

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5505311号
(P5505311)

(45) 発行日 平成26年5月28日(2014.5.28)

(24) 登録日 平成26年3月28日(2014.3.28)

(51) Int.Cl. F I
H03F 1/06 (2006.01) H03F 1/06
H03F 1/32 (2006.01) H03F 1/32

請求項の数 3 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2010-544016 (P2010-544016)	(73) 特許権者	000004237
(86) (22) 出願日	平成21年12月16日 (2009.12.16)		日本電気株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2009/070950		東京都港区芝五丁目7番1号
(87) 国際公開番号	W02010/073942	(74) 代理人	100123788
(87) 国際公開日	平成22年7月1日 (2010.7.1)		弁理士 官崎 昭夫
審査請求日	平成24年11月8日 (2012.11.8)	(74) 代理人	100106138
(31) 優先権主張番号	特願2008-330710 (P2008-330710)		弁理士 石橋 政幸
(32) 優先日	平成20年12月25日 (2008.12.25)	(74) 代理人	100127454
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)		弁理士 緒方 雅昭
		(72) 発明者	國弘 和明
			東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内
		(72) 発明者	山之内 慎吾
			東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力増幅装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

振幅変調成分および位相変調成分を含む変調信号を増幅する電力増幅装置であって、
 前記変調信号を増幅して出力する高周波増幅器と、
 出力電圧を前記高周波増幅器に供給する電源電圧に加算すると共に、前記高周波増幅器に供給される電源電圧が負帰還されることで、該電源電圧と前記変調信号の振幅変調成分が所定の比率で一致するように動作する線形増幅部と、
 前記線形増幅部の出力電流が流れる方向を検知し、その電流の向きに応じたパルス変調信号を生成する制御信号生成部と、
 前記パルス変調信号を制御信号に用いて、直流電流の導通および非導通を制御することで前記線形増幅部の出力信号をスイッチング増幅し、前記高周波増幅器へ前記電源電圧として供給するスイッチング増幅部と、
 前記スイッチング増幅部に前記直流電流を供給する直流電源と、
 を有し、
 前記制御信号生成部は、
 前記線形増幅部の出力電流が流れる電流検知抵抗器と、
 前記電流検知抵抗器の両端に発生する電圧によって前記線形増幅部の出力電流の向きを判定し、判定した結果をパルス変調信号として出力するヒステリシスコンパレータと、
 を有する電力増幅装置。

【請求項2】

振幅変調成分および位相変調成分を含む変調信号を増幅する電力増幅装置であって、
 前記変調信号の位相変調成分を増幅して出力する高周波増幅器と、
 出力電圧を前記高周波増幅器に供給する電源電圧に加算すると共に、前記高周波増幅器
 に供給される電源電圧が負帰還されることで、該電源電圧と前記変調信号の振幅変調成分
 が所定の比率で一致するように動作する線形増幅部と、
 前記線形増幅部の出力電流が流れる方向を検知し、その電流の向きに応じたパルス変調
 信号を生成する制御信号生成部と、
 前記パルス変調信号を制御信号に用いて、直流電流の導通および非導通を制御すること
 で前記線形増幅部の出力信号をスイッチング増幅し、前記高周波増幅器へ前記電源電圧と
 して供給するスイッチング増幅部と、
 前記スイッチング増幅部に前記直流電流を供給する直流電源と、
 を有し、
前記制御信号生成部は、
前記線形増幅部の出力電流が流れる電流検知抵抗器と、
前記電流検知抵抗器の両端に発生する電圧によって前記線形増幅部の出力電流の向きを
判定し、判定した結果をパルス変調信号として出力するヒステリシスコンパレータと、
を有する電力増幅装置。

10

【請求項 3】

前記スイッチング増幅部は、
 前記パルス変調信号によって制御される、少なくとも一つのスイッチング素子と、
 前記スイッチング素子の出力信号を平滑する、少なくともひとつのインダクタを含むフ
 ィルタ素子と、
 を有する請求項 1 または 2 記載の電力増幅装置。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、主として無線通信の送信機に用いられる電力増幅装置に関し、特に入力信号
 の振幅変調成分に応じて増幅器に供給する電源電圧を変化させる電力増幅装置に関する。

