

حسن زارعیان در سال ۱۳۵۲ در تهران متولد شد. درجه کارشناسی، کارشناسی ارشد و دکترا در رشته مهندسی مخابرات را از دانشگاه علم و صنعت ایران بترتیب در سالهای ۱۳۷۶، ۱۳۷۸ و ۱۳۸۸ دریافت نمود. وی از سال ۱۳۸۳ بعنوان عضو هیات علمی گروه مهندسی رسانه دانشکده صدا و سیما



مشغول به تدریس و تحقیق می باشد. زمینه های تخصصی مورد علاقه وی شامل مخابرات بی سیم و رادیویی، مخابرات چندرسانه ای و پردازش وفقی سیگنالهای دیجیتالی می باشد.

وحید طباطبای وکیلی در سال ۱۳۲۶ در تهران متولد شد. در سال ۱۳۴۹، درجه کارشناسی رشته مهندسی برق و الکترونیک از دانشگاه صنعتی شریف تهران را اخذ کرد و درجه کارشناسی ارشد و دکترای رشته مهندسی مخابرات را بترتیب در سالهای ۱۳۵۲ و ۱۳۵۶ از دانشگاه برادفورد

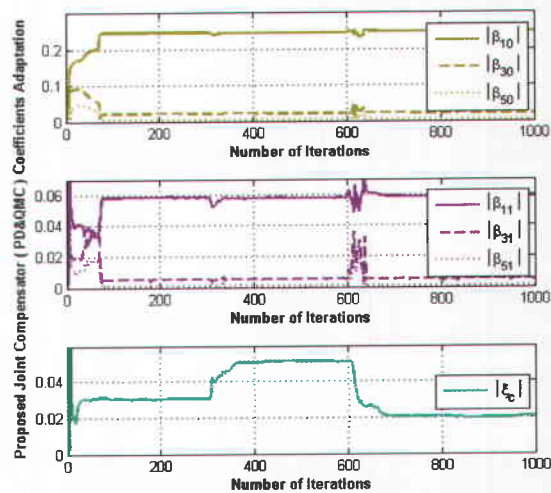


انگلستان دریافت نمود. وی هم اکنون عضو هیئت علمی و دانشیار دانشکده برق دانشگاه علم و صنعت ایران می باشد. موضوعات تحقیقاتی مورد علاقه ایشان، مخابرات سیار، آشکارسازی چندکاربره، پردازش فضا- زمان و کدینگ می باشد.



مراجع

- [1] P. B. Kenington, High-Linearity RF Amplifier Design, Artech House, 2000.
- [2] J. K. Cavers, "The effect of quadrature modulator and demodulator errors on adaptive digital predistorters for amplifier linearization," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 46, pp. 456-466, May 1997.
- [3] A. Tarighat and A. H. Sayed, "On the baseband compensation of IQ imbalances in OFDM systems," IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP 2004), vol. 4, pp. 1021-1024, May 2004.
- [4] A. Tarighat, R. Bagheri and A. H. Sayed, "Compensation schemes and performance analysis of IQ imbalances in OFDM receivers," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 53, no. 8, pp. 3257-3268, Aug. 2005.
- [5] M. Valkama, M. Renfors and V. Koivunen, "Advanced methods for IQ imbalance compensation in communication receivers," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 49, no. 10, pp. 2335-2344, Oct. 2001.
- [6] J. K. Cavers, "New methods for adaptation of quadrature modulators and demodulators in amplifier linearization circuits," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 46, pp. 707-716, Aug. 1997.
- [7] L. Ding, Z. Ma, D. R. Morgan, M. Zierdt and G. T. Zhou, "Compensation of frequency-dependent gain phase imbalance in predistortion linearization systems," IEEE Transactions on Circuits and Systems I, vol. 55, no. 1, pp. 390-397, Feb. 2008.
- [8] D. Hilborn, S. Stapleton and J. Cavers, "An adaptive direct conversion transmitter," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 43, no. 2, pp. 223-233, 1994.
- [9] Y. Kim, E. Jeong, T. Noh and Y. Lee, "Joint adaptive compensation for amplifier nonlinearity and quadrature modulation errors", IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2006) pp. 2290-2293, May 2006.
- [10] L. Ding, G. T. Zhou, D. R. Morgan, Z. Ma, J. S. Kenney, J. Kim and C. R. Giardina, "A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials," IEEE Transactions on Communications, vol. 52, pp. 159-165, Jan. 2004.
- [11] R. Raich and G. T. Zhou, "Orthogonal polynomials for complex Gaussian processes," IEEE Transactions Signal Processing, vol. 52, pp. 2788-2797, Oct. 2004.
- [12] R. Raich, H. Qian and G. T. Zhou, "Orthogonal polynomials for power amplifier modeling and predistorter design," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 53, pp. 1468-1479, Sep. 2004.
- [13] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, 4th edition, Prentice-Hall, 2001.
- [14] A. A. Abidi, "Direct-conversion radio transceivers for digital communications," IEEE journal of Solid-State Circuits, vol. 30, no. 12, pp. 1399-1410, Dec. 1995.
- [15] B. Razavi, RF Microelectronics, Prentice-Hall, 1998.
- [16] "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television", EN 300 744 V1.5.1, Nov. 2004.
- [17] A. M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers," IEEE Transactions on Communications, vol. 29, pp. 1715-1720, Nov. 1981.
- [18] C. Eun and E. J. Powers, "A new Volterra predistorter based on the indirect learning architecture," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 45, pp. 223-227, Jan. 1997.
- [19] S. D. Muruganathan and A. B. Sesay, "A QRD-RLS-based predistortion scheme for high-power amplifier linearization," IEEE Transactions on Circuits and Systems II, vol. 53, no. 10, pp. 1108-1112, Oct. 2006.
- [20] R. Marsalek, P. Jardin, and G. Baudoin, "From post-distortion to predistortion for power amplifiers linearization," IEEE Communications Letters, vol. 7, no. 7, pp. 308-310, Jul. 2003.



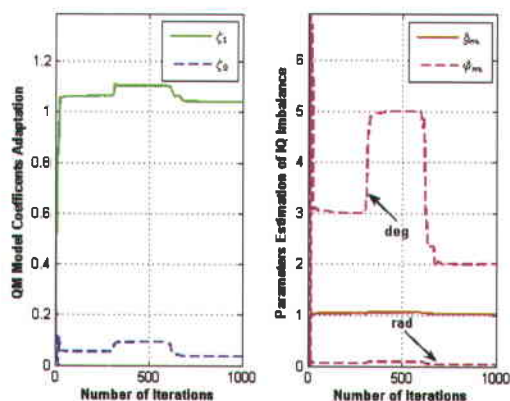
شکل ۲۰: همگرایی ضرایب جبران‌ساز توام در الگوریتم وقتی پیشنهادی در حضور عدم توازن IQ متغییر با زمان.

از نظر پیچیدگی روش پیشنهادی اول شامل دو حلقه وقتی سازی با دو الگوریتم مجزا از هم می‌باشد که در مجموع تعداد عناصر بردار ضرایب آنها برابر $2 + K'(Q+1)$ می‌باشد. در حالیکه روش پیشنهادی دوم دارای یک حلقه وقتی سازی و تنها یک الگوریتم می‌باشد که بردار ضرایب آن دارای $1 + K'(Q+1)$ پارامتر است. بنابراین از نظر حجم محاسبات و پیاده سازی الگوریتم، روش پیشنهادی دوم ساده تر می‌باشد. ولی در عین حال این روش تنها برای یک نوع خطی ساز PA (PD چندجمله‌ای) و یک نوع ساختار طراحی (ساختار طراحی غیر مستقیم) قابل استفاده است در حالیکه روش پیشنهادی اول محدود به PD چندجمله‌ای نمی‌باشد و بطور کلی مستقل از خطی ساز PA عمل می‌کند.

۵- جمع بندی و خلاصه نتایج

در این مقاله، ابتدا روشی جدید برای تخمین ترتیبی پارامترهای مدل عدم توازن IQ در QM و جبران‌سازی آن پیشنهاد گردید که در کنار مدار خطی ساز PA و همزمان با آن و از طریق یک الگوریتم وقتی مجزا از الگوریتم طراحی PD کار می‌کند. در این روش از سیگنالهای تعلیمی برای کالیبراسیون فرستنده استفاده نمی‌شود و از همان سیگنال ارسالی برای شناسایی پارامترهای مدل به صورت روی خط استفاده می‌شود. نتایج بررسی شبیه سازی کامپیوتری، بیانگر کارایی روش پیشنهادی در جبران‌سازی اعوجاج عدم توازن IQ و بهبود قابل ملاحظه عملکرد MOP PD در خطی سازی PA با حافظه می‌باشد. در روش پیشنهادی دوم، با اصلاح بهینه الگوریتم ارائه شده در مرجع [9]، روشی برای جبران‌سازی وقتی و همزمان اعوجاج غیرخطی PA و عدم توازن IQ در QM پیشنهاد شد که با یک ساختار ساده، پارامترهای جبران‌ساز توام از طریق تنها یک الگوریتم وقتی، به روز می‌شوند. در عین کارایی عملکرد خطی سازی تقریباً یکسان، روش پیشنهادی در مقایسه با روش قبلی از مزیت تعداد ضرایب کمتر، پیاده سازی ساده تر و بار محاسباتی کمتر برخوردار است.

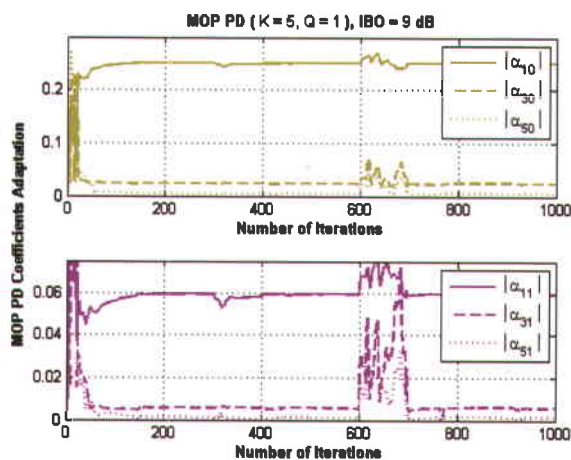




شکل ۱۸: همگرایی ضرایب مدل QM (شکل سمت چپ) و پارامترهای محاسبه شده عدم توازن IQ (شکل سمت راست).

