れかの側、即ち1次側回路(170)又は2次側回路(172)に接続されてよいから、当該技術の専門家であれば、この回路の幾つかの変形例が分かるであろう。さらに、負荷インダクタンスは、共振器インダクタンスに組み入れられ得る。必要に応じて、変圧器の寄生インダクタンスが、共振回路(170)内の要素として負荷インダクタンス(164)に使用されることにより、部品数が減少し、変圧器の寄生インダクタンスを設計に組み入れることが可能になる。

【0053】

このような増幅器の設計、動作及び性能は、上記の E/F_{odd} 級プッシュプル増幅器の原理に正確に従っている。この設計では、図5に示した設計において説明した総ての利点に加えて、次の利点がある。(a)出力負荷は、スイッチング回路及び電源からDC絶縁されている。(b)出力負荷は、不平衡モードで接続されていてもよい。及び(c)スイッチ出力インピーダンスを負荷インピーダンスに整合することを助けるために、変圧器巻線比(turn ratio)を用いてもよい。

【0054】

さらに別の実施例では、本発明は、図5及び6に示した回路の各スイッチと並列な追加の同調回路を用いて、多数の偶数調波を選択的に開放できる。図7は、可能な実施方法と共に、これを実現するための回路(180)の概略図を示している。様々な偶数調波で適切な誘導性インピーダンスを呈する回路(210/212)及び(220/222)を、スイッチングデバイス(182)(186)の並列キャパシタンス(184)(188)と並列に夫々追加することによって、 E/F_{odd} 級増幅器のコンセプトは、任意の数の偶数調波の開放もできるように拡大され、可能性のある付加的な性能上の利益をもたらす。 $E/F_{n1, n2, \dots, odd}$ 級という表現が、そのような増幅器のために提案される。但し数字の下付き文字は、開放される偶数調波を特定している。図5及び6に示した回路に関して説明した利益に加えて、この改良は、 E/F_{odd} 級を越える増大した効率をもたらす。

【0055】

当該分野の専門家であれば、新しい級の増幅器として、本発明は、事実上無限数の具体的な E/F 級ネットワークを包含する、と理解すべきである。しかしながら、実用的な設計を考慮して、本発明は、幾つかの低次調波同調ネットワークを特に説明する。具体的には、これらのネットワークは、次のものを含んでいる。(a)2次調波で実質的な開回路、(b)3次調波で実質的な短絡回路、(c)3次調波で実質的な短絡回路及び2次調波で実質的な開回路、(d)4次調波で実質的な開回路、(e)2次及び4次調波で実質的な開回路、(f)3次調波で実質的な短絡回路及び、4次調波で実質的な開回路、(g)3次調波で実質的な短絡回路及び、2次及び4次調波で実質的な開回路、(h)N次調波までの全奇数調波で実質的な短絡回路、但しNは5以上である、及び(i)N次調波までの全奇数調波で実質的な短絡回路、N次調波までの各基本周波数に対する所定数 N_E の偶数調波で実質的な開回路、N次調波までの残りの調波で実質的な容量性インピーダンス負荷、ここで、 $N \geq 5$ 及び $0 < N_E \leq (N - 2)/2$ である。したがって、その他の数の偶数及び/又は奇数調波を同調する多くの他のネットワーク及び関連する回路は、本発明の精神と範囲の範疇内であると理解される。

【0056】

さらなる改良において、図5に示した増幅器の回路寸法及び損失は、DCフィードチョークを、供給電圧から夫々のスイッチングデバイスまでの2つのインダクタと置き換えることによって低減される。図8に示すように、各インダクタ(230)(232)が、2次調波でスイッチングデバイスの並列キャパシタ C_s (124')(128')と夫々に共振するように作られている場合、その結果、生じた $E/F_{2, odd}$ 級増幅器は、低減されたスイッチ損失と、チョークの直列抵抗によって生じる減少された損失とにより利益を受ける。

【0057】

本発明のさらに別の実施例において、広帯域の E/F_{odd} 級スイッチング増幅器は、スイッチング周波数が f_1 から f_2 但し $f_2 < 3f_1$ の範囲に亘って、スイッチに対して E/F_{odd} 級インピーダンスを有するように作られることができる。この回路は、図5に示すように、夫々にシャントキャパシタを有しているプッシュプル構成に接続された2つのスイッチングデバイスを含んでいる。スイッチ間には、抵抗負荷と共振回路の両方が接続されており、該回路は、 $3f_1$ に等しい或いはそれより大きい全ての周波数のために、2つのスイッチを共に短絡し、 f_1 から f_2 までZVS要件に適合するために必要とされるインダクタンスを概算する。DC電位を与えるために、1以上のチョークが、両方のスイッチに直流を通せるように設置されてもよい。このように作られて、該回路は、図5に関連して説明したように、 f_1 から f_2 までのスイッチング周波数範囲に亘って動く。