【背景技術】

【0002】

携帯電話システムや無線 LAN (Local Area Network) 等の近年の無線通信システム
 では、QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) や多値 QAM (Quadrature Ampl
 itude Modulation) などの変調フォーマットが採用されている。これらの変調フォー
 マットでは、一般にシンボル間の遷移時に信号の軌跡が振幅変調を伴うため、マイクロ波帯
 のキャリア信号に重畳された高周波変調信号は、時間とともに信号の振幅 (包絡線) が変
 化する。このときの高周波変調信号のピーク電力と平均電力の比は、PAPR (Peak-to-
 Average Power Ratio) と呼ばれる。PAPR が大きい信号を増幅する場合、高い線形
 性を確保するためには、ピーク電力に対しても波形が歪まないように電源装置から十分に
 大きな電力を増幅器に供給する必要がある。言い換えると、増幅器を電源電圧によって制
 限される飽和出力電力よりも十分に低い電力領域で余裕 (バックオフ) を持って動作させ
 る必要がある。

30

【0003】

一般に、A 級や AB 級方式で高周波信号を増幅する高周波増幅器では、その飽和出力電
 力付近で効率が最大となるため、バックオフが大きい電力領域で動作させると平均的な効
 率が低下する。

【0004】

次世代の携帯電話システムや無線 LAN、デジタルテレビ放送等で採用されているマル
 チキャリアを用いた直交波周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Divisio
 n Multiplexing) 方式では、PAPR が大きくなる傾向にあるため、高周波増幅器の平
 均的な効率がさらに低下する。したがって、高周波増幅器は、バックオフが大きい電力領

40

50

域でも高い効率で動作することが望ましい。

【 0 0 0 5 】

そこで、バックオフが大きい電力領域で、かつ広いダイナミックレンジで高効率に信号を増幅する方式として、包絡線除去・復元 (E E R : Envelope Elimination and Restoration) 方式と呼ばれる電力増幅装置が非特許文献 1 で提案されている。

【 0 0 0 6 】

非特許文献 1 で提案された E E R 方式では、まず入力された変調信号を位相変調成分と振幅変調成分とに分解する。振幅が一定の位相変調成分は、位相変調情報を維持したまま増幅器に入力される。このとき、増幅器は、常に効率が最大となる飽和出力電力付近で動作させる。

10

【 0 0 0 7 】

一方、振幅変調成分は、振幅変調情報を維持したまま D 級アンプ等を用いて高効率に増幅され、出力強度が変調された電源電圧 (変調電源) として増幅器に供給される。

【 0 0 0 8 】

このように動作させることで、増幅器は、乗算器としても動作し、変調信号の位相変調成分と振幅変調成分とを合成して出力する。そのため、増幅器からは、バックオフによらずに高い効率で増幅された出力変調信号が得られる。

【 0 0 0 9 】

また、E E R 方式と類似した方式として、包絡線追跡 (E T : Envelope Tracking) と呼ばれる方式も知られている。例えば、非特許文献 2 等でその一例が報告されている。

20

【 0 0 1 0 】

E T 方式においても、入力変調信号の振幅変調成分を、振幅変調情報を維持しつつ D 級アンプ等を用いて高効率に電力増幅し、出力強度が変調された電源電圧 (変調電源) として増幅器に供給する構成は E E R 方式と共通である。

【 0 0 1 1 】

E E R 方式は、増幅器に振幅が一定の位相変調信号のみを入力して飽和出力電力付近で動作させ、E T 方式は、振幅変調と位相変調の両方を含む入力変調信号をそのまま増幅器に入力して線形動作させる点で異なっている。その他の構成は同一である。

【 0 0 1 2 】

E T 方式は、増幅器が線形動作するため、E E R 方式よりも効率が低下するが、入力変調信号の振幅変調成分に応じた必要最小限の電力しか増幅器に供給されないため、増幅器に一定の電源電圧を供給する構成に比べれば高い効率が得られる。

30

【 0 0 1 3 】

また、E T 方式では、振幅変調成分と位相変調成分とを合成するタイミングマージンが緩和されるため、E E R 方式と比べて実現が容易であるという利点もある。

【 0 0 1 4 】

E E R 方式や E T 方式では、一般に、振幅変調成分をパルス変調信号に変換し、D 級アンプなどを用いてスイッチング増幅する変調電源が用いられる。パルス変調方式としては、パルス幅変調 (P W M : Pulse Width Modulation) 方式が従来から用いられてきたが、特許文献 1 や特許文献 2 では、より線形性に優れたデルタ変調方式 (またはパルス密度変調方式 (P D M : Pulse Density Modulation)) を採用した構成が提案されている。また、近年では、パルス変調方式に、信号対雑音比 (S N R : Signal to Noise Ratio) が高いシグマデルタ変調方式等も使用されている。

40

【 0 0 1 5 】

ところで、携帯電話システムや無線 L A N 等の、デジタル変調方式を用いる近年の無線通信システムでは、隣接するチャネルへの漏洩電力 (A C P R : Adjacent Channel Leakage Power Ratio) や、変調誤差を表すエラーベクトル強度 (E V M : Error Vector Magnitude) を一定値以下に抑制することが規格によって定められている。