برای بررسی اثر عدم توازن IQ وابسته به زمان بر وفقی سازی و عملکرد جبران سازی الگوریتم های پیشنهادی فرض می شود که در تکرار 300 ام الگوریتم، مقادیر عدم توازن فاز و بهره از $\varphi_m = 3^\circ$ و $g_m = 1.03$ به $\varphi_m = 5^\circ$ و $g_m = 1.05$ تغییر می کند و سپس بعد از 300 نمونه ورودی در تکرار 600 ام الگوریتم وفقی مقادیر فوق با یک تغییر ناگهانی به مقادیر $\varphi_m = 2^\circ$ و $g_m = 1.02$ کاهش می یابد.

نتایج این بررسی برای الگوریتم پیشنهادی اول در شکل های (۱۸) و (۱۹) و برای الگوریتم وفقی پیشنهادی دوم در شکل (۲۰) قابل مشاهده است. همانطوریکه ملاحظه می شود تغییرات ناگهانی در ضرایب مدل QM موجب واگرا شدن الگوریتم های پیشنهادی نمی شود و عملکرد جبران سازی آنها با عدم توازن فاز و بهره متغییر با زمان تحت تاثیر قرار نمی گیرد. بعلاوه می توان نتیجه گرفت که الگوریتم های پیشنهادی توانایی دنبال کردن سریع تغییرات زمانی عدم توازن IQ در QM را دارا هستند.



شکل ۱۹: همگرایی ضرایب MOP PDD در الگوریتم وفقی RLS در حضور عدم توازن IQ متغییر با زمان.

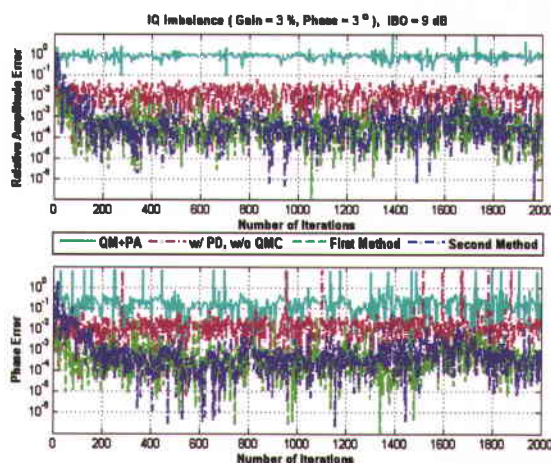
(QM+PA)، خطی سازی PA بدون جبران سازی عدم توازن IQ (w/ PD) روش جبران سازی توام قبلی (Previous Method)، روش جبران سازی پیشنهادی (Proposed Method) و حالت PD و QMC ایده آل یا همان محدود کننده نرم (Ideal PD+PA). به منظور بررسی و مقایسه درست نتایج، PSD های فوق به صورت نرمالیزه نمایش داده شده اند. با توجه به این شکل، هر دو روش پیشنهادی و روش مرجع [9]، عملکرد ACPR یکسانی دارند (-52 dB) دارند که در مقایسه با حالت های (QM+PA) و (w/ PD w/o QMC) بترتیب بهبودی باندازه 17 dB و 11 dB در عملکرد ACPR در اولین کانال مجاور بانجام می رسد و در عین حال با حالت ایده آل تنها 1 dB اختلاف دارند.

۴-۳- مقایسه عملکرد و پیچیدگی محاسباتی روشهای

پیشنهادی

با توجه به نتایج بخشهای قبل ملاحظه می شود که هر دو الگوریتم وفقی پیشنهادی، همگرایی خیلی سریعی از خود نشان می دهد و هر دو روش منجر به کاهش قابل ملاحظه اعوجاج داخل و خارج باند می شوند که بترتیب، براساس عملکرد های EVM و ACPR قابل اندازه گیری می باشند.

علاوه بر بررسی وفقی سازی بردار ضرایب در الگوریتم های پیشنهادی، تشریح سرعت همگرایی الگوریتم از طریق مشاهده عملکرد خطای لحظه ای مابین سیگنال خروجی PA و ورودی PD امکان پذیر می باشد [20]. برای مقایسه همگرایی روش های وفقی پیشنهادی، خطای دامنه نسبی لحظه ای و فاز مابین سیگنال خروجی PA و ورودی هر دو الگوریتم علاوه بر حالت بدون QMC و PA تنها، در شکل (۱۷) نشان داده شده است. همانطوریکه مشاهده می شود هر دو الگوریتم وفقی پیشنهادی، همگرایی خیلی سریعی از خود نشان می دهد و در مقایسه با حالت بدون PD و یا بدون جبران سازی عدم توازن IQ منجر به کاهش قابل ملاحظه خطای لحظه ای می گردند.



شکل ۱۷: خطای نسبی دامنه و خطای فاز مابین ورودی PD و خروجی PA برای مقایسه سرعت همگرایی روشهای پیشنهادی.

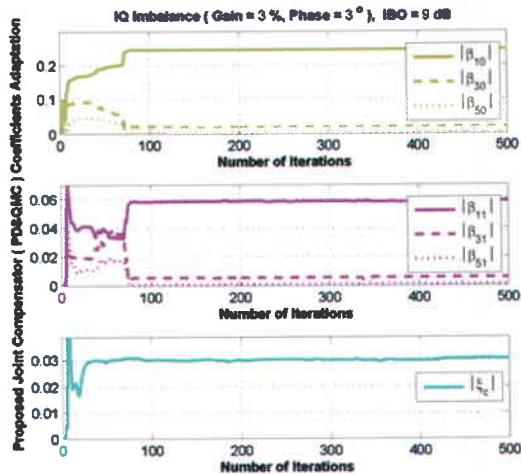


۲-۴- ارزیابی عملکرد جبران‌ساز پیشنهادی دوم

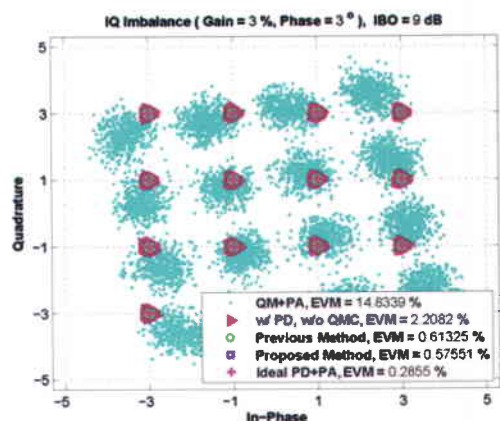
در این بخش عملکرد تکنیک جبران‌سازی پیشنهادی دوم از طریق شبیه سازی کامپیوتری مورد بررسی قرار می‌گیرد و با روش قبلی ارائه شده در [9] از نظر همگرایی ضرایب، عملکرد ACPR و EVM مقایسه می‌گردد.

شکل های (۱۳) و (۱۴)، بترتیب همگرایی دامنه ضرایب جبران‌ساز توام برای الگوریتم ارائه شده در [9] و الگوریتم وقتی پیشنهادی نشان می‌دهد. برای هر دو روش از MOP PD با یک چندجمله‌ای متعامد با حافظه از مرتبه فرد $K = 5$ ($K' = 0.5(K + 1) = 3$) و طول حافظه $Q = 1$ در نظر گرفته شده است. هر دو الگوریتم از نظر سرعت همگرایی با اختلاف بسیار کم، تقریباً یکسان عمل می‌کنند و پارامترهای جبران‌ساز توام، خیلی سریع و بعد از تقریباً ۱۰۰ بار تکرار الگوریتم به مقدار نهایی خود همگرا می‌شوند. در عین حال، برخلاف روش [9] که در هر مرحله تکرار الگوریتم، تعداد $2K'(Q + 1) = 12$ پارامتر تخمین زده می‌شود، روش پیشنهادی تنها به $K'(Q + 1) + 1 = 7$ پارامتر برای وقتی سازی نیاز دارد. از طرف دیگر با اجرای الگوریتم جبران‌سازی پیشنهادی، ضرایب MOP PD و تنها پارامتر QMC بدون نیاز به محاسبات اضافی بطور مجزا بدست می‌آید.

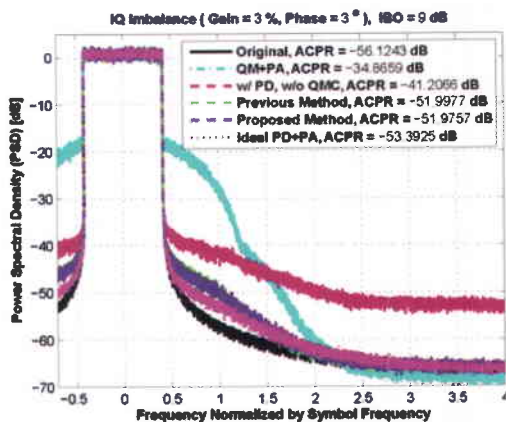
برای بررسی عملکرد EVM، منظومه سیگنال خروجی PA برای حالات مختلف در شکل (۱۵) ترسیم شده است. براساس مقادیر محاسبه شده EVM، که در شکل مشخص می‌باشد، می‌توان نتیجه گرفت که بکارگیری الگوریتم پیشنهادی همانند روش قبلی، منجر به بهبود قابل توجهی در کاهش اعوجاج داخل باند (بهم ریختگی کمتر منظومه و کاهش مقدار EVM متناظر) می‌شود، بطوریکه با حالت ایده‌آل محدود کننده نرم اختلافی ناچیز و در حدود 0.3% دارد. به عبارت دیگر، در حالیکه با توجه به مقدار EVM در سیستم جبران‌سازی نشده که در حدود 15% می‌باشد، عملکرد BER متناظر شدیداً توسط PA غیرخطی با حافظه و اعوجاج غیر خطی ناشی از QM غیر ایده‌آل، تحت تاثیر قرار گرفته است، سیستم جبران‌ساز توام پیشنهادی، با کاهش تقریباً 14 درصدی مقدار EVM، عملکرد BER سیستم را بطور قابل ملاحظه‌ای بهبود می‌بخشد.



شکل ۱۴: همگرایی ضرایب جبران‌ساز توام در الگوریتم وقتی پیشنهادی.