【0058】

図9が示すのは、並列キャパシタ(302)を有するスイッチ又はトランジスタ(300)から成る、準 E/F_3 級増幅器の新規な実施例である。それらは、チョーク(304)を介して電源に接続されている。スイッチ又はトランジスタは、2次調波でLC並列共振回路(306)を介して、負荷(310)に直列接続されている。該利用において必要ならば、負荷に対する高次調波干渉を回避するために、フィルタ回路が加えられてもよい。要素の値が適切に調整された後、このトポロジは、基本周波数で誘電負荷、2次調波で容量性負荷、3次調波で低インピーダンス、及び高次調波で未調整の低いインピーダンスを、スイッチ又はトランジスタに与える。これは、準 E/F 級増幅器の要件に適合しており、幾つかの利点をもたらす。第1に、この変更が加えられた準 E/F 級増幅器の回路は、比較的少ない数の要素を使用して実施される。第2に、従来のZVSの F 級増幅器と比べると、回路内には同調された要素が唯1つあるだけである。第3に、LC並列共振回路の負荷時Qは、非常に低く、1程度である。これによって、非常に低い無負荷時Qのインダクタの使用が可能となり、どの典型的なインダクタも約5という非常に低い無負荷時Qである、Si(シリコン)基板から作られる集積回路などの用途に、このトポロジの使用を可能としている。 E 級又は F 級を使用する従来方法では、負荷時Qが少なくとも3であるインダクタを必要とするのが一般的である。さらに、共振タンクは、 E 級増幅器に見られる典型的な直列LCではなく、並列LCなので、必要とされるインダクタンスは大幅に減少する。これは、インダクタの寸法が、増幅器の寸法と重量を減らす際の制限要素である場合に、魅力的である。

【0059】

本発明のトポロジのさらに別の変形例において、本発明の E/F 級増幅器は、低出力レベルではA級、A/B級又はB級、高出力レベルでは E/F スイッチングモードといった、線形モードで動作するように同調される。出力及び動作モードは、入力及び/又はバイアス条件を変えることによって変更される。このような具合に、出力が駆動条件によって変調又は変更されることを可能する一方で、高出力で E/F 級の高効率の利点を有する増幅器が作られる。

【0060】

本発明の例示的な実施例を説明してきたが、当該分野の専門家であれば、さらなる改変、変更、及び改良を成し得ることは明白であろう。さらに、前述した回路及びデバイスは、能動スイッチングのスイッチング技術、材料のシステム又は、如何なる特定の速度、周波数範囲或いは動作の電力レベルにも限定されるものではないことが明らかであろう。それどころか、幅広い級の増幅器及び関連するトポロジを説明してきた。回路と、要素の種類及び値との実際の実施は、当該分野の専門家には明らかであろう。それ故に、本発明は、下記の請求の範囲によってのみ規定される。

【手続補正2】

【補正対象書類名】特許請求の範囲

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

少なくとも 1 つの基本周波数と、 1 又は複数の同調された調波と、 1 又は複数の同調されていない調波とを有する高周波入力信号を増幅するスイッチング電力増幅器であって、
スイッチとして作動するスイッチ要素を含む高速の能動素子と、
前記能動素子に接続された負荷ネットワークとを具えており、
前記負荷ネットワークは、同調された偶数調波にて開回路を、同調された奇数調波にて短絡回路を、前記同調されていない調波にて容量性負荷を与えるスイッチング電力増幅器
。

【請求項 2】

前記負荷ネットワークは、各基本周波数にて誘導性負荷を与える、請求項 1 に記載のスイッチング電力増幅器。

【請求項 3】

前記負荷ネットワークは、各基本周波数にて誘導性負荷を与え、前記誘導性負荷は、前記容量性負荷に整合される、請求項 1 に記載のスイッチング電力増幅器。

【請求項 4】

前記負荷ネットワークは、各基本周波数にて誘導性負荷を、3 次調波にて短絡回路を、N 次調波までの残りの調波にて容量性インピーダンス負荷を与え、N 3 である、請求項 1 に記載のスイッチング電力増幅器。

【請求項 5】

前記負荷ネットワークは、各基本周波数にて誘導性負荷を、3 次調波にて短絡回路を、2 次調波にて開回路を、N 次調波までの残りの調波にて容量性インピーダンス負荷を与え、N 4 である、請求項 1 に記載のスイッチング電力増幅器。