【 0 0 1 6 】

E E R 方式や E T 方式を採用する電力増幅装置において、これらの規格を満足するため

50

には、変調電源が備えるパルス変調器やD級アンプの動作可能な帯域が、変調信号の帯域の最低でも2倍以上は必要とされている。例えば、携帯電話システムで採用されているWCDMA(WidebandCode Division Multiple Access)では変調帯域が約5MHzであり、無線LANで採用されているIEEE802.11a/gでは変調帯域が約20MHzである。一般に、大電力を高速にスイッチングするのは困難であり、このような広い帯域で動作する変調電源を実現するのは困難である。

【0017】

そこで、高効率、広帯域で動作する変調電源の構成が非特許文献3で提案されている。この非特許文献3で提案された電力増幅装置(以下、第1背景技術と称す)の構成を図1に示す。

10

【0018】

第1背景技術の電力増幅装置では、広帯域で動作するが効率が低い線形アンプ部3と、狭帯域で動作するが効率が高いスイッチングレギュレータ部2とを連動させることで、高効率・広帯域な変調電力(電源電圧)11を増幅器1に供給している。

【0019】

具体的な動作は、以下の通りである。

【0020】

ボルテージフォロア31等で構成された線形増幅部3には、入力変調信号の振幅変調成分である振幅信号9が入力される。

【0021】

線形増幅部3の出力電流は、電流検知抵抗器42によって電圧信号に変換され、ヒステリシスコンパレータ41に入力される。ここで、例えば線形増幅部3から電流が流れ出るときにコンパレータ41の出力電圧がHighとなり、線形増幅部3に電流が流れ込むときにヒステリシスコンパレータ41の出力電圧がLowとなるように極性を選択すれば、ヒステリシスコンパレータ41からは入力信号の強度に応じたパルス幅変調信号が出力される。

20

【0022】

ゲートドライバ5は、ヒステリシスコンパレータ41の出力信号にしたがって、例えばMOS型電界効果トランジスタ(MOSFET: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)で構成されるスイッチング素子21をオンまたはオフさせる。スイッチング素子21は、ダイオード22との組み合わせによりスイッチングレギュレータ部2を構成しており、該スイッチングレギュレータ部2によりパルス幅変調信号の振幅がVcc1まで増幅される。

30

【0023】

増幅されたパルス幅変調信号は、インダクタ6によって積分され、スイッチング周波数成分が除去される。

【0024】

インダクタ6の出力電流に含まれる誤差成分は、ボルテージフォロア3によって電圧補正され、電源電圧として増幅器1に供給される。このとき、効率が低い線形アンプ31に流れる電流は誤差成分だけであるため、線形アンプ31で消費する電力は少なくて済み、振幅信号9のほとんどの信号成分は高効率なスイッチングレギュレータによって増幅される。したがって、電源変調器全体の効率を高めることができる。

40

【0025】

また、特許文献3で提案された電力増幅装置(以下、第2背景技術と称す)の構成を図2に示す。

【0026】

第2背景技術の電力増幅装置は、第1背景技術の電力増幅装置と同様に、線形増幅部102の出力電流が抵抗器108で検出され、その結果が差動増幅器110で増幅されて帰還回路106に入力される。

【0027】

50

帰還回路106は、差動増幅器110の出力信号と参照信号Vrefとを比較し、その比較結果を典型的にはパルス幅変調(PWM)を行うパルス変調器136に供給する。パルス変調器136の出力信号134は、少なくとも1つのスイッチング素子126と、インダクタ124およびキャパシタ128からなるフィルタとを含むスイッチング増幅部104に入力され、スイッチング素子126が制御される。

【0028】

スイッチング増幅部104の出力電流Iswは、線形増幅部102の出力と電流検知抵抗器108を介して接続される。スイッチング増幅部104の出力電圧Voutは、線形増幅部102によって電圧補正され、出力電流Iswに含まれるリップル(スイッチングノイズ)が低減される。

10

【0029】

この線形増幅部102には、理想的にはスイッチングノイズ分の電流しか流れないため、大きな電力を消費することがない。そのため、高精度で高効率な変調電源を実現できる。

【0030】

上述した高周波増幅器1に電力(電源電圧)を供給する変調電源が理想的に動作するためには、その出力インピーダンスZoが、高周波増幅器1の電源入力のインピーダンスに比べて十分に小さい必要がある。