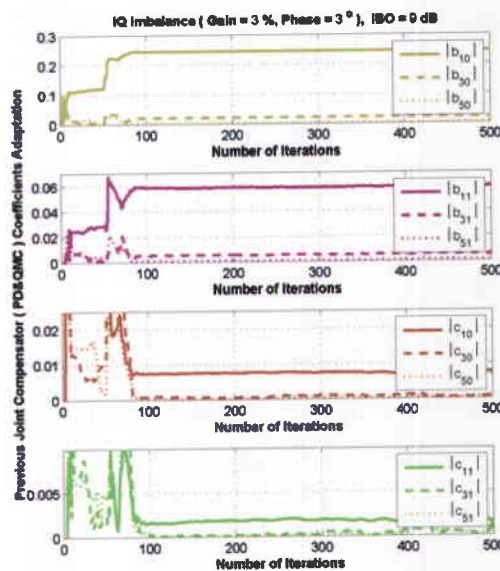


شکل ۱۵: منظومه سمبولهای دریافتی برای مقایسه روش پیشنهادی و روش مرجع [9].



شکل ۱۶: PSD سیگنالهای خروجی PA برای مقایسه روشهای جبران‌سازی توام و روش [9].

شکل (۱۶)، علاوه بر PSD سیگنال ورودی اصلی (Original)، PSD سیگنال خروجی PA و عملکرد ACPR متناظر آنها را برای چندین حالت را نشان می‌دهد که عبارتند از: سیستم جبران‌سازی نشده

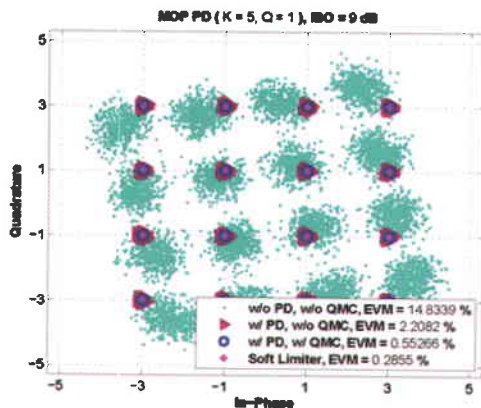


شکل ۱۷: همگرایی ضرایب جبران‌ساز توام در الگوریتم وقتی [9].



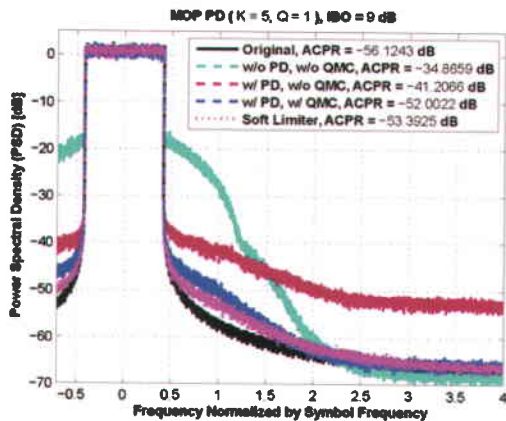
توازن IQ در QM و بهبود عملکردهای مختلف خطی ساز MOP PD از طریق شبیه سازی کامپیوتری مورد بررسی قرار می گیرد.

(۲) خطی سازی PA بدون جبران سازی عدم توازن IQ (w/o QMC)، (۳) بدون جبران سازی عدم توازن IQ و خطی سازی PA (w/o PD, w/o QMC) و (۴) حالت PD ایده آل بدون اعوجاج عدم توازن IQ (Soft Limiter) می باشد. ملاحظه می شود که خطی سازی PA توسط MOP PD بدون جبران سازی اثر QM غیر ایده آل بهبود عملکرد EVM محدودی (2.2%) در مقایسه با حالتی که QMC بکار می رود (0.55%) نشان می دهد.

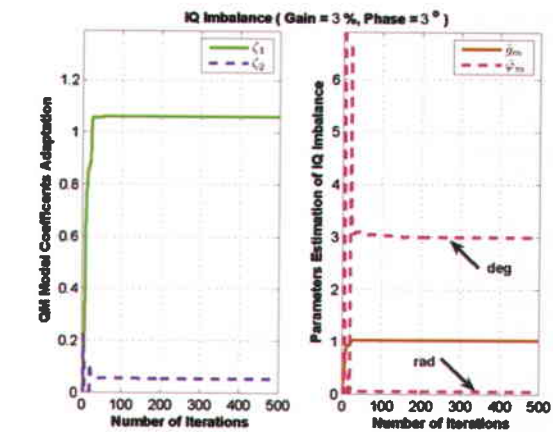


شکل ۱۱: منظومه سیگنال 16-QAM-OFDM به همراه مقدار EVM متناظر برای حالات مختلف.

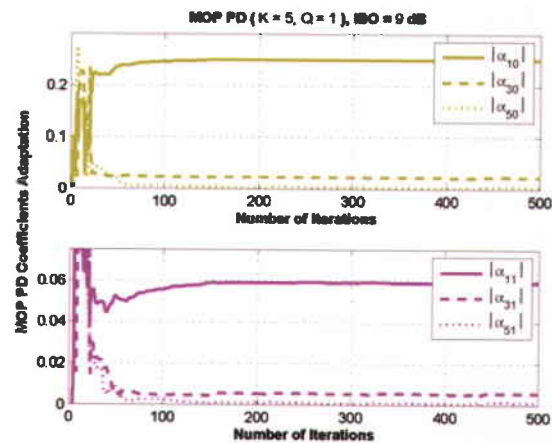
در شکل (۱۲)، بهبود عملکرد ACPR حاصل از بکار گیری جبران سازی عدم توازن IQ در کاهش اعوجاج خارج باند (ACI) تشریح شده است. برای مقایسه، PSD سیگنال ورودی (Original) و PSD سیگنال خروجی سیستم جبران سازی نشده (w/o PD, w/o QMC) و حالت PD و QMC ایده آل یا همان محدود کننده نرم (Soft Limiter) علاوه بر خطی سازی PA بدون جبران سازی عدم توازن IQ (w/ PD, w/o QMC)، نیز نشان داده شده است. با توجه به مقدار ACPR برای حالت های مختلف ملاحظه می شود که عملکرد ACPR برای MOP PD و با استفاده از QMC (-41.2 dB) در حدود 11 dB نسبت به حالتیکه عدم توازن IQ جبران نمی شود (-52 dB) بهبود می یابد. نتایج فوق نشان می دهد که با استفاده از الگوریتم وفقی پیشنهادی، عدم توازن IQ در QM بطور موثر در طی عملیات عادی فرستنده و همزمان با بکارگیری خطی سازی PA، جبران سازی می شود.



شکل ۱۲: چگالی طیفی توان سیگنال خروجی PA، منظومه سیگنال 16-QAM-OFDM به همراه مقدار EVM متناظر برای حالات مختلف.



شکل ۹: همگرایی ضرایب مدل QM (شکل سمت چپ) و پارامترهای محاسبه شده عدم توازن IQ (شکل سمت راست).



شکل ۱۰: همگرایی ضرایب MOP PDD در الگوریتم وفقی RLS.

شکل (۹)، همگرایی ضرایب مدل QM (شکل سمت چپ) و پارامترهای محاسبه شده مدل عدم توازن IQ متناظر (شکل سمت راست) را در طی فرآیند وفقی سازی الگوریتم پیشنهادی نشان می دهد. ملاحظه می شود که پارامترهای عدم توازن IQ در QM که براساس ضرایب مدل QM تخمین زده می شوند، خیلی سریع به مقدار نهایی خود؛ یعنی $\hat{\varphi}_m = 3^\circ$ و $\hat{g}_m = 1.03$ همگرا می شوند. از طرف دیگر، همگرایی ضرایب چند جمله ای متعامد با حافظه در طی عملیات وفقی سازی توسط الگوریتم ارائه شده در بخش ۲، در شکل (۱۰) تشریح شده است. در اینجا نیز مشاهده می شود که ضرایب MOP PD شناسایی و جبران سازی کامل عدم توازن IQ توسط QMC، بسرعت به مقدار نهایی خود همگرا می شوند. به منظور بررسی عملکرد EVM برای خطی سازی PA با حافظه، منظومه سیگنال 16-QAM-OFDM ارسالی بعد از همگرایی پارامترهای QMC و ضرایب MOP PD برای حالت های مختلف به همراه مقادیر EVM متناظر در شکل (۱۱) نشان داده شده است. این حالتها، شامل (۱) بعد از جبران سازی همزمان عدم توازن IQ و خطی سازی PA (w/ PD, w/)



استفاده می‌شود [16]. برای PA با حافظه، مدل وینر در نظر گرفته می‌شود که در بخش غیرخطی آن، مدل غیرخطی بدون حافظه صالح برای تقویت کننده TWTA با مشخصه ای مشابه [17] انتخاب شده است و برای بخش خطی مدل وینر که اثرات حافظه PA را در بر می‌گیرد، مشابه [18] یک فیلتر FIR سه مولفه ای با ضرایب حقیقی $[0.7692, 0.1538, 0.0769]$ در نظر گرفته می‌شود.

توان متوسط ورودی 9 dB زیر توان اشباع PA تنظیم شده است، عبارت دیگر، با توجه به اینکه توان اشباع برابر 0 dBc می‌باشد، توان پسرقت ورودی معادل با IBO=9 dB است که برای PA مذکور معادل با توان پسرقت خروجی OBO=4.7 dB می‌باشد. همچنین، از فرا نمونه برداری مرتبه 8 استفاده شده است. برای MOP PD یک چندجمله‌ای متعامد با حافظه از مرتبه $K = 5$ و طول حافظه $Q = 1$ در نظر گرفته می‌شود. ضریب فراموشی نیز برای تمام الگوریتم های وفقی RLS، برابر $\lambda = 0.95$ می‌باشد. مقادیر عدم توازن فاز و بهره در QM نیز بترتیب $\varphi_m = 3^0$ و $g_m = 1.03$ در نظر گرفته شده است.