【請求項 6】

前記負荷ネットワークは、各基本周波数にて誘導性負荷を、4 次調波にて開回路を、N 次調波までの残りの調波にて容量性インピーダンス負荷を与え、N 4 である、請求項 1 に記載のスイッチング電力増幅器。

【請求項 7】

前記負荷ネットワークは、各基本周波数にて誘導性負荷を、2 次調波及び 4 次調波にて開回路を、N 次調波までの残りの調波にて容量性インピーダンス負荷を与え、N 4 である、請求項 1 に記載のスイッチング電力増幅器。

【請求項 8】

前記負荷ネットワークは、各基本周波数にて誘導性負荷を、3 次調波にて短絡回路を、4 次調波にて開回路を、N 次調波までの残りの調波にて容量性インピーダンス負荷を与え、N 4 である、請求項 1 に記載のスイッチング電力増幅器。

【請求項 9】

前記負荷ネットワークは、各基本周波数にて誘導性負荷を、2 次調波にて開回路を、N 次調波までの残りの調波にて容量性インピーダンス負荷を与え、N 3 である、請求項 1 に記載のスイッチング電力増幅器。

【請求項 10】

前記負荷ネットワークは、各基本周波数にて誘導性負荷を、3 次調波にて短絡回路を、2 次調波及び 4 次調波にて開回路を、N 次調波までの残りの調波にて容量性インピーダンス負荷を与え、N 5 である、請求項 1 に記載のスイッチング電力増幅器。

【請求項 11】

前記負荷ネットワークは、各基本周波数にて誘導性負荷を、N 次調波までの全ての奇数調波にて短絡回路を、N 次調波までの残りの調波にて容量性インピーダンス負荷を与え、N 5 である、請求項 1 に記載のスイッチング電力増幅器。

【請求項 12】

前記負荷ネットワークは、各基本周波数にて誘導性負荷を、N 次調波までの全ての奇数

調波にて短絡回路を、 N 次調波までの、各基本周波数に関する所定数 N_E の偶数調波にて開回路を、 N 次調波までの残りの調波にて容量性インピーダンス負荷を与え、 $N \geq 5$ 、且つ $0 < N_E \leq (N - 2) / 2$ である、請求項 1 に記載のスイッチング電力増幅器。

【請求項 1 3】

少なくとも 1 つの基本周波数を有する高周波入力信号を増幅するスイッチング電力増幅器であって、

スイッチ要素を含む高速の能動素子と、

前記能動素子に接続された負荷ネットワークとを具備しており、

前記能動素子の電圧波形及び電流波形の少なくとも 1 つに存在する全ての調波周波数において、前記負荷ネットワークは、

各基本周波数にて誘導性負荷を、

各基本周波数に関する所定数 N_E の偶数調波にて開回路を、

各基本周波数に関する所定数 N_O の奇数調波にて短絡回路を、

所定数の残りの調波にて容量性インピーダンス負荷を、

前記スイッチ要素に示すスイッチング電力増幅器。

【請求項 1 4】

$N \geq 3$ 、且つ $1 \leq N_E + N_O \leq N - 2$ である、請求項 1 3 に記載のスイッチング電力増幅器。

【請求項 1 5】

$N_E = 1$ の場合、 $N_O > 0$ である、請求項 1 3 に記載のスイッチング電力増幅器。

【請求項 1 6】

前記負荷ネットワークは、入力ポートと出力ポートを有する 2 ポートフィルタネットワークを含んでおり、前記入力ポートは能動素子に接続され、前記出力ポートは前記負荷に接続されている、請求項 1 3 に記載のスイッチング電力増幅器。

【請求項 1 7】

高速の能動素子を用いて RF 信号を増幅する方法であって、

選択された偶数調波 N_E にて前記能動素子に開回路を与えるように、前記能動素子に接続された負荷ネットワークを同調する工程と、

前記負荷ネットワークの信号を同調して、選択された奇数調波 N_O にて前記能動素子に短絡回路を与える工程と、

選択されていない調波について、前記能動素子に容量性負荷を与える工程と、を具備する方法。

【請求項 1 8】

前記負荷ネットワークを同調させて、前記基本周波数にて前記能動素子に誘導性負荷を与える工程を含む、請求項 1 7 に記載の方法。

【請求項 1 9】

$N_E \geq 0$ 、 $N_O \geq 0$ であり、同調される調波の総数 $N_E + N_O$ は、少なくとも 1 つであり、存在する調波の周波数の総数より少ない、請求項 1 7 に記載の方法。