【0031】

図1に示した第1背景技術の電力増幅装置では、線形増幅部3とスイッチング増幅部2とが並列に動作することで変調電源を構成しているため、出力インピーダンスは、よりインピーダンスの低い線形増幅部3の経路のインピーダンスで決まる。

20

【0032】

線形増幅部3の出力インピーダンスは、線形増幅器31の利得が十分高ければ、限りなく0に近づく。

【0033】

しかしながら、図1に示す構成では、線形増幅部3の出力に電流検知抵抗器42(Rsense)が接続されているため、Zo=Rsenseとなる。通常、電流検知抵抗器42は1以下の低い値に設定するが、高周波増幅器1の電源入力のインピーダンスも5程度と小さいため、完全に無視することはできない。

30

【0034】

電流検知抵抗器42があると、その電圧降下による効率劣化のみならず、変調電源の出力電圧Voutが振幅信号9から電圧降下の分だけ微小にずれるため、ノイズなどが重畳しやすく、その影響で高周波増幅器1の出力信号12の隣接チャネル漏洩電力ACPR(Adjacent Channel Leakage Power Ratio)が通信規格を満たすことができないなどの問題が生じていた。

【0035】

図2に示した第2背景技術の電力増幅装置でも、線形増幅部102が電流検知抵抗108を介して負荷111(増幅器に相当)に接続されるため、全く同じ課題が生じる。

【先行技術文献】

40

【特許文献】

【0036】

【特許文献1】特許第3207153号公報(第8頁、第3図)

【特許文献2】米国特許第5973556号明細書(第3頁、第3図)

【特許文献3】米国特許第5905407号明細書(第2頁、第1図)

【非特許文献】

【0037】

【非特許文献1】Lenard R. Kahn, "Single-sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration", PROCEEDINGS OF THE I.R.E., Vol. 40, pp. 803-806, 1952.

50

【非特許文献2】J. Staudinger, B. Gilsdorf, D. Newman, G. Norris, G. Sandwniczak, R. Sherman and T. Quach, "HIGH EFFICIENCY CDMA RF POWER AMPLIFIER USING DYNAMIC ENVELOPE TRACKING TECHNIQUE", 2000 IEEE MTT-S Digest, vol. 2, pp. 873-876.

【非特許文献3】F. Wang, A. Ojo, D. Kimball, P. Asbeck and L. Larson, "Envelope Tracking Power Amplifier with Pre-Distortion Linearization for WLAN 802.11g", 2004 IEEE MTT-S Digest, vol. 3, pp. 1543-1546.

【発明の概要】

【0038】

そこで本発明は、増幅器に供給する電源電圧を変調信号の振幅に応じて変化させる電力増幅装置において、高効率で、かつ線形性の高い電力増幅装置を提供することを目的とする。

10

【0039】

上記目的を達成するため本発明の電力増幅装置は、振幅変調成分および位相変調成分を含む変調信号を増幅する電力増幅装置であって、

前記変調信号を増幅して出力する高周波増幅器と、

出力電圧を前記高周波増幅器に供給する電源電圧に加算すると共に、前記高周波増幅器に供給される電源電圧が負帰還されることで、該電源電圧と前記変調信号の振幅変調成分が所定の比率で一致するように動作する線形増幅部と、

前記線形増幅部の出力電流が流れる方向を検知し、その電流の向きに応じたパルス変調信号を生成する制御信号生成部と、

20

前記パルス変調信号を制御信号に用いて、直流電流の導通および非導通を制御することで前記線形増幅部の出力信号をスイッチング増幅し、前記高周波増幅器へ前記電源電圧として供給するスイッチング増幅部と、

前記スイッチング増幅部に前記直流電流を供給する直流電源と、
を有し、

前記制御信号生成部は、

前記線形増幅部の出力電流が流れる電流検知抵抗器と、

前記電流検知抵抗器の両端に発生する電圧によって前記線形増幅部の出力電流の向きを判定し、判定した結果をパルス変調信号として出力するヒステリシスコンパレータと、
を有する。

30

【0040】

または、振幅変調成分および位相変調成分を含む変調信号を増幅する電力増幅装置であって、

前記変調信号の位相変調成分を増幅して出力する高周波増幅器と、

出力電圧を前記高周波増幅器に供給する電源電圧に加算すると共に、前記高周波増幅器に供給される電源電圧が負帰還されることで、該電源電圧と前記変調信号の振幅変調成分が所定の比率で一致するように動作する線形増幅部と、

前記線形増幅部の出力電流が流れる方向を検知し、その電流の向きに応じたパルス変調信号を生成する制御信号生成部と、

40

前記パルス変調信号を制御信号に用いて、直流電流の導通および非導通を制御することで前記線形増幅部の出力信号をスイッチング増幅し、前記高周波増幅器へ前記電源電圧として供給するスイッチング増幅部と、