خصوصیات همگرایی از طریق بررسی رفتار ضرایب مورد شناسایی توسط الگوریتم های RLS، ارزیابی می‌شود. عملکردهای EVM و ACPR بترتیب بعنوان معیاری برای موثر بودن خطی ساز PA در کاهش اعوجاج داخل باند (عملکرد BER) و خارج باند (عملکرد ACI) از طریق شبیه سازی مورد ارزیابی قرار می‌گیرند. مقدار EVM که میزان بهم ریختگی منظومه سیگنال در خروجی PA را نشان می‌دهد از رابطه زیر محاسبه می‌شود [19]:

$$EVM = \sqrt{\frac{\min_{r_0, r_1} \sum_k \left| d_x[k] - \left(\frac{d_y[k] - r_1}{r_0} \right) \right|^2}{\sum_k |d_x[k]|^2}} \quad (23)$$

در رابطه فوق، $d_x[k]$ سمبولهای منبع اصلی را نمایش می‌دهد و $d_y[k]$ سمبولهای ارسالی واقعی می‌باشد. پارامترهای r_0 و r_1 به منظور جبران سازی چرخش و افست منظومه بهینه سازی می‌شوند. معیار EVM به دلیل ارتباط مستقیم با نرخ خطای بیت (BER) از اهمیت اساسی برخوردار است.

کاهش بازآفرینی طیفی بانجام رسیده توسط خطی ساز PA، از طریق معیار ACPR قابل ارزیابی می‌باشد که از طریق PSD سیگنال خروجی PA و به صورت نسبت توان در کانال اصلی و توان در کانال مجاور محاسبه می‌شود [19]:

$$ACPR = 10 \log_{10} \left(\frac{\int_{f_{min}}^{f_{max}} S(f) df}{\int_{f_{min}}^{f_{max}} S(f) df} \right) \quad (24)$$

که در آن $S(f)$ ، PSD سیگنال خروجی می‌باشد و f فرکانس را مشخص می‌کند.

۴-۱- ارزیابی عملکرد جبران ساز پیشنهادی اول

در این بخش، کارائی الگوریتم وفقی پیشنهادی برای جبران سازی عدم

می‌توان نتیجه گرفتن که عملاً تاثیر چندانی در پیچیدگی محاسباتی حاصل نمی‌شود. به منظور کاهش پیچیدگی و حجم محاسبات، با تعریف $\gamma = [\beta^T, \xi_c^T]^T$ و $\Psi[n] = [\psi^T[n], \bar{u}^*[n]]^T$ می‌توان رابطه (۴۷) را بفرم ماتریسی زیر نوشت:

$$z[n] = \gamma^T [n] \Psi[n] \quad (49)$$

که در آن $\bar{u}^*[n]$ مطابق با رابطه (۴۵) ولی براساس ضرایب β_{kq} که در تکرار قبلی تخمین زده شده، بدست می‌آید. بنابراین برخلاف روش [9]، دارای مقدار معلومی می‌باشد:

$$\bar{u}^*[n] = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q \beta_{kq} [n-1] \psi_{kq} [n] \quad (50)$$

$$= \beta^T [n-1] \Psi[n]$$

برای الگوریتم RLS پیشنهادی تابع هزینه ای مشابه (۳۸) تعریف می‌شود و اجرای الگوریتم وفقی، مطابق روند زیر می‌باشد:

۱) مقداردهی اولیه الگوریتم با قرار دادن

$$P[0] = \delta^{-1} I, \gamma[0] = [0.1, 0, \dots, 0]^T \quad (51)$$

که در آن δ یک عدد مثبت کوچک می‌باشد.

۲) برای هر لحظه زمانی $n = 1, 2, \dots$ توابع زیر ارزیابی شود:

$$K[n] = \frac{P[n-1] \Psi^*[n]}{\lambda + \Psi^T [n] P[n-1] \Psi^* [n]} \quad (52)$$

$$e[n] = z[n] - \hat{z}[n] \quad (53)$$

$$= z[n] - \gamma^T [n-1] \Psi[n]$$

$$\gamma[n] = \gamma[n-1] + K[n] e[n] \quad (54)$$

$$P[n] = \frac{1}{\lambda} P[n-1] - \frac{1}{\lambda} K[n] \Psi^T [n] P[n-1] \quad (55)$$

همانطوریکه مشاهده می‌شود، با اصلاح روش پیشنهادی [9]، دو ویژگی مهم قابل حصول است. اولاً تعداد پارامترهایی که توسط الگوریتم استخراج می‌شود از $2K'(Q+1)$ پارامتر در بردار d به $K'(Q+1)+1$ پارامتر در بردار γ کاهش می‌یابد و ثانیاً بدون نیاز به محاسبات اضافی و یا پیچیده تر شدن پیاده سازی جبران ساز در [9]، مستقیماً پارامترهای QMC و ضرایب PD چندجمله‌ای بدست می‌آید. در بخش بعدی کارائی روشهای پیشنهادی از طریق شبیه سازی کامپیوتری مورد ارزیابی قرار می‌گیرد.

۴-۲ نتایج شبیه سازی کامپیوتری برای بررسی عملکرد جبران سازهای پیشنهادی

به منظور شبیه سازی، از سیگنال ورودی OFDM با پارامترهای منطبق با استاندارد DVB-T در مود 2K، یعنی 1705 زیرحامل فعال که هریک سمبولهای مدولاسیون 16-QAM را در خود جای داده است،



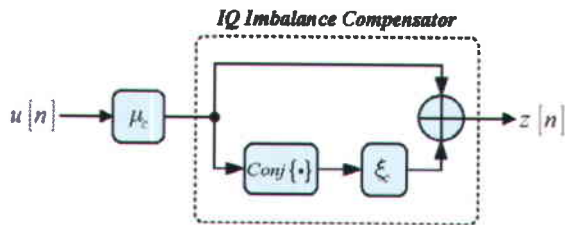
پیچیدگی پیاده سازی آن زیاد می‌باشد. در ادامه، روش پیشنهادی دوم این مقاله که با اصلاح بهینه روش مذکور به کاهش پیچیدگی الگوریتم و پیاده سازی آن می‌انجامد، تشریح می‌شود.

برای این منظور، با فاکتورگیری از μ_c رابطه

$$z[n] = \mu_c u[n] + \lambda_c^* u^*[n]$$
را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$z[n] = \mu_c (u[n] + \xi_c u^*[n]) \quad (44)$$

که در آن $\xi_c = (\lambda_c / \mu_c)^*$ می‌باشد. شکل (۸) مدل دیگر جبران‌ساز عدم توازن IQ را براساس (۴۴) نشان می‌دهد.



شکل ۸: مدل سازی معادل برای جبران‌ساز QMC.

برای الگوریتم وقتی پیشنهادی، همانطوریکه در ابتدا بیان شد از توابع چندجمله‌ای متعامد بجای چندجمله‌ای متعارف استفاده می‌گردد. براین اساس، برای PD چندجمله‌ای متعامد با حافظه رابطه زیر را می‌توان نوشت:

$$u[n] = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q \alpha_{kq} \psi_{kq}[n] \quad (45)$$

Odd

با در نظر گرفتن رابطه فوق در رابطه (۴۴)، رابطه (۴۶) بدست می‌آید:

$$z[n] = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q \beta_{kq} \psi_{kq}[n] + \xi_c \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q \beta_{kq}^* \psi_{kq}^*[n] \quad (46)$$

Odd

که در آن $\beta_{kq} = \mu_c \alpha_{kq}$ می‌باشد. هدف از الگوریتم وقتی پیشنهادی، تخمین ضرایب PD چندجمله‌ای متعامد با حافظه β_{kq} و تنها پارامتر QMC یعنی ξ_c می‌باشد. اگر مطابق روش ارائه شده در [9] عمل شود، برای رابطه برداری زیر نوشته می‌شود:

$$z[n] = \beta^T \psi[n] + \xi_c \beta^H \psi^*[n] \quad (47)$$

که در آن بردار β و ماتریس $\psi[n]$ عبارتند از:

$$\beta = [\beta_{10}, \dots, \beta_{K0}, \dots, \beta_{1Q}, \dots, \beta_{KQ}]^T$$

$$\psi[n] = [\psi_{10}[n], \dots, \psi_{K0}[n], \dots, \psi_{1Q}[n], \dots, \psi_{KQ}[n]]^T \quad (48)$$

با مقایسه دو رابطه (۴۷) و (۴۶) و در نظر گرفتن

$$z[n] = \underbrace{\mu_c \mathbf{a}^T}_{\mathbf{b}^T} \boldsymbol{\varphi}[n] + \underbrace{\lambda_c^* \mathbf{a}^H}_{\mathbf{c}^T} \boldsymbol{\varphi}^*[n] = \mathbf{d}^T \boldsymbol{\Phi}[n] \quad (49)$$

که در آن $\mathbf{c}^T = \lambda_c^* \mathbf{a}^H$ و $\mathbf{b}^T = \mu_c \mathbf{a}^T$ می‌باشند و ماتریس $\boldsymbol{\Phi}[n]$ و بردار \mathbf{d} به صورت (۴۷) تعریف می‌شوند:

$$\boldsymbol{\Phi}[n] = [\boldsymbol{\varphi}^T[n], \boldsymbol{\varphi}^H[n]]^T, \quad \mathbf{d} = [\mathbf{b}^T, \mathbf{c}^T]^T \quad (49)$$

براین اساس، معیار حداقل مربعات زیر برای حداقل سازی خطای مابین $z[n]$ و $\hat{z}[n]$ تعریف می‌شود:

$$J[n] = \sum_{l=1}^n \lambda^{n-l} |e[l]|^2 = \sum_{l=1}^n \lambda^{n-l} |z[l] - \hat{z}[l]|^2 \quad (48)$$

که در آن λ ضریب فراموشی می‌باشد. الگوریتم RLS برای شناسایی وقتی پارامترهای جبران‌ساز توام، به صورت زیر خلاصه می‌شود:

(۱) مقداردهی اولیه الگوریتم با قرار دادن

$$\mathbf{P}[0] = \delta^{-1} \mathbf{I}, \boldsymbol{\gamma}[0] = [0.1, 0, \dots, 0]^T \quad (49)$$

که در آن δ یک عدد مثبت کوچک می‌باشد.

(۲) برای هر لحظه زمانی $n = 1, 2, \dots$ توابع زیر ارزیابی شود:

$$e[n] = z[n] - \hat{z}[n] = z[n] - \mathbf{d}^T[n-1] \boldsymbol{\Phi}[n] \quad (40)$$

$$\mathbf{K}[n] = \frac{\mathbf{P}[n-1] \boldsymbol{\Phi}^*[n]}{\lambda + \boldsymbol{\Phi}^T[n] \mathbf{P}[n-1] \boldsymbol{\Phi}^*[n]} \quad (41)$$

$$\mathbf{P}[n] = \frac{1}{\lambda} \mathbf{P}[n-1] - \frac{1}{\lambda} \mathbf{K}[n] \boldsymbol{\Phi}^T[n] \mathbf{P}[n-1] \quad (42)$$

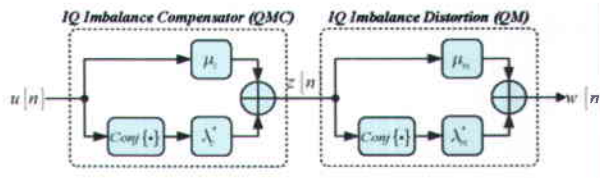
$$\mathbf{d}[n] = \mathbf{d}[n-1] + \mathbf{K}[n] e[n] \quad (43)$$

در جائیکه δ یک مقدار مثبت کوچک و $\mathbf{K}[n]$ بردار بهره می‌باشد. در ادامه اساس الگوریتم پیشنهادی که اصلاح بهینه روش [9] با هدف کاهش پیچیدگی محاسباتی و ساده تر شدن پیاده سازی جبران‌ساز است، تشریح می‌شود.

۳-۲-۲- الگوریتم وقتی پیشنهادی برای جبران‌سازی توام

در الگوریتم ارائه شده در مرجع [9]، برای پیاده سازی PD در مسیر فیدبک یا پیشرو دو روش امکانپذیر است: (۱) استخراج پارامترهای عدم توازن IQ و ضرایب چندجمله‌ای براساس روابط $\mathbf{b} = \mu_c \mathbf{a}$ ، $\mathbf{c} = \lambda_c^* \mathbf{a}^*$ و $\mu_c + \lambda_c^* = 1$ و سپس پیاده سازی جبران‌ساز مطابق با دیگرام بلوکی ترسیم شده در شکل (۶)، (۲) استفاده از دو دسته چندجمله‌ای با ضرایب \mathbf{b} و \mathbf{c} به صورتیکه خروجی آن $z[n] = \mathbf{b}^T \boldsymbol{\varphi}[n] + \mathbf{c}^T \boldsymbol{\varphi}^*[n]$ باشد. درعین حال، تعداد پارامترهایی که در الگوریتم مذکور تخمین زده می‌شوند، $2K'(Q+1)$ می‌باشد که در هر صورت حجم محاسبات و





شکل ۷: معادل باندپایه اعوجاج عدم توازن IQ در QM به همراه جبران ساز آن (QMC).

بلوک QMC نیز در جبران ساز توام، طوری طراحی می شود که جبران سازی کامل عدم توازن فاز و بهره در QM بانجام برسد. با در نظر گرفتن عدم توازن فاز φ_m و بهره g_m ، سیگنال باندپایه $w[n]$ در خروجی QM براساس سیگنال ورودی $z[n]$ به صورت زیر نوشته می شود [5]:

$$w[n] = \mu_m z[n] + \lambda_m^* z^*[n] \quad (30)$$

که در آن،

$$\mu_m = \frac{1}{2}(1 + g_m e^{+j\varphi_m}) \quad (31)$$

$$\lambda_m = \frac{1}{2}(1 - g_m e^{-j\varphi_m}) \quad (32)$$

با توجه به ساختار QMC در شکل (۷)، سیگنال خروجی QMC به صورت $z[n] = \mu_c u[n] + \lambda_c^* u^*[n]$ تعریف می شود. بر این اساس، ارتباط خروجی QM با ورودی QMC به صورت (۳۳) قابل بیان است:

$$w[n] = (\mu_m \mu_c + \lambda_m^* \lambda_c) u[n] + (\mu_m \lambda_c^* + \lambda_m^* \mu_c^*) u^*[n] \quad (33)$$

شرط جبران سازی کامل اعوجاج عدم توازن IQ در QM توسط معادل با $w[n] = u[n]$ می باشد. با توجه به رابطه (۳۳) معادله زیر می بایست برای ارضا شرط مذکور برقرار باشد:

$$\begin{cases} \mu_m \mu_c + \lambda_m^* \lambda_c = 1 \\ \mu_m \lambda_c^* + \lambda_m^* \mu_c^* = 0 \end{cases} \quad (34)$$

از معادلات فوق، پارامترهای مدل QMC به صورت زیر بدست می آید:

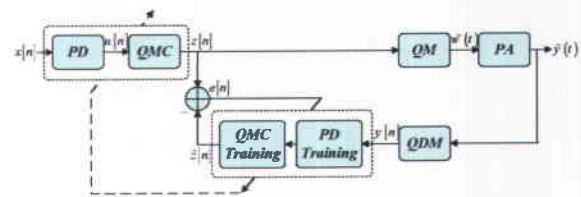
$$\begin{aligned} \lambda_c &= \frac{-\lambda_m}{|\mu_m|^2 - |\lambda_m|^2} \\ \mu_c &= \frac{\mu_m^*}{|\mu_m|^2 - |\lambda_m|^2} \end{aligned} \quad (35)$$

با توجه به (۳۵) و از آنجائیکه $\mu_m + \lambda_m^* = 1$ می باشد می توان نتیجه گرفت $\mu_c + \lambda_c^* = 1$.

هدف، یافتن یک الگوریتم وقتی برای تخمین همزمان و توام ضرایب چندجمله ای و پارامترهای جبران ساز QMC می باشد. برای این منظور، بکارگیری رابطه (۳۰) در رابطه ورودی-خروجی QMC، منجر به رابطه برداری زیر می شود:

می تواند دارای مشخصه غیر ایده آل باشد. هدف این بخش، ارائه روشی برای ترکیب بهینه دو الگوریتم وقتی در QMC و PD می باشد. الگوریتم وقتی پیشنهادی براساس ساختار ارائه شده در [9] و با اصلاح الگوریتم جبران سازی آن، پیچیدگی محاسباتی الگوریتم مذکور را کاهش می دهد و ساختار پیاده سازی جبران ساز توام را بطور چشمگیری ساده تر می سازد.

شکل (۶)، دیاگرام بلوکی معادل باندپایه سیستم جبران ساز توام عدم توازن IQ در QM و اعوجاج غیرخطی PA که در [9] ارائه شده است را نشان می دهد. در این ساختار مبتنی بر طراحی غیر مستقیم، پارامترهای سیستم جبران ساز توام که شامل بلوکهای QMC و PD می باشد توسط الگوریتم وقتی RLS، شناسایی و به روز می شود. کلیه سیگنالهای مشخص شده در شکل سیگنالهای باندپایه گسسته با مقادیر مختلط هستند. خروجیهای QM و PA که بترتیب با $w[n]$ و $y[n]$ مشخص شده اند، پوش مختلط باندپایه سیگنال میانگذر متناظر هستند. همچنین، در این شکل فرض می شود که اعوجاج عدم توازن IQ هنگام تبدیل مستقیم به فرکانس بالا توسط QM ایجاد می شود، ولی دمدولاتور تریبی (QDM) مورد استفاده برای تبدیل به فرکانس پایین، ایده آل در نظر گرفته می شود.



شکل ۸: دیاگرام بلوکی سیستم پیش اعوجاج باندپایه به همراه جبران ساز عدم توازن IQ در QM با ساختار طراحی غیر مستقیم.

در ادامه ابتدا الگوریتم جبران سازی وقتی ارائه شده در [9] تشریح می شود و سپس در بخش بعدی چگونگی اصلاح الگوریتم مذکور به منظور کاهش پیچیدگی محاسباتی و سادگی پیاده سازی بعنوان الگوریتم وقتی پیشنهادی مطرح می گردد.

۳-۲-۱- الگوریتم وقتی مرجع [9] برای جبران سازی توام

با در نظر گرفتن PD چندجمله ای با حافظه برای خطی ساز PA، خروجی $u[n]$ در شکل (۶) به صورت زیر می باشد [9]:

$$u[n] = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q a_{kq} \phi_{kq}(x[n]) = \mathbf{a}^T \boldsymbol{\phi}[n] \quad (28)$$

در جائیکه $x[n]$ سیگنال ورودی PD می باشد و در حالت جبران سازی ایده آل با خروجی QDM ایده آل در مسیر فیدبک یعنی $y[n]$ برابر است. $\mathbf{a} = [a_{10}, \dots, a_{K0}, \dots, a_{1Q}, \dots, a_{KQ}]^T$ بردار ضرایب $K'(Q+1)$ بعدی و

$$\boldsymbol{\phi}[n] = [\phi_{10}[n], \dots, \phi_{K0}[n], \dots, \phi_{1Q}[n], \dots, \phi_{KQ}[n]]^T \quad (29)$$

می باشد.