前記スイッチング増幅部に前記直流電流を供給する直流電源と、
を有し、

前記制御信号生成部は、

前記線形増幅部の出力電流が流れる電流検知抵抗器と、

前記電流検知抵抗器の両端に発生する電圧によって前記線形増幅部の出力電流の向きを判定し、判定した結果をパルス変調信号として出力するヒステリシスコンパレータと、
を有する。

50

【図面の簡単な説明】

【0041】

【図1】図1は、第1背景技術の電力増幅装置の構成を示すブロック図である。

【図2】図2は、第2背景技術の電力増幅装置の構成を示すブロック図である。

【図3】図3は、本発明の電力増幅装置の一構成例を示すブロック図である。

【図4】図4は、図3に示した電力増幅装置の具体例の構成を示す回路図である。

【図5】図5は、図4に示した電力増幅装置の動作例を示す信号波形図である。

【図6】図6は、図4に示した電力増幅装置の効果の一例を示すグラフである。

【発明を実施するための形態】

【0042】

次に本発明について図面を用いて説明する。

【0043】

図3は、本発明の電力増幅装置の一構成例を示すブロック図である。

【0044】

図3に示すように、本実施形態の電力増幅装置は、高周波増幅器1、スイッチング増幅部2、線形増幅部3および制御信号生成部4を備えている。

【0045】

線形増幅部3は、出力電圧を高周波増幅器1に供給される電源電圧に加算すると共に、高周波増幅器1に供給される電源電圧が負帰還されることで、該電源電圧と変調信号8の振幅変調成分が所定の比率で一致するように動作する。

【0046】

制御信号生成部4は、線形増幅部3の出力電流の方向に応じてHighまたはLowとなるパルス変調信号を生成し、該パルス変調信号をスイッチング増幅部2に出力する。

【0047】

スイッチング増幅部2は、制御信号生成部4から出力されたパルス変調信号を制御信号に用いて、線形増幅部3の出力信号をスイッチング増幅すると共に所定の直流電圧を加算して出力する。このスイッチング増幅部2の出力電圧は、制御信号生成部4の出力電圧と加算されて、高周波増幅器1に供給される電源電圧である、変調電圧11が生成される。

【0048】

本実施形態の電力増幅装置では、線形増幅部3に、この高周波増幅器1に供給される電源電圧である変調電圧11が負帰還される。

【0049】

高周波増幅器1は、変調電圧11を電源に用いてA級またはAB級方式等により変調信号8を線形増幅し、振幅と位相が変調された高周波変調信号12を出力する。

【0050】

図4は、図3に示した電力増幅装置の具体例の構成を示す回路図である。

【0051】

図4に示すように、スイッチング増幅部2は、スイッチング素子21、ダイオード22およびインダクタ6を備えている。

【0052】

また、線形増幅部3は、線形増幅器31を備えている。制御信号生成部4は、ヒステリシスコンパレータ41、電流検知抵抗器42およびゲートドライバ5を備えている。

【0053】

本実施形態の電力増幅装置では、線形増幅部3が負帰還ループを含む線形増幅器（例えばボルテージフォロア）で構成されている。そのため、その出力電圧波形は振幅信号9の波形と高い精度で一致する。線形増幅部3の出力は、制御信号生成部4に入力される。

【0054】

制御信号生成部4は、線形増幅部3から出力される電流を検出するための電流検知抵抗器42と比較器（ヒステリシスコンパレータ41）とを備え、例えば線形増幅部3から電流が流れ出るときにHigh、電流が流れ込むときにLowとなる制御信号を生成する。

10

20

30

40

50

生成された制御信号は、スイッチング増幅部 2 に入力される。

【 0 0 5 5 】

スイッチング増幅部 2 は、制御信号生成部 4 で生成された制御信号を用いて、スイッチング素子の導通 / 非導通を制御することにより、線形増幅部 3 の出力信号を高効率にスイッチング増幅する。

【 0 0 5 6 】

スイッチング増幅部 2 から出力された電流は、インダクタ 6 によって平滑化され、線形増幅部 3 の出力信号と加算されることで電圧補正される。

【 0 0 5 7 】

この補正後の変調電圧 1 1 を、変調信号 8 を線形増幅する高周波増幅器 1 に電源電圧として供給することで、高周波増幅器 1 には常に必要最小限の電力（電源電圧）しか供給されない。したがって、本実施形態の電力増幅装置では、高周波増幅器 1 を、電源電圧として一定の電圧が供給される場合と比べて高い効率で動作させることができる。