در رابطه فوق $\zeta = [\zeta_1, \zeta_2]^T$ بردار ضرایب مدل QM می باشد و $\chi[n] = [z_Q^2[n], -2z_I[n]z_Q[n]]^T$ بردار نمونه های قابل اندازه گیری در ورودی QM می باشد. ارتباط مولفه های بردار ضرایب با پارامترهای مدل QM به صورت رابطه زیر می باشد:

$$\begin{aligned} \zeta_1 &= g_m^2 \\ \zeta_2 &= g_m \sin(\varphi_m) \end{aligned} \quad (22)$$

با تعریف $\bar{s}[l] = \hat{s}[l] - z_I^2[l]$ و $\bar{s}[l] = s[l] - z_I^2[l]$ معیار (۱۸) به صورت زیر اصلاح می شود:

$$J[n] = \sum_{l=1}^n \lambda^{n-l} |\bar{s}[l] - \hat{s}[l]|^2 \quad (23)$$

براین اساس، بردار ضرایب مدل QM در تکرار n ام الگوریتم وقتی RLS، از طریق رابطه (۲۴) محاسبه می شود:

$$\zeta[n] = \zeta[n-1] + \mathbf{K}[n]e_{qm}[n] \quad (24)$$

که در آن $e_{qm}[n]$ خطای مابین خروجی ED ایده آل و مدل QM به صورت زیر تعریف می شود:

$$\begin{aligned} e_{qm}[n] &= \bar{s}[n] - \hat{s}[l] \\ &= s[n] - z_I^2[n] - \zeta^T[n-1]\chi[n] \end{aligned} \quad (25)$$

و بردار بهره متغییر با زمان $\mathbf{K}[n]$ دارای رابطه (۲۶) می باشد:

$$\mathbf{K}[n] = \frac{\mathbf{P}[n-1]\chi^*[n]}{\lambda + \chi^T[n]\mathbf{P}[n-1]\chi^*[n]} \quad (26)$$

در جاییکه ماتریس $\mathbf{P}[n]$ به طور متوالی از رابطه زیر، به روز می شود:

$$\mathbf{P}[n] = \frac{1}{\lambda} \mathbf{P}[n-1] - \frac{1}{\lambda} \mathbf{K}[n]\chi^T[n]\mathbf{P}[n-1] \quad (27)$$

با توجه به رابطه (۲۲)، براساس بردار ضرایب مدل QM که در تکرار n ام محاسبه می شود، تخمینی از پارامترهای عدم توازن IQ در QM شامل عدم توازن بهره \hat{g}_m و عدم توازن فاز $\hat{\varphi}_m$ بدست می آید که در تکرار $n+1$ ام، جایگزین پارامترهای QMC مرحله قبل می شود:

$$\begin{aligned} \hat{g}_m[n+1] &= \sqrt{\zeta_1[n]} \\ \hat{\varphi}_m[n+1] &= \arcsin\left(\frac{\zeta_2[n]}{\sqrt{\zeta_1[n]}}\right) \end{aligned} \quad (28)$$

۳-۲- روش دوم: جبران سازی توام عدم توازن IQ در QM و اعوجاج غیر خطی PA

در روشی که در بخش قبلی پیشنهاد گردید، الگوریتم وقتی جبران سازی عدم توازن IQ در QM از طریق یک حلقه مجزا و در عین حال همزمان با حلقه فیدبک خطی ساز اعوجاج غیر خطی PA اجرا می شد. در این روش، مدلسازی QM براساس نمونه پوش سیگنال خروجی QM و ورودی باند پایه آن انجام می شد که برای مورد اول، نیاز به یک آشکار ساز پوش داشت که ایده آل در نظر گرفته شد ولی در عمل

$$\mathbf{w} = \mathbf{m}\mathbf{c}\mathbf{u} \quad (16)$$

در حالت جبران سازی ایده آل که در آن ورودی QMC با خروجی QM برابر است، می بایست:

$$\begin{aligned} \mathbf{c} &= \mathbf{m}^{-1} \\ &= \frac{1}{g_m \cos(\varphi_m)} \begin{bmatrix} g_m \cos(\varphi_m) & g_m \sin(\varphi_m) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (17)$$

بنابراین، جبران سازی کامل در صورتی بانجام می رسد که پارامترهای پیش اعوجاج با پارامترهای عدم توازن IQ واقعی برابر باشد ($\hat{\varphi}_m = \varphi_m$ و $\hat{g}_m = g_m$)، از آنجائیکه در عمل، φ_m و g_m مجهول است، می بایست آنها به نوعی شناسایی و تخمین زد. هدف از الگوریتم وقتی پیشنهادی، شناسایی و تخمین پارامترهای عدم توازن IQ در QM می باشد تا با استفاده از آن پارامترهای جبران ساز QMC را بدست آورد. هر مرحله تکرار الگوریتم براساس یک نمونه ورودی باند پایه QM (خروجی QMC) $z[n]$ و اندازه گیری خروجی ED ایده آل متناظر انجام می شود. با محاسبه پارامترهای مدل باند پایه QM، مقادیر محاسبه شده در تکرار بعد الگوریتم بعنوان پارامترهای جدید مدل QMC بکار می روند. این فرآیند خیلی سریع به همگرایی پارامترها به مقدار نهایی خود و شناسایی کامل آنها منجر می شود. همزمان با الگوریتم پیشنهادی فوق، الگوریتم شناسایی پارامترهای MOP PD بطور مجزا از آن اجرا می شود. با همگرا شدن پارامترهای مدل QM و جبران کامل عدم توازن IQ در QM، الگوریتم وقتی پارامترهای MOP PD به عملیات عادی خود برای خطی سازی PA می پردازد.

برای الگوریتم وقتی RLS پیشنهادی، معیار حداقل مربع بر روی خطای $e_{qm}[n] = s[n] - \hat{s}[n]$ به صورت زیر نوشته می شود:

$$\begin{aligned} J[n] &= \sum_{l=1}^n \lambda^{n-l} |e_{qm}[l]|^2 \\ &= \sum_{l=1}^n \lambda^{n-l} |s[l] - \hat{s}[l]|^2 \end{aligned} \quad (18)$$

که در آن λ ضریب فراموشی الگوریتم RLS می باشد. با توجه به مدل باند پایه انتخابی برای QM (فرم خطی رابطه ۱۳) می توان نوشت:

$$\begin{aligned} \hat{w}(t) &= [z_I(t) - g_m \sin(\varphi_m)z_Q(t)] \\ &+ jg_m \cos(\varphi_m)z_Q(t) \end{aligned} \quad (19)$$

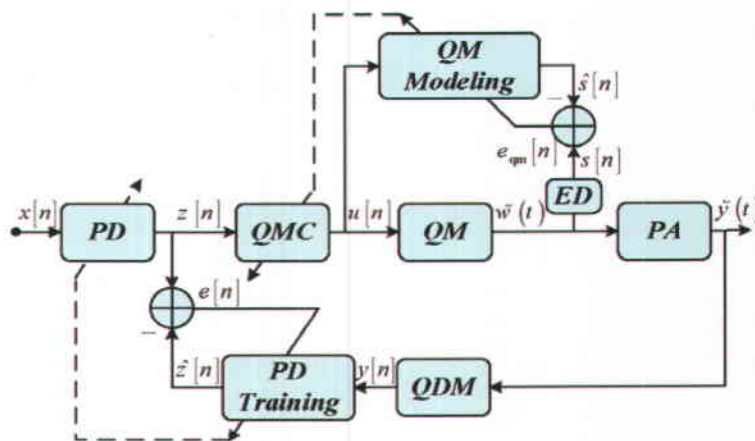
براساس رابطه (۱۲) می توان خروجی آشکار ساز پوش را به صورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned} \hat{s}[n] &= [z_I[n] - g_m \sin(\varphi_m)z_Q[n]]^2 \\ &+ [g_m \cos(\varphi_m)z_Q[n]]^2 \end{aligned} \quad (20)$$

که با کمی دستکاری در رابطه فوق، رابطه (۲۱) بدست می آید:

$$\begin{aligned} \hat{s}[n] - z_I^2[n] &= \underbrace{g_m^2}_{\zeta_1} z_Q^2[n] \\ &- 2 \underbrace{g_m \sin(\varphi_m)}_{\zeta_2} z_I[n]z_Q[n] \\ &= \zeta^T \chi[n] \end{aligned} \quad (21)$$





شکل ۳: دیاگرام بلوکی سیستم پیش اعوجاج باندپایه به‌مراه جبران‌ساز عدم توازن IQ.

۳-۱-۱-۳ الگوریتم وقتی RLS برای مدلسازی QM و جبران‌ساز QMC

مدل باندپایه برای مدولاتور تربیعی دارای عدم توازن IQ دارای فرم ماتریسی زیر می‌باشد [5]:

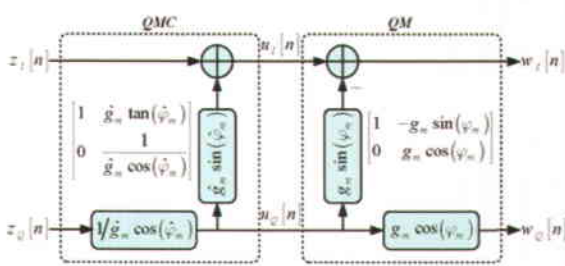
$$w = mz \quad (13)$$

در جاییکه بردارهای دو مولفه ای $w = [w_I(t), w_Q(t)]^T$ و $z = [z_I(t), z_Q(t)]^T$ اجزاء حقیقی و موهومی پوشهای مختلط متناظر می باشند و ماتریس m که پارامترهای اعوجاج عدم توازن IQ در QM را شامل می‌شود، به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$m = \begin{bmatrix} 1 & -g_m \sin(\varphi_m) \\ 0 & g_m \cos(\varphi_m) \end{bmatrix} \quad (14)$$

در رابطه فوق، g_m و φ_m بترتیب عدم توازن فاز و بهره مابین شاخه های هم فاز (I) و تربیعی (Q) در QM می باشند. پیاده سازی مدار جبران‌ساز عدم توازن IQ در QM (QMC)، همانطوریکه در شکل (۵) نشان داده شده است به صورت پیش اعوجاج دیجیتال می‌باشد و برای مشخصه انتقال QMC، می‌توان عبارت ماتریسی زیر را نوشت:

$$z = cu \quad (15)$$



شکل ۵: مدل باندپایه عدم توازن IQ در QM به‌مراه روش پیش اعوجاج برای QMC.

که در آن ماتریس c ، شامل پارامترهای جبران‌ساز می‌باشد. توالی QM و QMC دارای مشخصه انتقال کلی زیر خواهد بود:

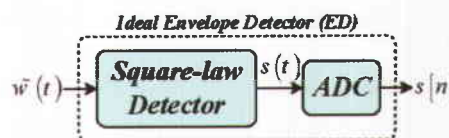
برای سادگی و شفافیت بیشتر، در مسیر پیشخور مبدل دیجیتال به آنالوگ (DAC) و فیلتر بازسازی که قبل از QM قرار می‌گیرند و در مسیر فیدبک مبدل آنالوگ به دیجیتال (ADC) و فیلتر پائین گذر که بعد از QDM هستند، در این شکل نشان داده نشده است. بلوک جبران‌ساز IQ (QMC) در باندپایه و بعد از PD (قبل از ADC) قرار می‌گیرد. سیگنال واقعی که به PA وارد می‌شود سیگنال میانگذر $\tilde{w}(t)$ با پوش مختلط $w(t)$ می‌باشد که توسط QM ایجاد شده است و قبل از آن از مدار جبران‌ساز آن (QMC) عبور کرده است. سیگنال باندپایه خروجی QMC که همان ورودی QM است، $z[n]$ می‌باشد. سیگنال میانگذر خروجی PA، $\tilde{y}(t)$ در مسیر فیدبک وارد QDM می‌شود. با فرض ایده‌آل بودن QDM، سیگنال باندپایه گسسته زمان خروجی $y[n]$ وارد بلوک طراحی PD می‌شود.

در مسیر پیشخور، سیگنال آنالوگ خروجی QM به یک آشکار ساز پوش (ED) ایده‌آل وارد می‌شود. همانطوریکه در شکل (۴) نشان داده شده است، ED ایده‌آل را می‌توان به صورت یک آشکار ساز قانون مربع ایده‌آل با خروجی $s(t)$ که پس از آن یک مبدل ADC قرار دارد، مدل کرد. خروجی ED، تنها کمیت قابل مشاهده و اندازه گیری است. با فرض سیگنال میانگذر $\tilde{w}(t) = \Re\{w(t)e^{-j\omega_c t}\}$ در ورودی ED، اگر مشخصه ED ایده‌آل دارای مشخصه قانون مربع باشد، خروجی آن برابر است با:

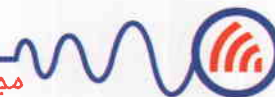
$$s(t) = |w(t)|^2 \quad (11)$$

با فرض ایده‌آل بودن مبدل ADC، سیگنال خروجی ED ایده‌آل به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$s[n] = |w[n]|^2 \quad (12)$$



شکل ۴: ساختار داخلی آشکار ساز پوش (ED).



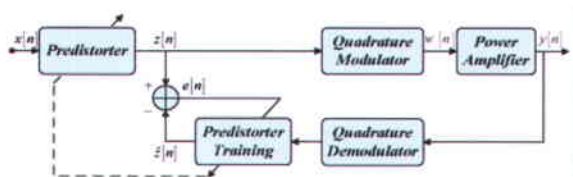
به عنوان مقادیر جدید ضرایب چندجمله‌ای متعامد با حافظه در PD برای نمونه $n+1$ بکار می‌رود. برای شروع عملیات وفقی سازی، شرایط اولیه برای ماتریس $\mathbf{P}[n]$ و بردار ضرایب به صورت (۱۰) تعریف می‌شود [13]:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}[0] &= \delta^{-1} \mathbf{I} \\ \mathbf{a}[0] &= [0.1, 0, \dots, 0]^T \end{aligned} \quad (10)$$

در جاییکه δ مقدار مثبت کوچک (0.001) و \mathbf{I} ماتریس واحد می‌باشد.

۳- روشهای پیشنهادی برای جبرانسازی همزمان و توام اعوجاج غیرخطی PA با حافظه و عدم توازن IQ در QM

شکل (۲)، ساختار کلی فرستنده تبدیل مستقیم به بالا که دارای سیستم پیش اعوجاج است را نشان می‌دهد. در این ساختار از QM در مسیر پیشخور و از QDM در مسیر فیدبک استفاده می‌شود. در فرستنده‌های تبدیل مستقیم به بالا که اطلاعات باندپایه IQ توسط QM، مستقیماً به سیگنال RF مدوله می‌شوند، بدلیل این که در عمل حاملهای تریبیعی در مدولاتور آنالوگ، دقیقاً دارای دامنه یکسان و اختلاف فاز ۹۰ درجه نیستند، اعوجاج عدم توازن فاز و بهره (IQ) ایجاد می‌شود که در عملکرد خطی ساز PA تاثیر نامطلوبی ایجاد می‌کند [14]. بنابراین، جبرانسازی این مساله به منظور بهبود عملکرد خطی ساز ضروری به نظر می‌رسد که در این بخش، روشهای پیشنهادی برای جبرانسازی عدم توازن IQ بطور همزمان و توام با اعوجاج غیرخطی PA مطرح می‌گردد.



شکل ۲: ساختار کامل فرستنده تبدیل مستقیم به بالا با مدار پیش اعوجاج ساز.

۳-۱- روش اول: جبرانسازی عدم توازن IQ بر اساس پوش خروجی QM

در ابتدا، روشی نوین برای جبرانسازی عدم توازن IQ در QM ارائه می‌شود که مبتنی بر ساختار پیش اعوجاج دیجیتال می‌باشد. در این روش، با استفاده از پوش سیگنال خروجی QM و ورودی باندپایه آن و از طریق الگوریتم وفقی RLS، پارامترهای مدل باندپایه عدم توازن IQ شناسایی و تخمین زده می‌شوند و بر اساس آن، مدار جبرانساز QMC را پیاده سازی کرد.

سیستم پیش اعوجاج مبتنی بر ساختار طراحی غیر مستقیم بهمراه تکنیک پیشنهادی برای جبرانسازی عدم توازن IQ، در شکل (۳) نشان داده شده است.

متعارف $\phi_{kq}[n] \triangleq |y[n-q]|^{k-1} y[n-q]$ به صورت رابطه (۲) می‌باشد [11]:

$$\psi_{2m+1,q}[n] = \sum_{k=0}^m \frac{(-1)^{m-k}}{\sigma_x^{2k+1}} \frac{\sqrt{m+1}}{(k+1)!} \binom{m}{k} \phi_{2k+1,q}[n] \quad (2)$$

با جایگذاری توابع پایه چندجمله‌ای متعارف با توابع پایه چندجمله‌ای متعامد، مشکلات عددی مرتبط با تخمین ضرایب PD کاهش می‌یابد [12]. از آنجائیکه مدل رابطه (۱) نسبت به ضرایب خطی می‌باشد، ضرایب α_{kq} را می‌توان مستقیماً با روش حداقل مربعات (LS) و خارج از خط (تخمین دسته ای) بدست آورد [10]. در این مقاله، به جای روش تخمین دسته ای فوق از روش تخمین ترتیبی حداقل مربعات بازگشتی (RLS) برای تنظیم و شناسایی پارامترهای MOP PD استفاده می‌گردد. بدین منظور، تخمین پارامترهای PD در هر لحظه زمانی n ، با حداقل سازی معیار $J[n]$ روی خطای $e[n]$ انجام می‌پذیرد:

$$J[n] = \sum_{l=1}^n \lambda^{n-l} |e[l]|^2 = \sum_{l=1}^n \lambda^{n-l} |z[l] - \hat{z}[l]|^2 \quad (3)$$

در رابطه فوق، ضریب فراموشی $\lambda \leq 1$ ، با کاهش اثر نمونه‌های قدیمی سیگنال، سیستم را برای تغییرات PA قابل تنظیم می‌سازد. فرم برداری رابطه (۱) را به صورت زیر می‌توان نوشت:

$$z[n] = \mathbf{a}^T \boldsymbol{\psi}[n] \quad (4)$$

که در آن،

$$\mathbf{a} = [\alpha_{10}, \dots, \alpha_{K0}, \dots, \alpha_{1Q}, \dots, \alpha_{KQ}]^T \quad (5)$$

$$\boldsymbol{\psi}[n] = [\psi_{10}[n], \dots, \psi_{K0}[n], \dots, \psi_{1Q}[n], \dots, \psi_{KQ}[n]]^T$$

با استفاده از الگوریتم وفقی RLS در تئوری فیلترهای وفقی [13]، ضرایب چندجمله‌ای بلوک طراحی در لحظه n ، از مقادیر لحظه $n-1$ به شکل زیر قابل محاسبه می‌باشند:

$$\mathbf{a}[n] = \mathbf{a}[n-1] + \mathbf{K}[n]e[n] \quad (6)$$

که در آن خطای مابین خروجی PD و بلوک طراحی به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\begin{aligned} e[n] &= z[n] - \hat{z}[n] \\ &= z[n] - \mathbf{a}^T[n-1] \boldsymbol{\psi}[n] \end{aligned} \quad (7)$$

بردار بهره متغییر با زمان $\mathbf{K}[n]$ دارای رابطه (۸) می‌باشد:

$$\mathbf{K}[n] = \frac{\mathbf{P}[n-1] \boldsymbol{\psi}^*[n]}{\lambda + \boldsymbol{\psi}^T[n] \mathbf{P}[n-1] \boldsymbol{\psi}[n]} \quad (8)$$

در جاییکه ماتریس $\mathbf{P}[n]$ به طور متوالی از رابطه زیر، به روز می‌شود:

$$\mathbf{P}[n] = \frac{1}{\lambda} \mathbf{P}[n-1] - \frac{1}{\lambda} \mathbf{K}[n] \boldsymbol{\psi}^T[n] \mathbf{P}[n-1] \quad (9)$$

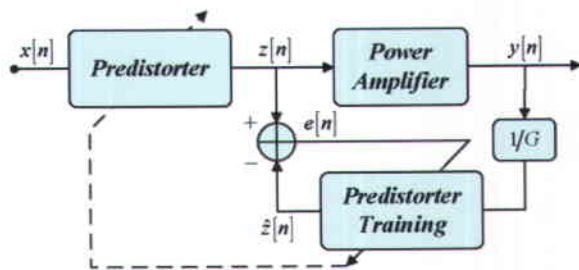
ضرایب بهینه بلوک طراحی PD که در لحظه n محاسبه می‌شود،



و عدم توازن IQ در QM بطور همزمان و با یک ساختار ساده انجام می‌شود که پارامترهای آنها از طریق تنها یک الگوریتم وقتی بهینه شده، به روز می‌شوند. روش پیشنهادی در مقایسه با روش قبلی از تعداد ضرایب کمتر، پیاده سازی ساده تر و بار محاسباتی کمتر برخوردار است. سازماندهی این مقاله به صورت زیر است: در ادامه PD چندجمله‌ای متعامد با حافظه (MOP PD) با ساختار طراحی غیر مستقیم در بخش ۲ معرفی می‌شود. بخش ۳ به تشریح دو روش پیشنهادی برای جبران سازی وقتی و همزمان اعوجاج غیرخطی PA و عدم توازن IQ در QM اختصاص دارد. بررسی نتایج شبیه سازی به منظور ارزیابی و مقایسه عملکرد روشهای پیشنهادی در بخش ۴ ارائه می‌گردد و در انتها جمع بندی و نتیجه گیری این مقاله ارائه خواهد شد.