10

【 0 0 5 8 】

本実施形態の電力増幅装置では、変調電源の出力インピーダンスに、電流検知抵抗器 4 2 の影響が見えなくなるので、背景技術の電力増幅装置と比べて、より理想的な変調電源として動作する。この効果を、本実施形態の具体的な構成（図 4）を用いて、第 1 背景技術（図 1）と比較して以下に示す。

【 0 0 5 9 】

図 1 に示した第 1 背景技術の電力増幅装置では、高周波増幅器 1 の電源端子から見た変調電源の出力インピーダンス Z_0 は以下の式（1）で示すことができる。

20

【 0 0 6 0 】

【数 1】

$$Z_0 = \frac{r_0}{1 + A_0\beta} + R_{\text{sense}} \quad \dots(1)$$

ここで、 r_0 は、線形増幅器 3 1 の出力抵抗、 A_0 は線形増幅器 3 1 の利得、 β は帰還率であり、図 1 に示した構成では $\beta = 1$ である。

【 0 0 6 1 】

一般に、線形増幅器（オペアンプ）3 1 の出力抵抗 r_0 は十分に小さく、利得 A_0 は十分に大きいため、上記式（1）の右辺第 1 項は無視できるほど小さくなり、 $Z_0 \approx R_{\text{sense}}$ となる。

30

【 0 0 6 2 】

これに対して、図 4 に示した高周波増幅器 1 の電源端子から見た変調電源の出力インピーダンス Z_0 は以下の式（2）で示すことができる。

【 0 0 6 3 】

【数 2】

$$Z_0 = \frac{r_0 + R_{\text{sense}}}{1 + A_0\beta} \quad \dots(2)$$

40

この場合は、上記式（1）と同様の理由により式（2）の右辺は無視できるほど小さくなる。すなわち、 $Z_0 \approx 0$ であり、より理想的な変調電源として動作する。

【 0 0 6 4 】

したがって、本実施形態の電力増幅装置は、背景技術の電力増幅装置よりも振幅信号 9 に対する追従精度が高く、スイッチングノイズの小さい変調電源を実現できる。そのため、線形性の高い高周波変調信号 1 2 を得ることができる。

【 0 0 6 5 】

次に、本実施形態の電力増幅装置の動作について図 4 から図 6 を用いて説明する。

【 0 0 6 6 】

図 5 は、図 4 に示した電力増幅装置の動作例を示す信号波形図であり、図 6 は、図 4 に

50

示した電力増幅装置の効果の一例を示すグラフである。

【 0 0 6 7 】

なお、図 5 は、振幅信号 9 として、振幅が 4 V、周波数が 2 M H z の正弦波が入力され、該振幅信号 9 に 1 2 V の直流電圧が加算されて出力される場合の動作波形例を示している。また、図 6 は、振幅信号 9 に 1 2 V の直流電圧を加算する場合の出力電力を図 1 の第 1 背景技術と比較して示したものである。

【 0 0 6 8 】

図 4 に示すように、線形増幅部 3 には振幅変調および位相変調された変調信号 8 の振幅変調成分である振幅信号 9 が入力される。

【 0 0 6 9 】

線形増幅部 3 は、典型的にはオペアンプなどの線形（差動）増幅器 3 1 から構成され、入力信号（振幅信号 9）と帰還信号 1 3 とが一致するように動作する（図 5（a））。

【 0 0 7 0 】

線形増幅器 3 1 の出力電流（図 5（b））は、電流検知抵抗器 4 2 で電圧信号に変換され、ヒステリシスコンパレータ 4 1 に入力される。ここで、例えば線形増幅器 3 1 から電流が流れ出るときにヒステリシスコンパレータ 4 1 の出力電圧が H i g h となり、線形増幅器 3 1 に電流が流れ込むときにヒステリシスコンパレータ 4 1 の出力電圧が L o w となるように極性を選択すれば、ヒステリシスコンパレータ 4 1 からは入力信号の強度に応じたパルス幅変調信号が出力される（図 5（c））。

【 0 0 7 1 】

ゲートドライバ 5 は、ヒステリシスコンパレータ 4 1 の出力信号にしたがって、例えば M O S F E T で構成されるスイッチング素子 2 1 をオンまたはオフさせる。

【 0 0 7 2 】

スイッチング素子 2 1 は、一方の端子に電源電圧 V_{cc1} が供給され、他方の端子に、アノードが接地されたダイオード 2 2 のカソードが接続され、さらにインダクタ 6 が接続されている。

【 0 0 7 3 】

スイッチング素子 2 1 は、ヒステリシスコンパレータ 4 1 から出力される制御信号が H i g h のときは導通し、電圧源 V_{cc1} からインダクタ 6 に向かって電流が流れる。このとき、スイッチング素子 2 1 のオン抵抗が無視できる程度に十分に小さければ、スイッチング素子 2 1 とダイオード 2 2 の接続ノードの電位は V_{cc1} まで上昇する。したがって、ダイオード 2 2 には逆方向電圧が印加されるために電流が流れない。

【 0 0 7 4 】

一方、スイッチング素子 2 1 は、ヒステリシスコンパレータ 4 1 から出力される制御信号が L o w になると非導通になり、電圧源 V_{cc1} からインダクタ 6 に向かって流れていた電流が遮断される。

【 0 0 7 5 】

インダクタ 6 では、電流を維持しようとすることで逆方向起電力が発生するため、スイッチング素子 2 1 とダイオード 2 2 の接続ノードの電位が下降する。スイッチング素子 2 1 とダイオード 2 2 の接続ノードの電位が負電位になり、ダイオード 2 2 の順方向電圧以下になると、ダイオード 2 2 を介して接地電位からインダクタ 6 に向かって電流が流れる。

【 0 0 7 6 】

この一連の動作において、スイッチング素子 2 1 とダイオード 2 2 の両端子には、理想的には電流が流れているときに電圧が印加されないため、線形増幅器 3 1 の出力信号は 1 0 0 % の効率でスイッチング増幅される。

【 0 0 7 7 】

スイッチング増幅された電流は、インダクタ 6 によって積分され、スイッチング周波数成分が除去される（図 5（d））。

【 0 0 7 8 】

10

20

30

40

50

さらに、スイッチング増幅部 2 の出力電圧に含まれるスイッチングノイズ成分は線形増幅器 3 1 によって電圧補正（平滑化）される（図 5（e））。

【0079】

上述したように、線形増幅器 3 1 には、スイッチング増幅部 2 の出力電圧が負帰還されているため、線形増幅器 3 1 はスイッチング増幅部 2 の出力電圧 V_{out} が入力信号波形（振幅信号 9）と一致するように動作する。そのため、線形増幅器 3 1 からはスイッチング増幅部 2 の出力電圧に含まれるスイッチングノイズを打ち消すための信号が出力される。線形増幅器 3 1 による電圧補正後の電圧 V_{out} は高周波増幅器 1 に供給される。

【0080】

高周波増幅器 1 は、スイッチング増幅部 2 の出力電圧を電源電圧に用いて、入力された変調信号 8 を線形に増幅する。このとき高周波増幅器 1 には振幅信号 9 の振幅に応じて最小限の電力（電源電圧）しか供給されないため、高周波増幅器 1 は常に効率が低い飽和電力付近で動作できる。

【0081】

本実施形態の電力増幅装置では、図 5（b）に示したように、効率が低い線形増幅器 3 1 には、スイッチングノイズ成分の電流だけが流れるため、線形増幅器 3 1 で消費する電力は少なく済み、電力増幅装置全体の効率を高くすることができる。

【0082】

また、本実施形態の電力増幅装置では、線形増幅器 3 1 にスイッチング増幅部 2 の出力電圧が負帰還されているため、高周波増幅器 1 に供給する電源電圧から電流検知抵抗器 4 2 による電位降下の影響を除去できる。

【0083】

図 6（a）は図 1 に示した第 1 背景技術の電力増幅装置のスイッチング増幅部 2 から出力される電圧波形例を示し、図 6（b）は図 4 に示した電力増幅装置のスイッチング増幅部 2 から出力される電圧波形例を示している。

【0084】

図 6（a）に示すように、第 1 背景技術では、出力電圧に微小なスイッチングノイズが重畳している。これは、第 1 背景技術の電力増幅装置では、線形増幅器 3 1 が、その出力信号を負帰還する構成であるため、電流検知抵抗 4 2 による電圧降下が発生し、振幅信号 9 と高周波増幅器 1 に供給する電源電圧波形とが完全に一致していないためである。

【0085】

このような微小なスイッチングノイズでも、高周波増幅器 1 から出力される高周波変調信号 1 2 に混入すると、正常に通信できなくなるおそれがある。

【0086】

一方、図 6（b）に示すように、本実施形態の電力増幅装置では、出力電圧からスイッチングノイズが除去されている。これは、線形増幅器 3 1 にスイッチング増幅部 2 の出力電圧を負帰還することで帰還ループ内に電流検知抵抗器 4 2 を含んでいるため、スイッチングノイズ成分も含めて出力電圧波形が補正されるためである。