۲- پیش اعوجاج ساز MOP با ساختار طراحی غیر مستقیم

دیگرام بلوکی معادل باندپایه روش پیش اعوجاج با ساختار طراحی غیر مستقیم در شکل (۱) نشان داده شده است. سیگنالهای $x[n]$ و $y[n]$ به ترتیب ورودی و خروجی PA می‌باشند و سیگنال $z[n]$ بیانگر خروجی PD و ورودی PA می‌باشد. در مسیر فیدبک، بهره خطی PA می‌باشد که برای سادگی برابر یک فرض می‌شود.



شکل ۱: ساختار طراحی غیر مستقیم برای روش پیش اعوجاج.

بلوک طراحی، که مشابه PD، معکوس مدل PA می‌باشد، دارای ورودی $y[n]/G$ و خروجی $\hat{z}[n]$ می‌باشد. PD واقعی، کمی دقیقی از بلوک طراحی می‌باشد. در صورتی که $y[n] = Gx[n]$ باشد، خطای $e[n] = z[n] - \hat{z}[n]$ برابر صفر است. عبارت دیگر در حالت ایده‌آل که خروجی سیستم کلی $y[n]$ برابر مضربی از ورودی $x[n]$ است، خروجی بلوک طراحی $\hat{z}[n]$ با خروجی PD $z[n]$ یکسان است. هدف، تخمین پارامترهای PD است به نحوی که خطای $e[n]$ حداقل شود. برای توصیف بلوک طراحی روش پیش اعوجاج مبتنی بر چندجمله‌ای متعامد با حافظه، رابطه زیر استفاده می‌شود [10]:

$$z[n] = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q \alpha_{kq} \psi_{kq}[n] \quad (1)$$

Odd

که در آن، ضرایب α_{kq} PD می‌باشند. برای یک فرایند گوسی مشابه سیگنال OFDM توابع پایه چندجمله‌ای متعامد با حافظه $\psi_{kq}[n]$ برحسب توابع پایه چندجمله‌ای

مرحله جبران سازی بعد از آن و در بخش دیجیتال به شکل های مختلف از قبیل فیلترینگ وقتی [4],[3] و یا تخمین پارامترها به صورت کور [5]، انجام می‌شود. اما این مساله برای فرستنده، به علت این که بخش دیجیتال قبل آنالوگ قرار دارد، جبران سازی آن بسیار پیچیده تر خواهد بود و به صورت پیش اعوجاج دیجیتال انجام می‌پذیرد. با توجه به اینکه در اکثر موارد پارامترهای عدم توازن IQ با عمر قطعات و شرایط محیطی مانند درجه حرارت تغییر می‌کند، لذا برای مبارزه با اثرات مخرب این پدیده باید فرستنده به صورت تناوبی تنظیم و کالیبره شود و یا از روشهای وقتی برای این منظور استفاده کرد. مراجع محدودی در زمینه جبران سازی وقتی عدم توازن IQ در QM فرستنده و در حضور خطی ساز PA (بطور خاص روش پیش اعوجاج) وجود دارد [9]-[6]. بدون جبران سازی عدم توازن IQ، عملکرد خطی سازی PD به طور چشمگیری کاهش می‌یابد. روشهای ارائه شده برای جبران سازی این مساله در فرستنده، عموماً با استفاده از دنباله های تعلیمی [6] و یا به صورت خارج خط [7] انجام می‌پذیرد. در [7]، یک روش جبران سازی دو مرحله ای پیشنهاد شده است که در آنجا پارامترهای QMC ابتدا با کنار گذاشتن PA تنظیم می‌شوند و سپس پارامترهای PD بدست می‌آید. عیب اصلی استفاده از روشهای کالیبراسیون خارج خط، ایجاد وقفه در ارسال منظم سیگنال اطلاعات به منظور تخمین پارامترهای مدل عدم توازن IQ با استفاده از دنباله های تعلیمی می‌باشد. این روش همچنین برای غلبه بر عدم توازن IQ در QM که با زمان تغییر می‌کند ناکارآمد می‌باشد. روش ارائه شده در [8]، بطور توأم اعوجاج غیرخطی PA و عدم توازن IQ در QM جبران می‌کند، اما از سرعت کم وقتی سازی رنج می‌برد.

هدف از این مقاله، ارائه روشهایی به منظور جبران سازی همزمان اثرات عدم توازن IQ و اعوجاج غیرخطی PA می‌باشد. روشهای وقتی پیشنهادی به صورت روی خط و همزمان، عدم توازن IQ در QM و اعوجاج غیرخطی PA را جبران می‌سازد. در روش اول شناسایی و تخمین پارامترهای مدل عدم توازن IQ به صورت کور و بدون اطلاع از مشخصات سیگنال و مدل در نظر گرفته شده برای QM، با استفاده از روشهای وقتی و براساس خروجی QM انجام می‌پذیرد. مدار جبران ساز نیز به صورت پیش اعوجاج دیجیتال قبل از QM قرار دارد و برای هر نمونه سیگنال، پارامترهای آن به روز می‌شود. هنگام همگرا شدن پارامترها، جبران ساز QMC به طور کامل اثر عدم توازن IQ در QM را خنثی می‌کند. برتری این روش عدم نیاز به ایجاد وقفه در عملکرد سیستم ارسال فرستنده به منظور تخمین پارامترهای مدل عدم توازن IQ در QM و بلوک PD (کالیبراسیون) می‌باشد که به دلیل تغییر مشخصه PA، به طور وقتی و متناوب می‌بایست انجام پذیرد. در این روش از سیگنالهای تعلیمی برای کالیبراسیون فرستنده استفاده نمی‌شود و از همان سیگنال ارسالی برای شناسایی پارامترهای مدل به صورت روی خط استفاده می‌شود. از آنجائیکه در این روش از یک الگوریتم وقتی مجزا از ساختار طراحی PD برای شناسایی پارامترهای مدل QM استفاده می‌شود و با توجه به اینکه خطی ساز PA نیز به صورت PD وقتی می‌باشد، یافتن الگوریتمی برای ترکیب بهینه این دو روش به منظور کاهش پیچیدگی محاسباتی دو مدار جبران ساز از اهداف دیگر این مقاله می‌باشد.

در مرجع [9] روشی برای جبران سازی توأم مبتنی بر ساختار طراحی غیر مستقیم پیشنهاد شده است که تنها به یک حلقه فیدبک نیاز دارد و با این وجود مشخصات وقتی سازی سریعی از خود بروز می‌دهد. در روش پیشنهادی دوم، با اصلاح روش مذکور، جبران سازی اعوجاج غیرخطی PA



روشهای جبرانسازی وقتی و همزمان اعوجاج غیر خطی تقویت کننده قدرت با حافظه و عدم توازن فاز و بهره مدولاتور تربیعی

وحید طباطبائیکلی

حسن زارعیان

دانشگاه علم و صنعت ایران، دانشکده مهندسی برق
yakily@iust.ac.ir

دانشکده صدا و سیما، گروه مهندسی رسانه
zareian@iribu.ir

تاریخ دریافت: ۱۳۸۷/۱۱/۱۹ - تاریخ پذیرش: ۱۳۸۸/۵/۲۰

چکیده-عدم توازن فاز و بهره (IQ) در مدولاتور تربیعی آنالوگ (QM) فرستنده، اثر مخربی بر عملکرد روشهای خطی سازی تقویت کننده قدرت (PA) و بطور خاص، روش پیش اعوجاج دارد. این مقاله، تکنیک هایی پیشنهاد می کند که بطور وقتی و همزمان، اعوجاج غیرخطی PA و عدم توازن IQ در QM را جبران می سازد. در روش پیشنهادی اول یک مدار جبران ساز عدم توازن IQ در مدولاتور تربیعی (QMC) ارائه می شود که مجزا از مدار خطی ساز PA می باشد و در عین حال همزمان با آن عمل می کند. در این روش، پارامترهای QMC و ضرایب پیش اعوجاج ساز (PD)، بطور وقتی و همزمان با استفاده از دو الگوریتم وقتی مجزا به روز رسانی می شوند. در روش پیشنهادی دوم، با اصلاح بهینه یکی از الگوریتم های موجود، روشی برای جبرانسازی توام اثرات غیرخطی PA و مسئله عدم توازن IQ در QM پیشنهاد می گردد که با یک ساختار ساده، پارامترهای جبران ساز توام از طریق تنها یک الگوریتم وقتی بهینه شده، به روز می شوند. ارزیابی روشهای وقتی پیشنهادی از طریق شبیه سازی کامپیوتری، بیانگر کارایی آنها در جبرانسازی اثر عدم توازن IQ و در نتیجه بهبود عملکرد خطی سازی PA می باشد.

کلید واژه:- قویت کننده غیرخطی با حافظه، پیش اعوجاج ساز، عدم توازن فاز و بهره، مدولاتور تربیعی، جبران ساز وقتی.

۱- مقدمه

IQ در QM می باشد. این مساله، عملکرد روش پیش اعوجاج در خطی سازی PA را به ویژه در برخی از معماریهای ارسال سیگنال از قبیل ساختار تبدیل مستقیم به بالا به شدت تحت تاثیر قرار می دهد و موجب افت عملکرد آنها می شود [2].

جبرانسازی عدم توازن IQ در QDM گیرنده در مراجع متعددی مورد توجه قرار گرفته است [5]-[3]؛ ولی در مقایسه با آن، برای QM فرستنده کار کمتری انجام پذیرفته است. عدم توازن IQ در QDM و یا QM به علت ایده آل نبودن اجزا آنالوگ ایجاد می شود. در مورد اول،

سیستم های مخابراتی بی سیم که از سیگنالی با تغییرات پوش زیاد استفاده می کنند در برابر اعوجاج غیرخطی تقویت کننده قدرت (PA) به شدت آسیب پذیرند. بنابراین، خطی سازی تقویت کننده قدرت (PA) یک مساله حیاتی می باشد. متداولترین تکنیک خطی سازی، روش پیش اعوجاج دیجیتال باند پایه است که بسیار مقرون بصره است [1]. مشکل اساسی در هنگام طراحی و استفاده از روش پیش اعوجاج دیجیتال باند پایه برای خطی سازی PA غیرخطی، آسیب پذیری آن به عدم توازن