【0087】

したがって、高周波増幅器 1 から出力される高周波変調信号 1 2 にスイッチングノイズが混入しないため、正常な通信が可能になる。

【0088】

これらの効果を言い換えるならば、図 1 に示した第 1 背景技術では、（1）式に示したように、変調電源の出力インピーダンス Z_o が $Z_o = R_{sense}$ と電流検知抵抗の影響が残るのに対し、図 4 に示す電力増幅装置では、変調電源の出力インピーダンス Z_o が $Z_o = 0$ となり、より理想的な電圧源として動作する。

【0089】

なお、図 4 に示す電力増幅装置は、高周波増幅器 1 に位相変調成分と振幅変調成分を含む変調信号 8 が入力される ET 方式で動作する構成例を示しているが、本実施形態は、変調信号 8 から振幅変調成分を除去した、振幅が一定の位相変調成分のみを高周波増幅器 1

10

20

30

40

50

に入力する E E R 方式にも適用できる。

【 0 0 9 0 】

また、スイッチング増幅部 2 の構成は、図 4 に示した構成に限定されるものではなく、ダイオード 2 2 に代えてスイッチング素子を備え、該スイッチング素子をスイッチング増幅部 2 の出力信号に同期してオン・オフさせてもよい。その場合、ダイオード 2 2 に代えて設けるスイッチング素子は、スイッチング素子 2 1 と逆相で動作させればよい。

【 0 0 9 1 】

また、図 4 に示す電力増幅装置では、線形増幅部 3 への帰還率 () が 1 であり、線形増幅部 3 の増幅率 (~ 1 /) も 1 である場合の構成例を示しているが、 < 1 として、線形増幅部 3 に利得を持たせてもよい。

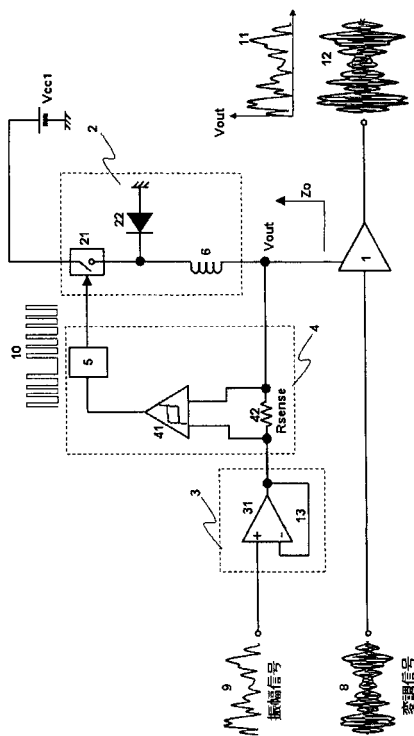
【 0 0 9 2 】

以上、実施形態を参照して本願発明を説明したが、本願発明は上記実施形態に限定されたものではない。本願発明の構成や詳細は本願発明のスコープ内で当業者が理解し得る様々な変更が可能である。

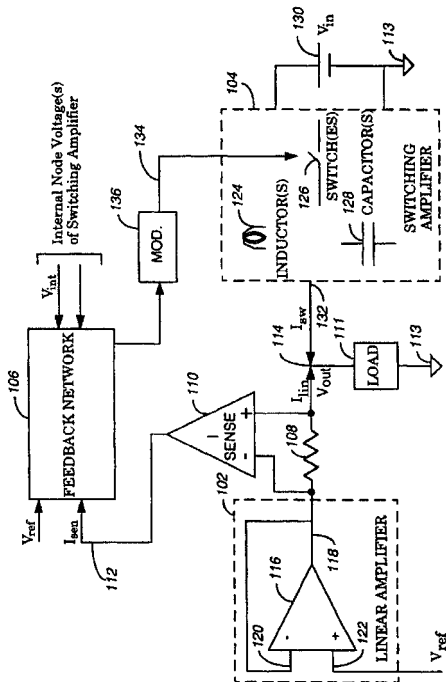
【 0 0 9 3 】

この出願は、2 0 0 8 年 1 2 月 2 5 日に出願された特願 2 0 0 8 - 3 3 0 7 1 0 号を基礎とする優先権を主張し、その開示の全てをここに取り込む。

【 図 1 】



【 図 2 】



フロントページの続き

(72)発明者 高橋 清彦
東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

審査官 緒方 寿彦

(56)参考文献 米国特許第06710646(US, B1)
特開2000-227364(JP, A)
特開平11-271265(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03F	1/02
H03F	1/06
H03F	1/32
H03F	3/24
H04B	1/04